



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO
FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y REDES
INDUSTRIALES

**“DESARROLLO DE DOS SISTEMAS DE AMPLIFICACIÓN
BASADOS EN FUENTES CONMUTADAS Y AMPLIFICADORES
CLASE D UTILIZANDO UN ENLACE INALÁMBRICO PARA LA
TRANSMISIÓN DE AUDIO”**

TRABAJO DE TITULACIÓN
TIPO: DISPOSITIVO TECNOLÓGICO
Para optar al Grado Académico de:
INGENIERO EN ELECTRÓNICA CONTROL Y REDES
INDUSTRIALES

AUTOR: JONATHAN ANDRÉS SANTAMARÍA SULCA

TUTOR: ING. JORGE LUIS PAUCAR SAMANIEGO

Riobamba – Ecuador

2019

©2019, Jonathan Andrés Santamaría Sulca

Se autoriza la reproducción total o parcial, con fines académicos, por cualquier medio o procedimiento, incluyendo la cita bibliográfica del documento, siempre y cuando se reconozca el Derecho de Autor.

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO
FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y REDES
INDUSTRIALES

El Tribunal del Trabajo de Titulación certifica que: El trabajo de Titulación: “DESARROLLO DE DOS SISTEMAS DE AMPLIFICACIÓN BASADOS EN FUENTES CONMUTADAS Y AMPLIFICADORES CLASE D UTILIZANDO UN ENLACE INALÁMBRICO PARA LA TRANSMISIÓN DE AUDIO”, de responsabilidad del Señor Jonathan Andrés Santamaría Sulca, ha sido minuciosamente revisado por los Miembros del Tribunal de Trabajo de Titulación, quedando autorizada su presentación.

NOMBRE	FIRMA	FECHA
Dr. Washington Luna E. DECANO DE LA FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA	_____	_____
Ing. Freddy Chávez V. DIRECTOR DE LA ESCUELA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA CONTROL Y REDES INDUSTRIALES	_____	_____
Ing. Jorge Paucar S. DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN	_____	_____
Ing. Jorge Hernández A. MIEMBRO DEL TRIBUNAL	_____	_____

“Yo **JONATHAN ANDRÉS SANTAMARÍA SULCA**, soy responsable de las ideas, doctrinas y resultados expuestos en este Trabajo de Titulación y el patrimonio intelectual de la misma pertenecen a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO”

Jonathan Andrés Santamaría Sulca

DEDICATORIA

Quiero dedicar este trabajo de titulación a dos personas muy importantes en mi vida. En primer lugar, le dedico a mi madre, que con el esfuerzo de tantos años me ha permitido continuar con mis estudios, su tenacidad y constancia se ha traducido en el apoyo incondicional que necesité para culminar mi carrera. De igual forma un reconocimiento especial a mi esposa que estuvo a mi lado durante todo el proceso siendo mi inspiración y apoyo contante.

Jonathan Santamaría

AGRADECIMIENTO

A Dios en primer lugar por permitirme seguir viviendo y darme la fortaleza necesaria para luchar y cumplir mis metas.

A mi madre por haberse esforzado sola para que nada me falte en mi carrera profesional.

A la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo por permitirme complementar mi formación no solamente académica, sino también personal.

A la Facultad de Informática Electrónica por su organización y su compromiso por seguir haciendo las cosas buscando la excelencia y lo mejor para sus estudiantes.

A mi director de tesis, Ing. Jorge Luis Paucar, porque sin su guía y paciencia, no hubiese culminado este último paso de mi carrera.

JONATHAN

TABLA DE CONTENIDO

ÍNDICE DE TABLAS.....	viii
INDICE DE FIGURAS.....	ix
ÍNDICE DE GRÁFICOS.....	xi
ÍNDICE DE ECUACIONES	xii
ÍNDICE DE ANEXOS	xiii
ÍNDICE DE ABREVIATURAS.....	xiv
RESUMEN.....	xvi
ABSTRACT	xvii
INTRODUCCIÓN	1
CAPITULO I	
1. MARCO TEÓRICO REFERENCIAL	6
1.1 El sonido.....	6
1.2 Transmisión del sonido	7
<i>1.2.1 Transmisión inalámbrica de sonido</i>	<i>7</i>
<i>1.2.1.1 Bluetooth</i>	<i>8</i>
<i>1.2.1.2 PurePath Wireless.....</i>	<i>10</i>
1.3 Fuentes de alimentación	11
<i>1.3.1 Fuentes de alimentación conmutadas</i>	<i>13</i>
<i>1.3.1.1 Conmutadores electrónicos.....</i>	<i>14</i>
<i>1.3.1.2 Mosfet.....</i>	<i>14</i>
<i>1.3.1.3 Driver de conmutación TL494</i>	<i>16</i>
1.4 Regulador conmutado con aislamiento galvánico	18
1.5 Amplificadores de audio	20
<i>1.5.1 Amplificadores de audio clase D</i>	<i>21</i>
1.6 Preamplificador.....	23
<i>1.6.1 Amplificador diferencial</i>	<i>25</i>
<i>1.6.2 Sumador inversor</i>	<i>25</i>
CAPITULO II	
2. MARCO METODOLÓGICO.....	27

2.1	Introducción	27
2.2	Fuente de alimentación conmutada.....	28
2.2.1	<i>Rectificación.....</i>	29
2.2.2	<i>Filtro EMI</i>	32
2.2.3	<i>Configuración Half Bridge.....</i>	35
2.2.4	<i>Controlador TL494.....</i>	37
2.2.4.1	<i>Oscilador.....</i>	38
2.2.4.2	<i>Tiempo muerto y arranque suave.....</i>	40
2.2.5	<i>Transformador de pulsos</i>	41
2.2.6	<i>Conmutadores Mosfet.....</i>	42
2.3	Amplificador clase D.....	43
2.3.1	<i>Driver IRS2092.....</i>	44
2.3.1.1	<i>Configuración de salidas Alta HO y Baja LO del driver.....</i>	45
2.3.2	<i>Frecuencia de auto oscilación.....</i>	48
2.3.3	<i>Filtro Pasa Bajos.....</i>	50
2.3.4	<i>Alimentación del circuito integrado IRS2092.....</i>	50
2.4	Pre amplificador y transmisión de audio	52
 CAPITULO III		
3.	MARCO DE RESULTADOS, DISCUSIÓN Y ANÁLISIS.....	56
3.1	Introducción	56
3.2	Fuente conmutada.....	56
3.3	Amplificador Clase D.....	61
3.3.1	<i>Datos de resultados</i>	64
3.3.1.1	<i>Distorsión armónica total.....</i>	64
3.4	Pre amplificador y transmisor de audio.....	67
CONCLUSIONES.....		69
RECOMENDACIONES.....		70
 BIBLIOGRAFÍA		
 ANEXOS		

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1-2: Parámetros de rectificación	30
Tabla 2-2: Tabla de frecuencias de auto oscilación.....	48
Tabla 1-3: Valores obtenidos de la fuente conmutada.....	59
Tabla 2-3: Temperatura con frecuencia de 60Hz.....	60
Tabla 3-3: Temperatura con frecuencia de 200 Hz.....	60
Tabla 4-3: Temperatura con frecuencia de 2 KHz.....	61
Tabla 5-3: Armónicos del amplificador	65
Tabla 6-3: Rendimiento del amplificador	66
Tabla 7-3: Resultados del rendimiento del amplificador	66
Tabla 8-3: Comparación de las tecnologías bluetooth y Pure Path.....	68

INDICE DE FIGURAS

Figura 1-1: El sonido.....	6
Figura 2-1: Señales Balanceadas.....	7
Figura 3-1: Transmisión inalámbrica del sonido	8
Figura 4-1: Conectividad bluetooth.....	9
Figura 5-1: Diagrama de PurePath	11
Figura 6-1: Corrientes de perdidas en el transformador	12
Figura 7-1: Esquema de una fuente CC modo conmutado	13
Figura 8-1: Interruptores electrónicos	14
Figura 9-1: Mosfet de canal N.....	15
Figura 10-1: TL494	16
Figura 11-1: Transformador de pulsos	18
Figura 12-1: Estados del circuito convertidor FLAYBACK.....	19
Figura 13-1: Convertidor HALFBRIDGE.....	20
Figura 14-1: a) Amplificador clase AB b) Amplificador clase H.....	21
Figura 15-1: Diagrama básico de un amplificador clase D	22
Figura 16-1: Integrado IRS2092, SOIC16N	23
Figura 17-1: Integrado C4558.....	24
Figura 18-1: Opam diferencial.....	25
Figura 19-1: Opam sumador.....	26
Figura 1-2: Puente de diodos.....	30
Figura 2-2: Simulador de rectificación switch ON.....	31
Figura 3-2: Simulador de rectificación switch OFF.....	32
Figura 4-2: Diagrama de un filtro EMI	33
Figura 5-2: Simulación del filtro EMI.....	34
Figura 6-2: Filtro EMI comercial	34
Figura 7-2: Simulación curvas de rectificación	35
Figura 8-2: Configuración HALF BRIDGE	36
Figura 9-2: Distribución de pines del TL494.....	37
Figura 10-2: Gráfica Frecuencia vs Rc	39
Figura 11-2: Control del tiempo muerto	40
Figura 12-2: Núcleo ETD	41
Figura 13-2: Software excellentIT smps Transformer	42
Figura 14-2: Mosfet IRF740.....	43
Figura 15-2: Diagrama de bloques amplificador clase D	43

Figura 16-2: Integrado IRS2092	44
Figura 17-2: Esquema del IRS2092	45
Figura 18-2: Configuración de LO	46
Figura 19-2: Configuración de HO.....	48
Figura 20-2: Filtro paso bajos.....	50
Figura 21-2: Filtro paso bajos.....	51
Figura 22-2: Amplificador diferencial	53
Figura 23-2: Diagrama del Pre Amplificador.....	54
Figura 24-2: Transmisor de audio Pure Path.....	54
Figura 25-2: Receptor de audio Pure Path	55
Figura 1-3: Fuente conmutada implementada	57
Figura 2-3: PWM TL494.....	57
Figura 3-3: Bobina del driver (IN)	58
Figura 4-3: Bobina del driver (OUT)	58
Figura 5-3: Señal de potencia.....	59
Figura 6-3: Amplificador Clase D implementado	62
Figura 7-3: Señal de salida del IRS2092	62
Figura 8-3: Señales IN/OUT.....	63
Figura 9-3: Señales antes del filtro	64
Figura 10-3: Pre amplificador implementado	68

ÍNDICE DE GRÁFICOS

Gráfico 1-2: Etapas del diseño e implementación del sistema	27
Gráfico 1-3: Relación Voltaje, frecuencia.....	67

ÍNDICE DE ECUACIONES

Ecuación 1-1: Ecuación para calcular la corriente de carga.....	17
Ecuación 2-1: Ecuación para calcular el periodo de la onda	17
Ecuación 3-1: Ecuación para calcular la frecuencia del oscilador	17
Ecuación 4-1: Ecuación para calcular la frecuencia de salida del oscilador	17
Ecuación 5-1: Ecuación para calcular el voltaje de salida del amplificador	25
Ecuación 6-1: Ecuación para calcular el voltaje de salida del opam sumador	26
Ecuación 1-2: Ecuación para calcular la potencia de salida	28
Ecuación 2-2: Ecuación para calcular la potencia extraída de la red	29
Ecuación 3-2: Ecuación para calcular la corriente de entrada.....	29
Ecuación 4-2: Ecuación para calcular el valor de los capacitores	30
Ecuación 5-2: Ecuación para calcular el voltaje en cada capacitor.....	31
Ecuación 6-2: Ecuación para calcular la relación de potencia.....	36
Ecuación 7-2: Ecuación para calcular el tiempo de encendido de cada conmutador	36
Ecuación 8-2: Ecuación para calcular el pico de pulso de corriente	37
Ecuación 9-2: Ecuación para calcular la corriente de carga.....	38
Ecuación 10-2: Ecuación para calcular el periodo de diente de sierra.....	38
Ecuación 11-2: Ecuación para calcular la frecuencia de oscilación	38
Ecuación 12-2: Ecuación para calcular la frecuencia de oscilación de half bridge.....	39
Ecuación 13-2: Ecuación para calcular el voltaje en OCSET	46
Ecuación 14-2: Ecuación para calcular los parámetros de las resistencias de la configuración	47
Ecuación 15-2: Ecuación para calcular la ganancia del amplificador	49
Ecuación 16-2: Ecuación para calcular los tiempos de reinicio del integrado.....	49
Ecuación 1-3: Ecuación para calcular la distorsión armónica total.....	64
Ecuación 2-3: Ecuación para calcular el rendimiento del amplificador	65

ÍNDICE DE ANEXOS

Anexo A: Hoja de datos IRS2092

Anexo B: Hoja de datos TL494

Anexo C: Montaje fuente conmutada

Anexo D: Montaje amplificador Clase D

ÍNDICE DE ABREVIATURAS

A:	Amperios
AC:	Corriente Alterna
AFH:	Adaptive Frequency Hopping
AM:	Amplitud Modulada
AWG:	Calibre de Alambre Estadounidense
BJT:	Bipolar Junction Transistor
CC:	Corriente Continua
CT:	Tiempo de Condensador
DC:	Corriente Directa
DT:	Tiempo Muerto
DTC:	Ciclo de Trabajo
EMI:	Interferencia Electro Magnética
F:	Faradios
FM:	Frecuencia Modulada
Fos:	Frecuencia de Oscilación
GATE:	Puerta
GHz:	Gigahercios
H:	Henrio
HO:	High Output
Hz:	Hertz
IC:	Circuito Integrado
ID:	Corriente de Drenaje
IN:	Entrada
Kg:	Kilogramos
KHz:	Kilo Hertz
LO:	Low Output
MAC:	Media Acces Control
MHz:	Mega Hertz
MOSFET:	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
OUT:	Salida
PA:	Dirigida al Público
PWM:	Modulation Pulse Width
RDS:	Resistencia de Drenaje y Fuente
RT:	Resistencia de Tiempo

T:	Periodo
THD:	Distorsión Armónica Total
uF:	MicroFaradios
uH:	MicroHenrios
Vac:	Voltaje de Corriente Alterna
Vdc:	Voltaje de Corriente Directa
VGS:	Voltaje de Fuente con Puerta
VRMS:	Voltaje Eficaz
W:	Vatios

RESUMEN

Se diseñó e implementó dos sistemas de amplificación basados en una fuente conmutada, amplificadores clase D de alto rendimiento y un circuito transmisor de audio inalámbrico que, en conjunto, otorga una potencia de 700 vatios. Se inició con el desarrollo de la fuente conmutada, generando una señal PWM para controlar los conmutadores de potencia que envían la señal al transformador de pulsos que brinda un aislamiento galvánico y será capaz de suministrar una tensión simétrica y una auxiliar para la alimentación del circuito pre amplificador. El amplificador de audio clase D genera una señal pulsante de alta frecuencia para la conmutación de los mosfet, controlados por el integrado IRS2092 que es especialmente diseñado para señales de audio teniendo, como características principales, el uso de pocos elementos externos pasivos necesarios para su funcionamiento y circuito de protección para sobre corriente; finalmente la etapa de transmisión de audio es realizada por la tarjeta emisor/receptor con tecnología Pure Path que permite una comunicación a 2.4GHz, con enlace de audio inalámbrico de punto a punto sin compresión de señal. Se aplicó a una carga de 2ohm obteniendo como resultado una potencia de 690 vatios lo que significa un rendimiento del 80% y una distorsión armónica de 7.43%. Se concluye que este sistema de amplificación mejora el rendimiento con pérdidas por calor mínimas, reducido tamaño y peso con una conectividad de audio de gran fidelidad. Se recomienda utilizar ventilación forzada con el propósito de evitar calentamientos a largos períodos de trabajo.

Palabras Claves: <TECNOLOGÍA Y CIENCIAS DE LA INGENIERÍA>, <TECNOLOGÍA DEL CONTROL AUTOMÁTICO>, <CLASE D>, PULSE WIDTH MODULATION <PWM>, <FUENTE CONMUTADA>, <ALTO RENDIMIENTO>, <FILTRO PASO BAJOS>, <ALTA FRECUENCIA>, <TRANSMISIÓN DE AUDIO>, <SOLDADURA SUPERFICIAL>, <VOLTAJE SIMETRICO>

ABSTRACT

Two amplification systems were designed and implemented based on a switched-mode power supply, D-class amplifiers of high performance and a wireless audio transmitter circuit which, all in all, gives a 700 watts power. It was started with the switched-mode power supply development, generating a PWM signal to control the power changeover switches that send the signal to the pulses transformer that gives a galvanic isolation and it will be able to supply a symmetrical tension and an auxiliary for the pre amplifier circuit power supply. The D-class audio amplifier generates a pulse signal of high frequency for the commutation of the MOSFET (Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistors), which are controlled by the integrated IRS2092 which is especially designed for the audio signals, having as main characteristics, the use of few passive external elements necessities for its operation and protection circuit for over current; finally, the audio transmission stage is done by the emitter/receiver card with Pure Path technology that allows a 2.4GHz communication, with wireless audio link from point to point without signal compression. It was applied a charge of 2 ohm getting as a result a power of 690 watts which means an performance of the 80% and a harmonic distortion of 7.43%. It is concluded that the amplification system improves the performance with minimum losses for heat, reducing size and weigh with an audio connectivity of great fidelity. It is recommended to use forced ventilation with the objective of avoiding heating to long work periods.

KEYWORDS: <TECHNOLOGY AND ENGINEERING SCIENCES>, < AUTOMATIC CONTROL TECHNOLOGY>, <D-CLASS>, <PULSE WIDTH MODULATION (PWM)>, <SWITCHED-MODE POWER SUPPLY>, <HIGH PERFORMANCE>, <LOW-PASS FILTER>, <HIGH FREQUENCY>, <AUDIO TRANSMISSION>, <SUPERFICIAL WELDING>, <SYMMETRIC VOLTAGE>.

INTRODUCCIÓN

Desde hace muchos años la industria del espectáculo ha utilizado los sistemas de amplificación como parte fundamental de su desarrollo, dichos sistemas demandan grandes cantidades de energía. Los sistemas de amplificación basan su funcionamiento en la fuente que los alimenta, dado que es de ahí que toman la potencia necesaria para convertirla en ondas electroacústicas con energía suficiente para ser escuchadas en grandes áreas; así como también en el tipo de amplificador de audio.

Pero aun cuando tienen la energía necesaria, la electrónica que lleva a transformar una pequeña señal, en una gran señal de potencia debe manejar todas las frecuencias sin perder fidelidad ni provocar distorsión hasta que lleguen a los transductores, a la vez que debe ser eficiente, dicho de otra manera, gastar la menor cantidad posible de potencia en calor, que es innecesaria y que acorta la vida útil de los sistemas.

Los amplificadores CLASE D junto con fuentes conmutadas ofrecen una solución aceptable al problema de rendimiento de estos sistemas dado que para realizar su trabajo efectúan conmutación a altas frecuencias evitando las transiciones que generan calor en elementos semiconductores como transistores y mosfet.

La combinación de estas tecnologías que aprovechan al máximo sus recursos forma un sistema de amplificación que brinda seguridad y alto rendimiento en todo momento cuando está trabajando.

Cabe mencionar también que la comunicación entre sistemas es un problema de importancia, muchos sistemas cuentan con amplificación apropiada, pero si no le llega a este la señal correcta, simplemente no cumplirán con su trabajo. Una solución adecuada es la transmisión inalámbrica de señal desde un distribuidor de señales hasta un amplificador de potencia.

Actualmente un dispositivo que cuente con todos estos elementos juntos tiene un elevado valor en el mercado acústico, por lo que se planteará en esta investigación una solución conveniente y que aproveche al máximo recursos energéticos y económicos.

ANTECEDENTES

Los sistemas de amplificación de alto rendimiento eléctrico se han venido desarrollando en el medio industrial, desde hace varios años atrás, con la finalidad de obtener buenas respuestas a

largas jornadas de trabajo continuo, optimizando los recursos que estos necesitan para su funcionamiento.

En los inicios del desarrollo de la electrónica se dio la utilización de fuentes lineales, sin embargo, existen gran cantidad de inconvenientes al utilizar este tipo de fuentes, que tienen un gran tamaño y disipan una gran parte de la energía en forma de calor, además de que presentan características muy pobres de regulación de tensión que afectan el funcionamiento del equipo. Conforme se dio el avance de la electrónica los equipos se fueron tornando más susceptibles a variables como sobretensiones, cambios bruscos o ruido en las tensiones de alimentación, haciendo esto imprescindible el uso de fuentes de alimentación reguladas que garanticen características más adecuadas de la tensión que ingresa al equipo.

Una fuente conmutada y un amplificador clase D aprovechan al máximo los recursos las señales de trabajo que necesitan. Hace pocos años atrás los componentes de las fuentes de voltaje fueron principalmente un transformador que basa su funcionamiento en transferencia de campos magnéticos, lo que, al momento de dicha transferencia, y por las características físicas de los materiales que permiten esta acción, provocaban pérdidas de energía que se traduce en calor innecesario para el objetivo para el cual fueron diseñadas, como lo explica José Luis Gamboa Quesada en su trabajo de titulación. (Quesada, 2008)

A la vez un amplificador tradicional en topología AB que ha sido utilizado por años por profesionales del audio, que presenta el inconveniente que la etapa de salida opera siempre con la máxima salida de voltaje, lo que produce una gran disipación del calor. Esta baja eficiencia es el motivo de que los amplificadores de Clase AB tengan una potencia de salida limitada en comparación con su tamaño y peso como lo explica YAMAHA en su Informe técnico de amplificadores de potencia, en cambio los amplificadores clase D presentan un reducido tamaño y una gran eficiencia, según el mismo informe. (YAMAHA, 2008)

Los beneficios de utilizar tanto las fuentes conmutadas como los amplificadores clase D radicarán en un mejor manejo de la potencia consumida evitando pérdidas por calor, reduciendo el tamaño y peso del dispositivo, en consecuencia, alargando la vida útil a la vez reduciendo la inversión en estos dispositivos.

Esta investigación pretende diseñar e implementar un prototipo de fuente y amplificador de una potencia de 700 vatios RMS, a la par de un sistema de comunicación de señal inalámbrica, que, para nuestros fines, ayudará a eliminar el cableado a su vez el acoplamiento entre sistemas de amplificación de audio.

En el ámbito profesional un gran inconveniente en el montaje de un sistema es, la mezcla de cableado de alimentación y cableado de señales de audio (IN/OUT) a la vez que se debe llegar a distancias de entre 3m á 20m llevando todo el cableado involucrado. En vista de dichos inconvenientes de pérdidas de energía y cableado excesivo, la propuesta de diseñar e implementar un prototipo que sea capaz de mejorar el rendimiento energético y permita recibir y enviar la señal de audio a varios dispositivos similares sin la necesidad de cableado adicional a la alimentación principal.

FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

¿Cuál será la variación de la eficiencia de potencia entre un sistema de amplificación si este utiliza una fuente lineal, contrastada con el uso de una fuente conmutada sin perder calidad de sonido?

SISTEMATIZACIÓN DEL PROBLEMA

¿Cuál es la tasa de variación, eficiencia en un sistema alimentado con fuentes conmutadas con respecto a una fuente lineal?

¿Es posible establecer una comunicación inalámbrica entre los dos sistemas sin afectar su fidelidad y potencia de salida?

¿Qué protocolo de comunicación cumplirá los requerimientos mínimos para el intercambio de información entre dos sistemas de audio?

¿Qué parámetros se ven involucrados en la aplicación de una fuente conmutada tipo push pull?

JUSTIFICACIÓN TEÓRICA

El proyecto propuesto se desarrollará en tres partes: Fuente, amplificador y recepción/transmisión de señal. La primera etapa consistirá en el diseño y construcción de una fuente conmutada de 700 vatios de potencia con una salida de voltaje de $+75\ 0\ -75\ \text{Vcd}$.

La guía de análisis de fuentes de alimentación conmutadas se basa en las propuestas de diseño de convertidores DC/DC estudiadas en el curso de Electrónica de potencia I y II, así como en información adicional presentada para cada temática desarrollada.

Los convertidores conmutados de alta frecuencia, también conocidos como convertidor DC/DC son dispositivos electrónicos que tienen la finalidad de transformar, tal como su nombre lo indica un nivel de tensión en corriente continua a otra tensión en corriente continua. La diferencia entre ambas señales radica en las características de la señal obtenida a la salida del convertidor, esta señal de salida posee una mayor regulación de tensión, así como otras características propias de las configuraciones utilizadas como por ejemplo limitación de corriente de salida.

