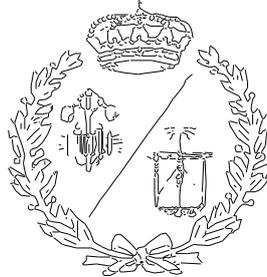


ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS  
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



***Proyecto Fin de Grado***

**Etapa Amplificadora de audio de  
Clase-D**  
(Class-D audio amplifier)

Para acceder al Título de

**GRADUADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA**

Autor: Jairo Estefanía Vilumbrales

Mayo - 2017

## Contents

I	MEMORIA	2
II	ANEXOS	17
III	PLIEGO DE CONDICIONES	62
IV	PRESUPUESTO	64

**Documento I**

**MEMORIA**

# Índice general

<b>I MEMORIA</b>	<b>1</b>
<b>1. Estado del arte</b>	<b>1</b>
<b>2. Objeto</b>	<b>3</b>
<b>3. Alcance</b>	<b>4</b>
<b>4. Normas y referencias</b>	<b>4</b>
4.1. Disposiciones legales y normas aplicadas . . . . .	4
4.1.1. Documentación . . . . .	4
4.1.2. Normas técnicas . . . . .	4
4.2. Software . . . . .	5
4.3. Bibliografía . . . . .	5
<b>5. Definiciones y abreviaturas</b>	<b>5</b>
<b>6. Requisitos de diseño</b>	<b>6</b>
6.1. Diseño ético . . . . .	6
6.2. Diseño estratégico . . . . .	6
6.3. Diseño técnico . . . . .	6
<b>7. Metodología</b>	<b>7</b>
7.1. Funcionamiento General y modo Bridge . . . . .	7
7.2. Alimentación . . . . .	7
7.3. Generador de señal triangular . . . . .	7
7.4. Generador de señal PWM . . . . .	8
7.4.1. Adaptación de impedancia y filtrado DC . . . . .	8
7.4.2. Entrada de audio . . . . .	9
7.4.3. Comparadores . . . . .	9
7.5. Generación de tiempos muertos . . . . .	9
7.6. Driver de potencia y Mosfets . . . . .	10
7.6.1. Drivers ir2010 . . . . .	10
7.6.2. MOSFETs . . . . .	11
7.6.3. Filtrado . . . . .	12
<b>8. Resultados finales</b>	<b>12</b>
<b>9. Resumen del presupuesto</b>	<b>12</b>

## Resumen

En este proyecto se ha diseñado y construido una etapa de potencia analógica de clase-D para audio.

Para el diseño, se ha usado un generador de señal triangular basado en un TLC555 y en fuentes de intensidad mediante transistores BJT. Seguidamente la señal es adaptada con algunos amplificadores operacionales y puertas lógicas. Para controlar los MOSFETs de potencia se han usado drivers de la familia ir2010. Finalmente, la señal es integrada mediante un filtro pasivo formado por 2 bobinas toroidales y unos condensadores.

Es un prototipo muy versátil ya que con pocos cambios se puede conseguir pasar de una etapa mono a una estéreo. Además la potencia depende de la tensión en la fuente de alimentación y está limitada fundamentalmente de los disipadores de calor y los propios MOSFETs, por lo que también se puede adaptar a diferentes necesidades.

Por último cabe destacar que este proyecto no trata de la construcción de un equipo de audio completo, sino de sólo de la etapa de potencia, y es necesario añadir una fuente de alimentación, una etapa preamplificadora, y una suerte de salida formada una o varias cajas con sus correspondientes altavoces y sus filtros pasivos.

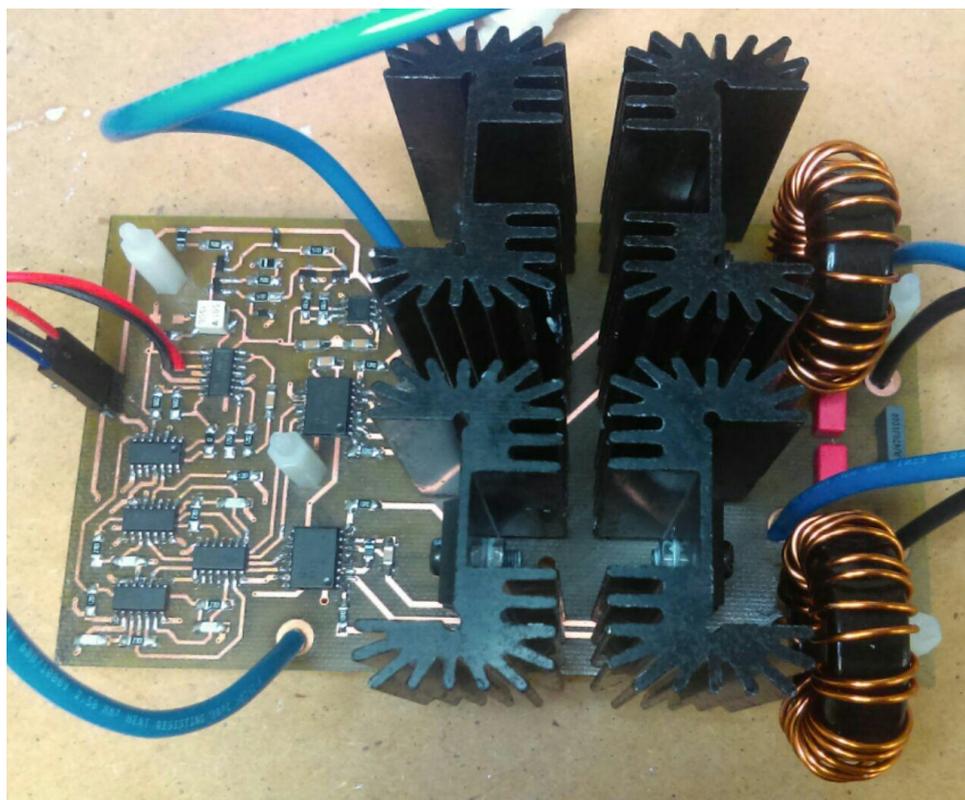


Figura 1.1: Prototipo. Parte frontal

## 1 Estado del arte

Los amplificadores de transistores empezaron a comercializarse en los años 70. Desde entonces han sufrido una serie de lentos pero constantes cambios que llegan hasta nuestros días, y hoy en día, continúa siendo una tecnología que sigue evolucionando.

Los amplificadores o etapas de potencia son las encargadas de recibir una señal de un previo o preamplificador, amplificarla y acondicionarla para entregar la señal a los altavoces en forma de potencia. Debido a que los altavoces tienen por norma general una impedancia de  $8\Omega$ , las etapas de potencia deberán tener a su vez una impedancia de salida pequeña, idealmente la misma que el altavoz, para poder entregar el máximo de potencia. Ver teorema de máxima transferencia de potencia [1].

Los amplificadores Clase-A tienen una alta linealidad pero poseen un rendimiento máximo del 50 %, y en algunos modelos con un rendimiento por debajo del 25 % por lo que su utilización se restringe a aplicaciones de menos de 1W, donde el rendimiento no es importante, o donde se necesite una gran linealidad [2].

En los amplificadores de Clase-B el rendimiento aumenta hasta el 78 % debido a que los transistores están polarizados en corte y cada transistor trabaja en un semiciclo de la señal de audio.

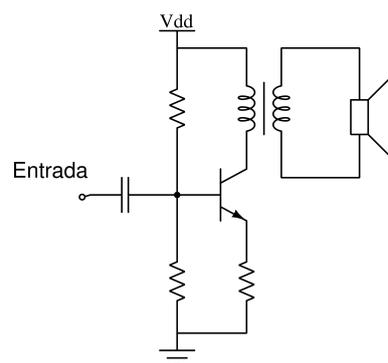


Figura 1.3: Amplificador de Clase-A

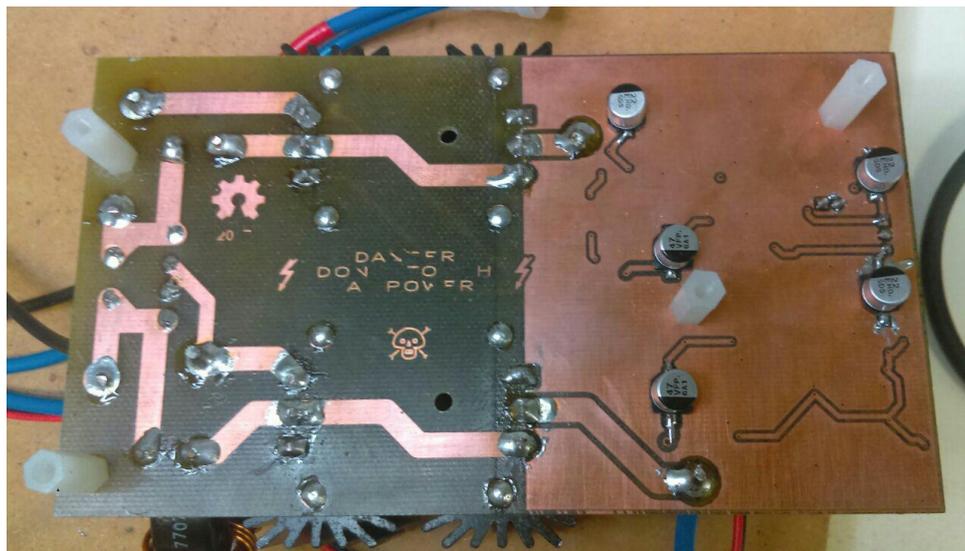
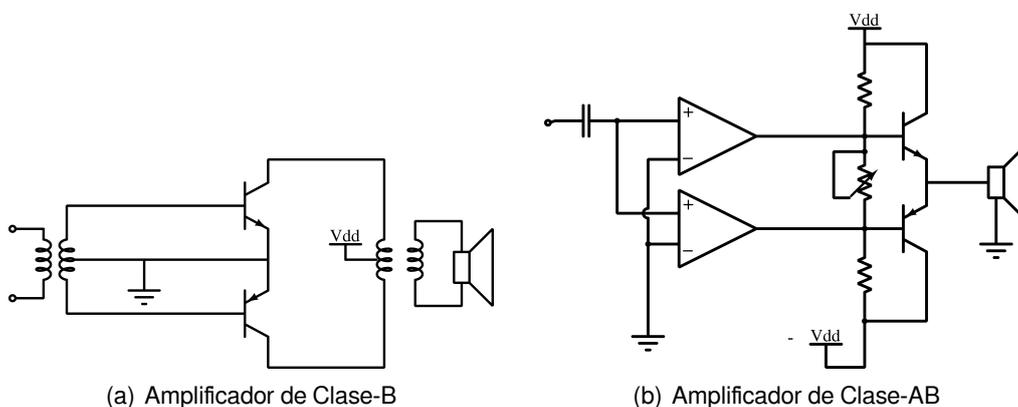


Figura 1.2: Prototipo. Parte trasera.



(a) Amplificador de Clase-B

(b) Amplificador de Clase-AB

Figura 1.4: Etapas de audio

Los amplificadores de Clase-B tienen una molesta distorsión por cruce que hace que en la práctica, no sean utilizados.

Los amplificadores de Clase-AB han sido y siguen siendo los más utilizados tanto en equipos profesionales como en equipos de consumo. Posee un gran compromiso entre linealidad y rendimiento. Su rendimiento es similar al de Clase-B 78.5% sin embargo al polarizarse los transistores, se consigue mitigar la distorsión de cruce.

Los amplificadores de Clase-D han conseguido penetrar en un mercado donde los amplificadores de clase AB no lo han conseguido precisamente por su rendimiento. Esto son la microelectrónica para dispositivos móviles o con batería, y el audio de alta potencia profesional, dirigido a eventos en directo, donde se usan etapas de más de 5000W.

El funcionamiento de las etapas de clase D difiere por completo de las demás tipos de etapas. Su funcionamiento se basa en el muestreo o troceado de una señal de audio para obtener un mayor rendimiento en los transistores finales de salida. La frecuencia de muestreo debe ser mayor a las frecuencias de la banda de audio, para poder ser eliminada en un filtrado posterior sin que afecte a la calidad final.

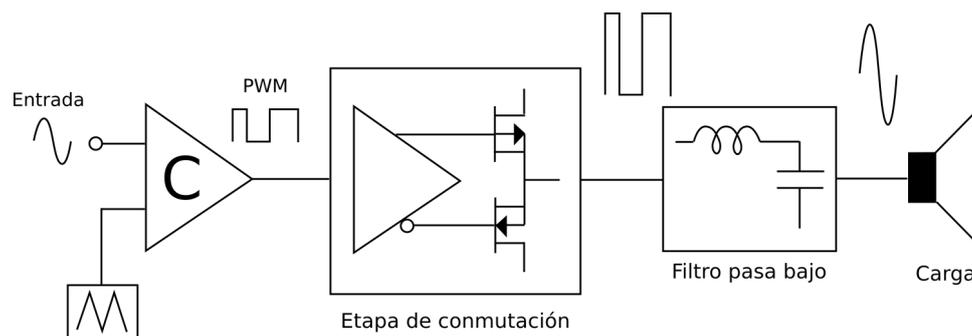


Figura 1.5: Esquema de funcionamiento de una etapa de clase-D. Fuente: Wikipedia

Para conseguir el muestreo de audio, se pueden usar varias técnicas, cada una con sus convenientes e inconvenientes. Una de ellas consiste en ir comparando la señal de audio con una señal triangular para obtener una modulación PWM del sonido. Otra técnica consiste en utilizar un modulador Sigma-Delta para conseguir el mismo efecto.

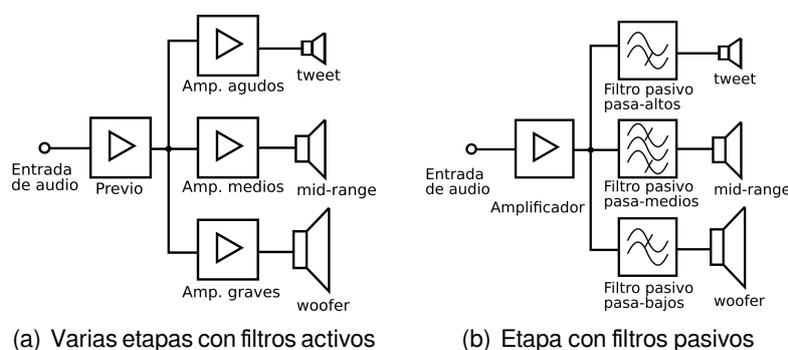


Figura 1.6: Sistemas de audio

## 2 Objeto

El presente proyecto abarca el diseño, simulación, y prototipado de una etapa amplificadora de audio de clase D, de mediana potencia y de propósito general.

Debido a la complejidad general, el proyecto ha sido dividido en 4 bloques funcionales, que son descritos brevemente a continuación:

**Generador de señal triangular:** Este bloque genera una señal triangular de  $5V_{pp}$  y  $165kHz$  mediante dos fuentes de intensidad creadas con transistores BJT y gobernadas por un circuito integrado TLC555.

**Generador de señales PWM:** En esta segunda etapa, por una parte, se filtra la señal triangular para eliminar la componente continua, y por otra parte, se recoge la señal de audio y se replica con ganancia  $-1$ . Finalmente se comparan las 2 señales de audio con la señal triangular para obtener 2 señales PWM, de las cuales, una está invertida y desplazada  $180^\circ$ .

**Generador de tiempos muertos:** Cada una de las señales PWM es replicada con ganancia  $-1$  y se le añade unos 'tiempos muertos' con el fin de evitar cortocircuitos de corriente en los MOSFETs de potencia.

**Drivers y MOSFETs de potencia:** Este bloque contiene 2 amplificadores TODO-NADA formado cada uno por un driver y 2 MOSFETs de tipo N. Los MOSFETs de cada amplificador deben conducir de manera alternativa para generar una señal PWM con la tensión de alimentación. Finalmente las 2 señales PWM de los 2 amplificadores son filtradas con un filtro pasivo formando 2 señales de audio invertidas entre si, que serán las que ataquen al altavoz.

Una vez construido el prototipo, se pretende realizar un análisis de distorsión armónica (THD), un análisis de rendimiento energético, y una valoración económica comparandolo con las diferentes soluciones del mercado.

## 3 Alcance

El alcance de este proyecto es el de poder incorporar ésta etapa de potencia en un equipo profesional o semiprofesional junto a una etapa preamplificadora, una fuente de alimentación y un sistema de salida de 3 o cuatro vías de audio con sus respectivos filtros pasivos.

Además se pretenden conseguir unos objetivos en cuanto al enriquecimiento personal:

- Adquirir una idea sobre el estado actual del mercado de audio.
- Adquirir habilidades necesarias para seguir construyendo productos relacionados con el audio.
- Obtener un producto preparado para competir en el mercado, y que sea fácilmente adaptable a diferentes productos finales (amplificador de guitarra, sistema estéreo autoamplificado, etc).

## 4 Normas y referencias

### 4.1. Disposiciones legales y normas aplicadas

#### 4.1.1. Documentación

- Normativa del Trabajo Fin de Grado, Universidad de Cantabria, 2013.
- Normas Redaccion TFG Grado en Ingeniería Mecánica, Eléctrica y Electrónica Industrial y Automática
- Norma UNE 157001-2014

#### 4.1.2. Normas técnicas

- Generic Standard on Printed Board Design [5]
- IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems

## 4.2. Software

**NGSPICE 26:** Software para la simulación de circuitos electrónicos. Desarrollado inicialmente por la Universidad de California en Berkeley, y actualmente mantenido por una pequeña comunidad de software libre. Licencia BSD.

**Python 3.6:** Software utilizado para cálculos matemáticos y scripting, junto a las bibliotecas Jupyter, numpy, matplotlib, y Scipy. Licencias: PSF LICENSE (GPL-compatible), y derivadas.

**KiCad 4.0.6:** Software utilizado para la creación de esquemáticos y diseño de PCB. Licencia GPL 3+.

**L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X 2<sub>ε</sub>:** (ecosistema) Software utilizado para la documentación. Licencia MIT, LGPL, LaTeX Project Public License (LPPL), GPL.

**FreeCad 0.16** Software de diseño 3D usado para crear algunos modelos 3D de componentes para KiCad.

**Inkscape 0.92** Software de dibujo vectorial en 2D utilizado para la documentación. Licencia GPL.

**git 2.12** Sistema de control de versiones. Licencia GPL v.2

## 4.3. Bibliografía

- [1] V. M. y. O. Parra, *TEORÍA DE CIRCUITOS I y II*, U. Madrid, ed. 1991.
- [2] J. C. Ginés, *Equipos de sonido*, E. C. 3, ed. 2001, ISBN: 84-95391-82-1.
- [3] R. Palmer, «Design Considerations for Class-D Audio Power Amplifiers», Texas Instruments, Application Report, ago. de 1999.
- [4] R. W. Erickson y D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer academic, 2001, ISBN: 0-7923-7270-0, 0-306-48048-4.
- [5] I.-A. C. E. Industries, ed., *IPC-2221, Generic Standard on Printed Board Design*, feb. de 1998. dirección: [www.ipg.org](http://www.ipg.org).
- [6] B. Carter y R. Mancini, *OP AMPS for everyone*, T. Instruments, ed. 2009, ISBN: 978-1-85617-505-0.
- [7] W. N. Mohan T.M. Undeland, *Power electronics.: converters, applications and design*, J. Wiley, ed. 1995, ISBN: 0-471-58408-8.
- [8] J. Honda y J. Cerezo, «Class D Audio Amplifier Design», International rectifier, Application Report, 2003.

# 5 Definiciones y abreviaturas

**Bridge mode:** *Configuración en puente:* Sistema incorporado en etapas de potencia estéreo en el que uno de los canales se invierte de fase para alimentar sólo una salida, convirtiendo el sistema en mono y sumando en éste la potencia de los dos canales.