Para el control de una alta densidad de potencia, se adoptó un esquema de conversión de energía multietapa (CA/CC-CC/CC). Es decir, la energía de CA de línea es convertida a una tensión intermedia de CC mediante un rectificador de onda completa, para ser nuevamente transformada a una tensión de CC menor, mediante otro convertidor CC-CC. (Eduardo A. Binda, 2008)

La segunda fase del proyecto consta de un amplificador clase D, el funcionamiento a grandes rasgos es sencillo. Trabajan transistores de potencia con la señal de audio modulada en pulsos de ancho variable, gobernados por un complejo sistema de control, por lo que, al trabajar en conmutación, los transistores pueden tener rendimientos de hasta el 95%, antes de enviar el audio resultante a los altavoces, este pasa por un filtro que elimina los restos de conmutación de la señal transformando de una señal cuadrada a una señal sinusoidal para que pueda ser enviada a los parlantes.

JUSTIFICACIÓN APLICATIVA

Con el fin de evitar el cableado de las cajas, la interferencia y los gastos físicos que estos sufren a lo largo de su vida útil, además según la revista ISP música el 50% de las fallas de sistemas de audio profesional es debido a averías en el cableado de señales por esta razón se utilizará una transmisión inalámbrica directa de sistema a sistema.

Para el funcionamiento del sistema de amplificación se utilizará un amplificador clase D, que usan técnicas de modulación de pulsos para obtener mayor eficiencia. Además, usan transistores que están, encendidos o apagados, y casi nunca entremedias, así gastan la menor cantidad de corriente posible. También, son más eficientes que los de clase A, clase AB, o clase B. Algunos tienen una eficiencia del 80% a plena potencia, pudiendo incluso tener baja distorsión, a pesar de no ser tan buena como los de clase AB o A. Los amplificadores clase D son buenos por su eficiencia.

Además, constará de una fuente conmutada que en base a su funcionamiento aumentan la frecuencia de la corriente, que pasa de oscilar 50/60Hz a más de 100kHz, dependiendo del sistema utilizado. (Eduardo A. Binda, 2008)

Al aumentar la frecuencia, reducimos las pérdidas y conseguimos reducir el tamaño del transformador, y con ello su peso y volumen. En este tipo de fuentes, la corriente se convierte de alterna a continua, después a alterna, pero con una frecuencia distinta a la anterior, y seguidamente vuelve a transformarse en continua. Por eso muchos equipos basados en fuentes conmutadas son conocidos como inversores o inverters. (Vilardell, 2010)

OBJETIVOS

OBJETIVO GENERAL

Desarrollar dos sistemas de amplificación de audio basados en fuentes conmutadas tipo Push-Pull, amplificadores CLASE D monofónicos y enlace inalámbrico para la transmisión de audio.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Desarrollar una fuente conmutada basada en convertidores estáticos con potencia necesaria para la alimentación del amplificador.
- Evaluar los distintos métodos de transmisión de audio con el fin de adoptar el más adecuado para el sistema de amplificación, planteado, manteniendo fidelidad de sonido y el menor tiempo de retardo.
- Implementar el amplificador de audio de 700 vatios RMS utilizando amplificadores clase D.
- Medir parámetros fundamentales del sistema para evaluar el comportamiento de la fuente conmutada por períodos de tiempo de entre 2 a 5 horas continuas.

CAPITULO I

1. MARCO TEÓRICO REFERENCIAL

En este capítulo se desarrolla una breve descripción del sonido y las formas de transmisión del mismo. Se estudia los distintos tipos de fuentes de alimentación, haciendo referencia a sus componentes y características propias de cada una. Además, se presenta información sobre los amplificadores de audio que van a ser empleados para el desarrollo del presente trabajo de titulación.

1.1 El sonido

Un sonido es un fenómeno físico que consiste en la alteración mecánica de las partículas de un medio elástico, producida por un elemento en vibración, que es capaz de provocar una sensación auditiva. Las vibraciones se transmiten en el medio, generalmente el aire, en forma de ondas sonoras, se introducen por el pabellón del oído haciendo vibrar la membrana del tímpano, de ahí pasa al oído medio, oído interno y excita las terminales del nervio acústico que transporta al cerebro los impulsos neuronales que finalmente generan la sensación sonora. (Asinsten, 2008)

La vibración de las moléculas de aire provoca una variación de la presión atmosférica, es decir, el paso de una onda sonora produce una onda de presión que se propaga por el aire. La velocidad de propagación en este medio, en condiciones normales de temperatura y presión, es de aproximadamente 340 m/s, y la forma de la onda desde el punto de análisis electrónico es sinusoidal.



Figura 1-1: El sonido

Fuente: <https://bit.ly/2WUiFQu>

1.2 Transmisión del sonido

Si tomamos como punto de partida al sonido, como la señal que se va a utilizar para amplificarla en los sistemas, debemos entender que esta debe viajar produciendo la mínima latencia posible y sin perder fidelidad, esto último se traduce, que ningún espectro de frecuencias que viajen deben perderse o distorsionarse. Se debe aclarar que el espectro audible por los seres humanos es de 20Hz a 20KHz por lo que la electrónica encargada de transmitir las señales por medios alámbricos o inalámbricos, debe ser siempre fiel a la entrada.

El método tradicional de transmisión de audio es mediante cableado, ya sea como señal balanceada o desbalanceada, y la alternativa más segura con este método es transportar la señal en forma balanceada. Esta forma en la que viaja la señal produce dos señales idénticas en casi todos los aspectos, con la excepción de la fase; dicho de otra forma, viajan dos tensiones sinusoidales: una con fase cero grados y otra con fase ciento ochenta grados, de esta manera podrán viajar las señales con las mínimas pérdidas. Al llegar al sistema de amplificación, estas señales se pre amplificarán y al mismo tiempo se desbalancearán.

El proceso de desbalanceo consiste en invertir la fase que viajaba en ciento ochenta grados, lo que hace que regrese a cero grados y sumarla con la otra señal que viajaba en fase de cero grados. Así se obtiene una señal completa en el caso de que hubiese tenido algún tipo de ruido o distorsión en el trayecto.

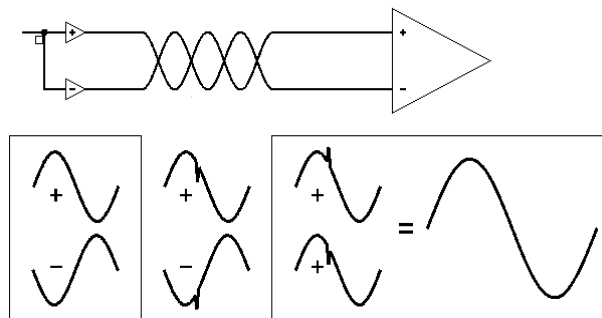


Figura 2-1: Señales Balanceadas

Realizado por: Santamaría, Jonathan;

1.2.1 Transmisión inalámbrica de sonido

La transmisión de audio de forma inalámbrica es una gran opción para los sistemas de amplificación, que minimiza el cableado y su costo de mantenimiento. Este punto es importante pues dichos sistemas, dependiendo el tipo ya sea pasivo o auto amplificado necesitan un gran

número de cables, además de una gran distancia reflejada en metros de cable, hasta llegar a los amplificadores, en cualquiera de los casos. Este problema se multiplica en sistemas pasivos y más si el sistema maneja varios rangos de frecuencias, cada uno con una amplificación diferente.

En la investigación planteada se pretende solucionar algunos inconvenientes mencionados en el párrafo anterior, como el tema de transmisión de señal. En la actualidad existen varias formas de transmisión de audio de forma inalámbrica, un ejemplo es la transmisión por radio frecuencia ya sea esta; amplitud o frecuencia modulada (AM, FM). Los métodos mencionados son específicamente de forma analógica y para cubrir grandes distancias llegando a kilómetros de alcance.

En los lugares en los cuales los sistemas de amplificación se desarrollan, la cobertura que debe alcanzarse está en el rango de 10 a 50 metros dependiendo del lugar en donde se encuentre la mesa principal de mezcla de señales. Por las características mencionadas convendría de mejor manera una transmisión inalámbrica digital, como el enlace bluetooth que tiene la característica de conectarse cuando encuentra la dirección MAC ADDRESS a la cual fue vinculada previamente.



Figura 3-1: Transmisión inalámbrica del sonido

Fuente: <https://bit.ly/2tjvrdW>

1.2.1.1 Bluetooth

Creado por Ericsson en 1994, la tecnología inalámbrica Bluetooth se concibió originalmente como una alternativa inalámbrica para cables de datos RS-232. La tecnología Bluetooth intercambia datos en distancias cortas utilizando transmisiones de radio. Esta trabaja en la banda ISM en 2,4 a 2,485 GHz, utilizando un spread spectrum, frequency hop, señal full-duplex a una velocidad nominal de 1600 saltos / seg. (Navarro, 2015)

La frecuencia adaptativa de la tecnología Bluetooth (AFH) fue diseñada para reducir la interferencia entre tecnologías inalámbricas que comparten el espectro de 2,4 GHz. AFH funciona dentro del espectro para tomar ventaja de la frecuencia disponible. Esto se hace mediante la tecnología de detección de otros dispositivos en el espectro y evitar las frecuencias que están utilizando. Esta adaptación de salto de 79 frecuencias a intervalos de 1 MHz da un alto grado de inmunidad a la interferencia y también permite la transmisión más eficiente dentro del espectro.(Navarro, 2015)

Una de las ventajas de la tecnología bluetooth es su bajo consumo eléctrico lo que lo convierte en dispositivo de fácil transporte o portables en la mayoría de los casos. Esta misma ventaja también lo hace deficiente para obtener la potencia necesaria que le permita enviar la señal a distancias superiores a 5 metros, típicamente el consumo de un dispositivo bluetooth es de aproximadamente 2.5mW. Cabe mencionar que dispositivos con esta tecnología de clase 1 o de uso industrial pueden llegar a tener más rango de distancia, pero no para aplicaciones de audio.

La transmisión bluetooth produce un tiempo de latencia a la vez que dependiendo de la velocidad de la transmisión, esta comprimirá la señal, para reducir el tamaño de las tramas de audio de tal manera que se ajusten al ancho de banda del Bluetooth(Navarro, 2015), dicho de otra forma, perderá fidelidad comparada con la señal de entrada haciéndolo ideal para sistemas de audio tipo home donde la calidad y la latencia son un parámetro indispensable. Se deberá buscar un método adecuado de trasmisión inalámbrica de señal de forma digital que minimice al máximo la compresión y la latencia ya que los sistemas de amplificación manejan señales que son generadas en tiempo real como el sonido de instrumentos o la voz de cantantes y presentadores.

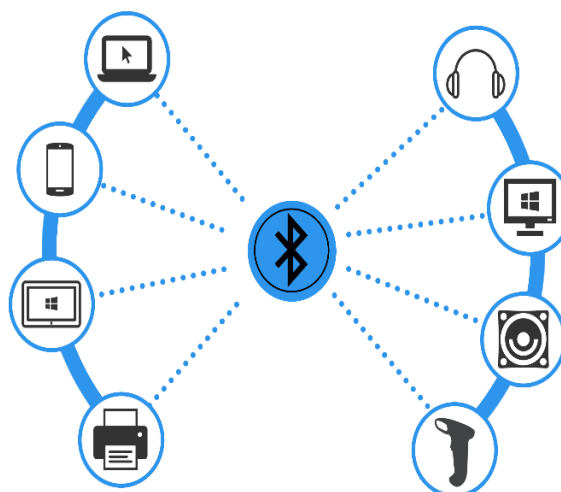


Figura 4-1: Conectividad bluetooth

Fuente: <https://bit.ly/2SQYtA1>

1.2.1.2 PurePath Wireless

La tecnología patentada PurePath proporciona un enlace de audio inalámbrico sólido y audio sin comprimir de 16 bits / 44.1 / 48 KHz sin ruidos no deseados. Utiliza una serie de canales de RF elegidos dinámicamente para la transmisión de audio sin pérdida, resultando en una mínima interferencia con otros dispositivos de RF en la banda de 2.4 GHz. Con su configuración de audio incorporada y su interfaz HID, no se requiere desarrollo de software. PurePath Wireless admite la transmisión digital para hasta cuatro canales de audio y un solo chip. (*PurePath™ Wireless Audio*, 2011)

La plataforma inalámbrica PurePath™ es una solución económica y de bajo consumo optimizada para la transmisión inalámbrica de audio digital de alta calidad. El CC85xx incluye un robusto protocolo de transmisión de audio inalámbrico integrado y puede controlar dispositivos de audio externos seleccionados. El uso de numerosos mecanismos de coexistencia permite que el CC85xx evite interferir o ser interferido por otros sistemas de radio de 2.4 GHz. (TEXAS INSTRUMENTS, 2011)

Sus características claves son las siguientes:

- Solución de un solo chip RF-IC dedicado a audio inalámbrico
- Incluye IC, protocolo RF, diseños de aplicaciones, configuración de audio IC incorporado y una interfaz HID
- Enlace de audio de 16-bit a 44.1/48 kHz
- Capacidades de streaming multicanal
- Soporte USB. Funciones USB HID asignadas a los pines de E/S.
- Herramienta configuración PurePath Wireless gratuita
- Protocolo de audio inteligente incorporado
- Codecs de apoyo de interfaz I2S y DSP / TDM, ADC, DAC, amplificadores clase D.

Además de lo mencionado anteriormente, los sistemas PurePath poseen una velocidad de transmisión de datos de 5Mbps por el aire, excelente presupuesto de enlace con salida programable de energía hasta un + 4dBm y sensibilidad de - 83dBm y es adecuado para sistemas enfocados en cumplir con las regulaciones de frecuencias de radio en todo el mundo. Existen varios métodos de transmisión de audio adicionales a los mencionados, pero por las ventajas mencionadas anteriormente la topología que ofrece TEXAS INSTRUMENTS en PurePath será uno de los objetos de esta investigación.

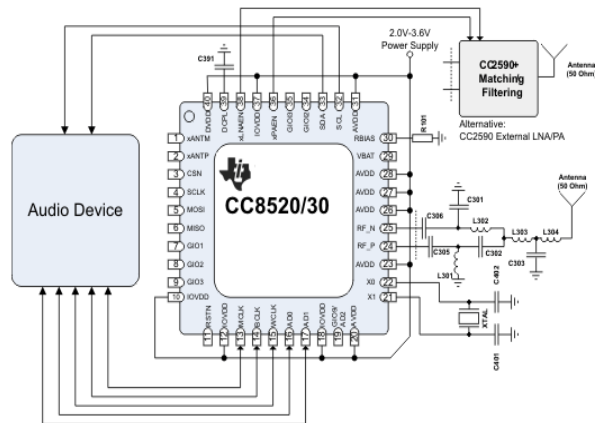


Figura 5-1: Diagrama de PurePath

Realizado por: Santamaría, Jonathan, 2018

1.3 Fuentes de alimentación

Por varios años en los amplificadores de potencia se han utilizado fuentes lineales como principal configuración para la demanda de energía que estos necesitan, debido a que estas fuentes son mucho más fáciles de utilizar, reparar, configurar en cualquier sistema de amplificación. Su funcionamiento se basa en campos electromagnéticos, que son generados a través de bobinas que se encuentran formadas sobre núcleos de materiales ferromagnéticos.

Cuando la corriente eléctrica de forma de onda alterna, circula por la bobina primaria esta induce un campo electromagnético al núcleo, este campo circula por todo el material ferromagnético del núcleo que a su vez es entregado a la bobina del secundario para de nuevo, ser transformado en corriente eléctrica alterna, pero de diferente valor.

Los transformadores tienen la característica principal de manipular los valores de voltaje o corriente, pero siempre manteniendo la potencia. En los amplificadores de potencia los transformadores pueden reducir o aumentar la tensión dependiendo del circuito amplificador y la cantidad de transistores que este manejará en configuración AB. En amplificadores que utilizan de cuatro a seis transistores por canal, el transformador es reductor con tensiones aproximadas de 35Vca a 45Vca y la corriente que ocupa cada transistor es de aproximadamente 2 amperios, pero de la misma forma esto dependerá del transistor a utilizar.

El bajo rendimiento de un amplificador clase AB, junto a las pérdidas de potencia en los transformadores que son usadas en las fuentes lineales de los amplificadores hacen que aproximadamente un 40% de la potencia consumida total de la red se pierda en calor, por tal

motivo los amplificadores de potencia tienen que trabajar con grandes disipadores de calor y ventilación forzada para alargar su funcionamiento sin que estos sufran fallos por calentamiento. Las pérdidas de potencia en los transformadores se dan por corrientes parásitas en el núcleo conocidas por corrientes de Foucault. Las corrientes de Foucault son las corrientes inducidas en el cuerpo conductor por la variación en el flujo magnético. El resultado es la aparición de una f.e.m. que hace circular una corriente en el material conductor. (Perez, Peralta y Bianchi, 2003)

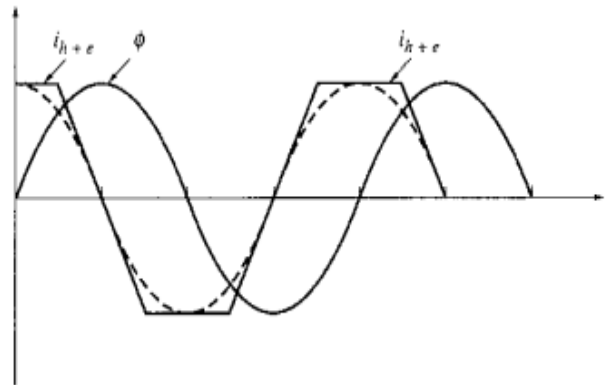


Figura 6-1: Corrientes de pérdidas en el transformador

Fuente: (Maquinas eléctricas, Stephen J. Chapman, 2010)

Otro tema de importancia en las fuentes lineales es su gran tamaño y peso. Para que un transformador pueda suministrar la corriente necesaria a la tarjeta del amplificador en cualquier configuración, ya sea clase AB o clase D su núcleo y el calibre del alambre de cobre de sus bobinados principales deberán ser calculados tomando en cuenta que parte de la potencia total se perderá en calor. Para que el núcleo pueda soportar la cantidad de potencia requerida, este debe ser de gran tamaño y peso.

Las potencias nominales de los amplificadores que se pueden encontrar en el mercado son de 2000, 3000, 4000 y 5000 vatios rms, estas potencias son los estándares que manejan la mayoría de marcas dedicadas al audio profesional. Un ejemplo claro son los pesos de los amplificadores de potencia de la marca sensey electronics de la ciudad de Jalisco en México, en sus modelos HCFPR30 y HCFPRO40 de 3000 y 4000 vatios respectivamente con cargas de 2 ohm por canal, llegando a pesar 30Kg y 32Kg respectivamente para cada modelo, haciéndolos de difícil movilidad, de instalación y de una necesaria instalación externa.

- **Sensey Electronics** también ha diseñado amplificadores de alto rendimiento a la vez que fuentes conmutadas para mejorar sus modelos anteriores, esta innovación influyó directamente en los costos de dichos amplificadores de potencia. Como podemos concluir los amplificadores de

potencia que funcionan con fuentes lineales con transformador son capaces de suministrar grandes cantidades de potencia, pero con gran tamaño y peso.

Actualmente los sistemas de amplificación manejan configuraciones portables es decir de fácil movilidad y configuración, lo que conlleva que toda la electrónica necesaria para este propósito está dentro de una sola caja acústica. Dicho de otra forma, la caja acústica traerá en su interior tanto los parlantes, como módulos de amplificación con procesado de señal, siendo indispensable que estos sean ligeros y aprovechen al máximo la potencia que consumen, de otra manera se estaría transportando un sistema ineficiente o una caja que genere sonido y calor.

1.3.1 Fuentes de alimentación conmutadas

Una solución al inconveniente de las fuentes lineales con transformador son las fuentes conmutadas, que son convertidores DC-DC que basan su funcionamiento en pulsos de alta frecuencia que activan o desactivan semiconductores, logrando así modificar los valores de tensión o corriente en DC, teniendo como característica principal su alto rendimiento, su bajo peso y su compleja construcción.

Las fuentes de alimentación de CC reguladas son necesarias para la mayoría de los sistemas electrónicos analógicos y digitales y deben cumplir con: Salida regulada, aislamiento, salidas múltiples. (Mohan, et al., 2009) Existe varios tipos de conversores DC-DC siendo los más básicos los convertidores tipo BUCK que es un convertidor reductor, o tipo BOOST que es un convertidor elevador, siendo muy populares también los convertidores reductores – elevadores o variaciones de los mismos.

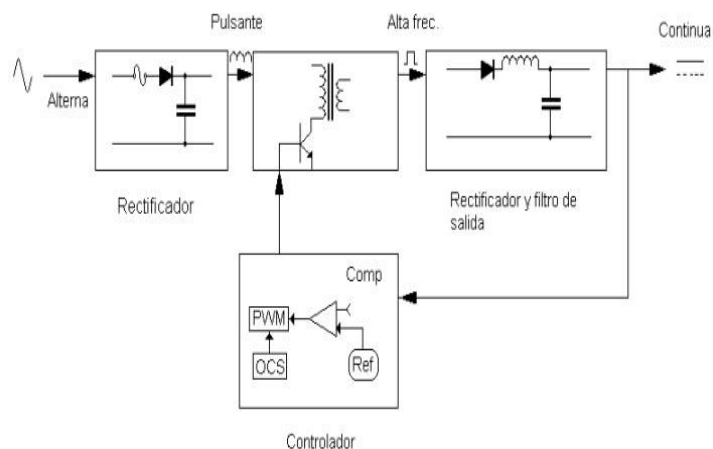


Figura 7-1: Esquema de una fuente CC modo conmutado

Fuente: (Mohan, et al., 2009)

1.3.1.1 Conmutadores electrónicos

Los interruptores electrónicos pueden variar de acuerdo a su funcionamiento y necesidad, para equipos donde el consumo de potencia sea en mili vatios y de frecuencias relativamente bajas una buena opción podría ser el transistor BJT ya que, para configuraciones pequeñas, el consumo de potencia también es pequeño. Por otra parte, para conmutación de cientos de vatios y frecuencias en el orden del Kilohercio una gran opción es el uso de MOSFET principalmente por sus bajos requerimientos de compuerta lo hacen ideal para conmutación, ahora si la potencia a la que va a estar sometido el interruptor electrónico puede estar en kilo vatios, la mejor opción será el uso de IGBT que una combinación de las versatilidad de GATE de los mosfet con la potencia que soporta un transistor BJT, lo que lo hace el interruptor electrónico más eficaz en el mercado donde se requiera grandes cantidades de potencia.

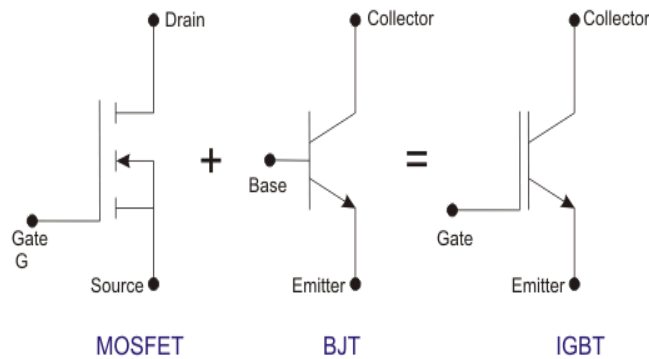


Figura 8-1: Interruptores electrónicos

Realizado por: Santamaría Jonathan, 2018

Una vez analizado los componentes se pudo evidenciar que mejor opción para los objetivos de esta investigación es el semiconductor MOSFET ya que presenta una gran respuesta ya sea en fuentes conmutadas o en amplificadores clase que tiene el mismo principio de conmutación en alta frecuencia.

1.3.1.2 Mosfet

El MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) de potencia es el transistor de efecto de campo del tipo MOS, base de los circuitos digitales de señal, que ha sido modificado para su utilización como llave apagable en electrónica de potencia, se trata de un dispositivo controlado por tensión, el dispositivo está por completo encendido y se parece a un interruptor cerrado cuando la tensión de fuente de puerta está debajo del valor umbral $V_{GS(th)}$. Los transistores de efecto de campo de metal-óxido-semiconductor requieren la aplicación continua

de tensión puerta-fuente de magnitud correspondiente a fin de estar en el estado activo. No hay flujo de corriente de puerta, excepto durante las transiciones de encendido a apagado, o viceversa, cuando la capacitancia de la puerta se está cargando o descargando. Los tiempos de conmutación son muy cortos y se encuentran en el rango de unas cuantas decenas de nanosegundos a unos cientos de nanosegundos, lo que depende del tipo de dispositivo. (Mohan, et al., 2009)

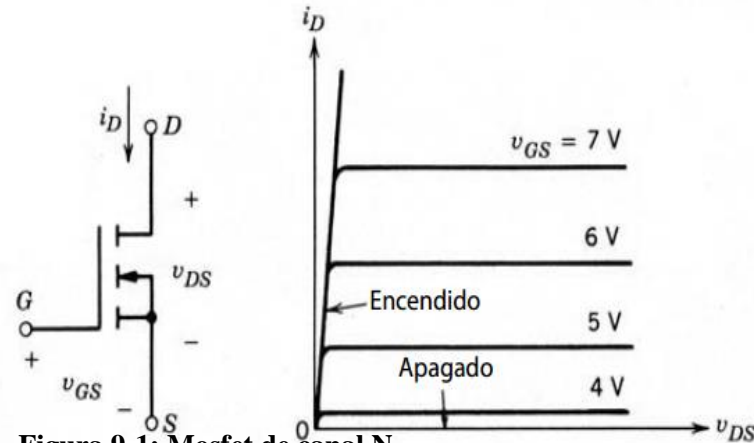


Figura 9-1: Mosfet de canal N

Fuente: (Mohan, et al., 2009)

El circuito de excitación para activar o desactivar un mosfet es normalmente más sencillo que el de un BJT. En el estado de conducción las variaciones de V_{DS} son linealmente proporcionales a las variaciones de I_D por tanto el mosfet en estado de conducción puede modelarse como una resistencia de conducción denominada $R_{DS(on)}$.