**Driver para MOSFETs:** Circuito integrado encargado de generar tiempos muertos y/o cambiar la referencia de la señal en entrada, por la tensión de fuente del MOSFET, en los casos en los que la tensión de esta patilla sea diferente a GND.

**Duty Cycle:** *Ciclo de Trabajo:* Es la relación que existe entre el tiempo en que una señal PWM se encuentra en estado activo y el periodo de la misma.

**K.I.S.S.:** *Keep It Simple Stupid* : Filosofía de diseño originaria en la armada de los E.E.U.U. por los años 60, que reza que hay que mantener las cosas lo más simple posible, aunque parezca estúpido, con el fin de facilitar un buen mantenimiento y detección de errores.

**PCB:** *Placa de Circuito Impreso:* Es la superficie constituida por caminos, pistas o buses de material conductor laminadas sobre una base no conductora.

**PWM:** *Modulación por Ancho de Pulsos:* Es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal cuadrada, para pretransportar una información.

**RMS:** *Valor Cuadrático Medio o valor eficaz:* Es la raíz cuadrada de la media aritmética de los cuadrados de los valores. Se corresponde con  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  veces el valor pico de una señal de tensión o intensidad.

**THD:** *Distorsión Armónica Total:* Es un parámetro técnico utilizado para definir la cantidad de armónicos que el equipo introduce y que no estaban en la señal original.

## 6 Requisitos de diseño

### 6.1. Diseño ético

Todo el proyecto ha sido diseñado con software libre, y será liberado para que pueda ser estudiado por otras personas. De esta forma se contempla que en un futuro pueda existir un desarrollo del mismo a una mayor velocidad y con diferentes puntos de vista.

### 6.2. Diseño estratégico

El proyecto se ha dividido en subcircuitos más pequeños en forma de módulos siguiendo el principio K.I.S.S. que se traduce como, 'mantenlo lo más simple posible'.

Los archivos de simulación y los archivos de los esquemáticos para su posterior proceso hacia el diseño de la PCB están fuertemente correlacionados, de tal forma que se pueda identificar unos con otros.

Por último se ha implementado un sistema de control de versiones mediante Git.

### 6.3. Diseño técnico

La etapa de potencia ha sido diseñada para trabajar con un alto rango de tensiones de entrada.

Por simplicidad sólo se ha contemplado un modo Bridge y una carga de  $8\Omega$ . Sin embargo resulta relativamente sencillo adaptar el diseño para hacer un amplificador estéreo, o para poder utilizar altavoces de distinta impedancia.

La PCB ha sido diseñada con tecnología SMD para conseguir la mayor reducción de tamaño posible y poder reducir gastos de fabricación.

## 7 Metodología

### 7.1. Funcionamiento General y modo Bridge

Los amplificadores de potencia de clase D, utilizan MOSFETs o IGBTs a modo de interruptores, que generan unas señales cuadradas que posteriormente se filtran para obtener la señal de audio que atacará a los altavoces.

Ya que la carga de las etapas de audio es fija, -normalmente de  $8\Omega$ , pero puede ser de  $4\Omega$  o  $2\Omega$  poniendo varios altavoces en paralelo-, la potencia entregada a la salida depende exclusivamente de la tensión de la señal cuadrada generada por los MOSFETs, y por tanto, de la tensión de alimentación de la etapa.

La razón de utilizar los MOSFETs a modo de interruptores es la de la eficiencia.  $P = V \cdot I$  etc.

El modo Bridge consiste en alimentar al altavoz con dos tensiones invertidas respecto a una referencia virtual. Con ésta técnica se consigue alimentar el altavoz con una tensión virtual del doble.

Para hacer una etapa de potencia en modo Bridge es necesario doblar el número de transistores MOSFETs, ya que en vez de regular una tensión respecto a una referencia, se tiene que regular 2 tensiones.

Modulación: Fundamentalmente consiste en comparar una señal triangular a alta frecuencia con la señal de sonido. Dependiendo de el nivel de tensión de la señal de audio en un punto dado, se cortará antes o después con la señal triangular, lo que producirá una señal PWM con un duty cycle determinado.

Para una mejor calidad de sonido, o una mejora del nivel de distorsión armónica, la modulación de los MOSFETs que regulan la tensión de salida positiva, se modulan con la señal de audio sin modificar, mientras que la modulación que regula la tensión de salida negativa, se modula con la señal de audio invertida.

### 7.2. Alimentación

En la parte de control se necesita una alimentación de  $15VDC$  para el TLC555, el disparador Schmitt 40106 y las puertas lógicas 'AND' 14081. El amplificador operacional TL084 y el comparador LM319 necesitan alimentación dual de  $\pm 15V$ . Los driver ir2010 por un lado llevan  $15VDC$  por la parte de control y otros  $15VDC$  para la parte de potencia. La alimentación de los MOSFETs también debe ser continua y dependerá de la potencia que se pretenda ofrecer a la salida.

### 7.3. Generador de señal triangular

Para generar una señal triangular se ha utilizado un circuito integrado TLC555 en modo as-table, cuya salida se invierte mediante los BJT  $Q_1$  y  $Q_8$ . La señal invertida sirve para polarizar alternativamente los BJT  $Q_2$  y  $Q_3$  que funcionan a modo de fuente de intensidad. A través de las resistencias  $R_3$  y  $R_4$  y los 2 diodos zener se obtiene el valor de tensión en puerta deseado para la polarización, en este caso  $3,6V$ . Mediante las resistencias  $R_5$  y  $R_6$  se regula la fuente de

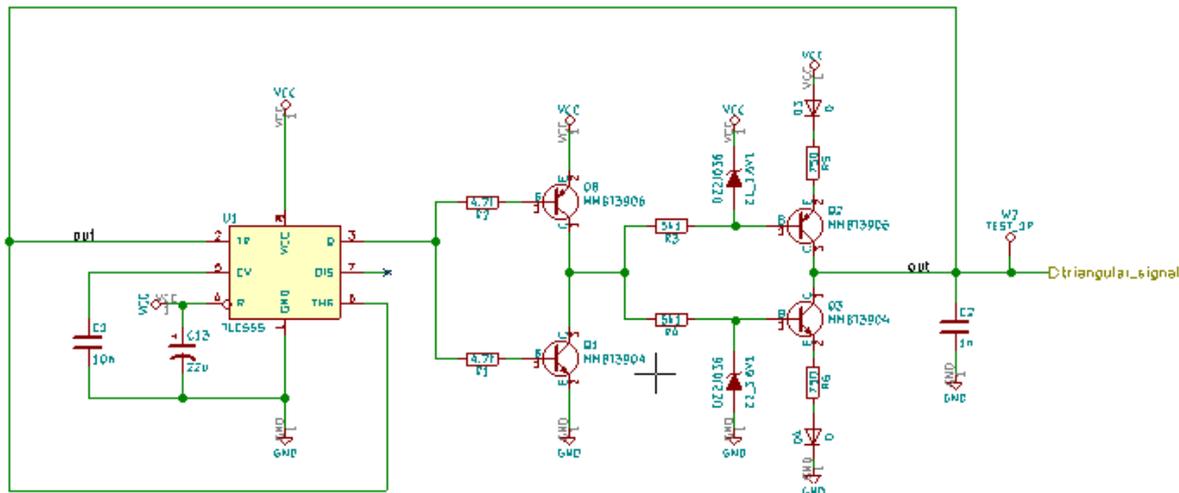


Figura 7.1: Generador de señal triangular

intensidad que se encarga de cargar y descargar el condensador  $C_2$  y producir la señal triangular. Cuando la tensión del condensador alcanza  $1/3$  y  $2/3$  de  $V_{CC}$ , el TLC555, realimentado por la patilla 6 y 2, invierte su salida.

## 7.4. Generador de señal PWM

### 7.4.1. Adaptación de impedancia y filtrado de componente continua en la señal triangular

El amplificador operacional TL084  $U2D$  (Fig: 7.2) es configurado como seguidor de tensión, ya que es necesaria una impedancia idealmente infinita para no producir ninguna atenuación en la señal triangular.

El amplificador operacional  $U2C$  actúa como filtro pasabajo, con una ganancia unidad en altas frecuencias y una frecuencia de corte situada aproximadamente en los  $1,2KHz$  con lo que se elimina la componente continua de la señal.

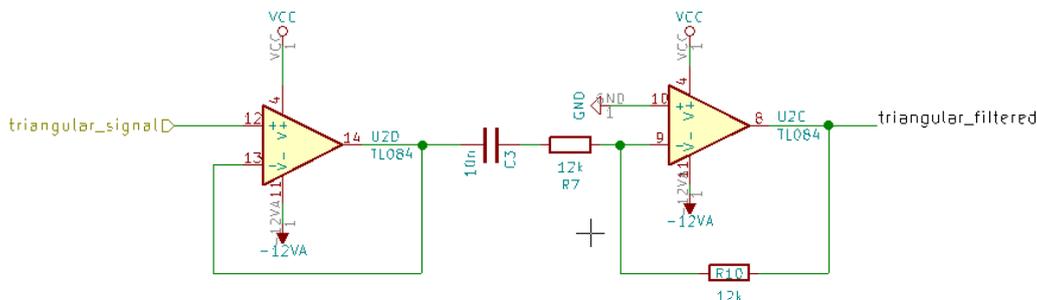


Figura 7.2: Filtrado de componente continua a la señal triangular.

### 7.4.2. Entrada de audio

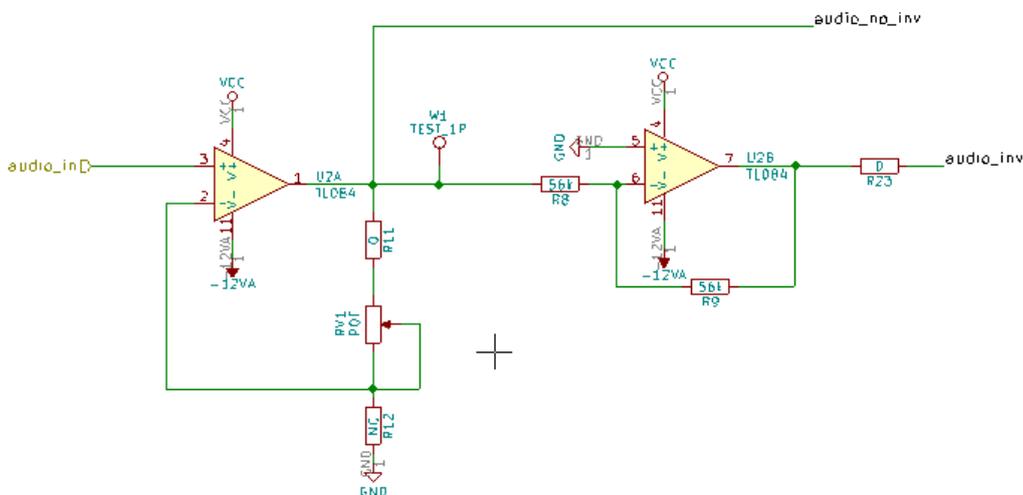


Figura 7.3: Entrada de audio

El amplificador operacional  $U2A$  (Fig: 7.3) funciona como seguidor de tensión pero cambiando el valor de las resistencias  $R11$  y  $R12$  se puede añadir algo de ganancia, que además se puede ajustar con la resistencia variable  $RV1$  [6].

El amplificador operacional  $U2B$  (Fig: 7.3) está configurado como amplificador inversor de ganancia unidad. Las resistencias  $R8$  y  $R9$  tienen un valor lo suficientemente alto para no atenuar la señal. La resistencia  $R23$  no tiene ninguna función y está colocada para hacer de puente en la PCB.

### 7.4.3. Comparadores

En la figura 7.4 se observa como se obtiene las señales PWM a partir de la señal triangular y las señales de audio. El circuito integrado LM319 es un comparador con colector abierto, por lo que es necesario colocar las resistencias  $R13$  y  $R14$ . La generación de los PWM en fase y en contrafase tiene un sentido, y es que ésta técnica de modulación reduce considerablemente el contenido de armónicos en la salida [7].

## 7.5. Generación de tiempos muertos

Las señales  $Hin_{fase}$  y  $Lin_{fase}$  de la figura 7.5 son las encargadas de conmutar una de las salidas con la tensión de alimentación de potencia  $VEE$  y con  $GNDPWR$  respectivamente, por lo que en ningún momento pueden estar las 2 en estado alto. Además, debido a que los MOSFETs tienen un tiempo de corte mayor que el de puesta conducción, es necesario introducir un tiempo muerto o 'dead time' en las transiciones de conducción.

Para generar los tiempos muertos se usa una red RC y un disparador de Schmitt. Cuando se produce un flanco de subida, el condensador se empieza a cargar con la intensidad limitada mediante la resistencia. Cuando el condensador alcanza la tensión de histéresis del disparador, éste cambia su salida, pudiendose controlar así, los tiempos muertos cambiando los valores del condensador y/o la resistencia. Hay que tener en cuenta que el disparador de Schmitt ofrece una intensidad de salida limitada a 6mA, por lo que se debe tener que poner un valor de resistencia relativamente alto, y un valor de condensador relativamente bajo.

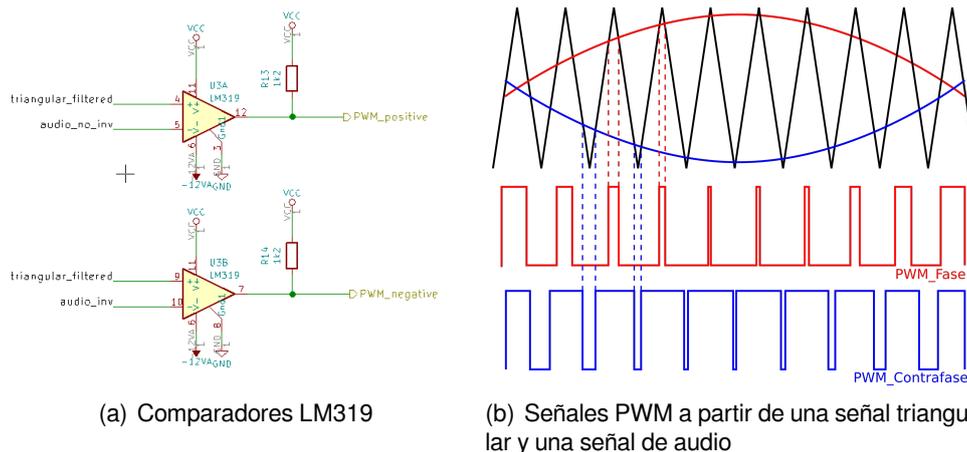


Figura 7.4: Generación de PWM mediante comparadores

Observese en la figura que para que una de las puertas AND tenga una salida en estado alto, una de las patillas de entrada tiene que estar en estado alto mientras que la otra entrada la misma señal pasa necesariamente por la red RC (y se niega 2 veces.)

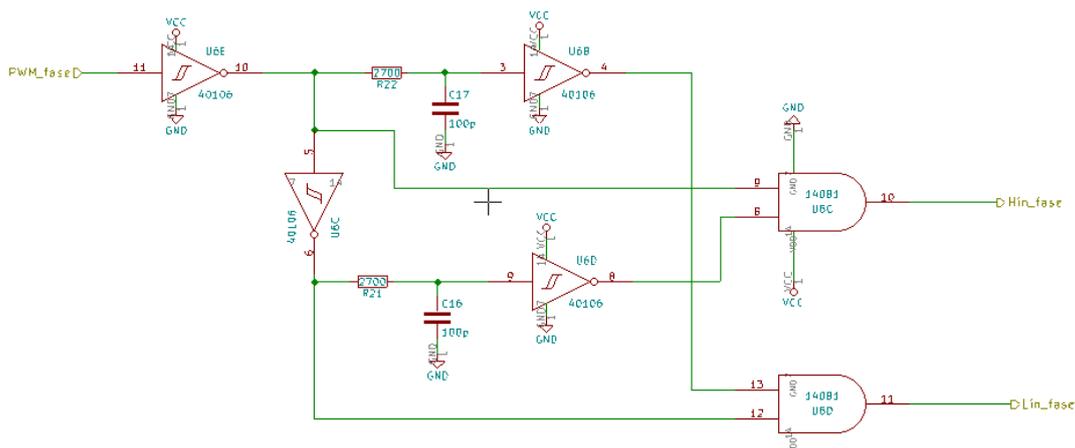


Figura 7.5: Generación de tiempos muertos.

## 7.6. Driver de potencia y Mosfets

### 7.6.1. Drivers ir2010

Los drivers tienen 2 funciones fundamentales; La primera es la de poder elevar la referencia de tensión para la tensión de puerta en caso de que el MOSFET se encuentre 'flotando'. La segunda es la de crear un tiempo muerto para que no se produzca cortocircuito en corriente, aunque en este caso, el driver ir2010 no proporciona un tiempo muerto lo suficientemente grande, y es necesario contar con el circuito auxiliar que haga esta función.

Para poder mantener una tensión de puerta para el MOSFET alto, el driver se basa en un condensador llamado condensador bootstrap ( $C_{BOOT}$ ), y en un diodo, llamado diodo bootstrap ( $D_{bs}$ ). Cuando el MOSFET bajo se encuentra conduciendo, la referencia  $V_s$  es próxima a cero, y el condensador  $C_{BOOT}$  se carga a través del diodo  $D_{bs}$  a la tensión  $V_{cc}$ . Una vez que el MOSFET de abajo entra en corte, la tensión  $V_s$  deja de estar a cero voltios, y el condensador  $C_{BOOT}$  es

descargado a través de  $V_B$  y  $H_O$  a la capacidad de puerta del MOSFET alto, haciendo que éste entre en conducción. Ver figura 7.7.

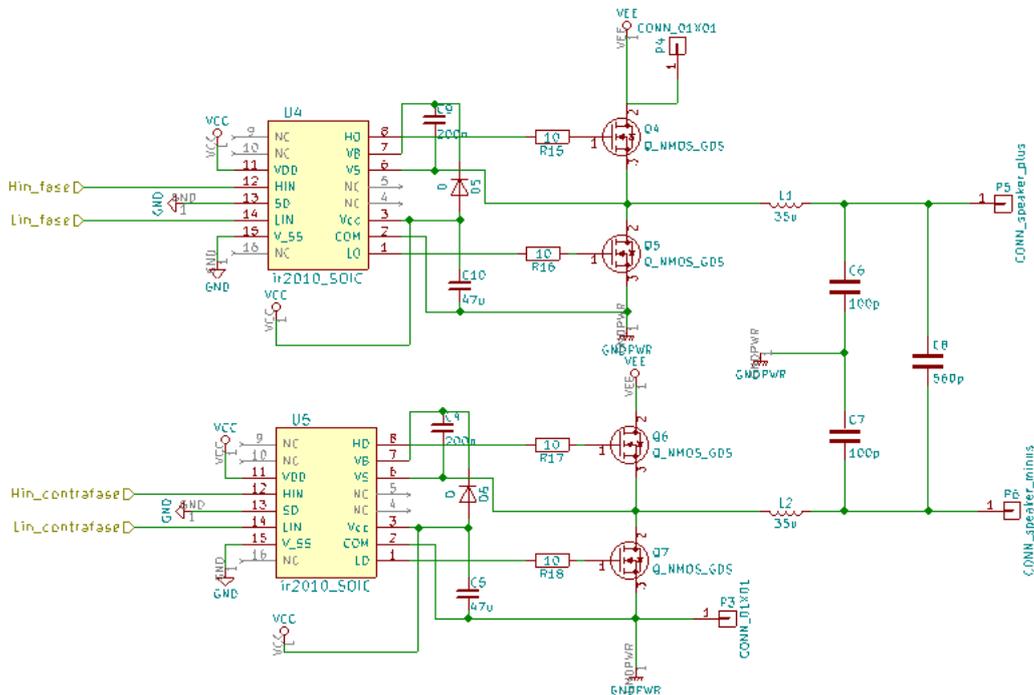


Figura 7.6: Drivers, MOSFETs e integrador

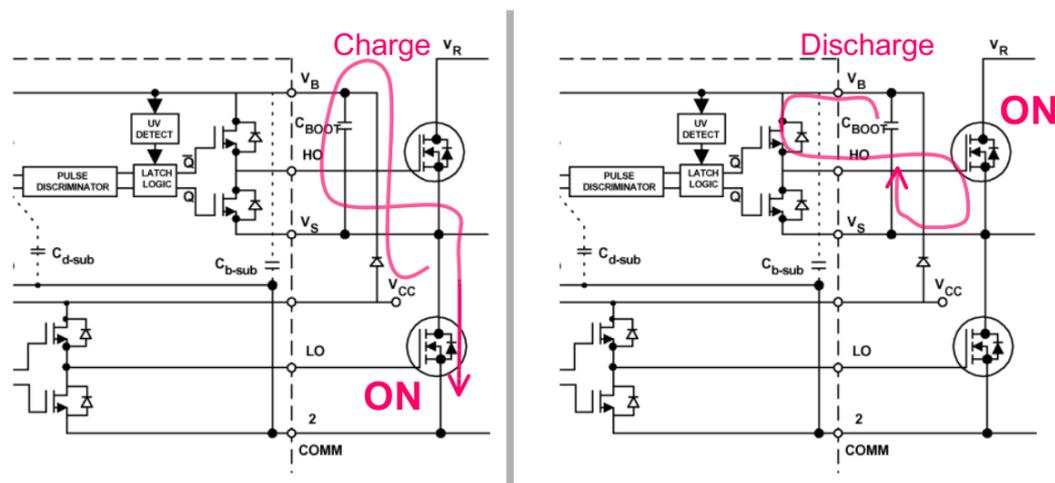


Figura 7.7: Técnica 'Boot strap' para la polarización del MOSFET en el lado alto. Imagen del artículo 'Class-D Audio Amplifier Design' de IR.[8]

### 7.6.2. MOSFETs

Como se ha podido observar antes, los MOSFETs son los encargados de crear una conmutación a  $GNDPWR$  y a  $VEE$  alternativamente para crear una señal PWM de potencia que atacará al altavoz. Por lo tanto la elección de unos MOSFETs de calidad es fundamental para un buen funcionamiento del circuito.