Los MOSFET de baja tensión tienen resistencias de conducción menores que 0.1Ω , mientras que los mosfet de alta tensión tienen resistencias de conducción de unos cuantos ohmios.

Los valores de voltaje nominales de estos componentes llegan a alcanzar alrededor de 1000V, 50A. Las velocidades de conmutación de los mosfet son mayores que las del BJT y se utilizan en convertidores que operan por encima de los 100KHz. (Hart, 2001)

Una vez entendido el funcionamiento del conmutador electrónico MOSFET y su papel dentro de las fuentes conmutadas, es necesario detallar el driver de compuerta que facilitará las señales para que estos componentes puedan actuar dentro de la topología escogida de fuente conmutada. Dentro de esta investigación el driver más óptimo es el integrado TL494 de TEXAS INSTRUMENTS.

1.3.1.3 Driver de conmutación TL494

El dispositivo TL494 es un integrado que incorpora todas las funciones requeridas en la construcción de una modulación de ancho de pulso como, circuito de control (PWM) en un solo chip. Diseñado principalmente para el control de la fuente de alimentación, este dispositivo ofrece la flexibilidad para adaptar la fuente de alimentación circuitos de control para una aplicación específica.

Este contiene dos amplificadores de error, un oscilador ajustable, un control de tiempo muerto, comparador (DTC), un flip-flop de control de dirección de pulsos, un regulador de 5V a un 5% de precisión y control de salida de circuitos. Los amplificadores de error muestran una tensión de modo común de $-0,3\text{ V}$ a $V_{CC} - 2\text{ V}$. El comparador de control de tiempo tiene un desplazamiento fijo que proporciona aproximadamente el 5% de tiempo muerto. El chip del oscilador puede ser desactivado enviando RT a la salida de referencia y proporcionando una entrada de diente de sierra a CT. El integrado TL494 permite dos configuraciones que son: PULL-PULL y salida común que se puede seleccionar a través de la función de control de la salida, además se caracteriza por su funcionamiento de 0°C a 70°C . (*TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits*, 1983)

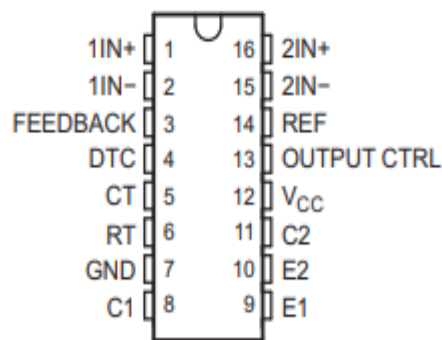


Figura 10-1: TL494

Fuente: (*TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits*, 1983)

El diseño del TL494 no solo incorpora los bloques de construcción primarios requeridos para controlar una potencia con suministro de conmutación, también aborda muchos problemas básicos y reduce la cantidad de circuitos adicionales requeridos en el diseño total. El TL494 es un circuito de control de modulación de ancho de pulso (PWM) de frecuencia fija. Modulación de salida los impulsos se logran comparando la forma de onda de diente de sierra creada por el oscilador interno en el tiempo condensador (CT) a cualquiera de dos señales de control.

La etapa de salida se habilita durante el tiempo en que el diente de sierra el voltaje es mayor que las señales de control de voltaje. A medida que aumenta la señal de control, el tiempo durante el

cual la entrada de diente de sierra es mayor disminuye; por lo tanto, la duración del pulso de salida disminuye. Un flip-flop con impulso dirige alternativamente el impulso modulado a cada uno de los dos transistores de salida. (*TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits*, 1983)

La frecuencia del oscilador se programa seleccionando los componentes de temporización RT y CT. El oscilador carga el condensador de temporización externo, CT, con una corriente constante, cuyo valor está determinado por la temporización externa, de la resistencia, RT. Esto produce una forma de onda de voltaje de rampa lineal. Cuando el voltaje a través de CT alcanza 3 V, el circuito del oscilador lo descarga, y el ciclo de carga se reinicia. La corriente de carga está determinada por la ecuación 1-1:

Ecuación 1-1: Ecuación para calcular la corriente de carga

$$I_{carga} = \frac{3V}{R_T}$$

El período de la onda de diente de sierra está determinado mediante la ecuación 2-1:

Ecuación 2-1: Ecuación para calcular el periodo de la onda

$$T = \frac{3V * C_T}{I_{carga}}$$

La frecuencia del oscilador se convierte mediante la ecuación 3-1:

Ecuación 3-1: Ecuación para calcular la frecuencia del oscilador

$$F_{osc} = \frac{1}{R_T * C_T}$$

Sin embargo, la frecuencia del oscilador es igual a la frecuencia de salida solo para aplicaciones de un solo extremo. Para Push-Pull aplicaciones, la frecuencia de salida es la mitad de la frecuencia del oscilador, y se calcula mediante la ecuación 4-1.

Ecuación 4-1: Ecuación para calcular la frecuencia de salida del oscilador

$$F_{osc} = \frac{1}{2R_T * C_T}$$

La regulación es uno de los factores más importantes en los convertidores de CC – CC, ya que permite modificar el ciclo de trabajo del disparo, para compensar la corriente de salida, con el fin de que la carga obtenga la potencia requerida en cada instante de tiempo. Cabe mencionar que la

fuelle planteada para este proyecto de investigación deberá tener múltiples salidas por la razón de que deberá alimentar tanto a la etapa de potencia, como a la etapa de pre amplificación y transmisión de señal. Se ha planteado que la regulación estará solo sujeta a la salida que alimentar a la etapa de potencia ya que la carga demanda gran variación de corriente en función de la señal de audio de entrada a la misma, a la vez que la etapa de pre amplificación no exige cantidades de corriente superiores a unas decenas de mili amperios.

El integrado que controlará la modulación de pulsos de los mosfet en configuración half bridge proporciona los parámetros necesarios para este trabajo, sin embargo, el riesgo de alguna falla pone en peligro al integrado, en el caso de que los conmutadores sufrieran un corto circuito interno estos pueden pasar el voltaje de entrada (320 Vcd) hacia el integrado de control TL494 produciendo una falla catastrófica en la fuente. Este inconveniente se presentó en el desarrollo del prototipo por lo que se contempló la opción de incorporar al diseño un pequeño transformador de pulsos que desacopla físicamente las señales del driver de conmutación del pin de gate de los mosfet.

Como se muestra en la figura 11-1 este transformador tiene un núcleo de material ferroso y dado que está diseñado para altas frecuencias, el número de vueltas de alambre de cobre es menor a 10 por devanado, haciéndolo pequeño, pero de gran importancia, al momento de proteger a la fuente conmutada.

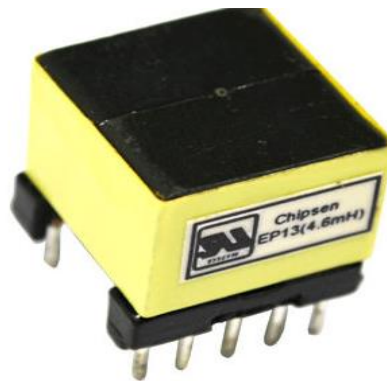


Figura 11-1: Transformador de pulsos

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

1.4 Regulador conmutado con aislamiento galvánico

Se analizó varios tipos de configuraciones de fuentes conmutadas, siendo las topologías con transformadores de alta frecuencia, las mejores opciones ya que aíslan completamente la tensión de primario – secundario, lo que proporciona mayor seguridad en caso de alguna avería. Cabe

mencionar que dichos transformadores operan a frecuencias más altas que la frecuencia de la red de CA (50Hz o 60Hz) lo que permite reducir su tamaño, peso y costo, haciéndolos más eficientes en el momento de la conmutación, lo que implica también que las pérdidas de energía por calor, son mínimas en estos dispositivos.

Dentro de las configuraciones más recomendadas por su eficiencia y manejo de potencia se encuentran las topologías de FLYBACK, HALF BRIDGE y PUSH - PULL ya que son capaces de manejar grandes potencias de cientos de vatios a la vez que ofrecen un aislamiento galvánico.

Su funcionamiento, al igual que todas las fuentes conmutadas, se basa en pulsos de alta frecuencia con la diferencia que en estas configuraciones la tensión DC puede ser distribuida en dos o más interruptores lo que permite trabajar con voltajes de entrada de AC de 120 ó 220 voltios.

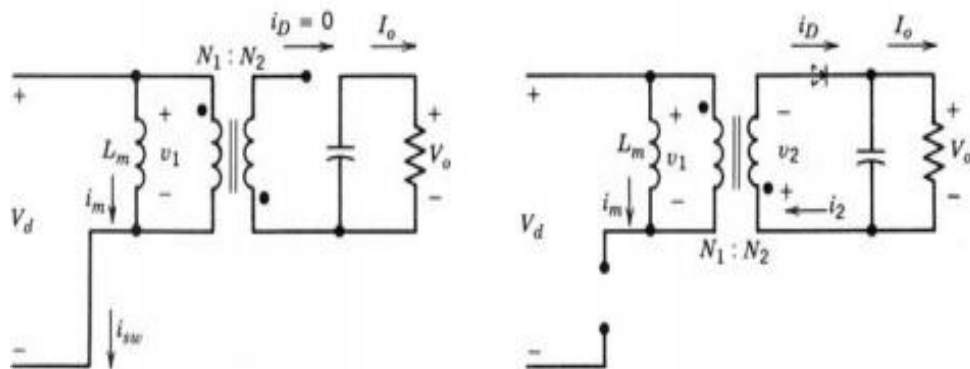


Figura 12-1: Estados del circuito convertidor FLYBACK

Fuente: (Mohan, et al., 2009)

Una forma más adecuada de manejar las corrientes que llegan al transformador de potencia es dividir la carga en dos conmutadores de alta frecuencia como es el caso de la topología PUSH – PULL o HALFBRIDGE que ofrece un mejor rendimiento a grandes potencias por su configuración en la cual permite tener la mitad de la potencia total en un instante de tiempo mientras que la otra mitad permanece apagada en la otra mitad de tiempo y viceversa. Esta topología permita convertir los valores de AC de 120 o 220 en una sola tensión de entrada que maneja un voltaje de DC de aproximadamente 320V.

Dicho de otra forma, podemos seleccionar el voltaje de entrada tan solo con un interruptor, si es el caso de 120Vac se aplica un doblador de tensión entre la entrada y el punto medio de los capacitores de rectificación, mientras que si es el caso de 220Vac se desactiva el doblador de tensión de la entrada. De esta forma la fuente siempre tendrá de entrada de DC un voltaje aproximado a 320Vdc.

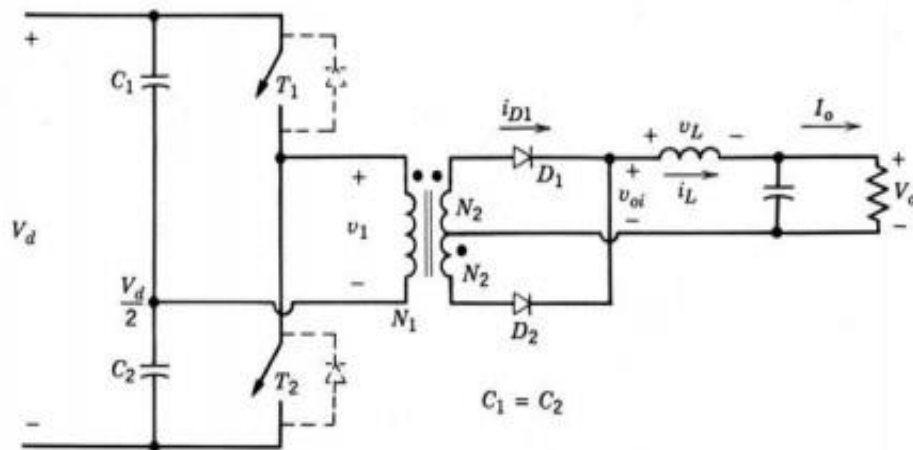


Figura 13-1: Convertidor HALFBRIDGE

Fuente: (Mohan, et al., 2009)

De acuerdo con investigaciones la configuración HALFBRIDGE ofrece mejor rendimiento a potencias de entre 100 a más de 500 vatios como lo explica Guillermo Lehmann en su trabajo Fuentes de alimentación conmutadas. Una configuración capaz de manejar una cantidad de potencia mayor, incluso superior a 1000 vatios, es la topología FULLBRIDGE, pero se debe considerar que aumenta su nivel de complejidad y su costo, a de más que el control deberá ser para al menos cuatro interruptores de alta frecuencias teniendo que establecer tiempos de ciclo muerto mucho más cortos que en HALFBRIDGE.

En esta investigación se tomará como referencia la topología HALFBRIDGE que brinda una excelente respuesta con un rendimiento de al menos el 80% y el control que se establecerá para el diseño de la fuente conmutada será por parte del driver TL494, el cual ofrece una rápida configuración de frecuencia de conmutación a una versatilidad en calibración de tiempo muerto, lo que permite el manejo de dos conmutadores de alta frecuencia típica de convertidores de medio puente. Es importante que el disparo de los conmutadores estará realizado por el driver y por un pequeño transformador de alta frecuencia que aislará la parte de control de la parte de potencia.

1.5 Amplificadores de audio

Los amplificadores de audio han venido evolucionando con el paso del tiempo, desde sus inicios con tubos al vacío que brindaban una gran calidad de sonido, pero con el contraste principal de elevadas temperatura y muy baja potencia de salida. La topología de amplificación clase AB donde un transistor de base N amplifica el semiciclo positivo de la onda sinusoidal mientras que

un transistor de base P el restante de la misma onda, ha logrado mantenerse por largos años en el mercado, principalmente por su gran calidad de audio, diseño sencillo de reparar al momento de alguna falla y su costo relativamente bajo.

La configuración AB de amplificadores de potencia de audio tienen grandes ventajas para el mundo profesional de amplificación, pero se contrasta con dos grandes desventajas que son un rendimiento bajo de aproximadamente un 60% y su elevado peso lo que lo hace muy difícil su movilidad. Sin embargo, se han hecho modificaciones de gran importancia para la misma topología, como es el caso de la configuración clase H. Esta última es capaz de mejorar el rendimiento del amplificador al cambiar la potencia de alimentación del mismo, dicho de forma más sencilla, mide la señal de entrada y conmuta diferentes voltajes de alimentación para así aprovechar de mejor manera la fuente de alimentación.

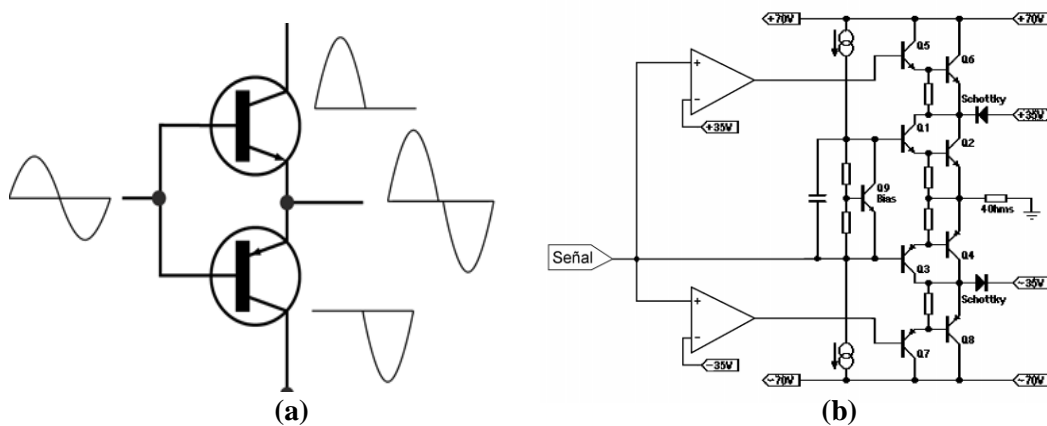


Figura 14-1: a) Amplificador clase AB b) Amplificador clase H

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Aunque la clase H mejoró el rendimiento de los amplificadores AB no representó un avance significativo para el audio profesional ya que se comporta de forma igual que su predecesora cuando la señal de entrada llega al nivel máximo, es decir para sistemas profesionales donde el uso es rudo y constante, sigue disipando gran cantidad de calor. Estos inconvenientes obligaron a buscar una solución más confiable a la demanda del audio profesional, llegando así a la configuración CLASE D, que trabaja con un alto rendimiento de aproximadamente el 90%, y que no utiliza un gran número de transistores ni necesita ventilación forzada o un disipador de aluminio de gran tamaño.

1.5.1 Amplificadores de audio clase D

La base del funcionamiento del amplificador clase D es conmutar con señales de pulsos a mosfet en la misma frecuencia que lo haría señales sinusoidales, pero ya que son pulsos se evita la

transición hasta cruzar por cero, evitando así desperdiciar energía en calor. Los componentes que se utilizan para esta conmutación, como se explicó anteriormente son MOSFET que dado sus características de GATE no necesitan corrientes grandes para entrar en conmutación, a diferencia del transistor que en la mayoría de los casos necesita de un driver de transistores para amplificar la corriente que llega a la base del mismo.

Como vemos en el diagrama básico de un amplificador clase D la señal de entrada que sí es sinusoidal se mezcla con una señal triangular, obteniendo una señal PWM que a su vez servirá de disparo para los mosfet de conmutación, que de manera similar a la clase AB, cada uno conmutará un semiciclo obteniendo a la salida de los mismo, una señal idéntica a la de disparo, pero con mucha más potencia. Es necesario aclarar que la señal, ya de potencia, es de forma cuadrada lo que no puede ser reproducido por los altavoces.

Es indispensable el uso de un filtro paso bajos para que amortigüe la señal cuadrada, convirtiéndola así nuevamente en señal sinusoidal, se debe mencionar que el cálculo de este filtro es de gran importancia por la razón de que trabaja a determinado rango de frecuencias, si se llegara a trabajar fuera de los parámetros del mismo podemos caer en un sobrecalentamiento del núcleo o en una distorsión pronunciada del audio que se dirige a los altavoces.

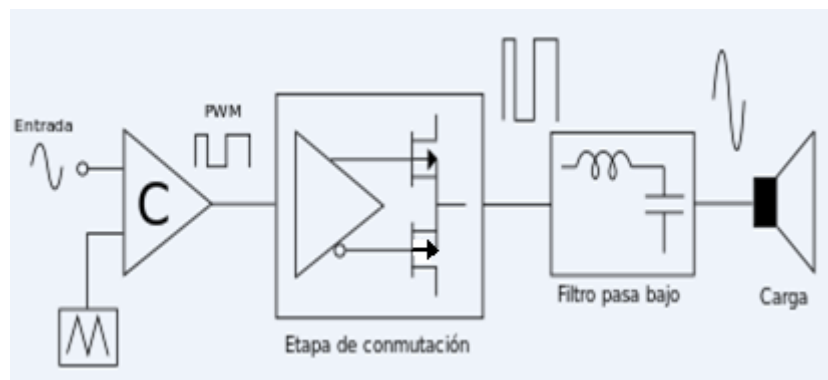


Figura 15-1: Diagrama básico de un amplificador clase D

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Además, si la etapa de filtrado paso bajos de la salida estuviese fuera de los parámetros para los cuales fue diseñada, podríamos tener sobre calentamiento en los conmutadores, acortando la vida útil de estos componentes. Se debe añadir que la etapa de conmutación será por parte de integrado IRS2092 fabricado por International Rectifier que es un modulador de PWM diseñado para generar señales para activación y desactivación de mosfet de potencia siendo capaz de actuar de driver para etapas de potencia de más de mil vatios. Según su hoja de datos cuenta con protección

de sobre corriente bidireccional, tiempo muerto programable y puede operar hasta 800 kHz. (IRS2092, 2007)

El IRS2092 es un controlador de amplificador de audio Clase D de alto voltaje y alto rendimiento con modulador y protección PWM. Junto con dos MOSFET externos y algunos componentes externos, se puede realizar un completo amplificador de audio de Clase D con protección. La tecnología patentada de aislamiento de ruido de International Rectifier permite que la etapa de transmisión de la puerta de alta corriente y el amplificador de error de ruido de alta velocidad y baja resistencia. Los elementos abiertos de la sección del modulador de PWM permiten una implementación flexible de la topología de PWM. (IRS2092, 2007)



Figura 16-1: Integrado IRS2092, SOIC16N

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

1.6 Preamplificador

Es indispensable para un sistema de amplificación el uso de un preamplificador, que no solo aumenta el nivel de ganancia de las señales de entrada, también puede modificar esta misma señal dando un tratamiento adecuado para los amplificadores y transductores como los parlantes. Un pre amplificador puede, actuar como filtro para algún tipo de frecuencia, balancear o des balancear una señal o sumar varias señales.

El funcionamiento de un preamplificador de señales de audio se basa en amplificadores operacionales que de acuerdo a como los configuremos estos aumentarán o modificarán la ganancia de señal entrante. Un ejemplo es la configuración inversora que dará una ganancia seleccionando los valores de resistencia, pero al mismo tiempo modifica la fase de la misma, es decir en señales sinusoidales invertirá la señal a 180 grados. Esta configuración es útil en amplificadores de audio ya que puede asignar la señal dependiendo el tipo de caja acústica o su vez se puede utilizar una señal invertida para sistemas cardioides donde se quiere que el sonido solo radie hacia el frente, y una onda con fase invertida cancelará la onda inversa a la misma,

junto con un nivel apropiado se puede direccionar las ondas de sonido orientándolas en dirección requerida.

Para esta investigación se ha diseñado un pre amplificador que tendrá, a su entrada un circuito des balanceador, seguidamente un sumador de señales y por último un circuito balanceador, todos estos circuitos estarán formados por distintas configuraciones.

Luego de una comparativa de integrados que contengan opams se decidió que el más adecuado para el diseño del pre amplificador es el circuito integrado C4558 por su diseño apropiado para señales de audio, bajo ruido y distorsión y de fácil accesibilidad en el mercado electrónico. Este circuito integrado que en su interior encapsula dos amplificadores operacionales fue diseñado por la empresa Texas Instruments que brinda excelentes características de funcionamiento como:

- Protección contra cortos circuitos
- Ancho de banda de aproximadamente 3MHZ
- Bajo consumo de energía

Entre más características importantes lo hacen ideal para el diseño de pre amplificadores de audio profesional ya que es común encontrarlo en consolas, ecualizadores y más procesadores de audio.(TEXAS INSTRUMENTS, 1976).

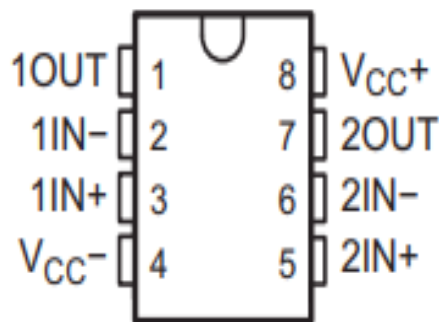


Figura 17-1: Integrado C4558

Fuente: (TEXAS INSTRUMENTS, 1976)

El funcionamiento del preamplificador, como se lo explicó anteriormente tienen varias entradas, una señal balanceada para conectar sistemas profesionales, es decir desde la consola de mezclas, procesadores de señal y las cajas parlantes activas. Otra fuente de entrada de señal será una en condición de estéreo a través de conectores RCA (R+L) y finalmente la entrada que es uno de los objetos de este estudio, la de señal inalámbrica mediante el receptor diseñado por Texas Instruments que se nombró en párrafos anteriores. La entrada balanceada toma proceso mediante

la configuración de los amplificadores operacionales en configuración de amplificador diferencial.