Los parámetros más importantes del MOSFET, son la resistencia de conducción llamada  $R_{dson}$ , y los tiempos de conmutación.

Para este tipo de aplicaciones es crucial que los MOSFETs tengan una resistencia de conducción lo más baja posible ya que éste parámetro indica la cantidad de energía que se va a desperdiciar en forma de calor, y por consiguiente, condiciona el tamaño de los disipadores de calor y el rendimiento del circuito.

### 7.6.3. Filtrado

El objetivo del filtro de salida es la atenuación de la componente de alta frecuencia producido por los MOSFETs preservando la señal en la banda de audio. [3]

Un filtro de segundo orden produce una atenuación de  $40dBs$  por década, lo que significa que se tiene la frecuencia de corte en  $25kHz$  y la frecuencia de conmutación en  $165kHz$  se produce una atenuación de  $32,8dBs$ , o lo que es lo mismo, una señal de  $100V$  se reduce a una señal de  $2,32V$ .

Si se desea incrementar la atenuación, existen dos alternativas: implementar un filtro de mayor orden, o aumentar la frecuencia de conmutación.

## 8 Resultados finales

Tras realizar los pertinentes ensayos en el laboratorio, se ha llegado a la conclusión de que los resultados son **sorprendentemente buenos**, a pesar de algunos pequeños fallos, y una generación de tiempos muertos excesivamente largos.

No se ha podido realizar un análisis THD, debido a la dificultad de realizar una medición fiable.

## 9 Resumen del presupuesto

El coste total del proyecto asciende a oncemil ciento cincuenta con doce euros. 11.150,12€

**Documento II**

**ANEXOS**

# Índice general

<b>II ANEXOS</b>	<b>1</b>
<b>A. Cálculos</b>	<b>5</b>
A.1. Cálculos para la generación de la señal triangular . . . . .	5
A.2. Cálculo del tiempo muerto mínimo necesario . . . . .	5
A.3. Cálculo de la generación de tiempos muertos . . . . .	6
A.4. Cálculo de tensión de la fuente de alimentación . . . . .	6
A.5. Cálculos de Intensidades de carga . . . . .	7
A.6. Cálculo del filtro de salida . . . . .	8
A.7. Cálculo de la inductancia . . . . .	9
A.8. Cálculo de rendimiento . . . . .	9
A.9. Potencia máxima en función del driver de los Mosfets . . . . .	10
A.10. Potencia máxima en función del ancho de pista . . . . .	10
A.11. Potencia máxima en función de la intensidad de drenador de los MosFets . . . . .	10
A.12. Potencia máxima en función de la disipación térmica . . . . .	10
<b>B. Ficheros de Simulación (ngspice)</b>	<b>12</b>
B.1. Generador de señal triangular . . . . .	12
B.1.1. simulación de señal triangular . . . . .	13
B.1.2. Observaciones . . . . .	13
B.2. Adaptador de señales y generación de PWM . . . . .	14
B.2.1. Simulación . . . . .	15
B.2.2. Observaciones . . . . .	16
B.3. Generador de tiempos muertos . . . . .	16
B.3.1. Simulación . . . . .	18
B.3.2. Observaciones . . . . .	18
B.4. Mosfets y driver de potencia . . . . .	18
B.4.1. Simulación . . . . .	20
B.4.2. Observaciones . . . . .	21
<b>C. Ensayos</b>	<b>22</b>
C.1. Señal triangular . . . . .	22
C.2. Factor de modulación . . . . .	23
C.3. Tiempos muertos . . . . .	24
C.4. Niveles de tensión de puerta en los MOSFETS . . . . .	25
C.5. Carga de $5,1\Omega$ . . . . .	26
C.5.1. 20V . . . . .	26
C.5.2. 30V . . . . .	27
C.5.3. 40V . . . . .	28
C.5.4. 50V . . . . .	29
C.6. Carga de $10,8\Omega$ . . . . .	30
C.6.1. 40V . . . . .	30
C.6.2. 50V . . . . .	31
C.6.3. 60V . . . . .	31

C.6.4. 70V . . . . .	32
C.7. Cámara térmica . . . . .	32
C.8. Conclusiones . . . . .	32
<b>D. Esquemáticos</b>	<b>33</b>
Esquema de bloques . . . . .	33
Generador de señal triangular . . . . .	35
Generador de señales PWM . . . . .	36
Generador de tiempos muertos . . . . .	37
Drivers y MOSFETS de potencia . . . . .	38
<b>E. Ficheros PCB y Gerbers</b>	<b>39</b>
Capa de cobre 'Top' . . . . .	39
Capa de cobre 'bottom' . . . . .	41
Capa de taladros . . . . .	42
Posición de componentes . . . . .	42
<b>F. Análisis de competencia</b>	<b>43</b>
F.1. the t.amp Proline 3000 . . . . .	43
F.2. the t.amp E-800 . . . . .	43
F.3. Behringer KM750 . . . . .	44
F.4. Crown XLS 2500 . . . . .	44

# Índice de figuras

A.1. Regulación de fuente de intensidad. . . . .	5
A.2. Generador de tiempos muertos. . . . .	6
A.3. Tensión-Potencia . . . . .	7
A.4. Intensidad máxima en la bobina . . . . .	8
A.5. Medio filtro de salida . . . . .	8
A.6. Filtro completo . . . . .	9
B.1. señal triangular . . . . .	13
B.2. filtrado de la señal triangular . . . . .	15
B.3. Filtrado de señal triangular y generación de PWM . . . . .	16
B.4. Generador de tiempos muertos . . . . .	18
B.5. Salida del circuito con unos tiempos muertos de 350ns . . . . .	20
B.6. Salida del circuito con unos tiempos muertos de 30ns . . . . .	20
C.1. Señal trianguar . . . . .	22
C.2. Modulacion . . . . .	23
C.3. Tiempos muertos . . . . .	24
C.4. Tension $V_{GS}$ en los MOSFETS . . . . .	25
C.5. Tensión de 20V. $I_{rms} =$ . . . . .	26
C.6. Eshssso . . . . .	27
C.7. 10kHz . . . . .	28
C.8. Eshssso . . . . .	29
C.9. 40V . . . . .	30
C.10.50V . . . . .	31
C.11.60V . . . . .	31
C.12.Imágen térmica . . . . .	32
F.1. t.amp Proline 3000 . . . . .	43
F.2. the t.amp E-800 . . . . .	43
F.3. Behringer KM750 . . . . .	44
F.4. Crown XLS 2500 . . . . .	44

# Anexo A: Cálculos

Todos los cálculos están pensados para una carga de  $8 \Omega$  en configuración puente.

## A.1. Cálculos para la generación de la señal triangular

$$\frac{I_o}{C} = \frac{\Delta V}{t} \quad (\text{A.1})$$

$$C = 1nF; \quad \Delta V = 5V; \quad t = \frac{1}{2 \cdot 250000}$$

$$I_o = 1 \cdot 10^{-9} \cdot 5 \cdot 210 \cdot 10^{-6} = 2,5mA$$

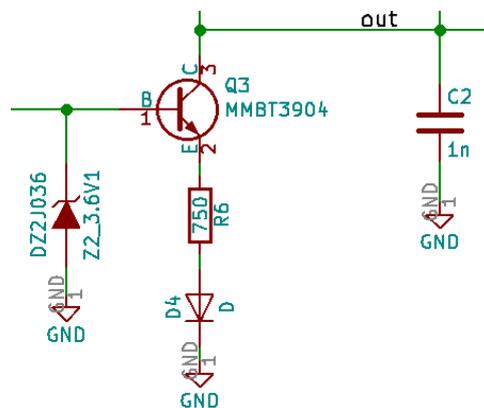


Figura A.1: Regulación de fuente de intensidad.

$$V_{zener} = V_{bc} + I_o \cdot R + V_d \quad (\text{A.2})$$

$$3,6 = 0,8 + 0,0025 \cdot R + 1V$$

$$R = \frac{3,6 - 0,8 - 1}{0,0025} = 720\Omega$$

Nota: tanto las tensiones de base-emisor del BJT, como las de los diodos son aproximadas.

## A.2. Cálculo del tiempo muerto mínimo necesario

Tiempos de propagación en el driver ir2010:

$$t_{on} = \text{tiempo de propagación de encendido} = 95ns$$

$$t_r = \text{tiempo de subida} = 10ns$$

$$t_{off} = \text{tiempo de propagación en el apagado} = 65ns$$

$$t_r = \text{tiempo de bajada} = 15ns$$

Tiempos de propagación en el MOSFET:

$$t_{d(on)} = 30ns$$

$$t_r = 25ns$$

$$t_{d(off)} = 80ns$$

$$t_f = 22ns$$

$$\text{Tiempo total de encendido} = 160ns$$

$$\text{Tiempo total de apagado} = 182ns$$

$$\text{Tiempo muerto mínimo necesario} = 22ns$$

### A.3. Cálculo de la generación de tiempos muertos

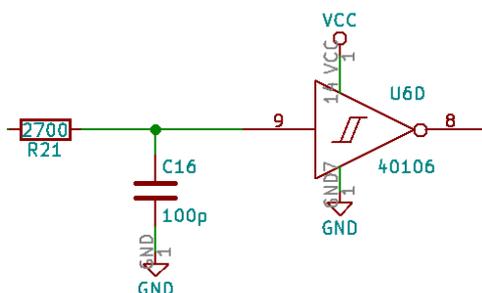


Figura A.2: Generador de tiempos muertos.

$$V_t = V_o \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \tag{A.3}$$

$$\tau = RC$$

$V_t$  = tensión en función del tiempo.

$V_0$  = tensión de carga en C.

En un tiempo  $t$ , la tensión  $V_t$  tiene que ser igual a la tensión de histéresis en el flanco de subida del comparador Schmitt. Para un tiempo muerto de  $250ns$  y con un condensador de  $100pF$ :

$$\tau = \frac{-t}{\ln\left(1 - \frac{V_t}{V_o}\right)} = 3,10 \cdot 10^{-7}$$

Por lo tanto:

$$R = \frac{\tau}{C} = 3100\Omega$$

Para un tiempo muerto de  $30ns$  y con una resistencia de  $2700\Omega$ :

$$\tau = \frac{-t}{\ln\left(1 - \frac{V_t}{V_o}\right)} = 3,29 \cdot 10^{-8}$$

Por lo tanto:

$$C = \frac{\tau}{R} = 12,57pF$$

### A.4. Cálculo de tensión de la fuente de alimentación

Se debe tener en cuenta, es que la etapa de potencia de sonido tiene una configuración en puente, lo que significa que es necesario la mitad de tensión que en una configuración simple.

Cálculos para una potencia de  $1000W$

$$P = \frac{V^2}{R} \quad (\text{A.4})$$

$$V_{RMS} = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{8000} = 89,44V_{RMS}$$

$$V_p = \frac{V_{RMS}}{\sqrt{2}} = 126,49V$$

Suponiendo una eficiencia de un 85 % en la dinámica de los MOSFETs.

$$V_g = \frac{126,49}{0,85} = 148,49V$$

Por lo que para conseguir una potencia en la salida de  $1000W$  se deberá usar una fuente de tensión de  $150V$

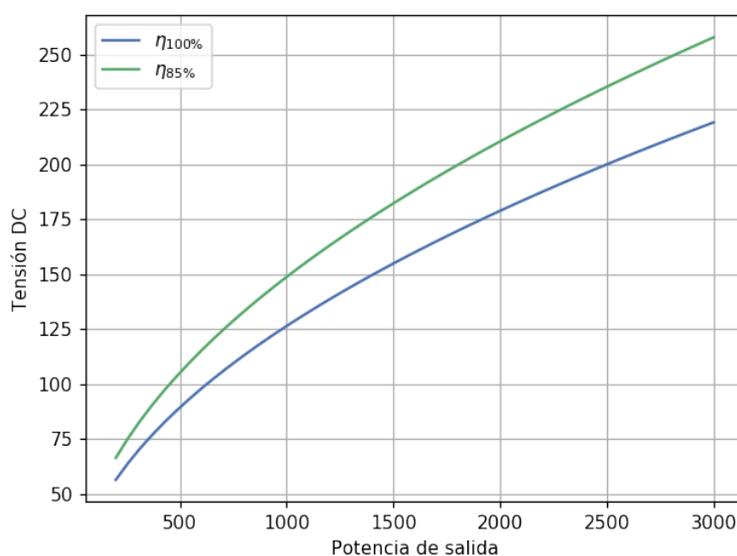


Figura A.3: Tensión-Potencia

## A.5. Cálculos de Intensidades de carga

Partiendo de una fuente de  $150V$ , el caso más desfavorable es cuando el Mosfet superior de arriba y el Mosfet inferior de abajo estén conduciendo, por lo que la tensión de la fuente pasará directamente a la carga de  $8\Omega$ , es decir, la intensidad que deberá soportar los Mosfets es de:

$$I_p = \sqrt{\frac{P}{R}} \cdot \text{sqrt}2$$

$$I_p = \sqrt{\frac{P}{R}} = \frac{1000V}{8\Omega} \cdot \text{sqrt}2 = 15,81A$$

Si se considera un factor de modulación del 85 % será de:

$$I_{pM=0,85} = \frac{15,81}{0,85} = 12,8A$$

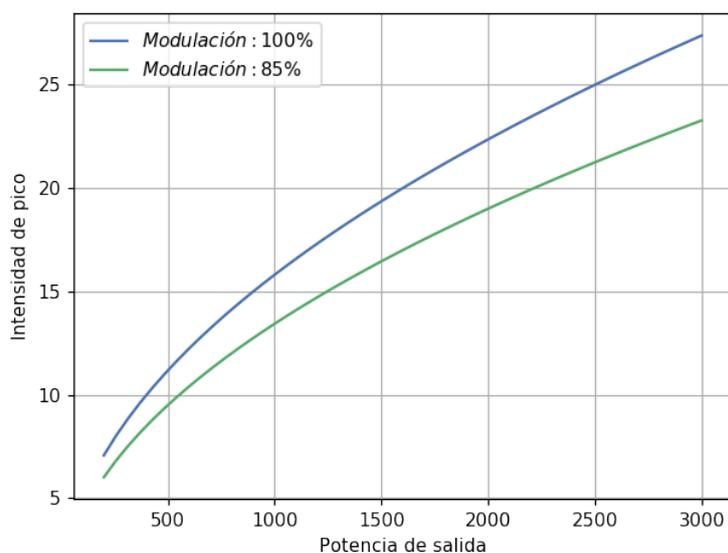


Figura A.4: Intensidad máxima en la bobina

### A.6. Cálculo del filtro de salida

El filtro de salida es un filtro simple de segundo orden LC Butterworth.

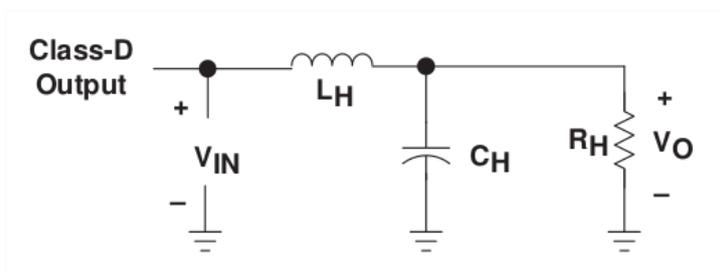


Figura A.5: Medio filtro de salida

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{A.5}$$

$$V_L = V_o \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s\frac{1}{ZC} + \frac{1}{LC}} \tag{A.6}$$

$$C_H = \frac{1}{\sqrt{(2)} \cdot R_H} = \frac{1}{2\pi f_c \sqrt{2} R_H}$$

$$L_H = \frac{1}{C_H} = \sqrt{2} \cdot R_H = \frac{\sqrt{2} R_H}{2\pi \cdot f_c}$$

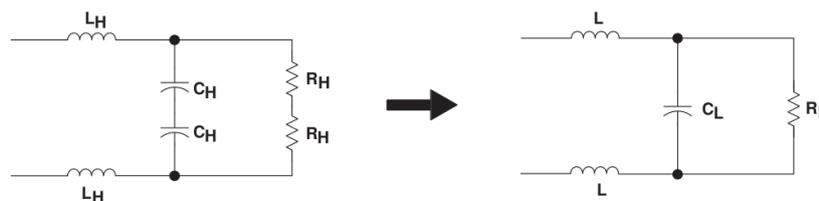


Figura A.6: Filtro completo

$$R_L = 2 \cdot R_H = 8\Omega$$

$$C_L = \frac{1}{s\sqrt{2\pi R_L f_c}} = 560p$$

$$L = L_H = 35\mu H$$

La frecuencia de corte :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{2 \cdot LC_L}} = 25kHz$$

## A.7. Cálculo de la inductancia

Se necesita calcular el número de vueltas para crear una inductancia con un core toroidal 0077071A7 cuyas especificaciones son:

Diámetro mayor:  $D = 32,8mm$

Diámetro menor:  $d = 20,1mm$

Altura:  $h = 10,7mm$

Permeabilidad relativa:  $\mu_r = 60$

Codo en la curva de histéresis  $\approx 1200Teslas$

$$L = \frac{\mu_0 N^2 A}{2\pi R} \quad (A.7)$$

$$\text{Área de la sección del Core} = h \cdot \frac{D-d}{2} = 0,24cm^2$$

$$\text{Radio } \frac{d}{2} = 10,05mm$$

$$\text{Permeabilidad del vacío } \mu_0 = 4 \cdot 10^{-7} \cdot \pi$$

$$\text{Permeabilidad} = \mu_0 \cdot \mu_r = 7,53e - 5$$

$$\text{Número de vueltas } N = \sqrt{\frac{L \cdot 2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot R}{\mu \cdot A_c}} = 21$$

$$\text{Intensidad máxima } I = 15,81A$$

$$\text{Teslas } B = \frac{\mu \cdot N \cdot I}{2 \cdot \pi \cdot R} = 0,4$$

$$\text{Calibre AWG recomendado} = 10$$

## A.8. Cálculo de rendimiento

La resistencia de conducción en los MOSFETs es de  $0,4\Omega$ , y la resistencia de las bobinas de  $0,3\Omega$ , suponiendo una potencia de entrada de  $1kW$

$$R_{dson} = 0,4 \quad R_L = 0,3 \quad \sum R = 2 \cdot R_{dson} + 2 \cdot R_L + R = 9,4\Omega$$

$$I = \sqrt{\frac{P_{in}}{\sum R}} = 10,314A$$

$$P_{out} = I^2 \cdot R = 10,314^2 \cdot 8 = 851,06W$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100 = 85 \%$$

Para aumentar el rendimiento, la solución más sencilla y barata, es la de aumentar el calibre AWG de la bobina para disminuir su resistencia. La otra opción es poner unos MOSFETs mejores con una menor resistencia de conducción.