1.6.1 Amplificador diferencial

El amplificador operacional en modo diferencial con ganancia controlada, o también conocido como amplificador diferencial, amplifica la diferencia entre las dos entradas de voltaje. La no inversora menos la inversora. La ventaja del amplificador diferencial es que rechaza el ruido en modo común. En este caso, la salida está en función a una ganancia, la cual es proporcional a la relación de resistencias. (HETPRO, 2018) esta configuración es comúnmente utilizada en todas las entradas de audio de equipos profesionales a través de un conector XLR comúnmente llamado canon.

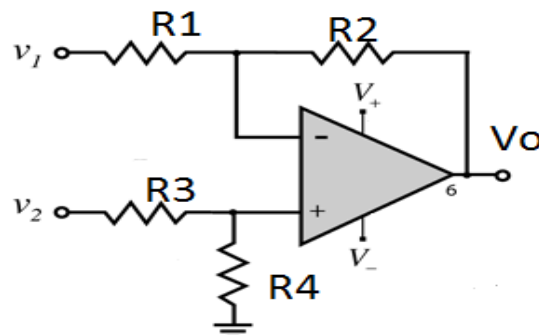


Figura 18-1: Opam diferencial

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Donde el voltaje de salida del amplificador está dado por la ecuación 5-1:

Ecuación 5-1: Ecuación para calcular el voltaje de salida del amplificador

$$V_o = (V_2 - v_1) * \frac{R_2}{R_1}$$

Donde: $R_4 = R_2$ y $R_3 = R_1$

A este circuito se le puede adicionar un capacitor de desacoplé en serie en la entrada y salida para protegerlo en caso de que hubiese alguna falla y llegara una señal de corriente DC en las entradas de señal, dicho capacitor deberá estar entre 2.2uF y 10uF no polar para que no actué como filtro pasivo si los valores llegaran a ser demasiado bajos o altos.

1.6.2 Sumador inversor

En esta configuración el amplificador operacional suma todas las señales independientes que ingresen por su terminal negativo, al mismo tiempo que la salida de las mismas estarán con su fase invertida. La ganancia de esta configuración dependerá de un R_f y varios R_n de cada señal. Cabe aclarar que este circuito puede recibir un número n de entradas y una sola salida, y está muy utilizado en equipos de audio profesional donde se requiere tener el control de varias fuentes de sonido que van a ser amplificadas por un único sistema de amplificación.

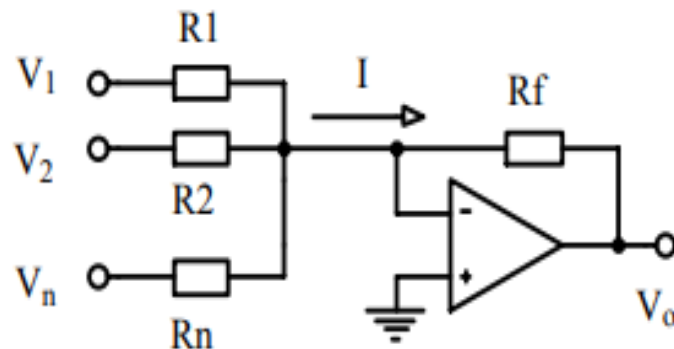


Figura 19-1: Opam sumador

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Donde su voltaje de salida estará dado por la ecuación 6-1:

Ecuación 6-1: Ecuación para calcular el voltaje de salida del opam sumador

$$V_o = -\left(\frac{R_f}{R_1}V_1 + \frac{R_f}{R_2}V_2 + \dots + \frac{R_f}{R_n}V_n\right)$$

Estas dos configuraciones mostradas son la que se utilizan en el diseño del pre amplificador de señal para poder tener el control de señales conectadas con cable, así como el de las señales inalámbricas que lleguen al sistema de amplificación. Se debe mencionar que adicional a la configuración de los amplificadores operaciones están en uso potenciómetros que regulan el nivel de señal que lleguen al mismo, de la misma forma se analizara la fase de la señal ya procesada por el pre amplificador al amplificador con el fin de que no hubiese cancelaciones entres sistemas.

CAPITULO II

2. MARCO METODOLÓGICO

2.1 Introducción

Para la implementación del sistema de amplificación se comienza diseñando la fuente conmutada que alimenta todo el sistema desde el pre amplificador, transmisor de audio hasta el amplificador de potencia; seguidamente se diseña he implementa el amplificador clase D que será el encargado de suministrar la potencia necesaria hacia los transductores que en este caso será una caja activa; finalmente se diseña el preamplificador donde se conectará el transmisor / receptor de audio.

Tanto para la fuente, así como para el amplificador se trabaja con conmutación a alta frecuencia donde las bobinas y conmutadores electrónicos juegan un papel de suma importancia y su cálculo y montaje tendrá que ser lo más adecuado posible para garantizar un correcto funcionamiento, cabe aclarar que estos dispositivos deberán soportar largas jornadas de trabajo pesado donde se pondrá a prueba su rendimiento. En el gráfico 1-2, se muestra las etapas, para alcanzar estos objetivos.

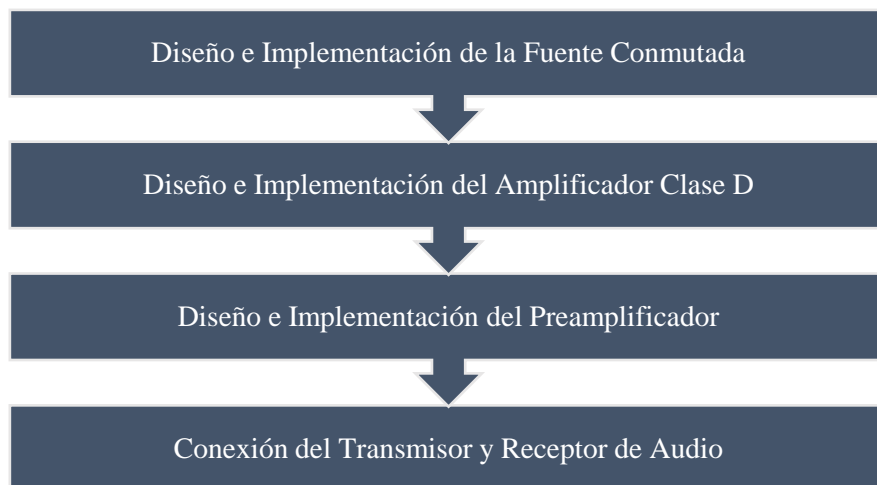


Gráfico 1-2: Etapas del diseño e implementación del sistema

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Se emplea la técnica de observación y experimentación, para recolectar información para el diseño de la fuente conmutada y el amplificador; para la elaboración de tablas y gráficos se utiliza la técnica de análisis de contenido.

2.2 Fuente de alimentación conmutada

Como se explicó anteriormente la fuente conmutada basa su funcionamiento en pulsos de alta frecuencia donde los conmutadores electrónicos tiene el trabajo de manejar dichos pulsos de alta corriente dirigiéndolos a un transformador de aislamiento galvánico, en configuración half bridge. El dispositivo que modulará el ancho de pulsos que permitirá el trabajo de los mosfet será el circuito integrado TL494 que fue diseñado por Texas Instruments específicamente para fuentes conmutadas y que brinda parámetros modificables al agregar unos pocos elementos externos como resistencia y capacitores.

Como punto de partida para el diseño, se rectifica la corriente de entrada de la red eléctrica de 110Vac, pero un punto importante en el desarrollo del prototipo es que pueda tener la versatilidad de trabajar en los dos voltajes nominales de la red eléctrica que son 110Vac o 220Vac, para lo cual se implementa un doblador de tensión y que permite su instalación en la configuración de medio puente como se mostrará a continuación en las figuras.

Una opción viable para el usuario es que él pueda elegir en que voltaje deberá trabajar de acuerdo a la red eléctrica del lugar donde él se encuentre, por tal razón la selección de voltaje estará hecha mediante un interruptor el cual habilitará o no el doblador de tensión en el caso necesario de 110Vac o 220Vac.

Partiremos de los parámetros que se necesita obtener con la fuente conmutada.

Cálculos preliminares de la fuente conmutada:

- **Potencia de salida:** Para el cálculo de la potencia de salida se emplea la ecuación 1-2, misma que suma todas las potencias de salida del sistema.

Ecuación 1-2: Ecuación para calcular la potencia de salida

$$P_{out} = P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_n$$

$$P_{out} = (60V \times 6A) + (60V \times 6A) + (24V \times 1A) = 744 W$$

- **Potencia extraída de la red:** Para el cálculo de la potencia extraída de la red se emplea la ecuación 2-2, misma que relaciona la potencia de salida y la eficiencia del mismo.

Ecuación 2-2: Ecuación para calcular la potencia extraída de la red

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{eff}$$

$$P_{in} = P_{out} / (eff) = 744 / 0.8 = 930W$$

- **Corriente de entrada promedio estimada (DC):** Si contemplamos la posibilidad de que el voltaje de la red caiga en un 20% tendríamos que $V_{ac} = 96V$ lo que pondría en el doblador de tensión y a su vez en el puente de diodos un voltaje aproximado de $192V_{ac}$, por tanto:

$$V_{max} = 240V_{ac}$$

$$V_{min} = 192V_{ac}$$

Las corrientes de entradas esperadas se calculan mediante la ecuación 3-2:

Ecuación 3-2: Ecuación para calcular la corriente de entrada

$$I_{IN} = \frac{P_{in}}{V_{in}}$$

$$I_{IN} = \frac{930}{120}$$
$$I_{IN} = 7.75 \text{ A}$$

$$I_{IN} = \frac{930}{96}$$
$$I_{IN} = 9.68 \text{ A}$$

2.2.1 Rectificación

Las fuentes conmutadas son convertidores de AC – DC de DC – AC y finalmente AC –DC con este principio la primera tapa de fuente es un convertidor de AC – DC que se lo realiza mediante un puente de diodos y un capacitor de filtrado. La elección correcta de dichos componentes, es de suma importancia debido a que de esta parte de la fuente se toma toda la potencia necesaria, es decir es la primera etapa. Se debe mencionar adicional que, dado la naturaleza de conmutación de alta frecuencia de esta fuente, va a generar una serie ruidos conocidos como EMI o interferencias electromagnéticas.

Con el fin de que ruidos generados por la fuente ingrese a la red eléctrica es esencial el uso de un filtro de EMI que tiene como componentes una bobina y capacitores, dicho de otra forma, es un filtro pasivo. Al igual, la elección de los componentes para el filtro ayuda disminuir la contaminación de la red eléctrica a la cual se conecte.

Para la elección del puente de diodos se toma en cuenta los parámetros demandantes de la fuente conmutada como voltaje, corriente y frecuencia. El voltaje con el que trabajará será de 220Vac (más un 10%) normalmente ya que en el caso que se desee trabajar a 110Vac se debe activar el circuito doblador de tensión y en el caso de que exista un voltaje superior se desactivara el mismo. De cualquier forma, al puente de diodos siempre llegaran 240Vac aproximadamente. En la tabla 1-2 se muestran los parámetros de rectificación.

Tabla 1-2: Parámetros de rectificación

Potencia máxima	700 W
Voltaje	240 V
Frecuencia	60 Hz

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Después de saber los parámetros para los cuales la rectificación debe manejarse, se elige al puente de diodos de numeración KBL406 que brinda características superiores a las demandadas por la fuente, como son un voltaje pico de 600V con una corriente de 4 amperios; convirtiéndolo en una opción viable para el desarrollo del proyecto. A continuación, en la figura 1-2 se presenta su encapsulado:



Figura 1-2: Puente de diodos

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Seguidamente se dimensiona los capacitores del filtrado, es importante aclarar que, dado la topología de medio puente de la fuente conmutada, necesariamente se deberá utilizar dos capacitores conectados en serie para de tal forma, poder aplicar el doblador de tensión y obtener un voltaje flotante. Para el cálculo de los capacitores es indispensable conocer el voltaje al cual estarán sometidos cada uno, se deduce de la ecuación 4-2:

Ecuación 4-2: Ecuación para calcular el valor de los capacitores

$$V_{max} = 2 * V_{AC} * \sqrt{2}$$

$$V_{max} = (2 * 120) * \sqrt{2}$$

$$V_{max} = 339.41 V$$

De este resultado podemos saber que cada capacitor deberá soportar por lo menos la mitad del voltaje calculado, mediante la ecuación 5-2.

Ecuación 5-2: Ecuación para calcular el voltaje en cada capacitor

$$V_C = V_{max}/2$$

$$V_C = 340/2$$

$$V_C = 170Vdc$$

Este valor de voltaje dependerá mucho de las variaciones de voltaje de la red por lo que la opción más acertada es aproximar dicho valor a 200Vdc o 250Vdc, para cada capacitor que son valores nominales en el mercado electrónico.

Con el fin de reducir al máximo el porcentaje de rizado de la etapa de rectificación se elige una capacitancia de 470uf para cada condensador de filtrado ya que este valor es típicamente utilizado en fuentes con potencias superiores a 500 vatios. De tal manera que si aumentamos el valor de los capacitores a 1000uF el rizado disminuiría considerablemente, pero estaríamos exigiendo más corriente al puente de diodos. De cualquier forma, no afectaría significativamente al funcionamiento de la fuente.

En la figura 2-2 podemos evidenciar que el voltaje de entra es de 120Vac en 60Hz, el interruptor de selección está cerrado, lo que activa el doblador de tensión permitiendo, después de la rectificación y filtrado de la misma obtener 340Vdc que será el voltaje principal de la alimentación en DC.

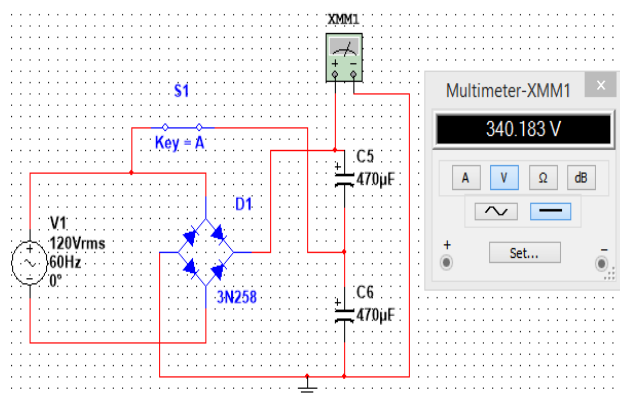


Figura 2-2: Simulador de rectificación switch ON

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Para la figura 3-2 podemos evidenciar que el voltaje de entrada cambió a 240Vac de la misma forma el interruptor debe estar en apagado para desactivar el doblador de tensión y así obtener un voltaje de DC similar al anterior sin afectar el funcionamiento de la fuente. Se debe aclarar que en la práctica los valores de los condensadores de filtrado de la fuente deben ser iguales o superiores a 200 voltios para que en el momento de ponerlos en serie estos puedan superar los 400v de tolerancia garantizando su funcionalidad.

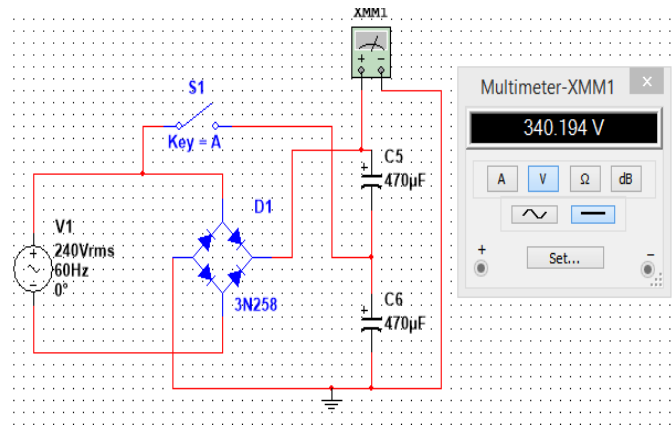


Figura 3-2: Simulador de rectificación switch OFF

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Nominalmente el voltaje de la red eléctrica es 110Vac o 220Vac, pero en la práctica y por motivos de caídas de tensiones las empresas que suministran el recurso lo aumentan con variantes del hasta el 10% llegando a ser el voltaje medido 120Vac o 240Vac según sea el caso, claro está que también puede variar al punto de tener 108Vac lo que podría estar poniendo en riesgo el funcionamiento de la fuente conmutada.

Al trabajar con conmutación en alta frecuencia se crea un problema de importancia como es el ruido EMI o ruido por interferencia electromagnética que al no ser filtrada adecuadamente esta tiende a introducirse en la red eléctrica provocando molestias en cualquier dispositivo conectado a la misma. Para dar solución al problema de interferencias EMI se debe añadir al diseño un filtro que basa su funcionamiento en componentes pasivos RLC.

2.2.2 Filtro EMI

Un filtro EMI es un dispositivo que es una combinación de un inductor, un resistor y capacitores que crean una topología de filtro que puede suprimir una banda de frecuencias de las señales en un circuito. Pueden ser pequeños dispositivos de montaje de superficie adecuados para bajar la potencia, el suministro y los circuitos de línea de señal. También pueden ser módulos más grandes

compuestos de componentes de mayor potencia para aplicaciones como suministro de energía de CA. (Filtro EMI / Filtro de supresión EMI / Arrow.com, sin fecha)

Los filtros EMI están disponibles en un número de configuraciones, que describen la topología del filtro utilizado mediante la combinación de componentes pasivos, figura 4-2. Los tipos PI se parecen al símbolo griego PI, tienen un capacitor en paralelo, inductor o resistor en serie y un capacitor en paralelo. Tipos T corresponden a la forma de una "T", por ser un inductor o resistor en serie y un capacitor en paralelo.

También hay tipos RC y LC que tienen un resistor o inductor en serie seguido por un capacitor en paralelo. Hay otras combinaciones de estas topologías de componentes, los filtros están configurados para soportar un paso bajo (supresión de frecuencias más altas, que pasa por la inferior) y de paso de banda (supresión inferior y superior, pero que pasa frecuencias de rango medio).

Las topologías de filtro de paso de banda son menos comunes, ya que no transmiten energía de CC, que es una aplicación típica de los filtros EMI. (Filtro EMI / Filtro de supresión EMI / Arrow.com, sin fecha)

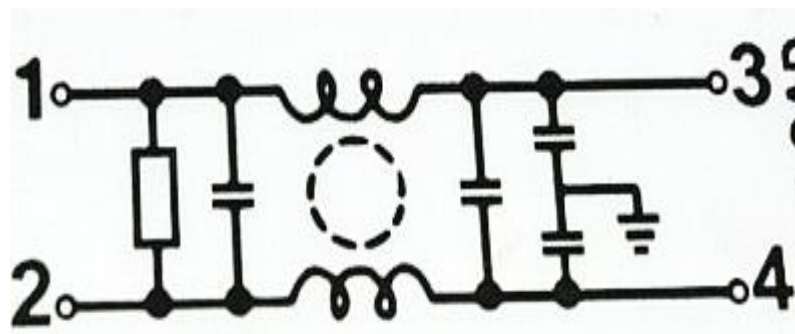


Figura 4-2: Diagrama de un filtro EMI

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Para construir la bobina debemos utilizar un núcleo toroidal con factor AL lo más elevado posible. el diámetro del hilo de acuerdo con la carga y los dos bobinados con el mismo número de espiras, para reducir al mínimo posible la saturación del núcleo. (filtro de red, 2018).

Comercialmente existen ya bobinas diseñadas en función de la potencia que se va a pasar por ellas y para fuentes conmutadas, como el filtro JM-EV24 o la bobina LCL-F25 que son comercialmente diseñadas para aplicaciones de fuentes conmutadas o para disminuir el ruido en equipos que presente altos niveles de ruido eléctrico.

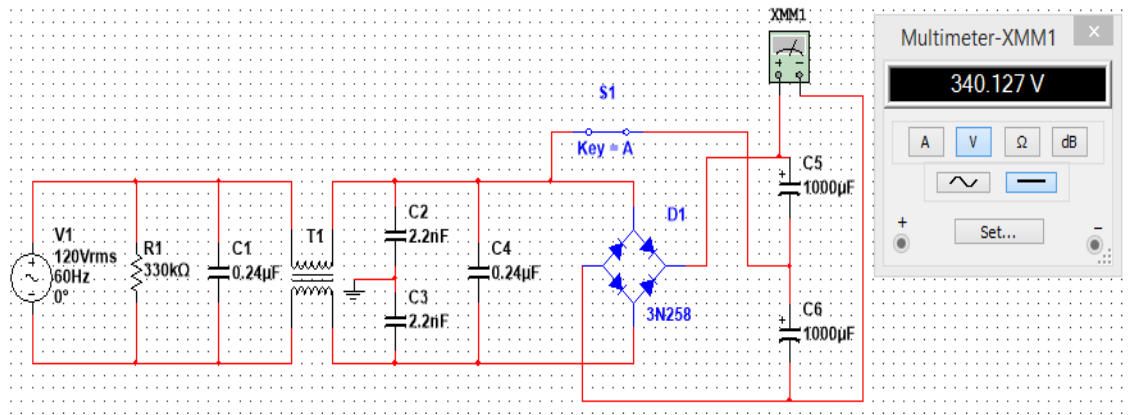


Figura 5-2: Simulación del filtro EMI

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Una vez decididos los parámetros del filtro pasivo como son condensadores y bobinas se procede a la simulación, figura 5-2, donde se evidencia que el filtro no causa ningún efecto en la primera etapa de rectificación de la fuente en la cual se está pasando de corriente alterna del voltaje proveniente de la red, y como se está trabajando con 110Vac, el doblador de voltaje también está actuando obteniendo después de los capacitores de filtrado un voltaje de DC de aproximadamente 340V en el simulador.

En el caso que el voltaje de red fuese de 220Vac tendríamos que abrir el interruptor para desactivar el doblador de tensión como se explicó anteriormente. La figura 6-2 muestra un filtro EMI comercial.

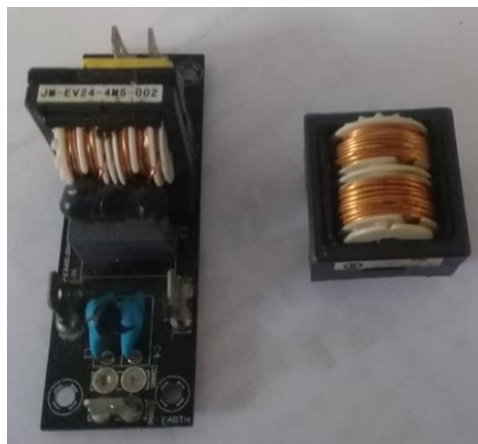


Figura 6-2: Filtro EMI comercial

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

En el simulador podemos evidenciar las curvas de respuesta antes de la rectificación y después de la misma con el fin de mirar la curva de rizado después de los capacitores de 470uf. Como se puede observar en la figura 7-2 el nivel de rizado es mínimo, prácticamente imperceptible en el osciloscopio.

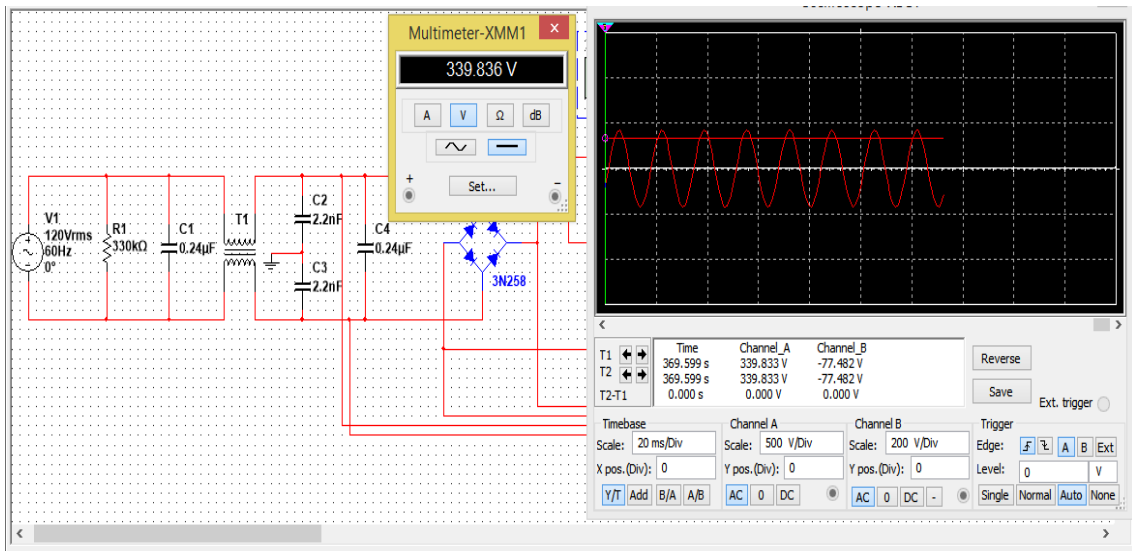


Figura 7-2: Simulación curvas de rectificación

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

2.2.3 Configuración Half Bridge

Como se mencionó en el capítulo anterior esta configuración será objeto de estudio en esta investigación debido a varios factores que favorecen el desarrollo de la misma, por ejemplo, un punto determinante es que la topología escogida es ampliamente utilizada en dispositivos comerciales de audio profesional como amplificadores de potencia, cajas activas de rango completo o subwoofer en las cuales el consumo de energía es ampliamente demandante, con consumos superior a los 1000 vatios.

La topología en análisis es capaz de partir a la mitad el voltaje de entrada que conmutarán los mosfet, dicho de otra forma, cada interruptor recibirá 170Vdc aproximadamente, lo que permite trabajar en sistemas americanos con un voltaje nominal de 110Vac o europeos con voltaje nominal de 220Vac. En un semiciclo del voltaje de entrada cuando A es positivo en relación con B, C1 se carga positivamente a través de D1 hasta un pico de (1.41×120) 168Vdc. En un semiciclo cuando A es negativo con respecto a B, el condensador C2 se carga positivamente a través de D2 a 168 V.

El voltaje total a través de C1 y C2 en serie es de 340 Vdc aproximadamente. Se puede ver en la Figura 2.6 que con cualquiera de los conmutadores "encendido" o "apagado" está sujeto al máximo Voltaje de entrada de CC y no el doble de ese valor. Debido a que la topología somete el conmutador "off" a Vdc y no a 2Vdc, hay muchos transistores bipolares y MOSFET de bajo costo que pueden soportar el valor nominal de 340 DC V más el 15% máximo de 390 V. Por lo

tanto, el equipo se puede usar con cualquier red de distribución 120 o de 220 V haciendo un simple cambio en el interruptor como se observa en la figura 8-2. (Abraham L. Pressman, 2009)

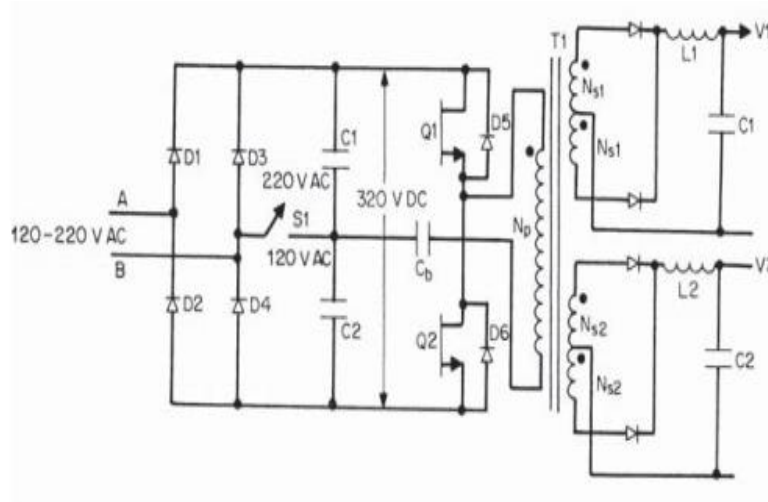


Figura 8-2: Configuración HALF BRIDGE

Fuente: (Abraham L. Pressman, 2009)

Como se puede evidenciar los dos conmutadores deben actuar en diferente tiempo, es decir debe existir entre ellos un tiempo llamado dead time o ciclo muerto en el cual ambos mosfet estén apagados, esto con el fin de evitar corto circuitos entre los conmutadores debido que estos trabajan a altas frecuencias. Según el libro Switching Power Supply Design si se elige el un rendimiento aproximado del 80% la fórmula de la relación de potencia se calcula mediante la ecuación 6-2.

Ecuación 6-2: Ecuación para calcular la relación de potencia

$$P_{in} = 1.25 * P_{out}$$

A la vez sugiere que para la configuración de medio puente con frecuencias de 50KHz o superiores, el tiempo de encendido de cada conmutador se calcula mediante la ecuación 7-2:

Ecuación 7-2: Ecuación para calcular el tiempo de encendido de cada conmutador

$$t_{1,2} = 0.8 \frac{T}{2}$$

La potencia de entrada de alimentación mínima es el producto de la tensión primaria mínima y la corriente primaria promedio en la entrada de CC. En la entrada de CC mínima, el tiempo máximo de "encendido" en cada conmutador se establecerá en $0,8 T / 2$ como se explicó anteriormente, y el primario tiene dos pulsos de corriente de ancho $0,8 T / 2$ por período T. El voltaje primario $V_{dc} / 2$, la potencia de entrada es de $1.25 P_o = (V_{dc} / 2) * (I_{pft}) (0.8T / T)$, donde I_{pft} es el pico de pulso de corriente primario equivalente de pico. (Abraham L. Pressman, 2009)

Por lo tanto, el pico de pulso de corriente se calcula mediante la ecuación 8-2.

Ecuación 8-2: Ecuación para calcular el pico de pulso de corriente

$$I_{pft} = \frac{3.13 V_o}{V_{dc}}$$

2.2.4 Controlador TL494

Como se mencionó en el capítulo anterior se decide utilizar este circuito integrado TL494 para el control de la modulación de ancho de pulsos de la fuente (PWM) por su versatilidad en el momento del diseño, ya que con pocos componentes pasivos como resistencias y condensadores se puede modificar parámetros como ciclo de trabajo, frecuencia de conmutación y ciclo muerto, estas características permiten ajustar los parámetros del diseño.

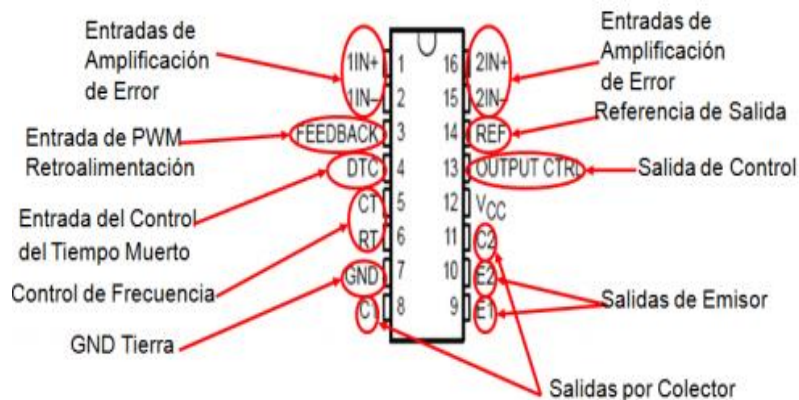


Figura 9-2: Distribución de pines del TL494

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

El integrado TL494, figura 9-2, encapsula dos amplificadores de error cuyos pines son 1-2, 15-16; para el diseño elegido solo seleccionaremos un amplificador que controlará la salida principal que alimentará a los amplificadores clase D, la otra entrada del amplificador de error la deshabilitaremos enviándola directamente a tierra. El amplificador de error tiene la función de realizar la comparación entre una señal de referencia y la señal deseada y generar una señal de error en el caso que se presente la misma. (Peñafiel Danny y Ramón Paul, 2013)

Para realizar la detección del error se lo hace mediante un divisor de voltaje para obtener un máximo de 5V en la entrada de los pines del integrado. Cabe mencionar que el aislamiento del secundario con el primario se dará mediante un opto acoplador que enviará una señal al comparador de error misma señal que no tendrá contacto con la salida de voltaje de la fuente.

La frecuencia elegida para el desarrollo de la fuente está determinada por el rango admisible del núcleo del transformador de pulsos, que para el caso se aproxima a 85 KHz. Cabe mencionar que se deberá calcular la resistencia y capacitor para este propósito, el fabricante del integrado especifica una fórmula que se aplicará para determinar dichos parámetros.

2.2.4.1 Oscilador

El oscilador proporciona una forma de onda de diente de sierra positiva a los comparadores de tiempo muerto y PWM para la comparación con las diversas señales de control. La frecuencia del oscilador se programa seleccionando los componentes de temporización RT y CT. El oscilador carga el condensador de temporización externo, CT, con una corriente constante, cuyo valor está determinado por la resistencia de temporización externa, RT. Esto produce una forma de onda de voltaje de rampa lineal. Cuando la tensión a través de CT alcanza los 3 V, el circuito del oscilador lo descarga y se reinicia el ciclo de carga. (TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits, 1983)

La corriente de carga está determinada por la ecuación 9-2:

Ecuación 9-2: Ecuación para calcular la corriente de carga

$$I_{carga} = \frac{3V}{Rt}$$

Para el período de diente de sierra, se emplea la ecuación 10-2:

Ecuación 10-2: Ecuación para calcular el período de diente de sierra

$$T = \frac{3V * C_T}{I_{carga}}$$

La frecuencia de oscilación, se calcula mediante la ecuación 11-2:

Ecuación 11-2: Ecuación para calcular la frecuencia de oscilación

$$F_{ocs} = \frac{1}{R_T * C_T}$$

Como el fabricante lo indica esta fórmula solo aplica para oscilación de un solo conmutador como configuraciones buck o boost en las cuales se necesita de un solo conmutador electrónico; sin

embargo, para el caso de fuentes tipo PUSS – PULL o similares como es el caso de half bridge de la investigación la fórmula se exprese mediante la ecuación 12-2.

Ecuación 12-2: Ecuación para calcular la frecuencia de oscilación de half bridge

$$F_{ocs} = \frac{1}{2R_T * C_T}$$

En la hoja de datos del circuito integrado se muestra una gráfica en la que se puede evidenciar las frecuencias vs Rc, de tal forma podemos asumir una frecuencia de trabajo que esté acorde con las admitidas por el núcleo del trasformador de pulsos. Como se muestra en la figura 10-2.

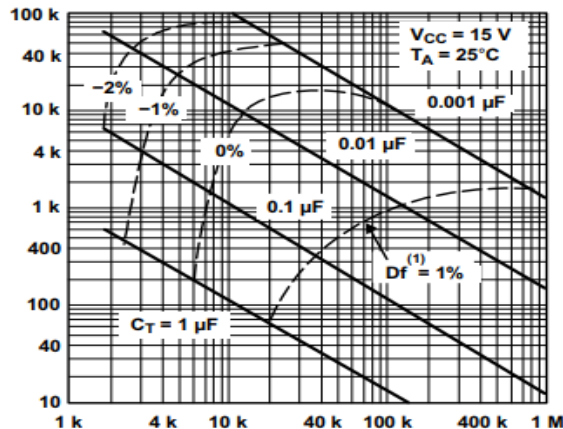


Figura 10-2: Gráfica Frecuencia vs Rc

Fuente: (TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits, 1983)

Si, aproximamos la frecuencia de oscilación a 85KHz tendremos:

$$R_T C_T = \frac{1}{2 * 85000}$$

$$R_T C_T = 0.000005882$$

Si escogemos valores nominales y comerciales tanto de resistencia y capacitor se aproximen a ese valor tendríamos que:

$$R_T = 5.6k\Omega$$

$$C_T = 1nF$$

De tal forma tendríamos que la frecuencia de oscilación será:

$$F_{ocs} = \frac{1}{2 * 5600 * 1 * 10^{-6}}$$

$$F_{ocs} = 89.28KHz$$

Debemos tomar en cuenta los valores de tolerancia de los componentes pasivos como resistencias y condensadores, que se aproxima al ± 10% de tal forma el valor de 85KHz se evidenciará en la práctica.

2.2.4.2 Tiempo muerto y arranque suave

Una vez contemplado los parámetros para el oscilador se debe, considerar el ajuste del tiempo muerto o dead time que es de gran importancia para los conmutadores ya que permite que en un diferencial de tiempo estos se encuentren apagados al mismo tiempo, seguidamente uno de ellos se encenderá continuando con el ciclo de acuerdo la frecuencia establecida.

Para lograr este objetivo se lo realiza a través del pin 4 del circuito integrado la variación de un voltaje de referencia en este pin nos dará como resultado la amplitud de tiempo muerto en la señal de conmutación lo que garantiza el funcionamiento adecuado de los mosfet. Si el pin 4 se conecta directamente a tierra, el fabricante indica que DT será del 3%, mientras que si se le da un valor de voltaje de referencia este tiempo puede incrementarse, dicho valor se lo puede ajustar con el uso de una resistencia conectada al pin 4 y a tierra.

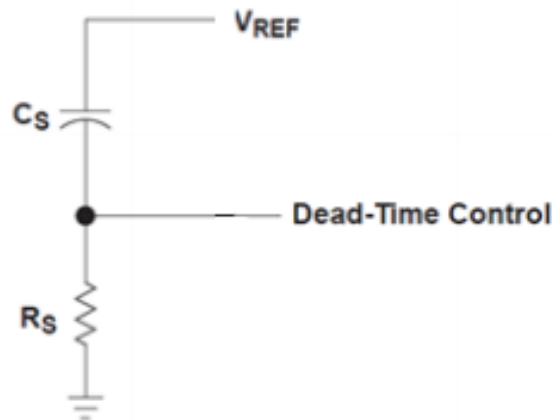


Figura 11-2: Control del tiempo muerto

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Los componentes R_S y C_S permiten realizar un arranque suave, cuando el sistema es conectado a la red eléctrica, inicialmente el capacitor fuerza a la entrada de control de tiempo muerto a tener 5v que es el voltaje de referencia, esto hace que la salida tenga un tiempo muerto de 100% con lo que no existen pulsaciones iniciales en los mosfet anulando la acción del transformador mientras que R_S permite que el condensador se cargue en cierto tiempo haciendo que el tiempo muerto se establezca en el valor requerido. (PEÑAFIEL DANNY, 2013)

2.2.5 Transformador de pulsos

Para el proyecto en desarrollo que utiliza un transformador de pulso de alta frecuencia que brinda el aislamiento galvánico explicado en el capítulo anterior, además que se utiliza un pequeño transformador de pulsos, para el aislamiento del circuito integrado de control TL494 hacia los conmutadores (mosfet) evitando posibles averías por fallos en el control o etapas de potencia. Se pre seleccionó un núcleo que tuviese las prestaciones adecuadas para el montaje de la fuente conmutada siendo una opción viable los núcleos de la familia ETD. La serie ETD presenta baja pérdida, alta potencia de salida, alta frecuencia de operación, baja temperatura y rendimiento estable.

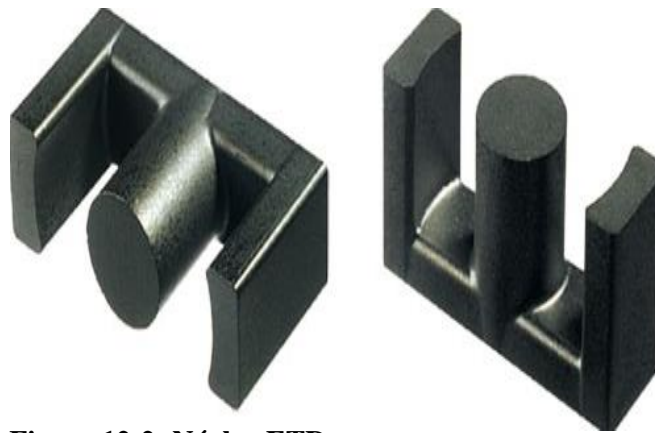


Figura 12-2: Núcleo ETD

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Por otro lado, el cálculo del número de vueltas, así como el calibre del alambre de cobre necesario para la construcción del transformador será otorgadas por el software de predicción excellentIT smps Transformer desarrollado por Vladimir Denisenko en Rusia que estima datos de número de vueltas por devanados principales, así como auxiliares, pérdidas en el núcleo, calibre de alambre de cobre, dimensiones del núcleo, además que nos permite elegir la topología adecuada para este propósito, para el caso de la investigación, la topología half bridge y el integrado controlador como es el TL494.

Es importante aclarar que para la alimentación del controlador se usa una pequeña fuente lineal que permitirá mantener constante el voltaje de alimentación del integrado TL494 en 15Vdc, este se lo realizará mediante un pequeño transformador, una rectificación y un integrado 78L15. Dado el mínimo consumo del controlador TL494 que es aproximadamente 250mA según el fabricante el tamaño del transformador es pequeño evitando un aumento de peso de la fuente y una electrónica complicada para el encendido del mismo.

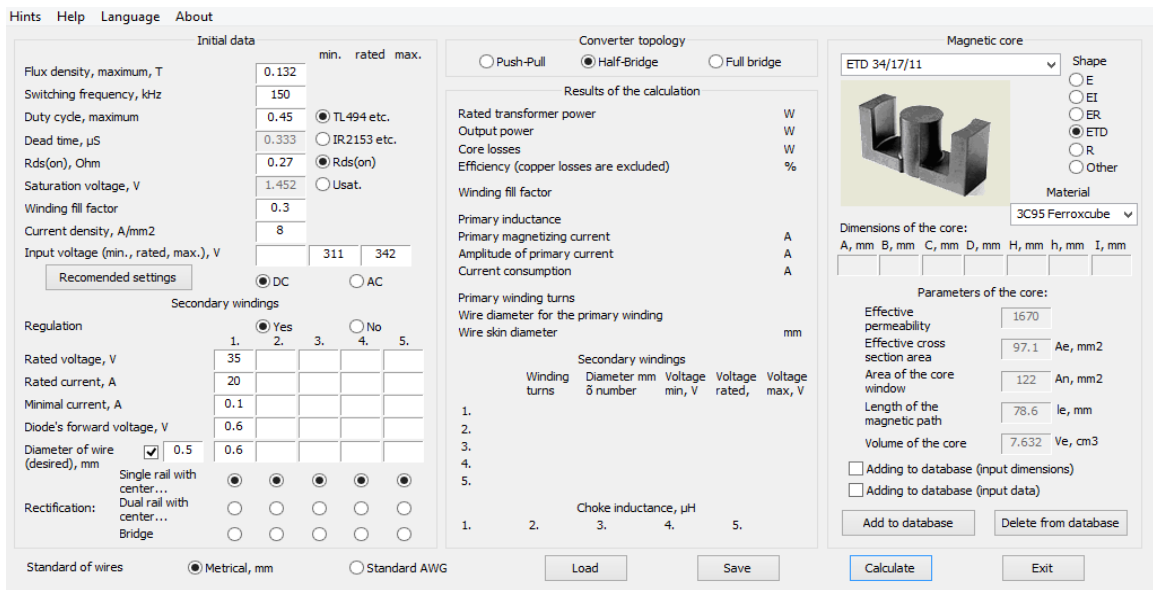


Figura 13-2: Software excellentIT smps Transformer

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

2.2.6 Conmutadores Mosfet

Ya que se han establecido los parámetros para la modulación del ancho de pulso se debe contemplar las opciones para la adecuada elección de los interruptores electrónicos que para el caso son los semiconductores mosfet. Estos componentes deben ser capaces de soportar la corriente de entrada, así como la tensión de aproximadamente 170Vdc por cada uno ya que estamos trabajando en topología medio puente, además el voltaje requerido para su activación deberá ser de condiciones bajas para que pueda acoplarse al controlador TL494.

$$V_{ds} => 1.3 \frac{V_{in}(\max)}{2} = 1.3 \left(\frac{340}{2} \right) > 221$$

$$I_d => 1.5 I_{in} = 1.5 \left(\frac{7.5 A}{2} \right) > 5.63 A$$

Para este propósito y luego de investigar varias opciones se decide elegir mosfet con numeración IRF740, figura 14-2, ya que presenta las condiciones ideales de funcionamiento requeridas para cumplir con los parámetros planteados. A continuación, se mostrará las características principales:

$$V_{DS} = 400V$$

$$I_D = 10A$$

$$R_{DS} = 0.55 \Omega$$

$$V_{GS} = \pm 20v$$

Basados en las características anteriores se miró factible el uso del mosfet IRF740 dado que presenta una amplia tolerancia al voltaje de DC de hasta 400V que para el caso solo será de 170Vdc por cada conmutador de la misma forma es capaz de soportar una corriente de hasta 10 amperios y para el caso se utilizara un aproximado de 5A por cada mosfet.

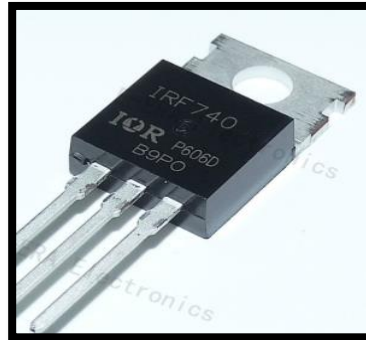


Figura 14-2: Mosfet IRF740

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

2.3 Amplificador clase D

Como se explicó en el capítulo anterior la característica principal en esta tecnología clase D es su elevado rendimiento bajo costo y baja distorsión, haciéndolo ideal para aplicación semi profesionales. Para esta investigación se toma como partida el uso de un modulador de ancho de pulsos el manejo del disparo de los conmutadores. Dichos conmutadores estarán constituidos por tecnología mosfet por su baja exigencia en el voltaje de disparo y su versatilidad en cuanto a frecuencias. Comenzaremos explicando el principio fundamental de los amplificadores clase D, el cual basa su trabajo en PWM para conmutar las señales en alta o baja como se muestra en la figura 15-2, en la cual se puede evidenciar una señal de entrada netamente sinusoidal, acoplada a una señal triangular, obteniendo una señal cuadrada que servirá como disparo para los mosfet.

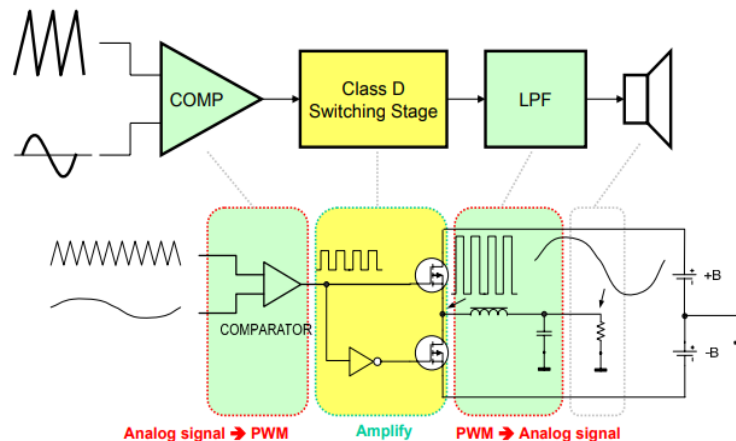


Figura 15-2: Diagrama de bloques amplificador clase D

Fuente: (Class D Amplifier Design Basics II, 2009)

2.3.1 Driver IRS2092

El IRS2092 es un controlador IC integrado que ofrece conmutación PWM protegida para amplificadores de audio clase D de potencia media y alto rendimiento de hasta 700 vatios en sistemas de cine en casa, estéreo doméstico, altavoces activos, instrumentos musicales y audio profesional.

Basado en una topología de medio puente, el nuevo controlador de audio IC integra cuatro funciones esenciales para la implementación del diseño de Clase D, que incluyen amplificador, comparador PWM, controlador de compuerta y circuitos de protección robustos. Como resultado, este IC compacto de 16 pines ofrece alta inmunidad al ruido, ruido reducido y escalabilidad de diseño, al tiempo que reduce considerablemente. Algunos de los diseños más complicados y costosos. Las características clave de IRS2092 incluyen un modulador PWM analógico con Frecuencia hasta 800 kHz, sobre corriente bidireccional programable Protección (OCP) con control de auto reinicio, bajo voltaje protección contra bloqueo (UVLO) y tiempo muerto programado predefinido para mejorar el rendimiento de THD. (Power y Leader, sin fecha)

A continuación, en la figura 16-2 se muestra la distribución de pines del integrado IRS2092:

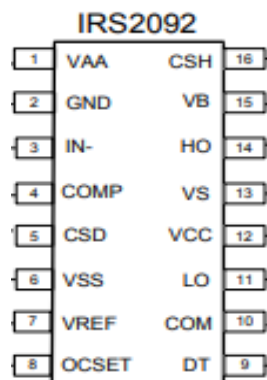


Figura 16-2: Integrado IRS2092

Fuente: (IRS2092, 2007)

La base del funcionamiento de un amplificador clase D está en la modulación de la señal continua sinusoidal. De acuerdo a las propiedades de las señales rectangulares, el valor medio de las mismas responde a la forma $V_{AVG}(t) = V_b(2 * m(t)) - 1$ siendo m(t) el ciclo de trabajo de la señal modulada previamente. Si la tensión de alimentación es lo suficientemente elevada, se obtiene una copia paso bajo amplificada de la señal original. Pero en la salida de la etapa no solamente se encuentra la señal amplificada. Debido al proceso de modulación aparecen armónicos de la señal original en múltiplos de la frecuencia portadora que han de ser eliminados.

Para ello se dispone a continuación un filtro pasivo que elimina dichas frecuencias y recupera la señal. Este filtro se realiza con componentes reactivos (bobinas y condensadores) para evitar las pérdidas que ocasionaría emplear resistencias.(Fernando, Díaz y Hervás, 2018).