## A.9. Potencia máxima en función del driver de los Mosfets

Los drivers ir2010 soportan una tensión en la parte de potencia de 200V, por lo tanto, la potencia máxima será 5kW.

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{200^2}{8} = 5000W$$

## A.10. Potencia máxima en función del ancho de pista

$$I = K \cdot \Delta T^{0,44} \cdot (W \cdot H)^{0,725} \quad (\text{A.8})$$

$I$  = Intensidad máxima en Amperios

$K$  = 4.934 para pistas externas y 9.868 para pistas internas

$\Delta T$  = Aumento de la temperatura sobre la ambiente en °C

$W, H$  = Ancho y grosor en mm

Suponiendo una temperatura máxima de 50C sobre una temperatura ambiente de 30C, y teniendo en cuenta que se ha puesto una pista de 4mm:

$$I = K \cdot \Delta T^{0,44} \cdot (W \cdot H)^{0,725} = 8,864A$$

$$P_{MAX} = I^2 \cdot R = 629W$$

Para aumentar la potencia, una solución sería poner pistas de 70µm de espesor, con ello podríamos pasar hasta 1717W. Otra solución sería estañar las pistas.

## A.11. Potencia máxima en función de la intensidad de drenador de los MosFets

Según el datasheet de los MOSFETs IXFH 36N60P, éstos aguantan una corriente de 36A. Por lo tanto, la potencia máxima será de 10kW.

$$P = I^2 \cdot R = 36^2 \cdot 8 = 10368W$$

## A.12. Potencia máxima en función de la disipación térmica

Para la disipación térmica de los MosFets se ha escogido un disipador de la serie 647 con 50.8mm de altura, cuyo coeficiente de disipación térmica es de 2.5°C/W.

$$T_j - T_a = P_d (R_{jc} + R_{cs} + R_d) \quad (\text{A.9})$$

Siendo:

$T_{jMAX}$ : temperatura máxima que puede alcanzar el silicio.

$T_j$ : temperatura del silicio en funcionamiento

$K$ : coeficiente de seguridad

$T_a$ : temperatura ambiente

$P_d$ : Potencia térmica disipada

$R_{jc}$ : Resistencia térmica entre el dado de silicio y el encapsulado

$R_{cs}$ : Resistencia térmica entre el encapsulado y la pasta conductora.

$R_d$ : Resistencia térmica del disipador

Suponiendo una temperatura ambiente de 30°C, y con un coeficiente de seguridad de 0.75, tenemos que disipar:

$$T_j = T_{jMAX} \cdot K = 150 \cdot 0,75 = 112,5C$$

$$P_d = \frac{T_j - T_a}{R_{jc} + R_{cs} + R_d} = 23,57W$$

Los Mosfets que se han escogido tienen una resistencia de conducción de  $190m\Omega$ , pero el fabricante nos dice que a temperatura de trabajo, esa resistencia se puede doblar, por lo que la intensidad que podemos hacer circular por los mosfets es de:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{P_d}{R_{dson}}} = 7,88A$$

Por lo que se podrá transferir una potencia al altavoz de:

$$P = I_{rms}^2 \cdot R_L = 496W$$

Para aumentar la potencia que podemos entregar, hay 2 posibles soluciones:

La primera consiste en doblar el número de Mosfets y ponerlos en paralelo. Ésto es posible por que los Mosfets tienen un coeficiente resistivo positivo con la temperatura. Sin embargo, se deberá tener en cuenta la intensidad máxima que puede dar el driver a la puerta del mosfet, teniendo que sustituir la resistencia de puerta por una mayor haciendo que aumente el tiempo de encendido y apagado del mosfet.

Con éste cambio logramos doblar la potencia ofrecida.

La otra solución es cambiar los mosfets por otros con una menor resistencia de conducción. Con los Mosfets C2M0025120D de WolfSpeed, podremos llegar a potencias de más de  $4700W$  (Por criterio de disipación térmica, y con los mismos disipadores).

Las dos soluciones son compatibles.

# Anexo B: Ficheros de Simulación (ngspice)

## B.1. Generador de señal triangular

```
.TITLE Generador de onda triangular

*****
*   Descripcion: Generador de señal triangular de 250kHz
*   a partir de un TCL555. Importante que sea TCL para altas frecuencias.
*****

.INCLUDE lib/555_jai_model.sub
.INCLUDE lib/third_party.lib

V1 vcc 0 15 ;Alimentacion

X_triangular_signal vcc out TRIANGULAR_SIGNAL ;Circuito

.LIB 555
.SUBCKT TRIANGULAR_SIGNAL vcc out_555 ;Subcircuito

R1 n3 b_q1 4700
R2 n3 b_q8 4700
R3 c_q1 b_q2 5100
R4 c_q1 b_q3 5100
R5 k_d1 e_q2 750
R6 e_q3 a_d2 750
R7 n7 0 1000

C01 n5 GND 15p IC=10
C02 out_555 GND 1n IC=7.5

*d_z1 b_q2 vcc diode_z
*d_z2 0 b_q3 diode_z

a_zener1 b_q2 vcc dzener
a_zener2 GND b_q3 dzener

x_dio1 vcc k_d1 1N4148
x_dio2 a_d2 GND 1N4148

Q02 out_555 b_q2 e_q2 2N3906
Q03 out_555 b_q3 e_q3 2N3904
Q01 c_q1 b_q1 GND 2n3904
Q08 c_q1 b_q8 vcc 2N3906

x_555 GND out_555 n3 vcc n5 out_555 n7 vcc 555 ;modelo 555
```

```

.ENDS                                     ;Fin Subcircuito

.model diode_z D(Cjo=5p bv=3.6 Ibv=5m)
.model dzener zener(v_breakdown=3.6 i_breakdown=0.005)
.ENDL

.control                                  ;control

tran 10n 20u uic
plot out
.endc
.end

```

### B.1.1. simulación de señal triangular

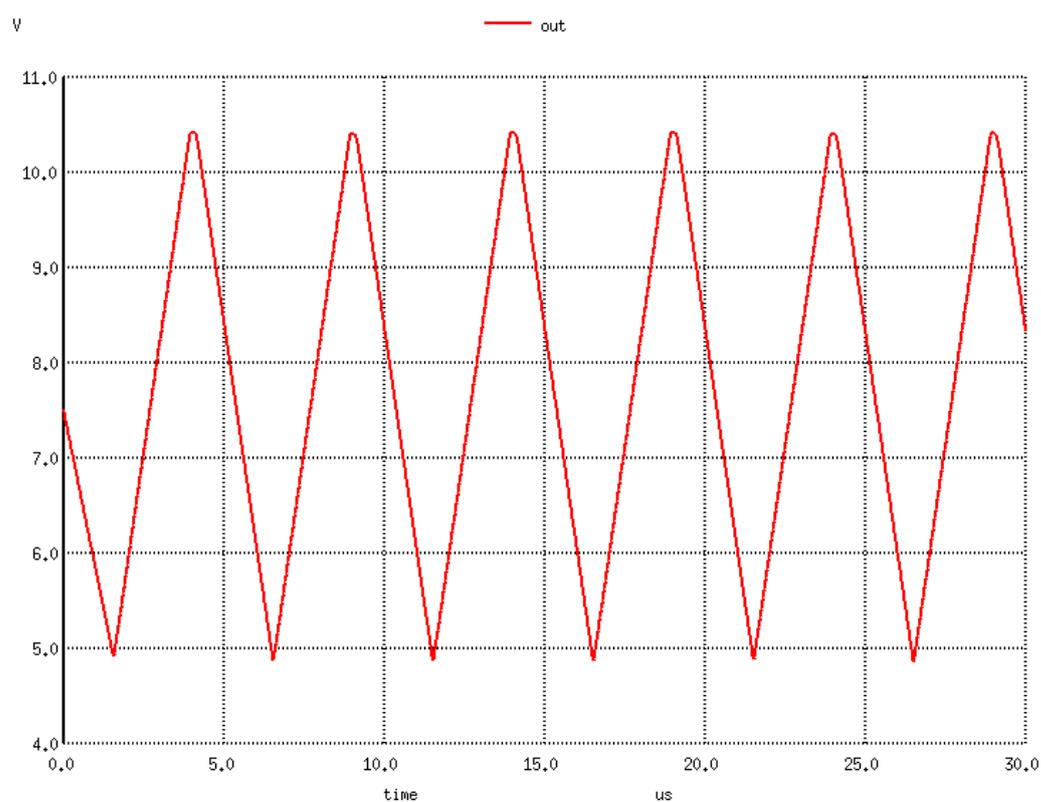


Figura B.1: señal triangular

### B.1.2. Observaciones

En la figura B.1 se puede observar que la señal sobrepasa los 10V. Ésto se debe a los tiempos de propagación de la señal a través de los Bjt's y del propio 555 y nos genera principalmente 2 problemas.

El primero es que al tardar la señal más tiempo en cambiar la pendiente, necesariamente el periodo de la señal se hace mayor, dificultando la obtención de un periodo rápido.

El segundo problema es más grave, ya que si la señal triangular alcanza una tensión lo suficientemente elevada, puede provocar que la tensión del colector del Bjt de tipo P (componente

Q2), sea superior a su tensión en la base, lo que hace que el Bjt pase a estado de saturación desestabilizando la señal triangular y por consiguiente, el resto del circuito, que a su vez, podría provocar la destrucción de la carga, en este caso, un cono.

## B.2. Adaptador de señales y generación de PWM

```
.TITLE Filtro para la señal triangular

.INCLUDE lib/third_party.lib

V1 vcc 0 15
V2 vss 0 -15
V_s      trian_sig 0 PULSE(5 10 0 2u 2u 1n 4u)
V_a      audio_in 0 SIN(0 1.5 1000 0 0)

X_filter vcc vss trian_sig audio_in out  PWM_pos PWM_neg PRE_FILTER
.LIB FILTER_AND_PWM
.SUBCKT PRE_FILTER vcc vss trian_sig audio_in trian_filt PWM_pos PWM_neg

*AMP_OPE      no_inv      inv          vcc      vss      out          model
X_TL084_1A    trian_sig    sig_OA1     vcc      vss      sig_OA1     TL084
X_TL084_1B    0            no_inv2     vcc      vss      trian_filt  TL084

C03      sig_OA1      sig_OA1C    10n      IC=7.5
R7 sig_OA1C    no_inv2 12000
R10 no_inv2      trian_filt 12000

*AMP_OPE      no_inv      inv          vcc      vss      out          model
X_TL084_1C    audio_in    audio_no_inv vcc      vss      audio_no_inv TL084
X_TL084_1D    0            OA_1D_no_inv vcc      vss      audio_inv    TL084

R8      audio_no_inv      OA_1D_no_inv    12000
R9      OA_1D_no_inv      audio_inv        12000

X_LM319_A vcc trian_filt audio_no_inv PWM_pos LM319
X_LM319_B vcc trian_filt audio_inv    PWM_neg LM319
.ENDS

.SUBCKT LM319 vcc v_no_inv v_inv out
.param Vlow = 0
E_LM319 out 0 Vol = V(v_no_inv) < V(v_inv) ? Vlow : V(Vcc)
.ends

.ENDL
.control

options ;RELTOL=0.00001
tran 10n 10u uic
plot trian_sig out
```

```
tran 10n 100u uic

plot audio_in out pwm_neg PWM_pos+0.1
.endc
.end
```

**B.2.1. Simulación**

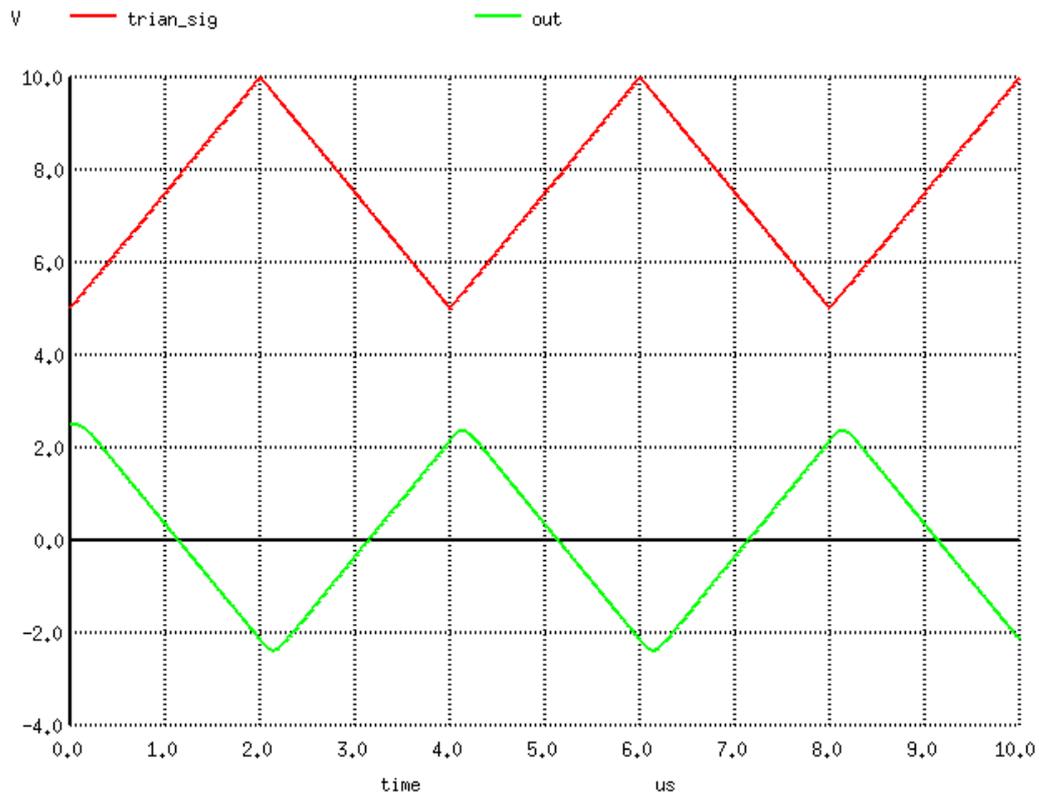


Figura B.2: filtrado de la señal triangular

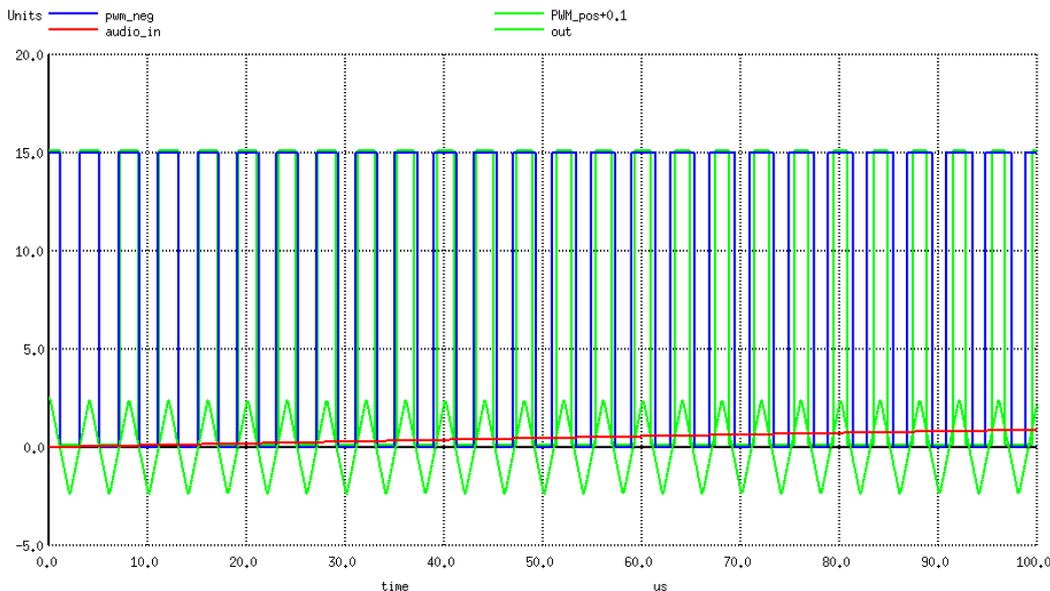


Figura B.3: Filtrado de señal triangular y generación de PWM

### B.2.2. Observaciones

En la figura B.2 se puede ver como en los extremos de la señal triangular filtrada, aparece una ligera distorsión armónica introducida por un amplificador operacional. Ésta distorsión va a condicionar un factor de modulación que influirá directamente en el rendimiento del equipo, y en la THD, si se introduce un factor de modulación demasiado alto.

En la figura B.3 se puede observar como varían los dos PWM en función de la señal de audio. Nótese que cuando la señal de audio es próxima a cero, los dos PWM tienen un duty cycle próximo al 50 %, y cuando la señal de audio va tomando cierto valor, un PWM aumenta el duty cycle mientras que el otro lo disminuye.