Para el diseño del amplificador se analizará los componentes principales del circuito integrado IRS2092 que son bloque de entrada y protecciones, el bloque de salida ALTA y salida BAJA. Comenzaremos definiendo los parámetros de entrada y protección como se muestra en la figura 17-2 en la cual se evidencia los tres puntos mencionados:

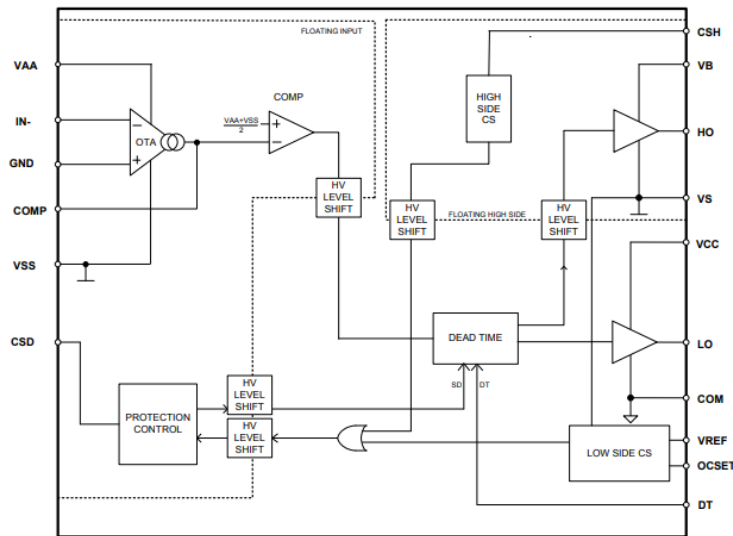


Figura 17-2: Esquema del IRS2092

Fuente: (IRS2092, 2007)

2.3.1.1 Configuración de salidas Alta HO y Baja LO del driver

Para salida de estado bajo, la detección controla del estado de la carga apagando la operación de conmutación si la corriente de carga supera el nivel de viaje pre establecido. La detección de corriente en estado bajo se basa en la Medición de V_{DS} a través de la salida baja hacia el mosfet. El pin OCSET se puede programar el umbral para la salida en estado bajo sobre la detección de corriente. Cuando se mide el V_{DS} del lado bajo del MOSFET y este excede el voltaje en el terminal OCSET con respecto a COM, el IRS2092 comienza la secuencia OCP descrita anteriormente.(Honda, Cheng y Liu, 2010)

Tenga en cuenta que el rango OCSET programable es de 0.5V a 5.0V. Para deshabilitar el OCP del lado bajo, conecte OCSET a VCC directamente. Para programar el nivel de salida para sobre corriente, el voltaje en OCSET se puede calcular usando la ecuación 13-2. (Honda, Cheng y Liu, 2010)

Ecuación 13-2: Ecuación para calcular el voltaje en OCSET

$$V_{OCSET} = V_{DS} = I_{trip} * R_{DS}$$

Para el cálculo de este parámetro es necesario saber la resistencia del pin de gate de conmutador mosfet que para el caso del semiconductor 23N20 es $R_{DS} = 0.1\Omega$ y la corriente de disparo $I_{trip} = 24A$.

$$V_{OCSET} = V_{DS} = I_{trip} * R_{DS}$$

$$V_{OCSET} = V_{DS} = 24A * 0.1$$

$$V_{OCSET} = 2.4V$$

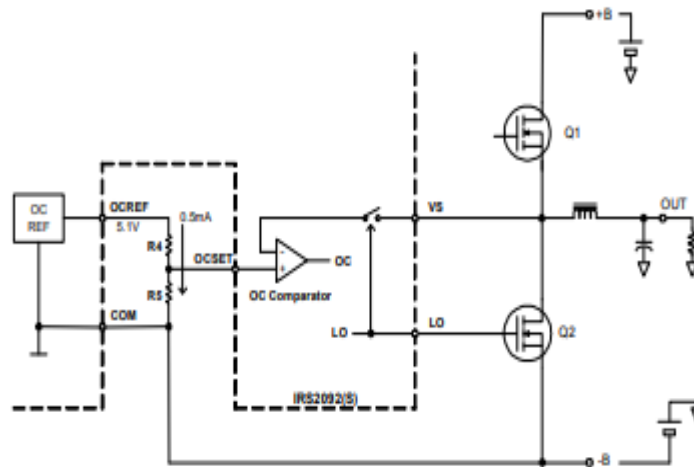


Figura 18-2: Configuración de LO

Fuente: (Honda, Cheng y Liu, 2010)

Si partimos de $R_4 + R_5 = 10K\Omega$

$$R_5 = \frac{V_{OCSET}}{V_{OCREF}} * 10K\Omega$$

$$R_5 = \frac{2.4}{5.1} 10K\Omega$$

$$R_5 = 4.705K\Omega$$

Por lo tanto, la aproximación de la resistencia sería de $5.26k\Omega$, pero dado que no existe ese valor comercialmente se aproxima al valor $R_4 = 5.6k\Omega$. Además, las variaciones de R_{DS} afectarán la selección de valores de componentes externos o internos.

Para corrientes de salida positiva HO, la detección de sobre corriente de lado alto también controla la condición de carga y apaga la operación de conmutación si la corriente de carga excede el nivel de disparo predeterminado, esta operación se basa en la medición del V_{DS} a través del MOSFET

del lado alto durante la salida del lado alto a través de los pines CSH y Vs. Para evitar que OCP se dispare de un rebasamiento, un intervalo de supresión insertado después de la activación de HO desactiva la detección de sobre corriente en 450ns.(Honda, Cheng y Liu, 2010)

A diferencia de la detección de corriente del lado bajo, el umbral en el que el pin CSH se acopla a la protección OC se fija internamente a 1.2V. Se puede usar un divisor resistivo externo R2 y R3 para programar un umbral más alto. Se requiere un diodo de bloqueo inverso externo, D1, para bloquear los altos voltajes que ingresan en el pin CSH mientras el lado alto está apagado. Debido a una caída de tensión directa de 0.6V en D1, el umbral mínimo requerido para la protección de sobre corriente de lado alto es 0.6V.(Honda, Cheng y Liu, 2010)

Para calcular los parámetros de las resistencias de la configuración se emplea la ecuación 14-2:

Ecuación 14-2: Ecuación para calcular los parámetros de las resistencias de la configuración

$$V_{CSH} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} * (V_{DS} + V_{FD1})$$

Donde:

V_{FD1} = voltaje de unbral del diodo

Remplazando tendríamos:

$$V_{CSH} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} * ((R_{Dson} * I_D) + V_{FD1})$$

El fabricante indica que debemos asumir que R1= 10kΩ, a continuación, podemos mirar el diagrama de la configuración de HO:

Si $R_2 + R_3 = 10K\Omega$:

$$R_3 = 10k\Omega * \frac{V_{TH}}{V_{DS} + V_F}$$

Donde $V_{TH} = 1.2v$ y $V_F = 0.6$

$$R_3 = 10k\Omega * \frac{1.2}{2.4 + 0.6}$$

$$R_3 = 4K\Omega$$

Dado que no existe un valor comercial para 4KΩ se aproxima este valor a $R_3 = 3.9K\Omega$ por tanto $R_2 = 6.8K\Omega$.

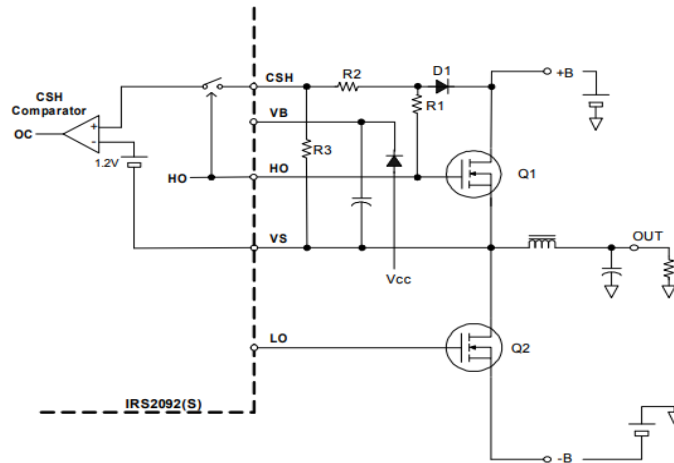


Figura 19-2: Configuración de HO

Fuente: (Honda, Cheng y Liu, 2010)

2.3.2 Frecuencia de auto oscilación

Para definir los parámetros de entrada es importante asumir una frecuencia de auto oscilación del integrado, es importante saber que las frecuencias audibles pueden llegar hasta los 20KHz, por lo que la frecuencia que se asuma deberá estar por lo menos a 15 veces la audible es decir un aproximado de 300KHz para que se pueda muestrear la señal adecuadamente. El fabricante indica un inconveniente en la frecuencia de auto oscilación, dado que si es muy elevada esta tenderá a degradar la eficiencia del amplificador y si es muy baja podría verse afectado el filtro pasa bajo distorsionando la señal, por tal motivo, expone una tabla con valores admisibles de frecuencia, así como sus valores tentativos de elementos pasivos:

Tabla 2-2: Tabla de frecuencias de auto oscilación

Target Self-Oscillation Frequency (KHz)	C1 = C2 (nF)	R1 (ohms)
500	2.2	200
450	2.2	165
400	2.2	141
350	2.2	124
300	2.2	115
250	2.2	102
200	4.7	41.2
150	10	20.0
100	10	14.0
70	22	4.42

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Fuente: (IRS2092, 2007)

Después de tener seleccionada la frecuencia de oscilación es momento de calcular la ganancia del amplificador, mediante la ecuación 15-2:

Ecuación 15-2: Ecuación para calcular la ganancia del amplificador

$$G = \frac{R_{FB}}{R_{in}}$$

Al estar el equipo enfocado para un uso profesional, se establece dicha sensibilidad en el nivel de referencia habitual para tales equipos, que se corresponde con 1,227 VRMS o 1,736 Vpp. Por ende, el amplificador ha de poder elevar dicha señal hasta los 30,5 V teóricos de salida, despreciando inicialmente las pérdidas en los transistores y el inductor, siendo el valor de la ganancia necesaria de 17,6 V o 24,9 dB. (Fernando, Díaz y Hervás, 2018).

Por tanto, la resistencia de feedback debe tomar un valor comercial de 47KΩ mientras que la resistencia de entrada puede tener un valor de 2.7KΩ, el resultado se aproxima a 17.4, siendo un valor bastante cercano al deseado.

Para la determinación de los tiempos de reinicio del integrado, la hoja de datos expone la ecuación 16-2:

Ecuación 16-2: Ecuación para calcular los tiempos de reinicio del integrado

$$T_{reset} = \frac{C_T * V_{DD}}{1.1 * I_{CSD}}$$

Si para el diseño tenemos $V_{DD} = 5V$, $I_{CSD} = 100mA$, el tiempo aproximado de reset sería de $T_{reset} = 500mS$ esto nos da como resultado un capacitor de 11uF, comercialmente no existe este valor por lo que se asume un capacitor de 10uF.

En lo que respecta al controlador de la etapa de salida, los primeros elementos a definir son las resistencias que limitan los picos de corriente que fluyen hacia las puertas de los MOSFET. Según las especificaciones del IRS2092, la corriente máxima que puede suministrar es 1A y la tensión de salida $V_{driver} = 12v - 1,4v = 10,6 V$. Por lo tanto, la resistencia mínima que se puede poner es de 10,6 Ω, eligiéndose un valor superior de 12 Ω.(Fernando, Díaz y Hervás, 2018).

2.3.3 Filtro Pasa Bajos

Se debe dimensionar el filtrado para la salida de audio, mismo que es del tipo Butterworth de segundo orden. El circuito responderá como un filtro de Butterworth si se asegura que el factor de calidad particularizado a $Q_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}$, siendo ω_0 tanto la frecuencia de resonancia como la de corte del filtro. Con todo esto y la resistencia de carga se pueden calcular los valores de la inducción y la capacitancia. (Fernando, Díaz y Hervás, 2018)

La frecuencia de corte se establece en 30 kHz, ya que de este modo apenas se introduce atenuación en la banda de audio y es posible reducir la frecuencia fundamental de conmutación en al menos 40 dB. Esto lleva a un valor de **45 μ H** para la inducción y de **625nf** para el condensador, el cual se redondea a un valor comercial de 680 nf y 63 V. (Fernando, Díaz y Hervás, 2018).

Después de una comparativa con amplificadores comerciales que utilizan el circuito integrado IRS2092 se concluye que los valores estimados para el filtro tanto el inductor como el capacitor se puede aproximar a 22 μ H y 470nf que son los utilizados en todos los diseños comerciales, brindando una versatilidad al momento de colocar la carga que puede variar de 8 ohm hasta 2ohm.



Figura 20-2: Filtro paso bajos

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

2.3.4 Alimentación del circuito integrado IRS2092

La obtención de los valores de los componentes externos es uno de los parámetros más importantes, seguidamente se deberá obtener los voltajes de alimentación del integrado IRS2092, dichos valores se pueden obtener de varias formas, como, por ejemplo: utilizando regulación con integrados de la familia 78XX o utilizando regulación por zener, ya sea con resistencia de zener o con una relación de zener y transistor. La obtención de este voltaje y la regulación del mismo

son de vital importancia dado que una variante en alguno de ellos podría dañar el integrado o provocar distorsión en la salida de audio.

Después de analizar las posibilidades se optó por realizar una regulación por zener dado el diseño más simple en caso de posibles fallas, para lo cual se utilizó una resistencia de zener para limitar la corriente que le llegaría al mismo. El voltaje exigido por el circuito integrado es de 5V por lo que se utiliza el diodo zener 1N4733 que ofrece un voltaje de umbral de 5.1V a máximo de 1 vatio, y el voltaje de entrada para esta regulación es de un rango de entre 60 hasta 70 voltios en corriente directa.

En la figura 21-2 se evidencia el diagrama de la regulación donde los parámetros para los cálculos son: $V_{in} = \pm 70 V_{DC}$, $V_{out} = \pm 5.1 V_{DC}$, $I_{out} = \pm 20 mA$:

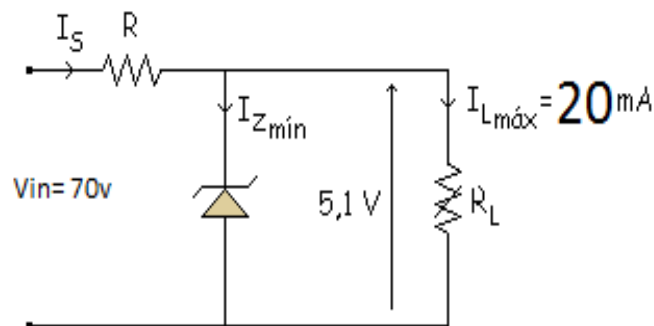


Figura 21-2: Filtro paso bajos

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Cálculos:

$$R_z = \frac{V_{in} - V_z}{I_l}$$

$$R_z = \frac{70 - 5.1}{20mA}$$

$$R_z = \frac{64.9v}{20mA}$$

$$R_z = 3245\Omega$$

Si aproximamos a valores comerciales tendremos:

$$R_z = 4.7K\Omega$$

Si consideramos que la alimentación tendrá un mínimo de 4A a aproximadamente 70 voltios la elección de la potencia de la resistencia deberá ser de un mínimo de 2 vatios, pero lo ideal y para asegurarnos que sea capaz de trabajar por largas jornadas de consumo podríamos utilizar resistencias de 5 vatios. Estos parámetros son exactamente iguales tanto para el voltaje positivo, así como el negativo.

2.4 Pre amplificador y transmisión de audio

Para el desarrollo de esta investigación se decidió incrementar un preamplificador de varias entradas tomando en cuenta que se quiere implementar en el ámbito profesional en el cual la versatilidad de entradas y salidas es de gran importancia para el acople de sistemas o dicho de otra forma para que las diferentes cajas acústicas o procesadores de señal estén conectados y procesando similares señales.

Se tomó como partida el ingreso de tres señales distintas al sistema de amplificación las cuales son: entrada balanceada. Entrada desbalanceada estéreo y entrada de fuente inalámbrica. Dichas entradas deben poder mezclarse en el caso que se requiera, sin afectar la fidelidad de las mismas, a la vez que debe otorgar un control de la ganancia de la señal ya sea master o por canal. Para este propósito se vio la necesidad de implementar un circuito amplificador diferencial y un circuito sumador de señales.

Dichos circuitos basan su funcionamiento en amplificadores operacionales, que se deben calcular sus componentes externos como son resistencias, capacitores de desacople, alimentación y más parámetros que permitirán el adecuado funcionamiento del mismo.

Comenzaremos con los valores de los capacitores de desacople. Esos elementos pasivos sirven para aislar a los circuitos de señales de corriente directa, es importante aclarar que las características típicas de los capacitores son comportarse como circuito abierto con corrientes de DC.

Luego de un análisis de tarjetas profesionales de audio se pudo evidenciar que la mayoría utilizaba condensadores de entre 4.7uF a 22uF dado que entre estos valores estos elementos no se comportan como filtro de algún rango de frecuencia, o sea tan grande que no presente ninguna protección para la circuitería del mismo.

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 4.7\mu F$$

A continuación, en la figura 22-2 se observa las resistencias planteadas para el circuito diferencial:

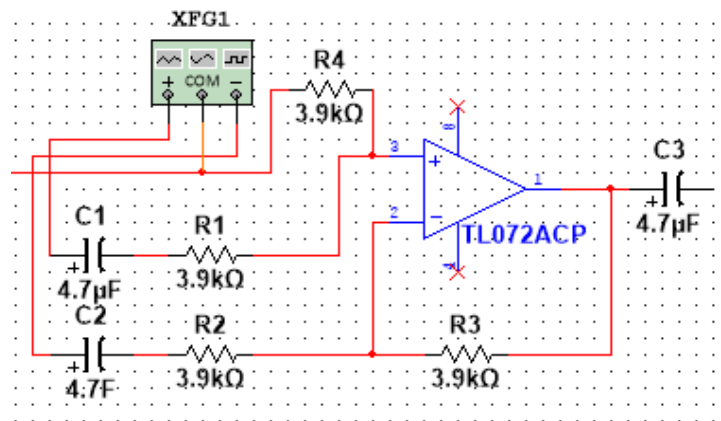


Figura 22-2: Amplificador diferencial

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Como sabemos la relación de ganancia en un amplificador operacional es de $G = \frac{R_f}{R_i}$ entonces para una mayor facilidad se eligió resistencias de $3.9K\Omega$ que comercialmente son fácil de conseguir junto con los capacitores de $4.7\mu F$. este circuito se encargará de recibir una señal proveniente de una consola de mezclas o a su vez de una señal de puente entrante de otro sistema de amplificación que compartan señales balanceadas como se explicó en el capítulo anterior.

Las señales desbalanceadas son generadas de equipos no profesionales como reproductores mp3 o similares que se les conoce comúnmente como señales de línea y no necesitan procesamiento previo a la entra al circuito mezclador de señales.

Por otro lado, la señal proveniente del receptor de audio inalámbrico tampoco la necesita dado que este tiene su propio preamplificador y controla el nivel de ganancia, por tal motivo se le considera como señal de línea y se dirige directamente al circuito mezclador como veremos en la figura 2.16 en la cual se acoplan el circuito des balanceador el circuito sumador de señales y adicional a estos, se implementará un circuito que invierta la fase de la señal en 180 grados dicho circuito es muy útil para que se pueda acoplar a sistemas de subwoofer que presentan parlantes invertidos y cuya fase no coincide con la del sistema principal.

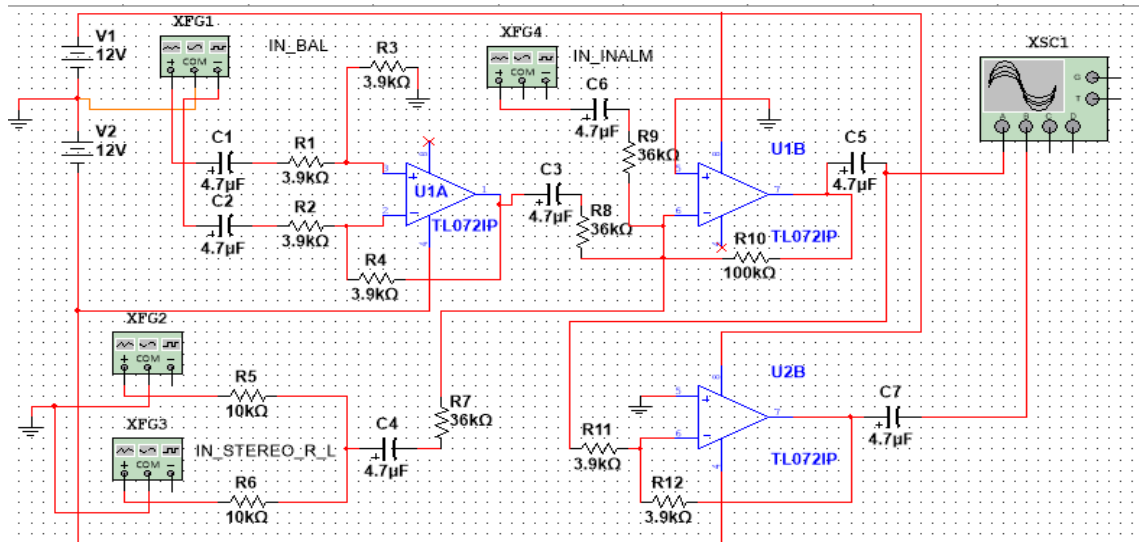


Figura 23-2: Diagrama del Pre Amplificador

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

La alimentación del circuito será suministrada por la fuente principal mediante una regulación lineal con los integrados LM78xx, uno para cada caso \pm . A este circuito se conectará la de recepción de audio inalámbrico, con tecnología Pure Path como se explicó en el capítulo anterior.

Para las transmisiones de audio esta tecnología, figura 24-2, utiliza un convertidor de analógica digital que está a cargo del integrado AK5357 que se encarga de dicha conversión a una resolución de muestreo desde 4KHZ hasta 96KHZ y es adecuado para sistemas de audio multimedia. El AK5357 logra una alta precisión y bajo costo mediante el uso de técnicas de doble bit $\Delta\Sigma$ mejoradas. El AK5357 no requiere componentes externos porque las entradas analógicas son de un solo extremo. La interfaz de audio tiene dos formatos (MSB justificado, I2 S) y puede corresponder a muchos sistemas como Karaoke, sonido envolvente.(Asahi Kasei, 2009).

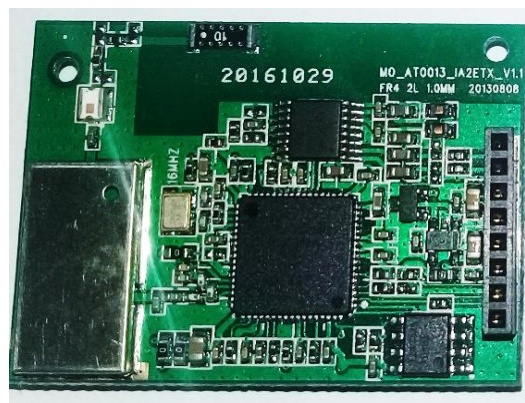


Figura 24-2: Transmisor de audio Pure Path

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Este circuito está presente en la configuración de transmisión de audio por lo que el envío de señal es digital manteniendo la calidad audible con la menor latencia y mayor fidelidad, llegando según el fabricante hasta una distancia de 50m en exteriores. La alimentación del circuito corresponde a 5V también suministrados por la fuente principal, por otra parte, la señal de entrada está en configuración mono es decir recibe una sola señal, de hasta 1.7 voltios pico.

El receptor de audio tiene la misma tecnología Pure Path, figura 25-2, con la variante que esta tarjeta recibe una señal digital de alta frecuencia y deberá convertirla en analógica para que se pueda acoplarse al preamplificador y así dirigir la señal al sistema de amplificación.