### B.3. Generador de tiempos muertos

\* Generador de tiempos muertos para MOSFETS

```
*****
* Descripción: Generador de tiempos muertos para poder atacar a los Mosfets.
*****
```

```
v_pwm pwm 0 pulse(15 0 0 1n 1n 5u 10u)
```

```
x_dead_time PWM out1 out2 dead_time
.lib deadtime
.SUBCKT dead_time PWM out1 out2
```

```
xschmitt1 pwm nodo1 schmitt_neg
R1 nodo1 nodo2 2700
C1 nodo2 0 10p;100p
xschmitt2 nodo2 nodo3 schmitt_neg
```

```
xschmitt3 nodo1 nodo4 schmitt_neg
```

```
R2 nodo4 nodo5 2700
C2 nodo5 0 10p; 100p
xschmitt4 nodo5 nodo6 schmitt_neg

xand1 nodo3 nodo4 out1 and1
xand2 nodo1 nodo6 out2 and1
.ends

.subckt schmitt_neg in out
aschmitt in nb schmitt
xinversor3 nb out inversor
.ends

.subckt and1 in1 in2 out
aad1 [in1] [in1d] adc
aad2 [in2] [in2d] adc
aadand1 [in1d in2d] dand and
adac1 [dand] [out] dac
.ends

.subckt inversor in out
aad1 [in] [ind] adc
anot1 ind n_ind inverter
adac1 [n_ind] [out] dac
.ends

.model schmitt hyst(in_low=8.8 in_high=5.8 hyst=0 out_lower_limit=0.1 out_upper_limit=14.9)
.model and d_and
.model inverter d_inverter
.model adc adc_bridge(in_low = 7.4 in_high=7.5)
.model dac dac_bridge(out_low = 0.1 out_high=14.9 out_undef = 2.5)
.endl
.control

tran 10n 20u
plot pwm v(out1)+16 V(out2)+16.1

.endc
.end
```

### B.3.1. Simulación

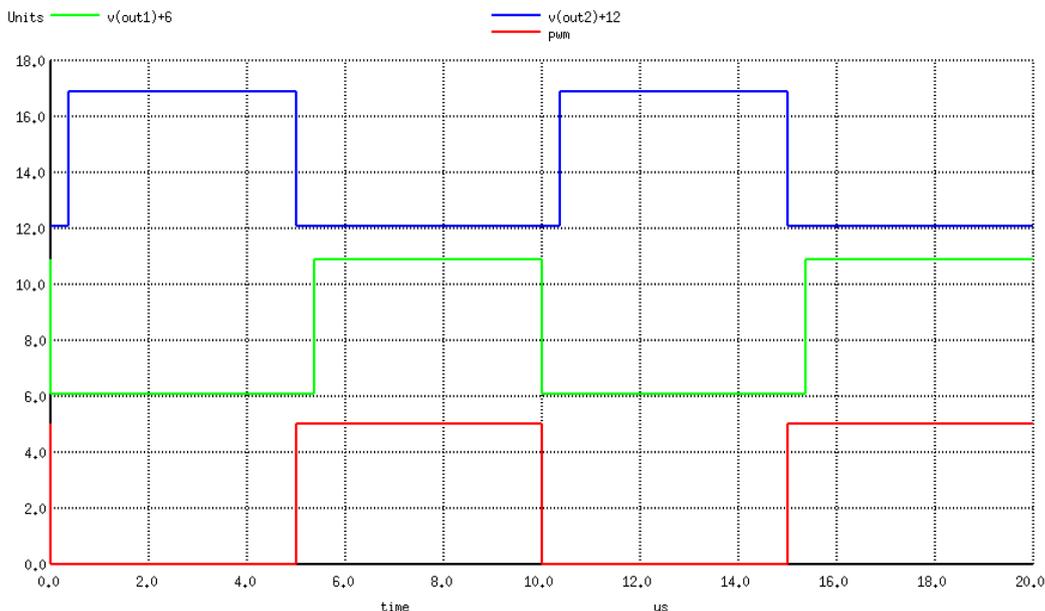


Figura B.4: Generador de tiempos muertos

### B.3.2. Observaciones

En la figura B.4 se puede observar un tiempo 'muerto' entre una señal PWM y su inversa. Éste tiempo es necesario, tal y como se describe en la memoria, pero habrá que tener en cuenta las diferencias entre los cálculos y la realidad, debido a las tolerancias en las resistencias, los condensadores y la tensión de histéresis.

## B.4. Mosfets y driver de potencia

Drivers and Mosfets

```
*****
*   Descripción: driver IR2010 MOSFETS filtro de salida y carga
*   Última modificación: 28 febrero 2017
*****
```

```
.INCLUDE lib/555_jai_model.sub
.INCLUDE lib/third_party.lib
.LIB lib/IR2010_jai.sub IR2010LIB
.LIB generador_triangular.sub 555
.LIB generador_de_senales_PWM.sub FILTER_AND_PWM
.lib dead_time_v3.sub deadtime
```

```
V1 vcc 0 15 ; alimentación de
V2 Vss 0 -15 ; circuito de señal
V3 audio_in 0 SIN(0 2.3 1000 0 0) ; y entrada de audio
V4 VEE 0 100 ; Alimentacion de potencia
```

```
V555 out_555 0 PULSE(5 10 0 2u 2u 1n 4u)

*X_555 vcc out_555    TRIANGULAR_SIGNAL
X_FILTER vcc vss out_555 audio_in trian_filt PWM_fase PWM_contrafase PRE_FILTER
X_dead_time_A PWM_fase out1_A out2_A dead_time
X_dead_time_B PWM_contrafase out1_B out2_B dead_time

x_IR2010_A out1_A out2_A HO_A LO_A VS_A 0 IR2010
x_IR2010_B out1_B out2_B HO_B LO_B VS_B 0 IR2010

R15 HO_A ng_q4 10
R16 LO_A ng_q5 10
R17 HO_B ng_q6 10
R18 LO_B ng_q7 10

M_Q4 VEE ng_q4 VS_A VS_A MOSFETN;IXFH36N55Q
M_Q5 VS_A ng_q5 0 0 MOSFETN;IXFH36N55Q

M_Q6 VEE ng_q6 VS_B VS_B MOSFETN;IXFH36N55Q
M_Q7 VS_B ng_q7 0 0 MOSFETN;IXFH36N55Q

L1 VS_A speak_fase 35u

L2 VS_B speak_contrafase 35u
C6 speak_fase 0 100p
C7 0 speak_contrafase 100p
C8 speak_fase speak_contrafase 560p

RL speak_fase speak_contrafase 8

.model MOSFETN NMOS level=1 VTO=4.6 Kp = {2*14.4294} RD=0.19
.control
options interp ;reltol = 0.1 TRTOL=1 interp
tran 10u 2014u 1014u uic
.endc
.end
```

### B.4.1. Simulación

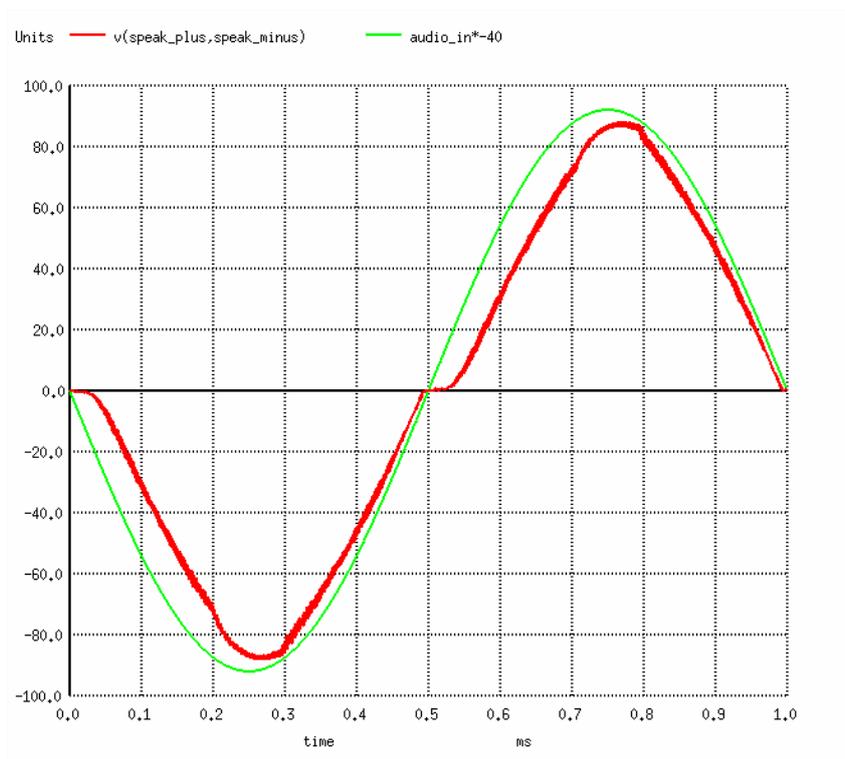


Figura B.5: Salida del circuito con unos tiempos muertos de 350ns

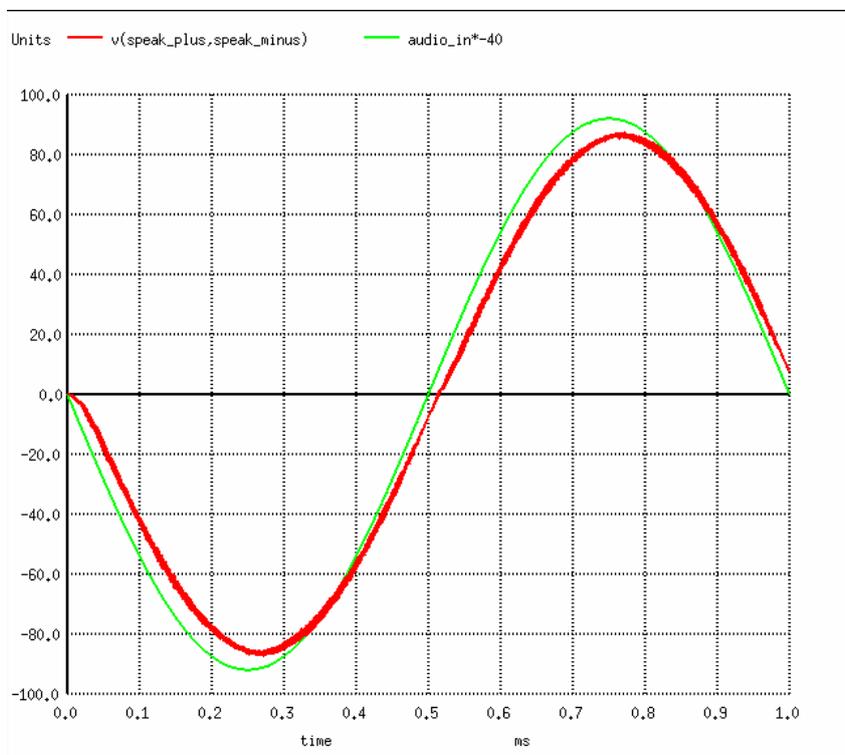


Figura B.6: Salida del circuito con unos tiempos muertos de 30ns

**B.4.2. Observaciones**

En la figura B.5 se puede observar como unos tiempos excesivamente grandes producen una distorsión de cruce considerable.

## Anexo C: Ensayos

Los ensayos en laboratorio, se han realizado con una carga de  $5,1\Omega$  y con otra carga de  $10,5\Omega$ .

Se ha usado una fuente de tensión dual de  $\pm 15V$  para alimentar la parte de control, una fuente de tensión para la parte de potencia que se ha ido variando desde los  $20V$  hasta los  $60V$  y un generador de funciones para simular una entrada de audio a  $1kHz$ . Todas las fuentes han compartido la misma referencia.

### C.1. Señal triangular

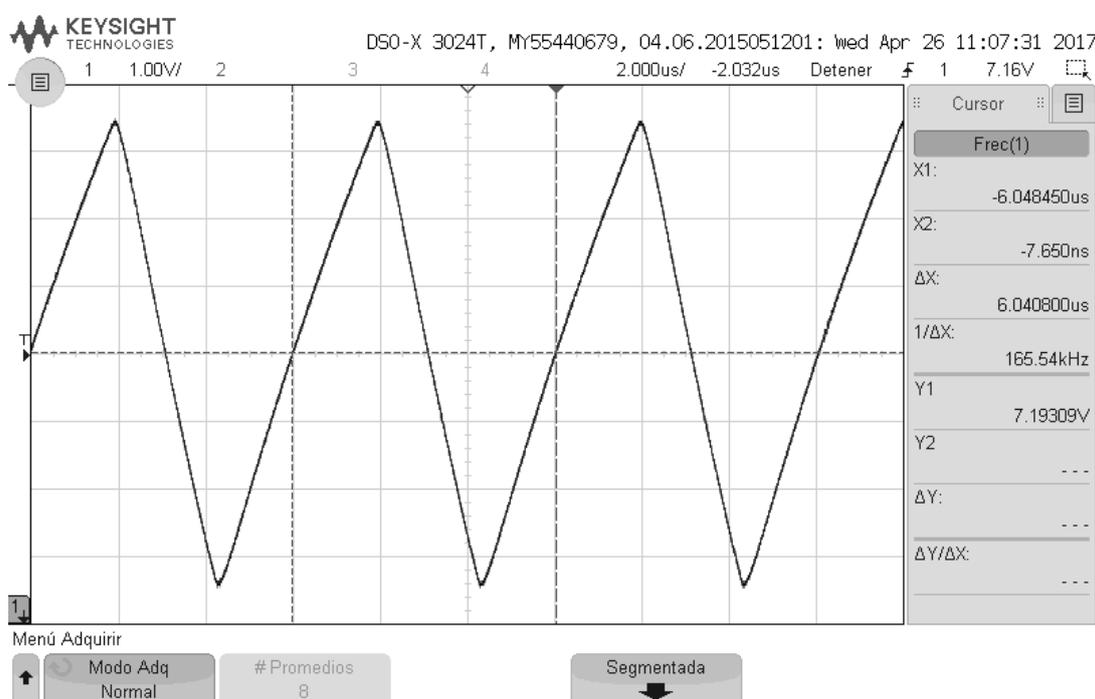


Figura C.1: Señal triangular

**Tensión pico-a-pico** =  $6,8V_{pp}$

**Frecuencia** =  $165kHz$

**Observaciones:** La tensión pico a pico es bastante mayor que la tensión ideal de  $5V_{pp}$ . Si la tensión fuese menor a la tensión de puerta del BJT  $Q_3$  tipo N y viceversa para el tipo P, el circuito puede llegar a destruir la carga. En caso de poner varias vias de audio, se destruiría el altavoz con mayores graves.

La frecuencia máxima hallada para este circuito de manera experimental es de  $174kHz$  sin que el circuito se haga inestable. En cualquier caso, la frecuencia de  $165kHz$  es una frecuencia lo suficientemente elevada para ofrecer una buena respuesta.

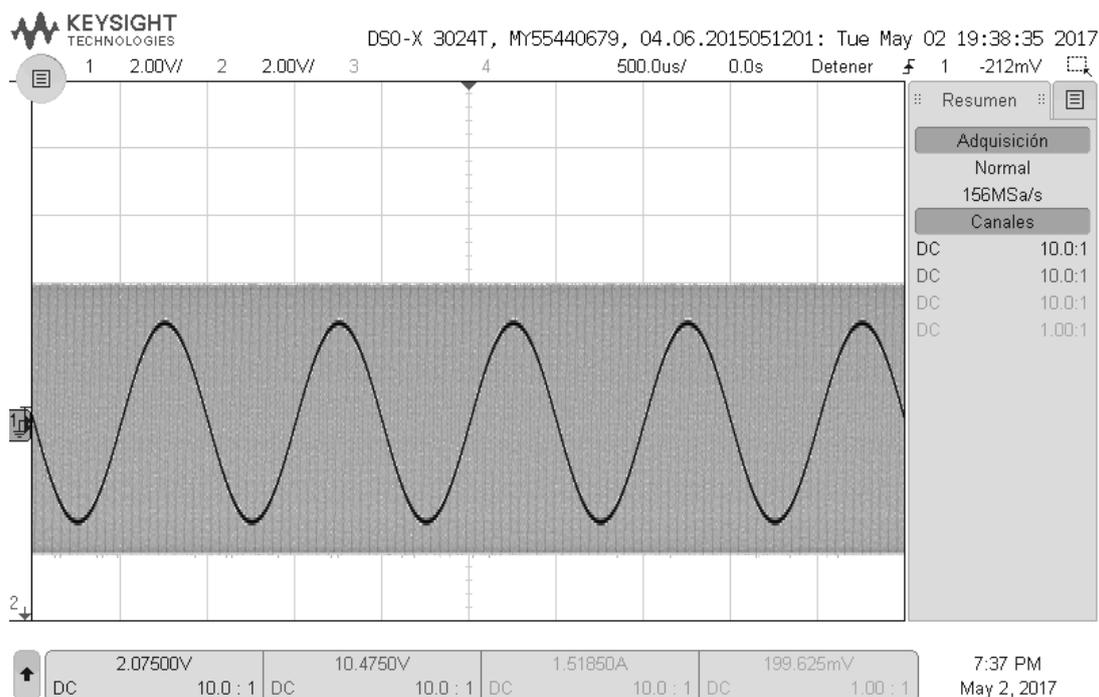


Figura C.2: Modulación

## C.2. Factor de modulación

**Tensión de audio** =  $2,93V_p$

**Tensión de la señal triangular** =  $3,9V$

**Factor de modulación** =  $75\%$

**Observaciones:** El factor de modulación viene limitado en cierta parte por la etapa de generación de tiempos muertos, y además, es dependiente de las fuentes de entrada y sus niveles de tensión (RCA, XLR balanceado, XLR-no-balanceado, etc). En este ensayo, este factor se ha regulado de manera manual, pero debe ser regulado en una etapa preamplificadora.

### C.3. Tiempos muertos

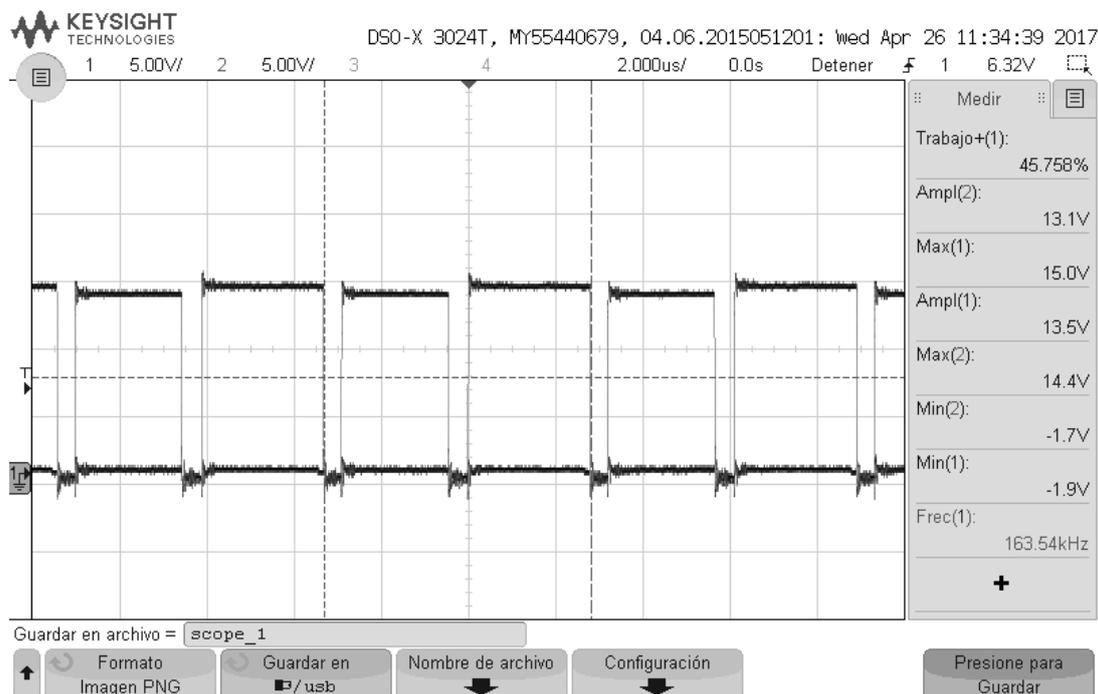


Figura C.3: Tiempos muertos

**Tiempos muertos** =  $375ns$

**Observaciones:** Los tiempos muertos obtenidos son sustancialmente superiores a los calculados de forma teórica debido a las no-idealidades del circuito. Sería deseable realizar unos test específicos a los MOSFETS para poder hallar los tiempos mínimos para los cuales no se produzcan cortocircuitos en corriente, con el fin de mejorar notablemente tanto la distorsión en la salida como la generación de armónicos de alta frecuencia a la fuente de alimentación.

## C.4. Niveles de tensión de puerta en los MOSFETS

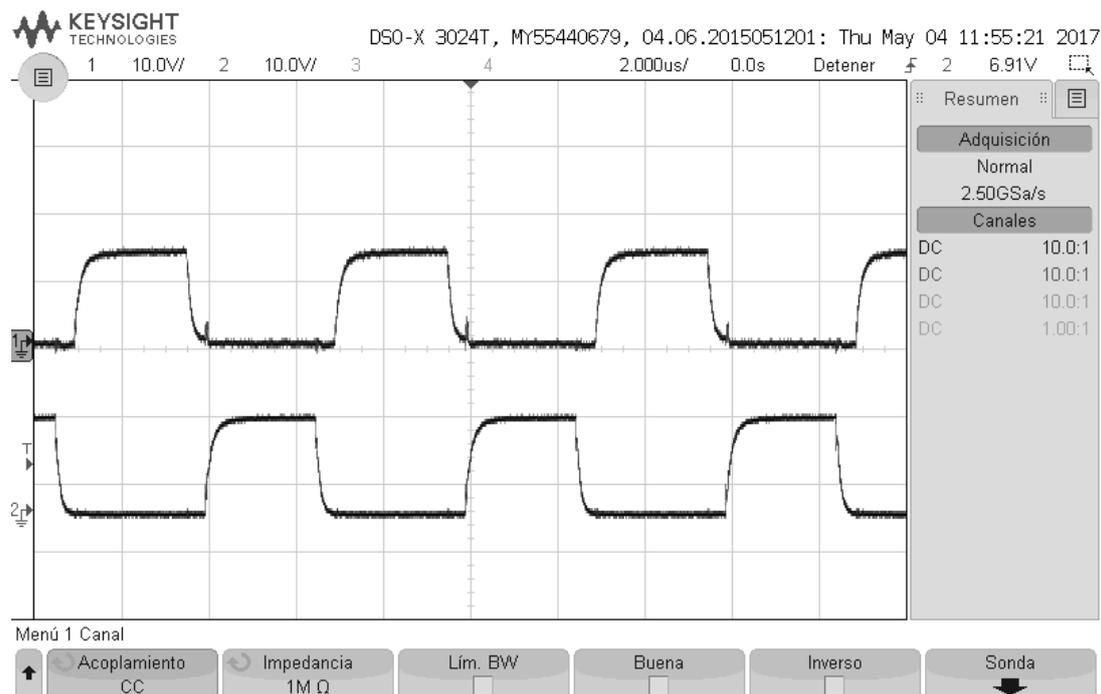


Figura C.4: Tension  $V_{GS}$  en los MOSFETS

**Observaciones:** Los niveles de tensión en la puerta de los MOSFETs son los esperados. Se podría conseguir una respuesta sutilmente más rápida disminuyendo el valor de las resistencias de puerta  $R_{15}$ ,  $R_{16}$ ,  $R_{17}$  y  $R_{18}$ , pero también sería aconsejable aumentar potencia de las mismas.