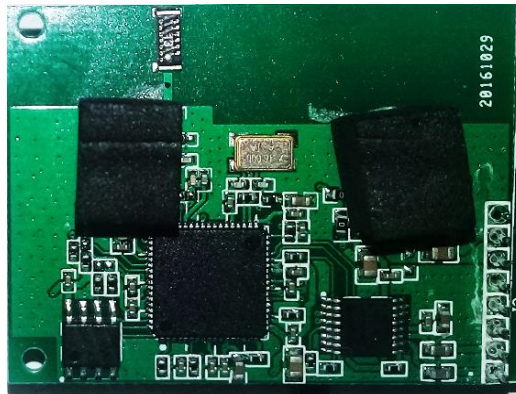


Figura 25-2: Receptor de audio Pure Path

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

La tarjeta de recepción de audio consta de un convertidor DA a través del circuito integrado AK4386 que un DAC estéreo de bajo voltaje y baja potencia de 24 bits que usa la arquitectura Advanced Multi-Bit $\Delta\Sigma$, esta arquitectura alcanza DR = 100dB a 3V. El AK4386 integra una combinación de filtros SCF y CTF que aumentan el rendimiento para sistemas con fluctuaciones de reloj excesivas. Es adecuado para el sistema de audio portátil como MP3 y los sistemas de audio para el hogar como STB y TV, etc. como paquete de bajo consumo y pequeño. El AK4386 se ofrece en un paquete TSSOP de 16 pines que ahorra espacio.(Asahi Kasei, 2008)

CAPITULO III

3. MARCO DE RESULTADOS, DISCUSIÓN Y ANÁLISIS

3.1 Introducción

En este capítulo se detallarán los pasos para el ensamblaje del sistema de amplificación basado en tecnología clase D y con fuente conmutada, así como las pruebas realizadas a los mismos, cabe mencionar que se evaluó tanto por consumo de potencia, así como tiempo de exposición. Los instrumentos que se ocuparon para las mediciones son: multímetro y osciloscopio.

Se comenzó con el ensamblaje de la fuente conmutada la misma que consta de un pequeño transformador que alimenta una fuente lineal que energiza el controlador de PWM, de la misma forma el mismo incluye una sección de filtrado de EMI como se explicó en el capítulo anterior. Las pruebas realizadas a la misma se realizaron evidenciando las gráficas generadas por el controlador, también se tomó medidas con el multímetro.

3.2 Fuente conmutada

La construcción de la fuente tomó como punto de partida el control y la generación de PWM que como se explicó anteriormente se encargó al integrado TL494. Como primeros requerimientos de diseño este IC necesita un voltaje de entre 7 a 40Vdc con una corriente de 250mA por lo que se opta por una fuente lineal con un pequeño transformador que otorga la energía requerida por este componente IC. El filtro de ruidos EMI está a cargo de una bobina y dos capacitores de 0.1uF como se muestra en la figura 1-3.

Por otro lado, y dado el consumo se vio la necesidad de instalar pequeños disipadores de calor a los conmutadores electrónicos (mosfet), mismo que reciben su señal de disparo del IC TL494, es de importancia mencionar que dicha señal no está conectada directamente al pin de gate de los mosfet, este sistema de disparo consta de un aislamiento mediante un transformador de pulsos diseñado para que replique la señal del integrado sin entrar en contacto con el mismo. Esta configuración es de importancia para cuidar la integridad del controlador dado que, en el caso de fallo, en la cual los conmutadores entren en cortocircuito podrían enviar un voltaje de 340Vdc destruyendo por completo el IC y componentes adjuntos.

Finalmente, la señal obtenida luego del transformador de pulsos requiere de una rectificación en alta frecuencia por lo cual se optó por los integrados MUR1620 tanto en ánodo, así como en cátodo común

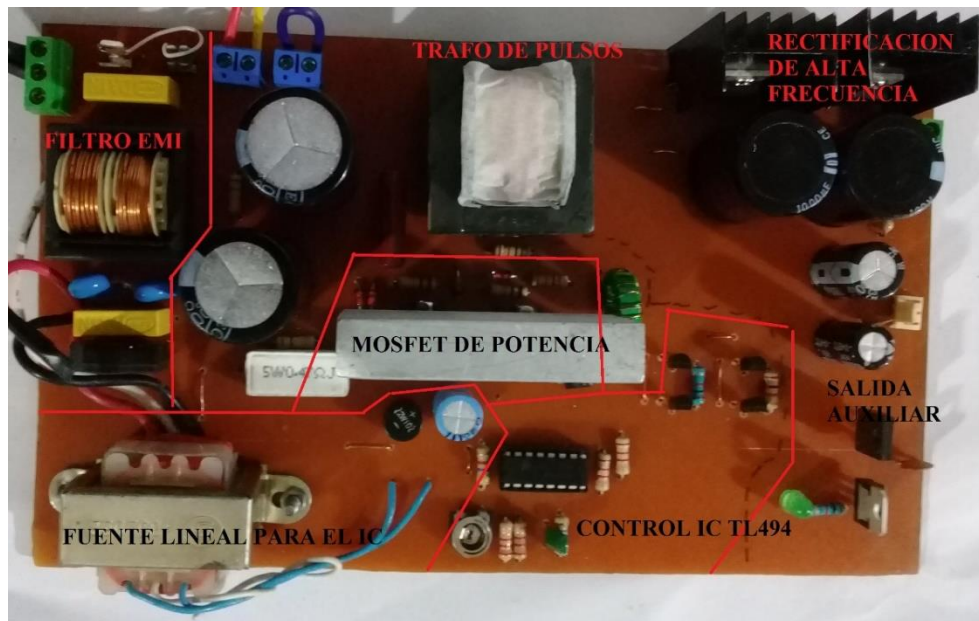


Figura 1-3: Fuente conmutada implementada

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

A continuación, se realizará pruebas de las señales obtenidas por el controlador a la salida del mismo, así como después del aislamiento del driver (transformador verde). En la figura 2-3 se debe evidenciar también el tiempo dead time que permite apagar por un pequeño lapso de tiempo los conmutadores, con el fin de evitar cortocircuitos por traslapamiento de señales en el momento de la conmutación.



Figura 2-3: PWM TL494

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

En la figura 3-3 se puede observar la señal obtenida después del pequeño transformador que completa la configuración de driver para el control del PWM. Es importante mencionar que la construcción de este transformador se lo realizó bobinando paralelamente tres hilos de cobre calibre 25 AWG con un total de 20 vueltas arrojándonos como resultado una inductancia de 55mH, lo garantiza que la señales tengan el mismo valor de voltaje que llegará al pin de gate de los mosfet.

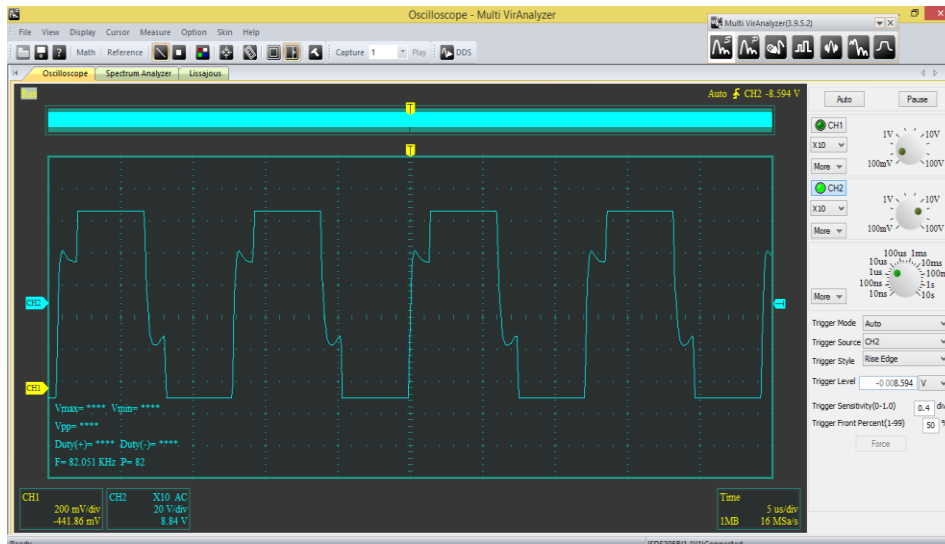


Figura 3-3: Bobina del driver (IN)

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

A la salida de los dos devanados secundarios se obtienen las mismas señales con la particularidad que las mismas se encuentran desfasadas entre ellas 180 grados permitiendo alternar el disparo de los conmutadores. La figura 4-3 se observa la señal de salida de las dos bobinas secundarias.

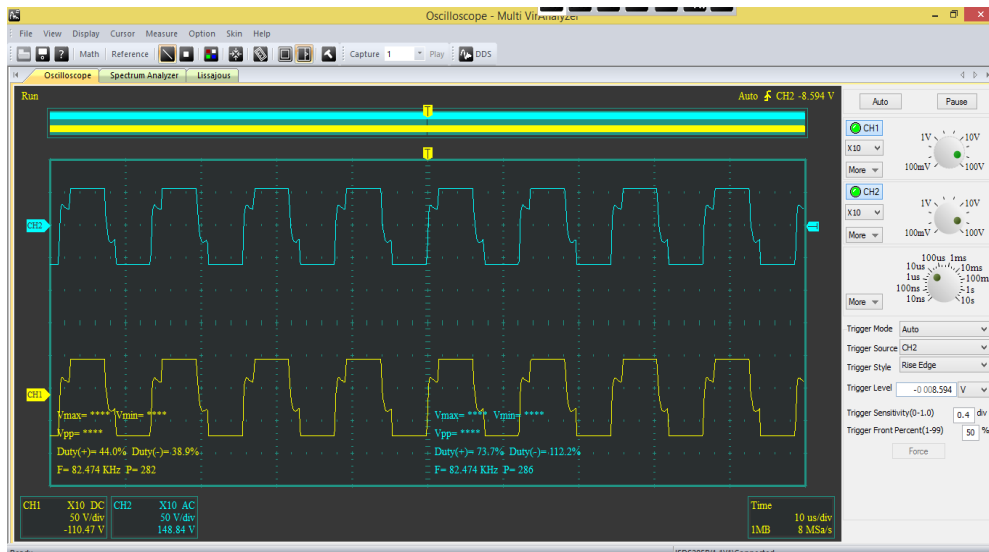


Figura 4-3: Bobina del driver (OUT)

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

En las gráficas de la fuente conmutada observaremos la señal que llega al transformador de pulsos que lleva la potencia hacia la rectificación de alta frecuencia y por consiguiente hacia el amplificador clase D, como observamos en la gráfica 5-3 la señal cuadrada de 85kHz aproximadamente es de una curvatura y limpia con voltajes de 170Vdc para cada conmutador.

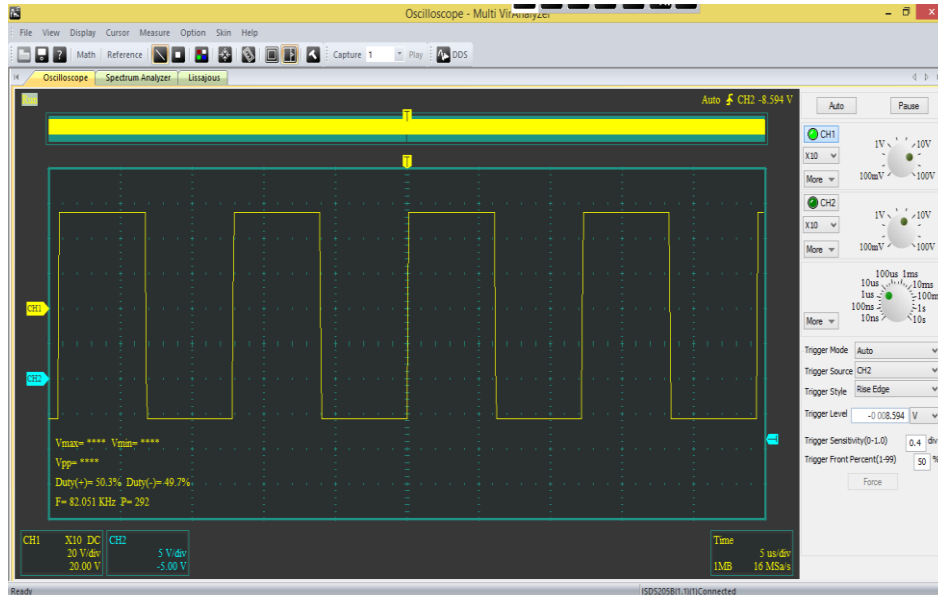


Figura 5-3: Señal de potencia

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

A continuación, en la tabla 1-3 se exponen los valores de voltaje obtenidos de la fuente conmutada, para diferentes cargas:

Tabla 1-3: Valores obtenidos de la fuente conmutada

V in (teórico) AC	Vin (medido) AC	Iin (medido) A	Carga Ω	Vout V
120	125.2	1.72	20	± 87
120	125.12	2.12	12	± 86.2
120	125.3	3.21	8	± 84
120	124.28	4.85	4	± 82.3
120	124	6.23	2	± 79

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Fuente: Santamaría, Jonathan; 2018

Las cargas que se utilizaron en las pruebas son lo más similares a las cargas nominales en los sistemas de amplificación por lo que priorizando las cargas de 8, 4, 2 ohm. Por otra parte, al estrechar la frecuencia de audio a parámetros de bajos con un rango de entre 50 a 100Hz el sistema le estará exigiendo las más altas potencias que puede entregar la fuente.

Cabe mencionar que la fuente es capaz de entregar aproximadamente 700 vatios RMS, pero para lograrlo, está sometida a 2 ohm por que representa un riesgo de daño en la etapa de potencia. No se necesita un control de ajuste de ciclo de trabajo, dado que la fuente trabaja con cargas fijas y la potencia de consumo no presenta mayor consumo o compensación.

En las tablas siguientes se puede observar el comportamiento de la fuente conmutada analizándola desde el punto de vista de la temperatura con variantes en la frecuencia y tiempo de exposición a la misma, con una resistencia de carga de 2ohm, estas mediciones se realizaron con la ayuda de un multímetro en escala de temperatura utilizando un sensor termocupla:

Tabla 2-3: Temperatura con frecuencia de 60Hz

Frecuencia (Hz)	Tiempo (min)	Temperatura (°C)
60	10	19
60	30	23
60	45	28
60	60	34
60	80	40
60	100	47
60	120 (2h)	51
60	180 (3h)	56
60	240 (4h)	60
60	300 (5h)	64

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Tabla 3-3: Temperatura con frecuencia de 200 Hz

Frecuencia (Hz)	Tiempo (min)	Temperatura (°C)
200	10	20
200	30	22
200	45	28
200	60	32
200	80	35
200	100	39
200	120 (2h)	41
200	180 (3h)	46
200	240 (4h)	50

Frecuencia (Hz)	Tiempo (min)	Temperatura (°C)
200	300 (5h)	52

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Tabla 4-3: Temperatura con frecuencia de 2 KHz

Frecuencia (Hz)	Tiempo (min)	Temperatura (°C)
2000	10	19
2000	30	21
2000	45	22
2000	60	25
2000	80	28
2000	100	30
2000	120 (2h)	33
2000	180 (3h)	35
2000	240 (4h)	39
2000	300 (5h)	40

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Las tablas 2-3, 3-3, 4-3 muestran que un pico de temperatura en 64 grados cuando es sometido a su máxima potencia en los parámetros de carga de 2 ohm con una exposición de 5 horas y una frecuencia de señal de audio de 60Hz, mientras que la temperatura más baja por un periodo de 5 horas a una frecuencia de 2KHz es de 40 grados. Estos datos fueron tomados en horarios vespertinos entre las 5pm a 10pm.

3.3 Amplificador Clase D

La construcción del amplificador clase D se basó en el cálculo de los parámetros externos del IC controlador de audio que para el caso es el integrado IRS2092 que es un generador de PWM diseñado para aplicaciones de audio. Para este ensamblaje se utilizó el encapsulado de IC SOIC16N que es de soldadura superficial lo que reduce el tamaño del amplificador.

Por otra parte, se utilizó los conmutadores electrónicos mosfet de numeración IRF540 que brindan las características ideales para el amplificador y para los cuales se estimaron las resistencias y capacitores. En la figura 6-3 se muestra la tarjeta del amplificador con su disipador de calor.

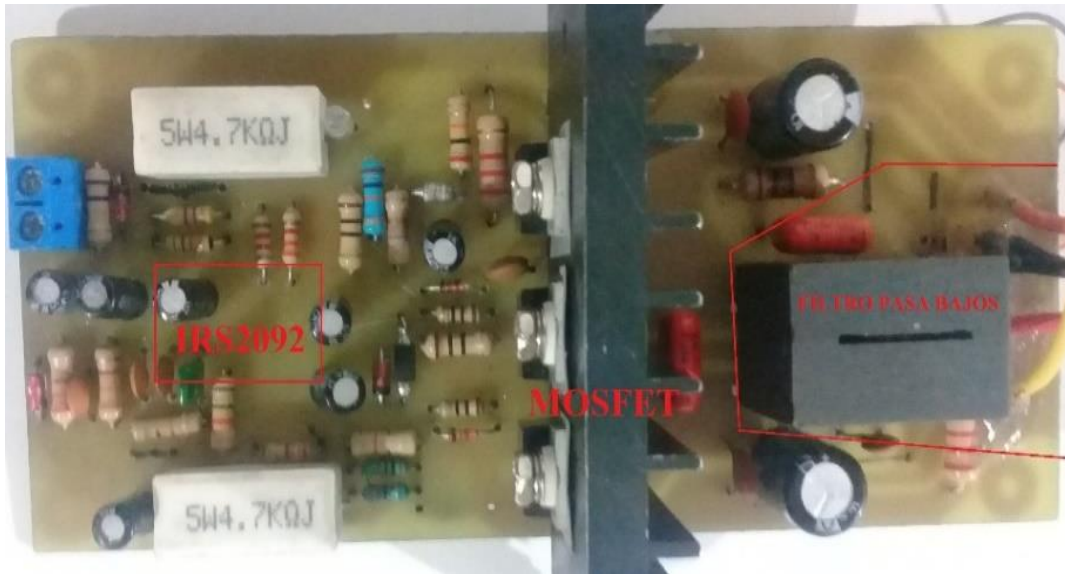


Figura 6-3: Amplificador Clase D implementado

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

En la figura 7-3 podremos evidenciar la señal generada por el IC de audio para poder activar a los mosfet, estas señales se toman de los pines 11 y 14 que son salida de estado bajo y salida de esta alto respectivamente. En el osciloscopio se puede mirar la onda cuadrada que es generada por el integrado IRS2092.

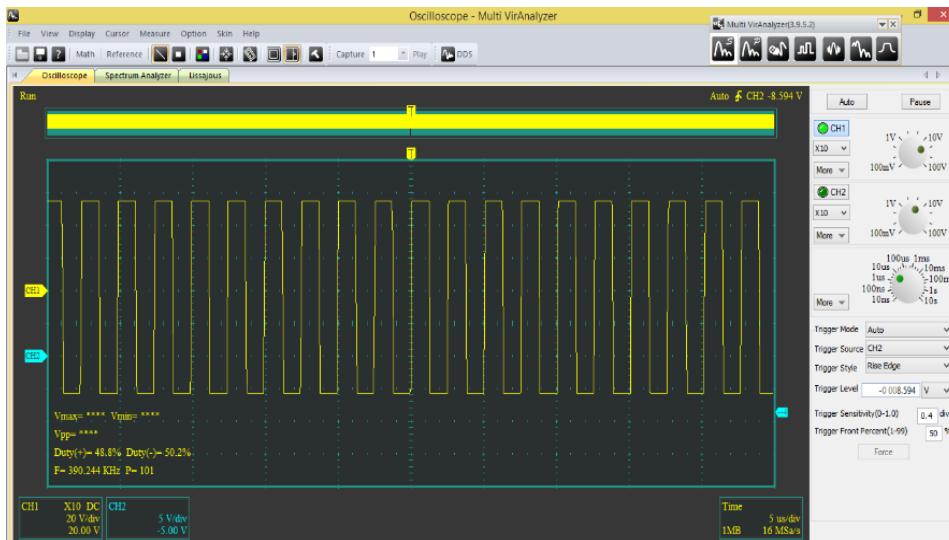


Figura 7-3: Señal de salida del IRS2092

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Es importante aclarar que el integrado IRS2092 puede trabajar con una amplia gama de conmutadores mosfet, dicho lo anterior se debe calcular los parámetros para el par de mosfet que seleccionemos, al saber que la base del funcionamiento de este dispositivo es la R_{DS} de los componentes mencionados. Según el fabricante las características principales para la selección se

deben fundamentar en un R_{DS} del componente pues mientras más bajo sea este valor, el generador de PWM puede manejarlo de una manera más adecuada evitando al máximo las pérdidas por calor.

En la figura 8-3 podemos observar la señal de entrada y de salida del amplificador, se puede evidenciar la amplitud de la onda de unos 0.8mV para la señal de entrada, a más 30Vac para la señal de salida.

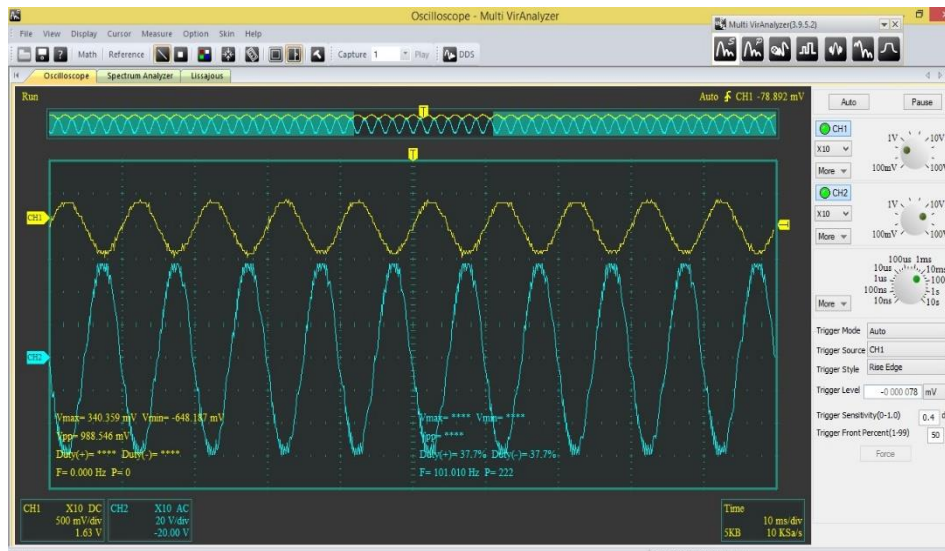


Figura 8-3: Señales IN/OUT

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

También podemos evidenciar que la onda ha adquirido una fase de 180 grados es decir se ha invertido con respecto a la señal de entrada.

A continuación, en la figura 9-3 se observa como el amplificador está conmutando y generando señales cuadradas provenientes de los conmutadores, la señal en azul pertenece a la señal de potencia antes del filtro pasa bajos, mientras que la señal en amarillo corresponde a la señal que entra al amplificador, cabe mencionar que el amplificador está conmutando a una frecuencia de 400kHz lo que garantiza que sea capaz de amplificar el rango audible que va desde los 20Hz hasta los 20Khz.

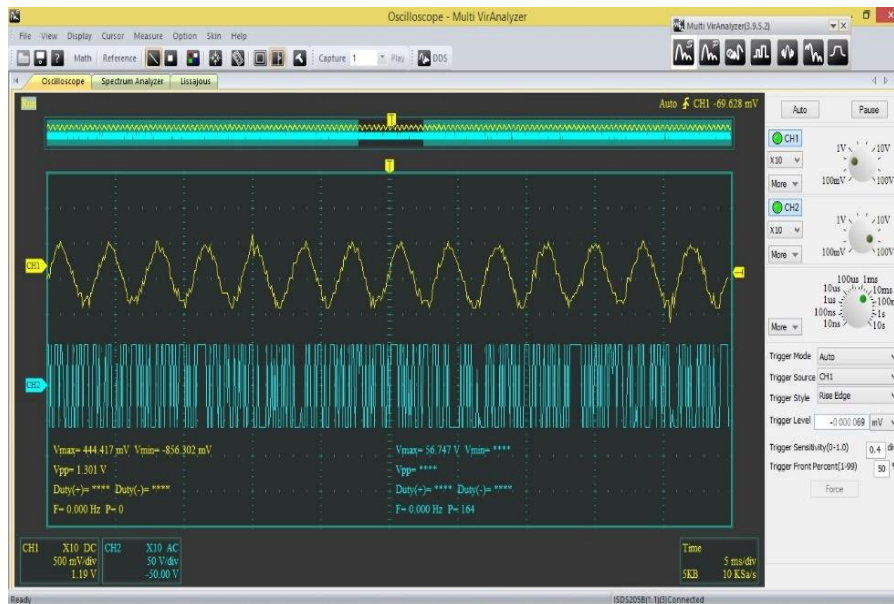


Figura 9-3: Señales antes del filtro

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

3.3.1 Datos de resultados

La obtención de los resultados de amplificador se midió conectando cargas de 2, 4, 8 ohm siendo la carga con resistencia más baja la que permitió obtener resultados de aproximación a 700 vatios a la vez que provoca un ligero calentamiento en la placa, se debe mencionar que no afecta al funcionamiento total del amplificador y que la fuente al igual es capaz de suministrar el recurso energético necesario para sostener la potencia.