## C.5. Carga de $5,1\Omega$

### C.5.1. 20V

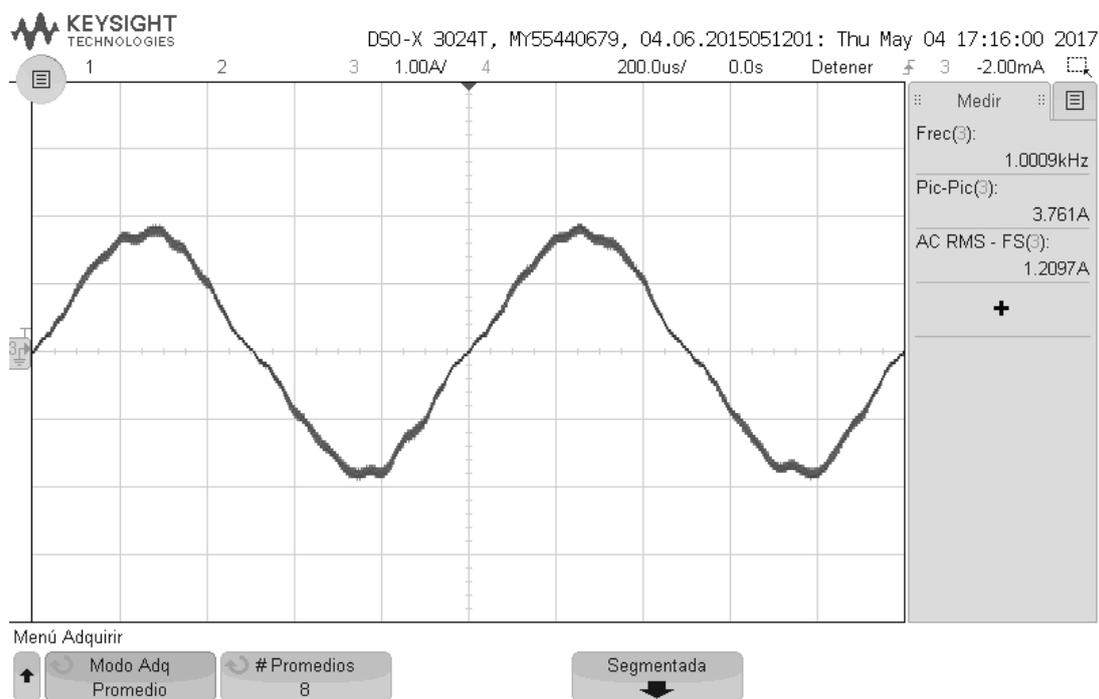


Figura C.5: Tensión de 20V.  $I_{rms} =$

**Potencia de la fuente** =  $12,3W$

**Intensidad RMS** =  $1,2A$

**Potencia en carga** =  $I_{RMS}^2 \cdot R = 7,34W$

**Rendimiento** =  $59,7\%$

## C.5.2. 30V

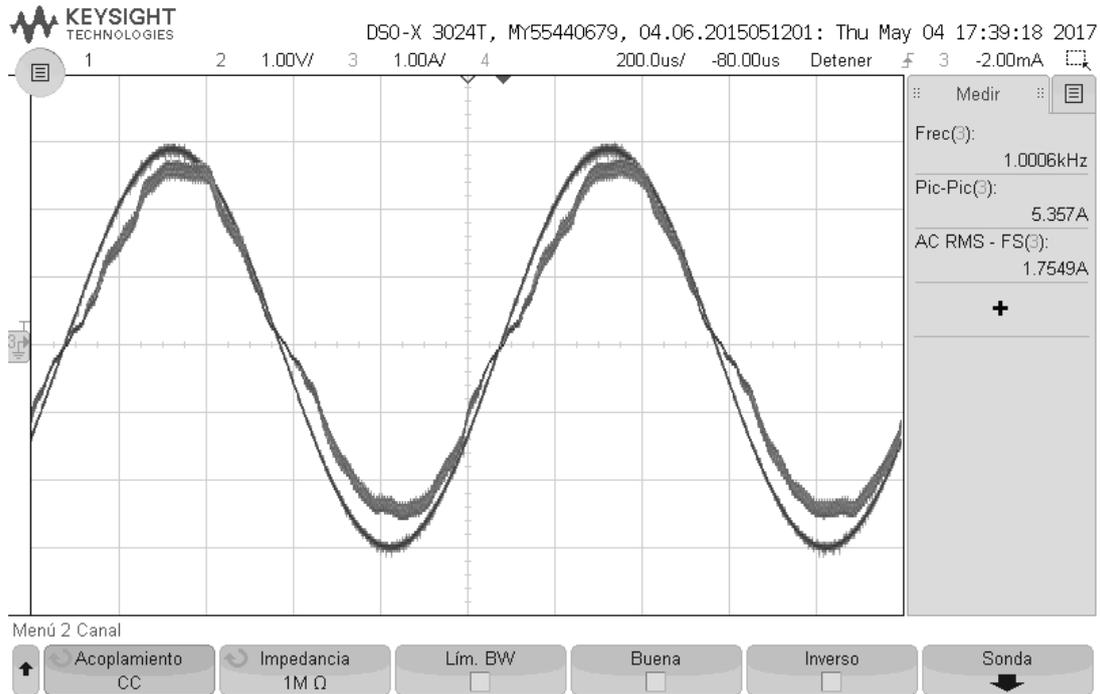


Figura C.6: Esssso

**Potencia de la fuente** =  $28W$

**Intensidad RMS** =  $1,2A$

**Potencia en carga** =  $I_{RMS}^2 \cdot R = 15,62W$

**Rendimiento** =  $55,7\%$

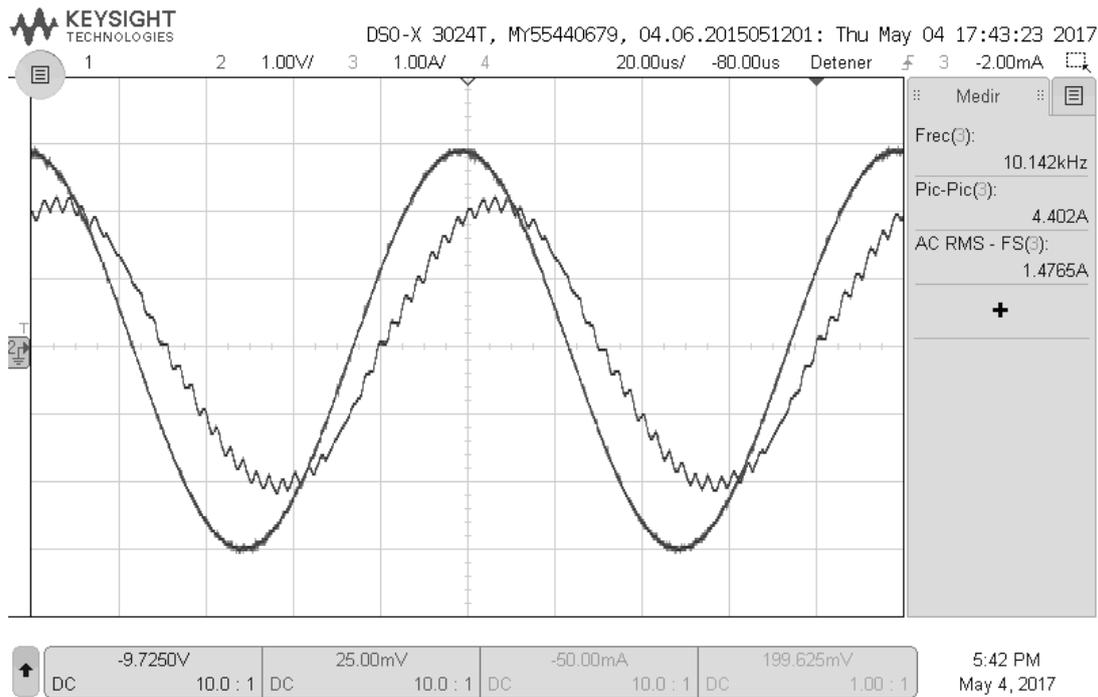


Figura C.7: 10kHz

### C.5.3. 40V

**Potencia de la fuente** =  $45W$

**Intensidad RMS** =  $2,33A$

**Potencia en carga** =  $I_{RMS}^2 \cdot R = 22,69W$

**Rendimiento** =  $61,53\%$

## C.5.4. 50V

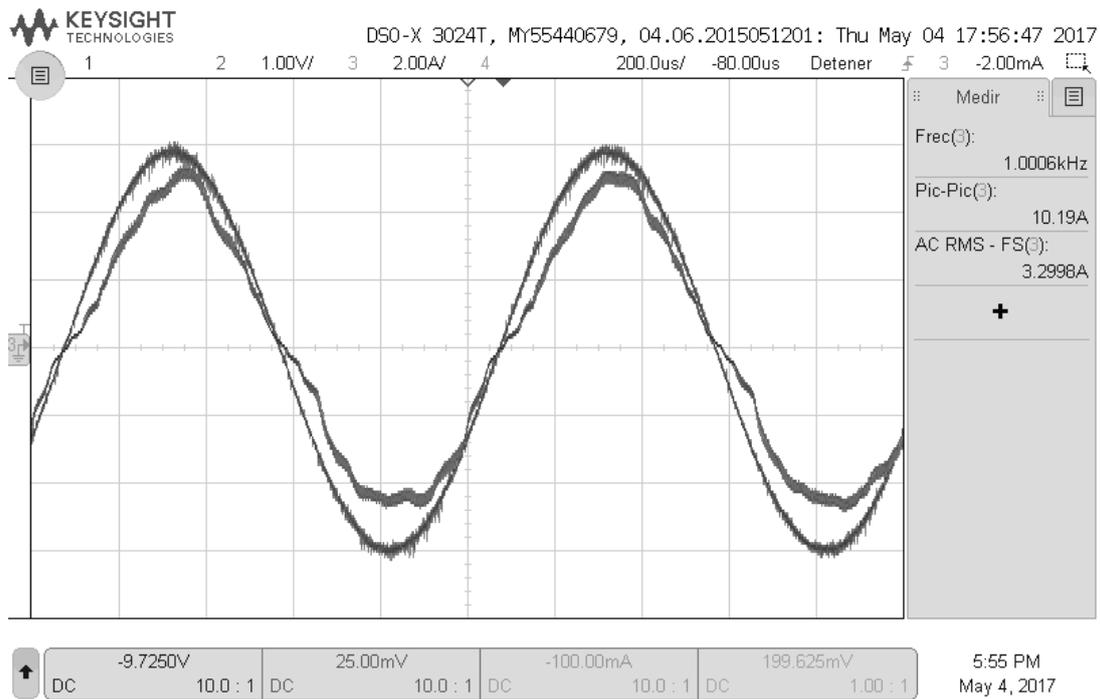


Figura C.8: Esssso

**Potencia de la fuente** =  $80W$

**Intensidad RMS** =  $3,30A$

**Potencia en carga** =  $I_{RMS}^2 \cdot R = 55,54W$

**Rendimiento** =  $69,42\%$

## C.6. Carga de $10,8\Omega$

### C.6.1. 40V

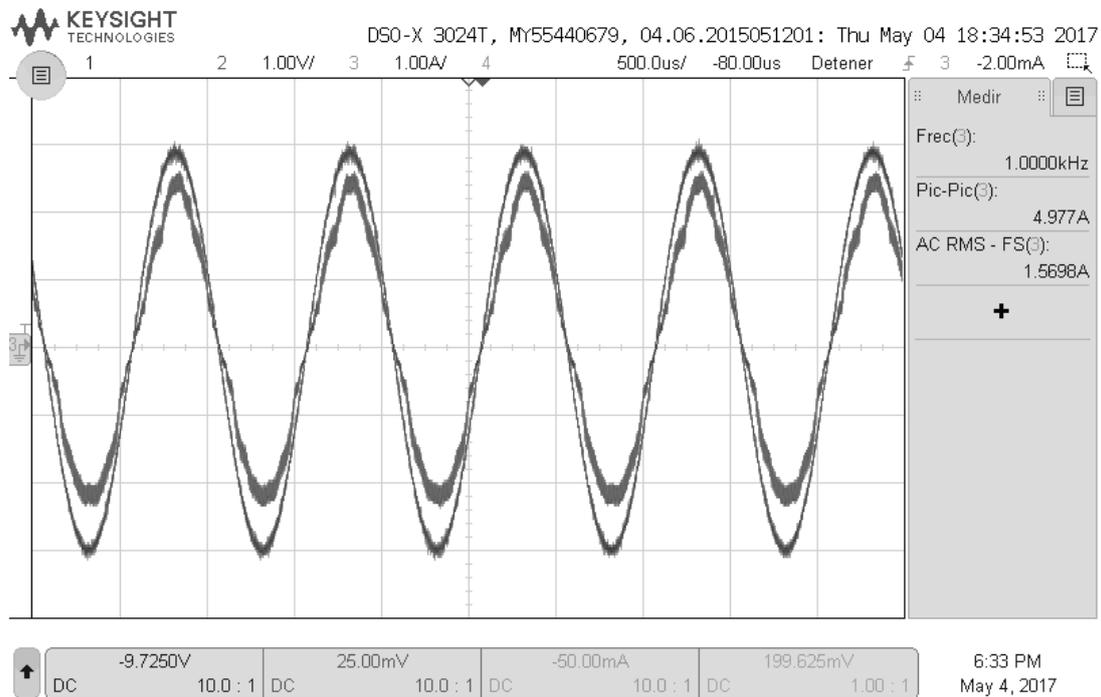


Figura C.9: 40V

**Potencia de la fuente** =  $32W$

**Intensidad RMS** =  $1,57A$

**Potencia en carga** =  $I_{RMS}^2 \cdot R = 26,62W$

**Rendimiento** =  $83,19\%$

### C.6.2. 50V

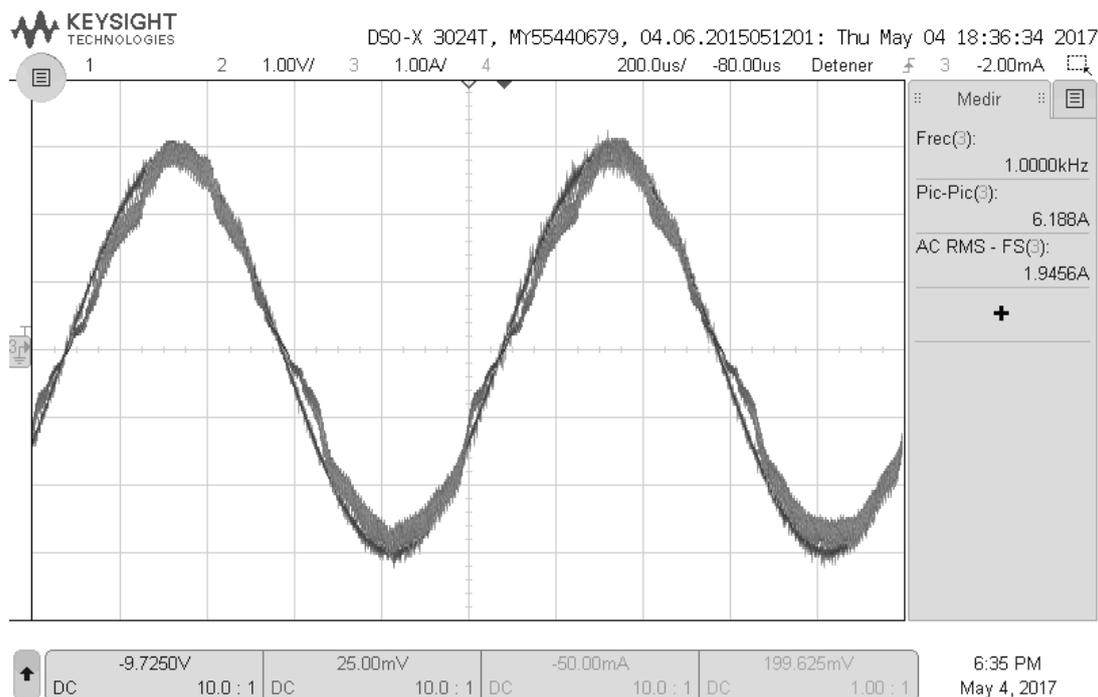


Figura C.10: 50V

Potencia de la fuente = 50W

Intensidad RMS = 1,95A

Potencia en carga =  $I_{RMS}^2 \cdot R = 41,07W$

Rendimiento = 82,13 %

### C.6.3. 60V

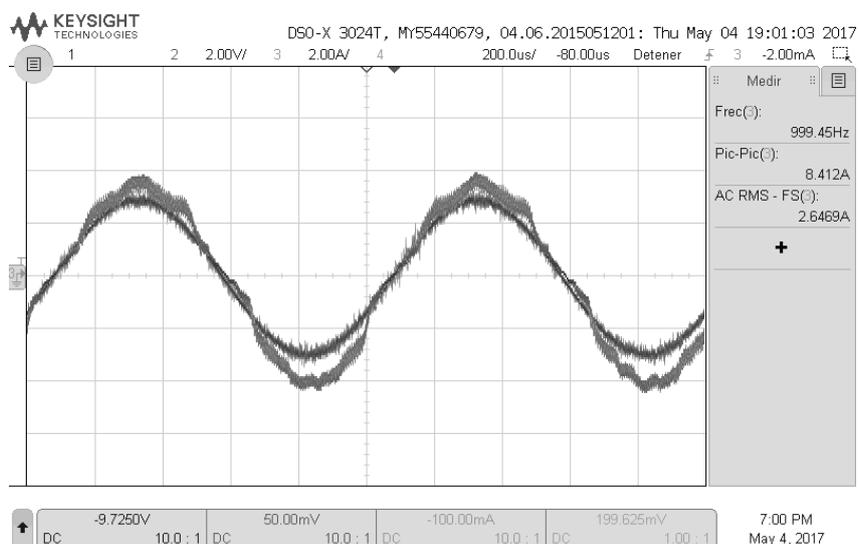


Figura C.11: 60V

**Potencia de la fuente** =  $70W$

**Intensidad RMS** =  $2,3A$

**Potencia en carga** =  $I_{RMS}^2 \cdot R = 57,13W$

**Rendimiento** =  $81,62\%$

#### C.6.4. 70V

**Potencia de la fuente** =  $90W$

**Intensidad RMS** =  $2,65A$

**Potencia en carga** =  $I_{RMS}^2 \cdot R = 75,84W$

**Rendimiento** =  $84,27\%$

### C.7. Cámara térmica

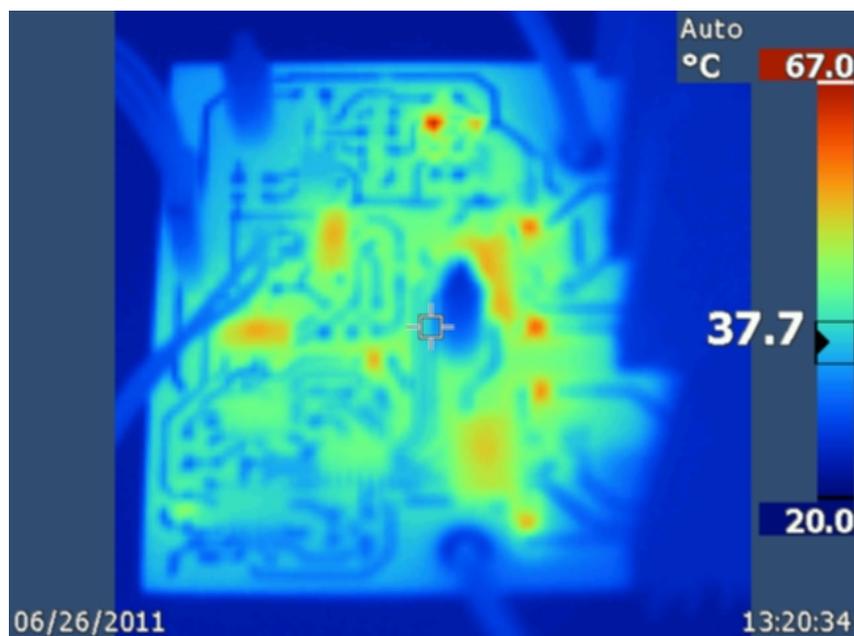


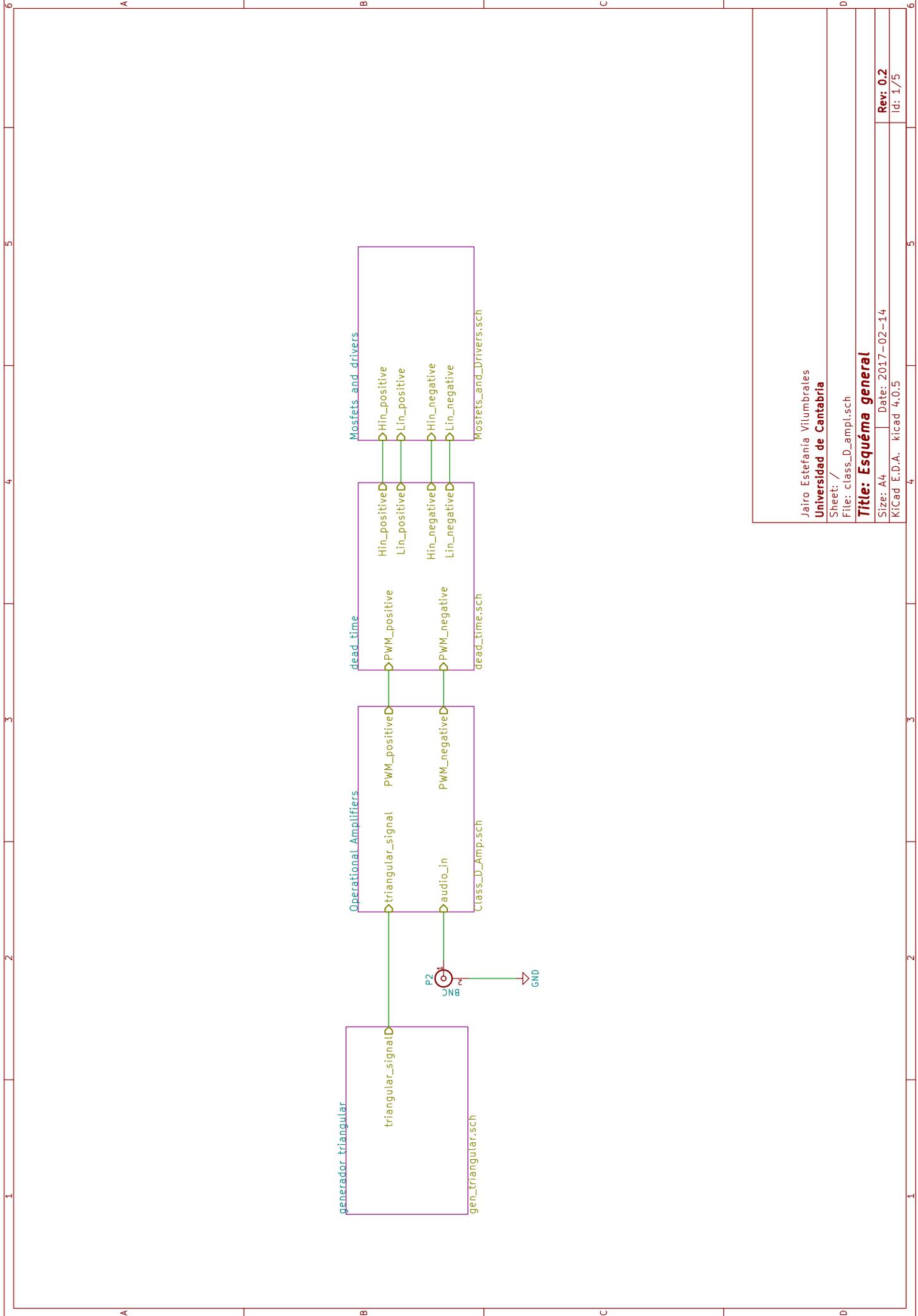
Figura C.12: Imágen térmica

Los componentes en la parte de controles permanecen estables a niveles de temperatura tolerables. Debido a que los ensayos se han realizado con una relativa baja potencia y a un correcto dimensionamiento de los disipadores, los MOSFETs y la parte de potencia apenas han aumentado su temperatura.

### C.8. Conclusiones

En las capturas con el osciloscopio, se observa un rizado a alta frecuencia muy pequeño en comparación con la componente de audio. Además se observa una pequeña distorsión de 50Hz proveniente de la red eléctrica, a pesar de haber usado una fuente de alimentación profesional.

## **Anexo D: Esquemáticos**

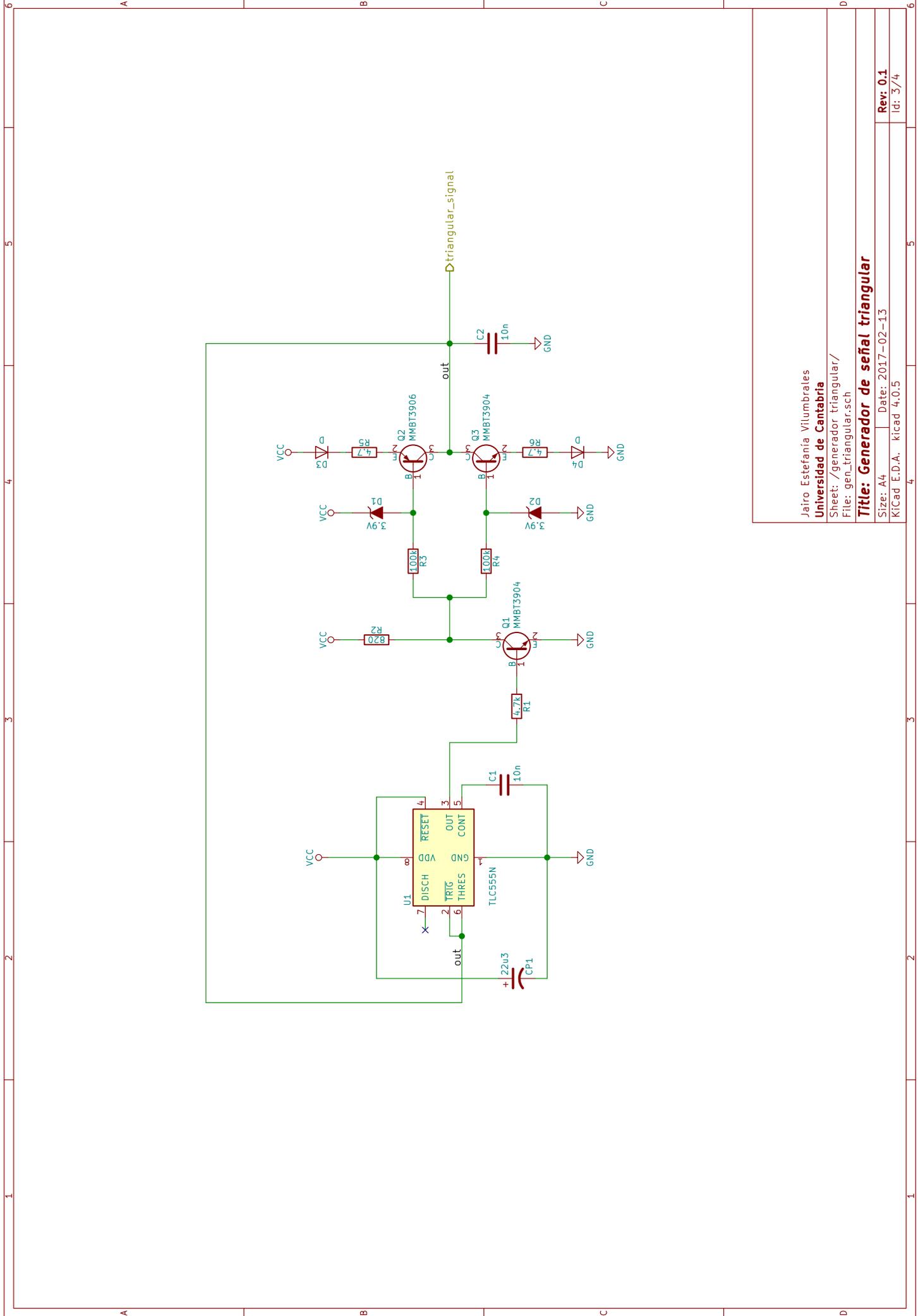


Jairo Estefanía Vilumbrales  
**Universidad de Cantabria**

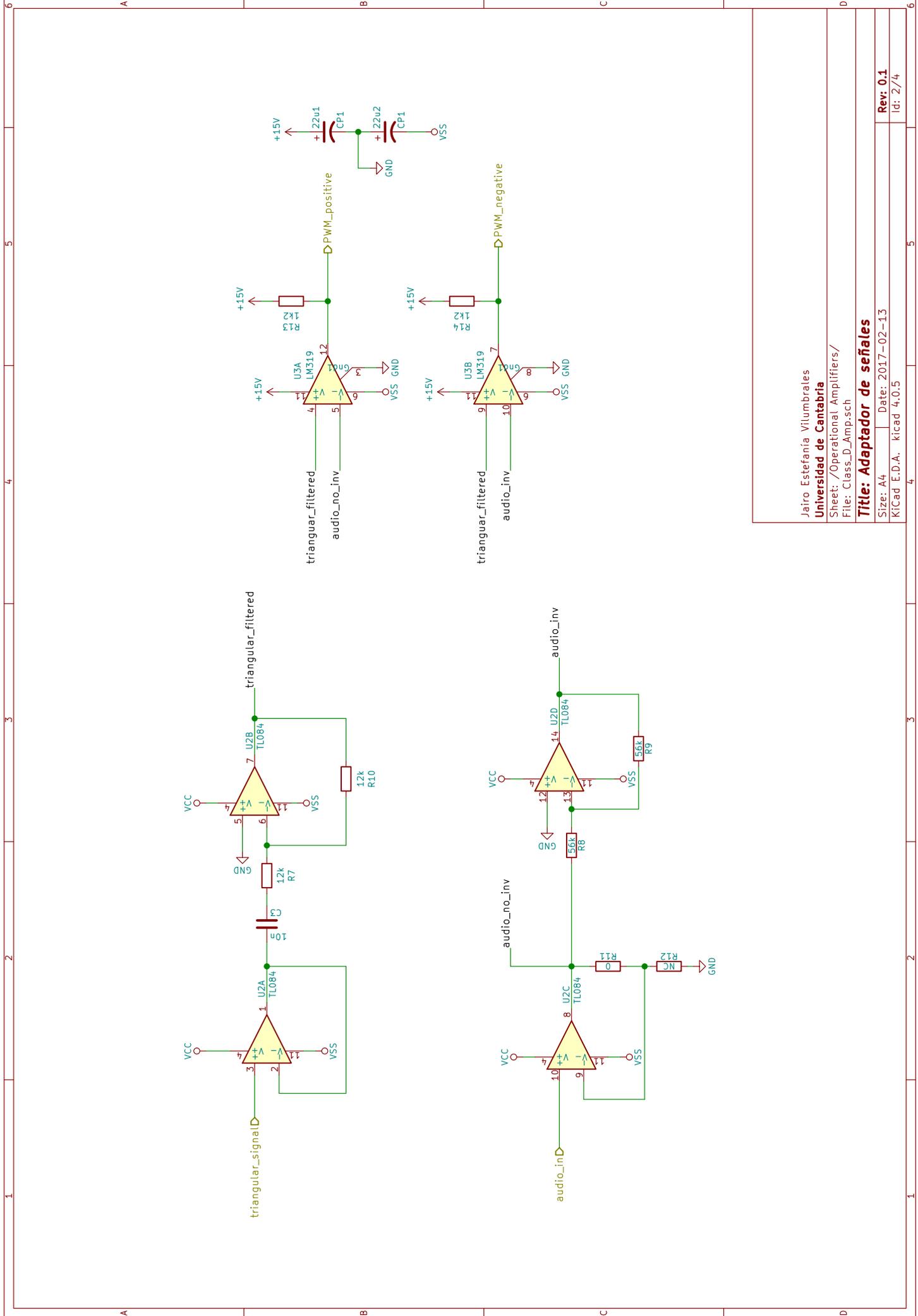
Sheet: /  
 File: class\_D\_ampl.sch

**Title: Esquema general**

Size: A4 | Date: 2017-02-14 | **Rev: 0.2**  
 KiCad E.D.A. | kicad 4.0.5 | Id: 1/5



Jairo Estefanía Vilumbrales  
**Universidad de Cantabria**  
 Sheet: /generador triangular/  
 File: gen\_triangular.sch  
**Title: Generador de señal triangular**  
 Size: A4 | Date: 2017-02-13  
 KiCad E.D.A. kicad 4.0.5



Jairo Estefanía Vilumbrales  
**Universidad de Cantabria**

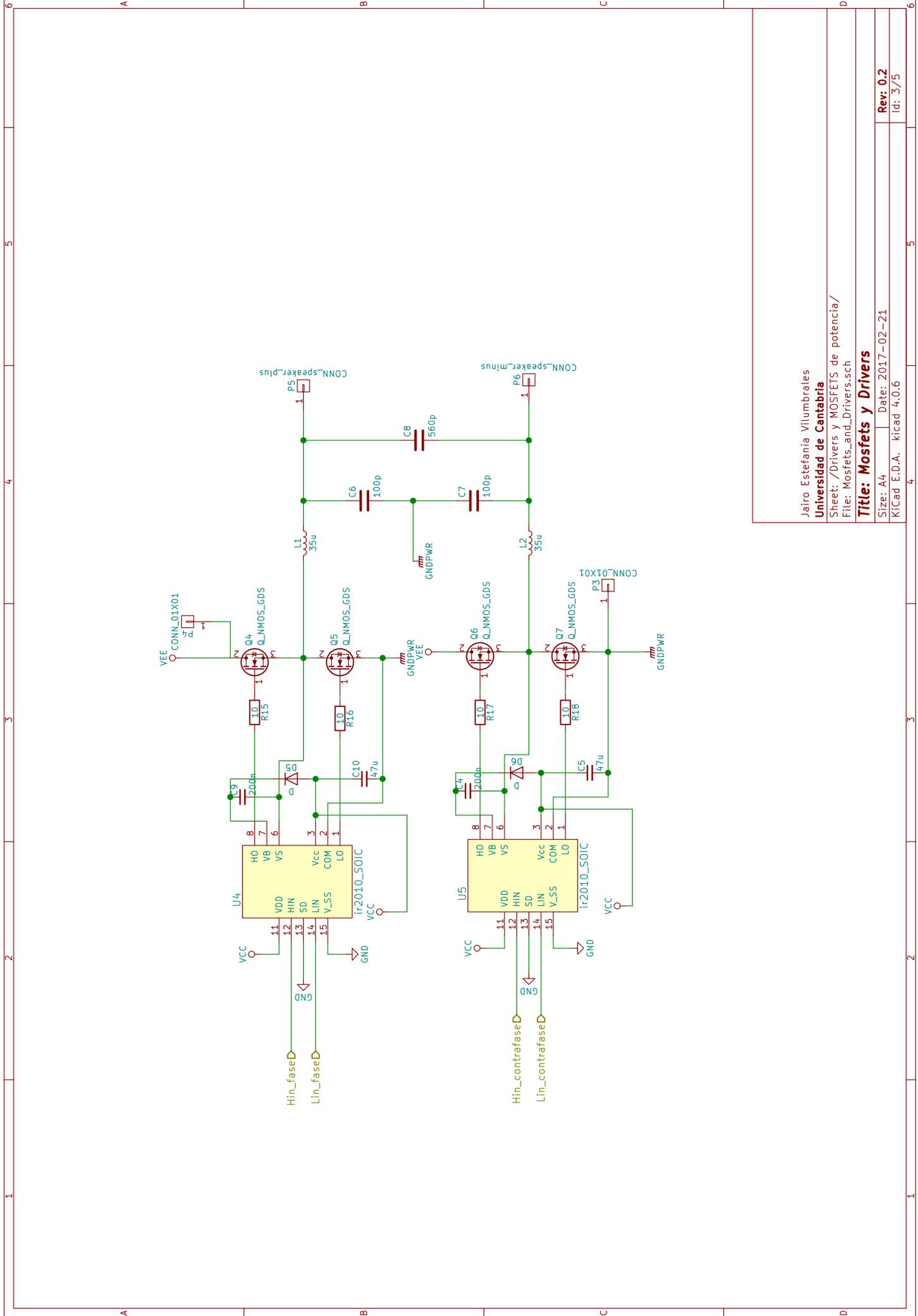
Sheet: /Operational Amplifiers/  
 File: Class\_D\_Amp.sch

**Title: Adaptador de señales**

Size: A4 | Date: 2017-02-13  
 KiCad E.D.A. | kicad 4.0.5

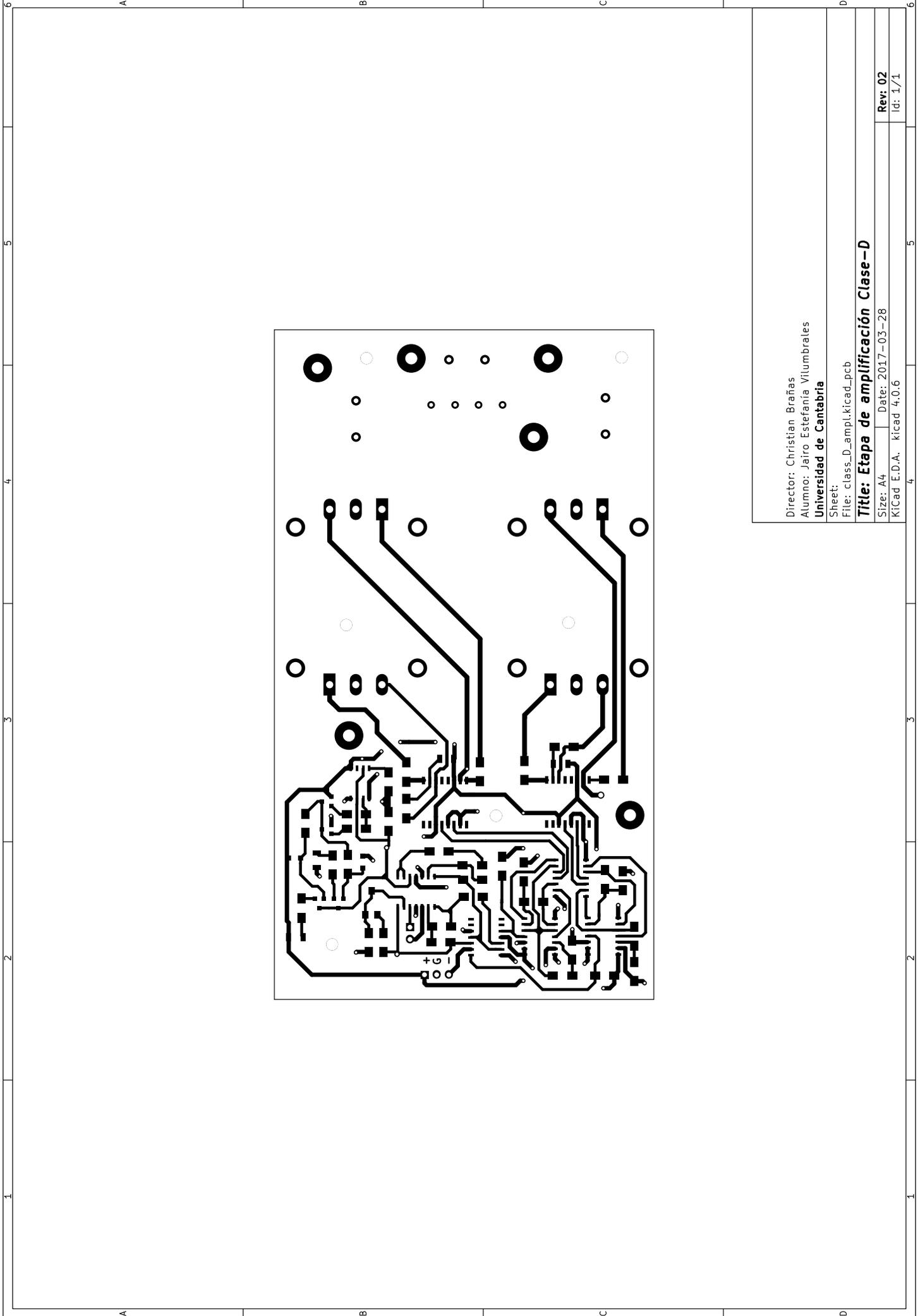
Rev. 0.1  
 Id: 2/4





Jairo Estefanía Vilumbrales  
**Universidad de Cantabria**  
 Sheet: /Drivers y MOSFETS de potencia/  
 File: Mosfets\_and\_Drivers.sch  
**Title: Mosfets y Drivers**  
 Size: A4 | Date: 2017-02-21  
 KiCad E.D.A. kicad 4.0.6

## **Anexo E: Ficheros PCB y Gerbers**



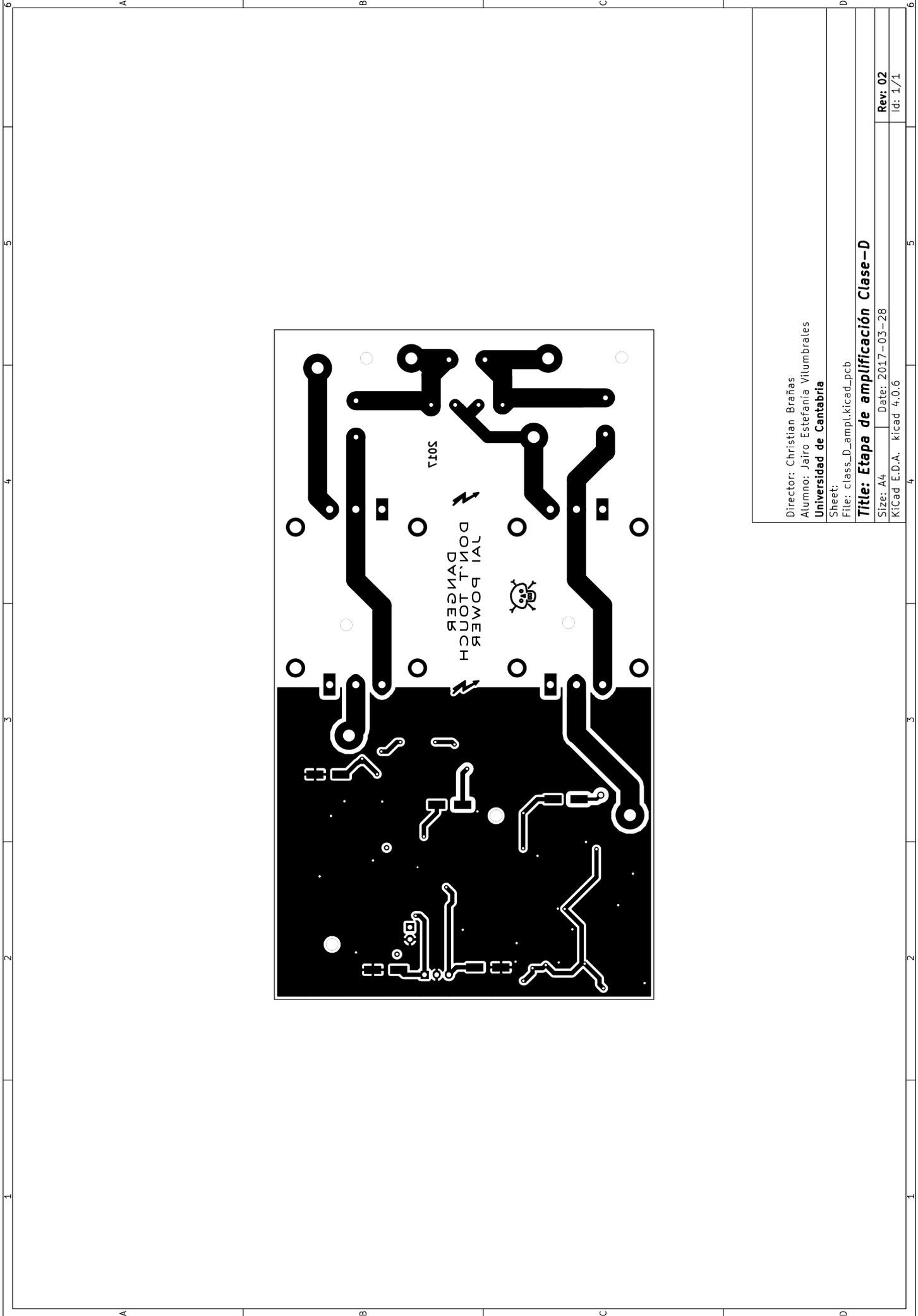
Director: Christian Brañas  
Alumno: Jairo Estefanía Vilumbrales  
**Universidad de Cantabria**

Sheet:  
File: class\_D\_ampl.kicad\_pcb

**Title: Etapa de amplificación Clase-D**

Size: A4 | Date: 2017-03-28  
KICad: E.D.A. | kicad 4.0.6

Rev: 02  
Id: 1/1

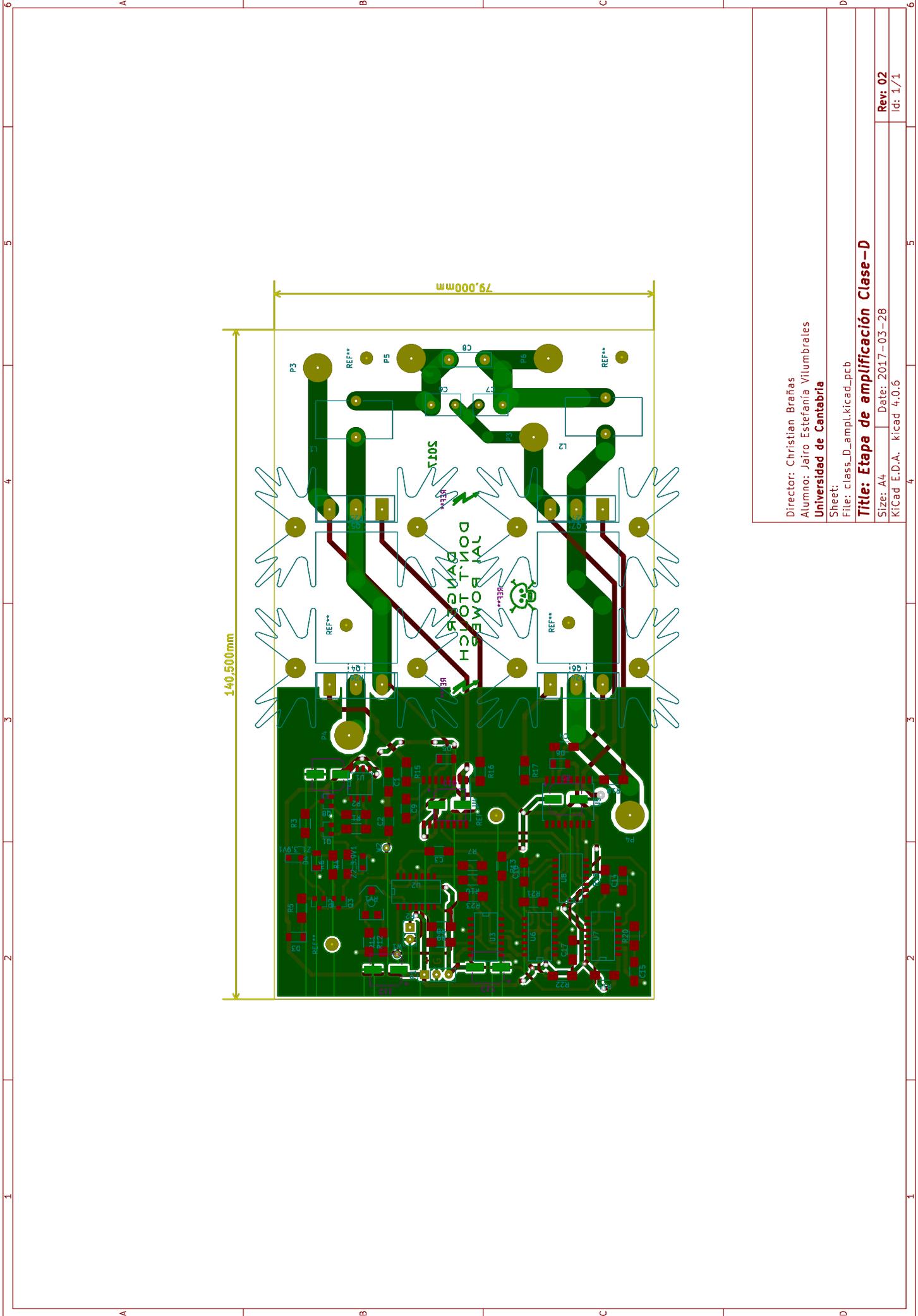


Director: Christian Brañas  
Alumno: Jairo Estefania Vilumbrales  
**Universidad de Cantabria**

Sheet:  
File: class\_D\_ampl.kicad\_pcb

**Title: Etapa de amplificación Clase-D**

Size: A4	Date: 2017-03-28	Rev. 02
KiCad E.D.A.	kicad 4.0.6	Id: 1/1



Director: Christian Brañas  
 Alumno: Jairo Estefanía Vilumbrales  
**Universidad de Cantabria**

Sheet:  
 File: class\_D\_ampl.kicad\_pcb

**Title: Etapa de amplificación Clase-D**

Size: A4 | Date: 2017-03-28  
 KiCad E.D.A. kicad 4.0.6

1	2	3	4	5	6
A	B	C	D		

# Anexo F: Análisis de competencia

## F.1. the t.amp Proline 3000



Figura F.1: t.amp Proline 3000

P.V.P.: 645 €  
2 x 1500W a 4 Ohmios  
2 x 1100W a 8 Ohmios  
2 x 1800W a 2 Ohmios  
Dimensiones: 482 x 480 x 132mm (19/3U)  
Peso: 37kg

## F.2. the t.amp E-800



Figura F.2: the t.amp E-800

P.V.P.: 158 €  
2x 500W a 4 Ohms, 2x 350W a 8 ohms (1kHz, THD<=0.1 %)  
Modo puentado: 1x 800W a 8 Ohms  
Rango de frecuencias thomann 20Hz-20kHz

Medidas: 482 x 375 x 88mm  
Peso: 11,3 Kg

### F.3. Behringer KM750



Figura F.3: Behringer KM750

P.V.P.: 148€  
2x 400W / 4 Ohmios RMS  
2x 200W / 8 Ohmios RMS  
750W / 8 Ohmios RMS (bridge)  
Formato: 19/2U  
Peso: 8,5kg

### F.4. Crown XLS 2500



Figura F.4: Crown XLS 2500

P.V.P.: 477€  
Digital Class-D  
2x 775 W/4 Ohm, 2x 440 W/8 OHm, 2x 1200 W/2 Ohm  
2 canales estéreo o mono puentado  
Chasis de aluminio 19/2HE Profundidad: 27,2 cm Peso 4,9 Kg

]planos.pdf

**Documento III**

**Pliego de Condiciones**

# 1 Condiciones legales

Copyright Jairo Estefanía Vilumbrales <cerverros@gmail.com>2017.

This documentation describes Open Hardware prototype.

This document is licensed under the Attribution-NonCommercial-NoDerivatives 4.0 International (CC BY-NC-ND 4.0)

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode>

The hardware and the related files to hardware (Kicad sources, and ngspice simulations with the exception of third-party libraries) are licensed under the CERN OHL v. 1.2. and are release at [http://github.com/zerberros/Class\\_D\\_Amp](http://github.com/zerberros/Class_D_Amp)

You may redistribute and modify this proyect under the terms of the CERN OHL v.1.2. (<http://ohwr.org/cernohl>).

This proyect is distributed WITHOUT ANY EXPRESS OR IMPLIED WARRANTY, INCLUDING OF MERCHANTABILITY, SATISFACTORY QUALITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE. Please see the CERN OHL v.1.2 for applicable conditions.

**Documento IV**

**PRESUPUESTO**

# Índice general

<b>IV PRESUPUESTO</b>	<b>1</b>
1.1. Coste directo . . . . .	4
1.1.1. Mano de obra . . . . .	4
1.1.2. Materias primas . . . . .	4
1.1.3. Puesto de trabajo . . . . .	5
1.2. Costes indirectos . . . . .	5
1.2.1. Mano de obra . . . . .	5
1.2.2. Otros gastos . . . . .	6
1.3. Coste total del proyecto . . . . .	6

## Índice de cuadros

1.1. Mano de obra . . . . .	4
1.2. Materias Primas . . . . .	4
1.3. Software . . . . .	5
1.4. Herramientas y material de trabajo . . . . .	5
1.5. Mano de obra indirecta . . . . .	5
1.7. Coste Total . . . . .	6
1.6. Otros gastos . . . . .	6

## 1.1. Coste directo

### 1.1.1. Mano de obra

Cuadro 1.1: Mano de obra

	Coste/hora	Horas Totales	Total
Ingeniero Junior	20	380	7600
Ingeniero Senior	40	16	640
Coste Total de mano de obra			8240

### 1.1.2. Materias primas

Cuadro 1.2: Materias Primas

Referencia	Descripción	c/u	u	Total
TLC555	Máquina del tiempo SMD	0.796	1	0.80
MMBT3904	Transistor BJT SMD	0.0928	2	0.19
MMBT3906	Transistor BJT SMD	0.123	2	0.25
ir2010	Driver MOSFETS	3.36	2	6.72
0077071A7	Toroide ferromagnético	1.70	2	3.40
LM319	Comparador	1.58	1	1.58
40106	disparador de Schmitt	0.413	2	0.83
14081	puertas AND	0.509	1	1.02
TL084	Amplificador operacional	0.607	1	0.61
BZX384-B3V6	Diodo Zener 3.6V	0.0572	2	0.11
TS4148 RX	Diodo pequeña señal	0.0469	2	0.09
MC1206B10 3K102CT	Condensador SMD 1206 10n	0.201	2	0.40
12062A101 JAT2A	Condensador SMD 1206 100p	0.225	4	0.90
MC1206B102 2K202CT	Condensador SMD 1206 1n	0.0592	1	0.06
MCHP06W2FXXXXT5E	Resistencia SMD 1206 varios valores	0.174	23	4.00
TSM4ZL501 KR10	Potenciómetro de ajuste	4.84	1	4.84
677-20ABP	Disipador térmico	2.67	4	10.68
IXTH 36N50P	MOSFET N 36A 500V 160mohm	5.98	5	23.92
PCB (min. 5uds)	100x160mm 2 caras cobre 70um	54	5	54
H07Z1-K	Cable hilo flexible 2.5mm	0.308	1	0.31
AWG-14	Hilo esmaltado	0.208	2	0.41
Total coste de componentes				115.12

### 1.1.3. Puesto de trabajo

Cuadro 1.3: Software

Software	Descripción	Coste
Antergos	Sistema operativo	0
Kicad	Diseño PCBs	0
NGSPICE	Simulación electrónica	0
python	Lenguaje de Script	0
Conda	Conjunto de bibliotecas científicas para python	0
git	Control de versiones	0
TexLive	Motor Latex	0
Texstudio	IDE Latex	0
Inkscape	Diseño vectorial 2D	0
FreeCAD	Diseño 3D	0
Total Coste de Licencias por Software		0

Cuadro 1.4: Herramientas y material de trabajo

Herramienta	Descripción	Coste
DSOX1102A Keysight	Osciloscopio digital	722
TIS10	Cámara térmica	1435
VictSing 60W	Cautín	18
Thoshiba Satellite Z30	Ordenador portátil	999
Mohoo FY3224S	Generador de funciones	44
Labps3100sm Cetronic	Fuente de alimentación laboratorio	177
Nr-7192 Cetronic	Multímetro digital	20
Dremel 3000	Minitaladro	50
Herramientas varias	Destornilladores, alicates, tijeras, etc	50
Total Coste de Herramientas y materiales		3515

**Estimación de vida útil** 7 años

**Estimación de duración del proyecto** 3 meses

**Coste de amortización** =  $3515€ \cdot \frac{3 \text{ meses}}{84 \text{ meses}} = 125€$

## 1.2. Costes indirectos

### 1.2.1. Mano de obra

Para la mano de obra indirecta se ha considerado un coste de un 3 % respecto a la de la mano de obra directa.

Cuadro 1.5: Mano de obra indirecta

Descripción	Coste
Mano de obra indirecta	247
Total Coste de mano de obra indirecta	247

Cuadro 1.7: Coste Total

Costes	Total
<b>Coste directo</b>	<b>8480.12</b>
Mano de obra	8240
Materias primas	115.12
Puesto de trabajo	125
<b>Costes indirectos</b>	<b>2670</b>
Mano de obra	247
Otros gastos	2423
Coste total del proyecto	<b>11150.12</b>

### 1.2.2. Otros gastos

En otros gastos se contabiliza el coste del alquiler de un local, calefacción, gastos de luz y agua, ya gastos de envío. Se estima un coste de un 25 % respecto al coste del proyecto. Alquiler de local

Cuadro 1.6: Otros gastos

Descripción	Coste
Mano de obra indirecta	2423
Total otros gastos	2423

### 1.3. Coste total del proyecto

El coste total del proyecto asciende a oncemil ciento cincuenta con doce euros. 11150.12€