3.3.1.1 Distorsión armónica total

Una vez es medida la señal de audio en el osciloscopio se deberá tomar en cuenta que dado la alta frecuencia de conmutación la señal obtenida también es portadora de armónicos de frecuencia, también identificada con THD o distorsión armónica total y que se aproxima con la aplicación de la ecuación 1-3:

Ecuación 1-3: Ecuación para calcular la distorsión armónica total

$$THD_T = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}}{V}$$

Donde se tiene que:

V_n = es el voltaje rms de N-esimo armónico; $n \geq 2$

V = voltaje rms Total

Se aplicó una señal de 1KHz a una carga de 4ohm y se obtuvo los siguientes resultados medidos por el osciloscopio, expuestos en la tabla 5-3:

Tabla 5-3: Armónicos del amplificador

# Armónico	Voltaje
Fundamental	45
Armónico 2	3.2
Armónico 3	0.95
Armónico 4	0.17
Armónico 5	0.05
Armónico 6	0.017

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Remplazando los valores en la ecuación 1-3 se tiene:

$$THD_T = \frac{\sqrt{3.2^2 + 0.95^2 + 0.17^2 + 0.05^2 + 0.017^2}}{45}$$
$$THD_T = 0.0743$$

El resultado de esta prueba nos arroja una distorsión de 7.43% con una potencia aproximada a 500 vatios.

Para culminar la prueba realizada se calculará el rendimiento del amplificador, los datos medidos serán con una carga de 2ohm, $V_{in} = 1V_{pp}$ a distintas frecuencias con el fin de monitorear el comportamiento del dispositivo. Se aplicará la ecuación 2-3:

Ecuación 2-3: Ecuación para calcular el rendimiento del amplificador

$$n_{\%} = \frac{P_{salida}}{P_{entrada}} * 100\%$$

En la tabla 6-3 se presenta el rendimiento del amplificador. Aplicando estadística descriptiva se obtuvieron los siguientes resultados del rendimiento del amplificador, mismos que se presentan en la tabla 7-3.

Tabla 6-3: Rendimiento del amplificador

F in (Hz)	Vout (Vac)	P in (W)	P out (W)	Rendimiento (%)
50	36.03	803.15	649.08	80.8
60	35.6	785.23	633.68	80.7
80	36.2	803.9	655.22	81.50
100	34.52	778.16	595.81	76.56
250	34.01	729.08	578.34	79.32
600	31.68	659.04	501.81	76.14
1000	26.59	405.01	353.51	87.28
2000	24.12	346.56	290.88	83.93
10000	16.12	160.23	129.92	81.08
15000	13.89	115.85	96.46	83.26

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Tabla 7-3: Resultados del rendimiento del amplificador

Rendimiento	
Media	81,057%
Error típico	1,05219564
Mediana	80,94
Moda	-
Desviación estándar	3,32733477
Varianza de la muestra	11,0711567
Curtosis	0,2797319
Coefficiente de asimetría	0,2275725
Rango	11,14
Mínimo	76,14
Máximo	87,28
Suma	810,57
Cuenta	10
Nivel de confianza (95,0%)	3,01205985

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

En base al resultado del análisis podemos concluir que el rendimiento de amplificador llega a un 81% lo que permite aprovechar al máximo la potencia acústica contrastado con el rendimiento de amplificadores clase AB que se aproxima al 60 máximo.

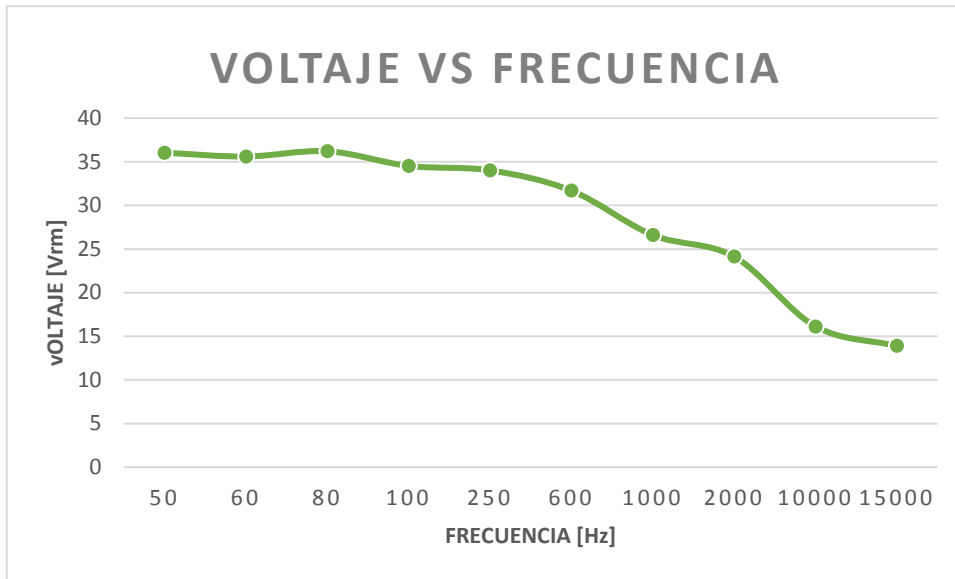


Gráfico 1-3: Relación Voltaje, frecuencia

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

En el gráfico 1-3, de barras podemos observar de mejor forma el cambio de voltaje de salida en función de la frecuencia, y podemos concluir que a medida que la frecuencia sube el amplificador envía menos voltaje a la carga, dicho de otra forma, amplifica menos.

Cabe aclarar que este parámetro también dependerá del tipo de carga, es decir si la carga está diseñada para un rango de frecuencias específicas para que el responda, este exigirá al amplificador mayor o menor potencia.

Este fenómeno se produce por la versatilidad en el cambio de la impedancia de los equipos de amplificación, así como su sensibilidad, un parámetro que definirá el consumo de potencia y presión sonora.

3.4 Pre amplificador y transmisor de audio

En la figura 10-3 se observa la tarjeta del preamplificador que contiene entradas balaceadas, desbalanceadas, así como sumador de señales y dos salidas hacia el amplificador y la tarjeta de transmisión de audio.

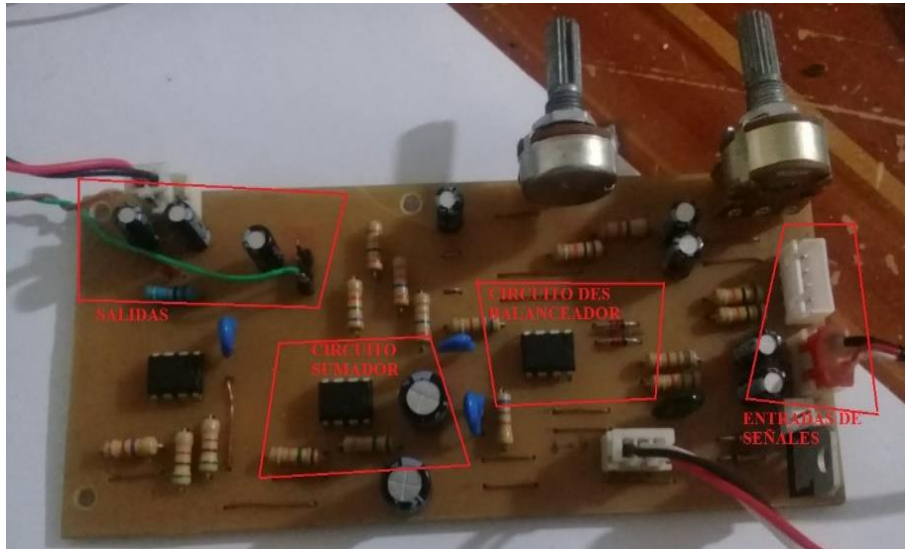


Figura 10-3: Pre amplificador implementado

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Como se explicó anteriormente el preamplificador se encarga de elevar la ganancia de la señal de entrada, así como copiar dos señales para que pueda ser redirigida al transmisor de audio que para el caso se basa en tecnología Pure Path. Se hizo una comparativa entre tecnologías bluetooth y Pure Path dándonos los siguientes resultados, representados en la tabla 8-3:

Tabla 8-3: Comparación de las tecnologías bluetooth y Pure Path

Característica	Pure Path	Bluetooth 2.0
Frecuencia	2.4GHz	2.4GHz
Cobertura	80m	10m
BW	5 Mbit/s	3 Mbit/s
Compresión de señal	NO	SI
Potencia máxima	+4dBm	4dBm

Realizado por: Santamaría, Jonathan; 2018

Como se muestra en la tabla las dos tecnologías son similares pero una característica importante al momento de elegir una para la transmisión de audio, es la posibilidad de baja compresión en tecnología Pure Path hace que se una de las mejores opciones, además su ancho de banda es mayor lo que permite que el audio viaje en alta calidad. Un punto importante es el alcance (metros) que se puede lograr con los dispositivos siendo nuevamente Pure Path la mejor opción por su máximo alcance, esto debido a que se utilizara en zonas al aire libre donde es importante la baja latencia, la nula comparación, y la facilidad de conexión sin necesidad de identificaciones o direcciones Mac.

CONCLUSIONES

- Se realizó e implementó el diseño de la fuente conmutada para la alimentación del amplificador de audio clase D obteniendo la potencia requerida mediante el uso de un transformador de pulsos adecuado para este propósito, sin embargo, se puede concluir que para mejorar el rendimiento y aumentar la potencia se podría utilizar una topología de FULL BRIDGE para la fuente que puede ser objeto de investigaciones futuras.
- Se eligió la transmisión de audio con tecnología Pure Path luego de realizar pruebas con distintas tecnologías por lo que se concluye que esta brinda la menor compresión de señal y un amplio rango de distancia de enlace por lo que es ideal para sistemas de amplificación semi profesionales en espacios abiertos.
- En la implementación del amplificador clase D se utilizó el integrado IRS2092 que permite la utilización de dos conmutadores de forma directa desde sus salidas HO, LO por lo que se concluye que para el caso que se requiera un aumento en la potencia se deberá añadir un circuito driver con transistores para el manejo de más de un par de conmutadores pudiendo aumentar el voltaje de alimentación según requiera el caso.
- La carga con la cual se realizaron las pruebas fue de 2 ohm a distintas frecuencias audibles del rango de 20 a 20000 Hz obtenido la potencia esperada en las frecuencias de baja denominación en el nivel de 40 a 100Hz y disminuyendo la potencia a medida que aumenta la frecuencia por lo que se concluye que mientras disminuye la frecuencia aumenta la potencia y viceversa.
- Luego de las pruebas realizadas al sistema por período de tiempos ya establecidos anteriormente se notó un aumento en la temperatura de los disipadores superiores al 50 °C, por lo que se concluye que a pesar de mejorar el rendimiento eléctrico puede presentar un sobre calentamiento en lapsos de más de cinco horas de uso continuo con una señal de entrada de 0dB.
- Luego de las pruebas realizadas se obtuvo un resultado de un 80% de rendimiento con un 7.3% de distorsión armónica total por lo que se concluye una notable mejora comparada con las tecnologías tradicionales como la clase AB con rendimiento de aproximadamente un 60%.

RECOMENDACIONES

- La fuente conmutada es capaz de suministrar gran cantidad de potencia por lo que se recomienda la utilización de disipadores de calor de mayor tamaño, a medida que aumente la carga a la misma.
- La tarjeta de transmisión de audio tiene un bajo consumo eléctrico, pero es recomendable mantener el voltaje estable para evitar ruidos o interferencias en la transmisión de señal, perdiendo fidelidad y rango de cobertura.
- En el mercado existen una amplia gama de mosfet de potencia y para el circuito integrado IRS2092 es recomendable la utilización de estos con un bajo nivel de R_{DS} . Es necesario consultar la hoja de datos de los conmutadores mosfet, para obtener toda la información de estos componentes y trabajarlos dentro de sus parámetros.
- Pese al alto rendimiento del sistema de amplificación se recomienda, para montajes en cajas acústicas o gabinetes, la utilización de ventilación por convección y ventilación, dado que el sistema puede alcanzar temperaturas superiores a 50 grados centígrados, disminuyendo la vida útil de estos circuitos de potencia.
- La utilización de equipo adecuado de medición de los distintos tipos de señales priorizando la utilización de osciloscopio por lo que se recomienda la verificación del correcto funcionamiento de estos equipos previo a ser utilizados en las mediciones, caso contrario podríamos estar interpretando lecturas erróneas de las distintas señales.

BIBLIOGRAFÍA

ARROW. *Filtro EMI | Filtro de supresión EMI* /. [En línea] 2018. [Citado el: 5 de diciembre de 2018.] Disponible en:

<https://www.arrow.com/es-mx/categories/emirfi-suppression/emirfi-electronics/emi-filters>

ASAHI, Kasei. *AK4386*. [En línea] 2008. [Citado el: 15 de enero de 2019]. Disponible en:

<https://www.akm.com/akm/en/file/datasheet/AK4386VT.pdf>

ASAHI, Kasei. *AK5357*. [En línea] 2009. [Citado el: 15 de enero de 2019]. Disponible en:

<https://www.akm.com/akm/en/file/datasheet/AK5357ET.pdf> (Consultado: el 15 de enero de 2019).

ASINSTEN, Juan Carlos. *EL Sonido*. Buenos Aires : educ.ar, 2008.

BINDA, Eduardo A.; OMAÑA, Martín E. y TACCA, Hernán E. *LAZO DE CONTROL OPTOACOPLADO PARA FUENTE CONMUTADA*. Buenos Aires : CEA, 2008.

Class D Amplifier Design Basics II. [En línea] 2009. [Citado el: 9 de enero de 2019]. Disponible en: <http://www.irf.com/product-info/audio/classdtutorial2.pdf>

Filtro de red. [En línea] 2018. [Citado el: 5 de diciembre de 2018.] Disponible en:

<http://www.soloelectronica.net/FILTRO DE RED.htm>

GÓMEZ DÍAZ, José Fernando. *Diseño y construcción de un amplificador de audio en clase D*. [En línea] (Tesis). (Pregrado) Universidad Politécnica de Madrid, Madrid, España, 2018. [Citado el: 9 de enero de 2019.] Disponible en:

http://oa.upm.es/53026/1/PFC_JOSE_FERNANDO_GOMEZ_DIAZ_2018.pdf

HART, Daniel W. *ELECTRÓNICA DE POTENCIA*. Madrid : PEARSON EDUCACIÓN, 2001.

HETPRO. *Amplificador Diferencial con Ganancia Controlada*. [En línea] 2018.

[Citado el: 2 de diciembre de 2018.] Disponible en:

<https://hetpro-store.com/TUTORIALES/amplificador-diferencial/> (Consultado: el 2 de diciembre de 2018).

HONDA, J., CHENG, X.-C. y LIU, W. *IRS2092(S) Functional Description*. [En línea] 2010. [Citado el: 13 de enero de 2019.] Disponible en: www.irf.com

IRS2092. [En línea] 2007. [Citado el: 25 de noviembre de 2018.] Disponible en: www.irf.com

MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M. y ROBBINS, William P. *ELECTRÓNICA DE POTENCIA*. Mexico : The McGraw-Hill Companies, 2009.

NAVARRO MARTÍNEZ, Alejandro. (2015) *Sistema de comunicación inalámbrico para audio estéreo*. [En línea] (Tesis). (Pregrado) Universidad de San Buenaventura Cali, Santiago de Cali, Colombia, 2015. [Citado el: 25 de noviembre de 2018.] Disponible en: https://bibliotecadigital.usb.edu.co/bitstream/10819/3082/1/Sistema_comunicacion_inalambrico_martinez_2015.pdf

PEÑAFIEL CÁCERES, Danny Patricio y RAMÓN FLORES, Paúl Fernando. *Diseño y montaje de fuente conmutada para alimentación de convertidor multinivel*. [En línea] (Tesis). (Pregrado) Universidad Politécnica Salesiana Sede Cuenca, Cuenca, Ecuador, 2013. [Citado el: 13 de diciembre de 2018.] Disponible en: <https://dspace.ups.edu.ec/bitstream/123456789/4287/1/UPS-CT002620.pdf>

PEREZ, L., PERALTA, H. y BIANCHI, R. *Estudio de las corrientes de Foucault a través del enfoque magnetostático*. [En línea] 2003. [Citado el: 31 de julio de 2018.] Disponible en: http://fisicarecreativa.com/informes/infor_em/Eddy2k3a.pdf

PRESSMAN, Abraham; BILLINGS, Keith y MOREY Taylor. *SWITCHING POWER SUPPLY DESIGN*. 3. Nueva York : McGraw-Hill, 2009.

POWER, T. H. E. y LEADER, M. *IRS2053 3 Channel Integrated Class D Audio Driver IC with PWM Modulator*. [En línea] 2017. [Citado el: 8 de enero de 2019.] Disponible en: www.irf.com
PurePath™ Wireless Audio. [En línea] 2011. [Citado el: 25 de noviembre de 2018.] Disponible en: www.ti.com/purepathwireless

QUESADA, José Luis Gamboa. *Guía de Diseño y Análisis de Convertidores*. Costa Rica : s.n., 2008.

TEXAS INSTRUMENTS. *PurePath™ Wireless Audio*. [En línea] 2011. [Citado el: 12 de febrero de 2019.] Disponible en: www.ti.com/purepathwireless

TEXAS INSTRUMENTS. *RC4558 Dual General-Purpose Operational Amplifier*. [En línea] 1976. [Citado el: 2 de diciembre de 2018.] Disponible en: www.ti.com

TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits. [En línea] 1983. [Citado el: 26 de noviembre de 2018.] Disponible en: www.ti.com

VILARDELL, Eugenio Nieto. *Fuentes de Alimentación en la Práctica*. s.l. : Fidestec, 2010.

YAMAHA. *Informe técnico de amplificadores de potencia de YAMAHA*. HAMAMATSU - JAPON : s.n., 2008.

Anexo A: Hoja de datos IRS2092

International
IR Rectifier

IRS2092

PROTECTED DIGITAL AUDIO AMPLIFIER

Features

- Integrated analog input Class D audio amplifier driver in a small 16 pin package
- Floating inputs enable easy half bridge implementation
- Programmable bidirectional over-current protection with self-reset function
- Programmable preset deadtime for improved THD performances
- Start and stop click noise reduction
- High noise immunity
- ± 100 V ratings deliver up to 500 W in output power
- Operates up to 800 kHz
- RoHS compliant

Product Summary



V_{OVERRIDE} (max)		± 100 V
Gate driver	Io+	1.0 A
	Io-	1.2 A
Selectable Deadtime		25/40/65/105 ns
OC protection delay (max)		500 ns
DC offset		<20 mV
PWM frequency		~ 800 kHz
Error amplifier open loop gain		>60 dB
THD+N* (1kHz, 50W, 4 Ω)		0.01 %
Residual Noise* (AES-17 Filter)		200 μ Vrms

* Measured with recommended circuit

Typical Applications

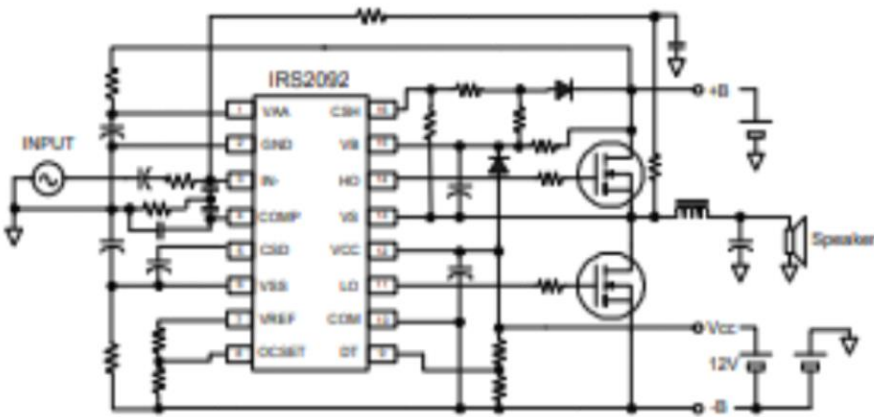
- Home theater systems
- Mini component stereo systems
- Powered speaker systems
- General purpose audio power amplifiers

Package Options

SOIC16N PDIP18

Typical Connection Diagram



1

www.irf.com © 2013 International Rectifier

October 24, 2013

TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits

1 Features

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

2 Applications

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

3 Description

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

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

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

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

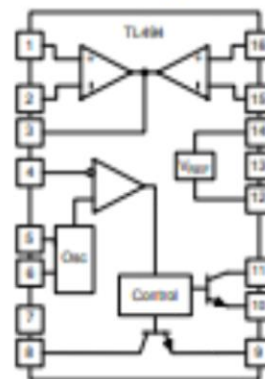
The TL494C device is characterized for operation from 0°C to 70°C . The TL494I device is characterized for operation from -40°C to 85°C .

Device Information⁽¹⁾

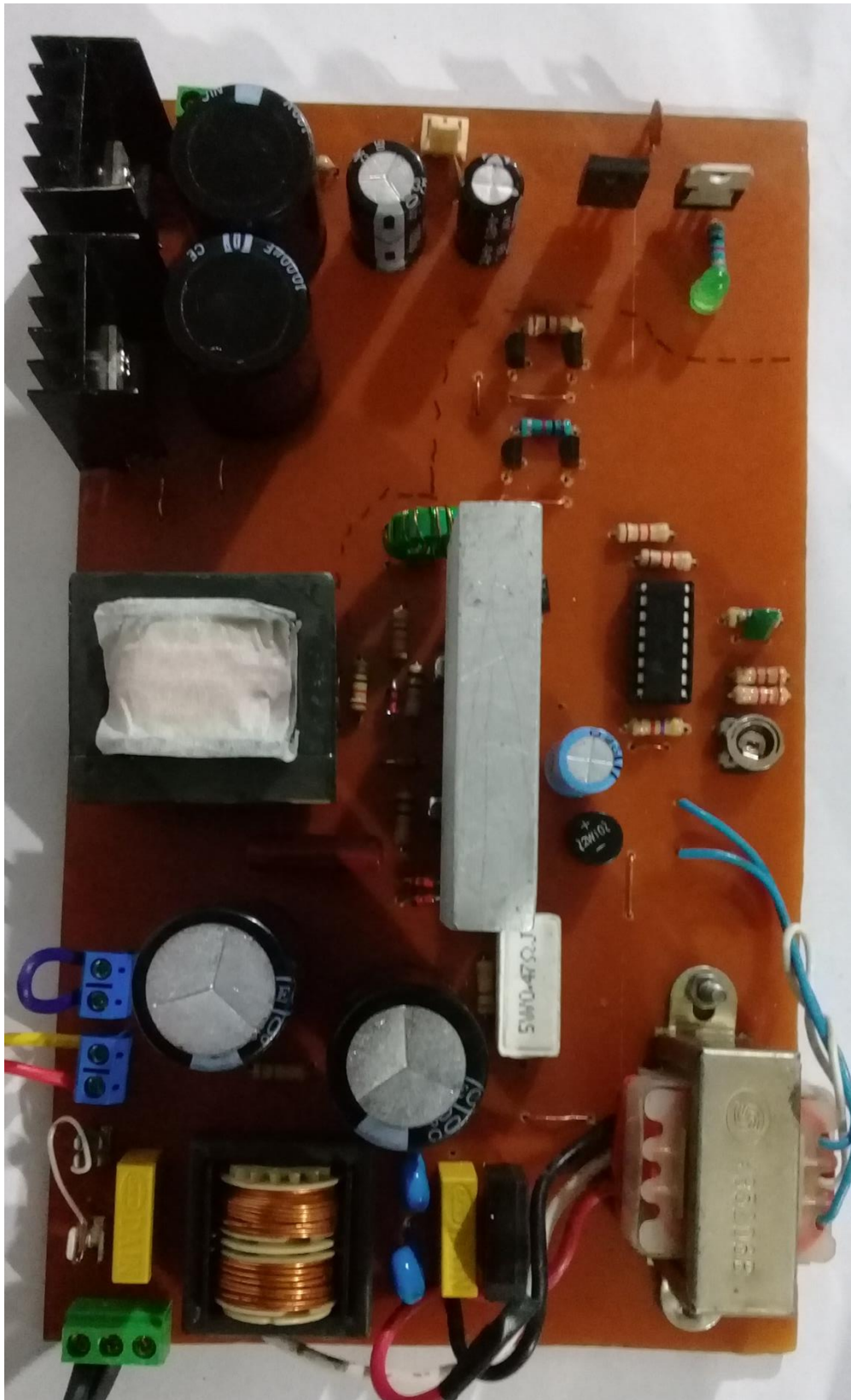
PART NUMBER	PACKAGE (PIN)	BODY SIZE
TL494	SOIC (16)	9.90 mm × 3.91 mm
	PDIP (16)	19.30 mm × 6.35 mm
	SOP (16)	10.30 mm × 5.30 mm
	TSSOP (16)	5.00 mm × 4.40 mm

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

4 Simplified Block Diagram



Anexo C: Montaje fuente conmutada



Anexo D: Montaje amplificador Clase D

