



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



ESCUELA TÉCNICA  
SUPERIOR INGENIEROS  
INDUSTRIALES VALENCIA

**TRABAJO FIN DE GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES**

# **DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE TRANSMISIÓN DE AUDIO POR FIBRA ÓPTICA EN FORMATO PWM**

AUTOR: David Olivares García

TUTOR: Juan José Pérez Martínez

**Curso Académico: 2015-16**



## Resumen

---

El objeto de este trabajo de fin de grado es el diseño de un circuito electrónico que sea capaz de recibir una señal analógica de audio, digitalizarla mediante modulación por anchura de pulso, transmitirla a través de fibra óptica y volver a recuperar la señal analógica original.

Para ello, se han estudiado los posibles métodos de transmisión mediante fibra óptica, así como diferentes alternativas para el tratamiento previo y posterior de la señal. Tras este análisis previo, se ha propuesto una topología de circuito que permite la transmisión de una señal estándar de audio estéreo no profesional, según la normativa, y su posterior reproducción mediante unos altavoces estándar.

El diseño de este circuito ha sido planteado como una solución económica para poder realizar una transmisión mediante fibra óptica entre dos dispositivos de audio analógicos. Por ello, se han seleccionado componentes y métodos de transmisión que permitan abaratar costes. Para su implementación, se ha diseñado una placa de circuito impreso mediante el software OrCAD, sobre la cual se han situado los componentes y realizado las conexiones correspondientes.



## Índice de documentos

---

MEMORIA DESCRIPTIVA

PRESUPUESTO

PLANOS





UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



ESCUELA TÉCNICA  
SUPERIOR INGENIEROS  
INDUSTRIALES VALENCIA

**TRABAJO FIN DE GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES**

# **DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE TRANSMISIÓN DE AUDIO POR FIBRA ÓPTICA EN FORMATO PWM**

## **MEMORIA DESCRIPTIVA**

AUTOR: David Olivares García

TUTOR: Juan José Pérez Martínez

**Curso Académico: 2015-16**



## Índice de la memoria descriptiva

---

1.	INTRODUCCIÓN.....	3
1.1.	Transmisión de la información.....	5
1.2.	Digitalización de la información.....	14
1.3.	Modulación por anchura de pulso para la conversión A/D. ....	15
2.	OBJETIVOS DEL TRABAJO .....	21
3.	NORMATIVA .....	21
4.	ÁMBITO DE APLICACIÓN Y RANGO DE SOLUCIONES DEL TRABAJO.....	22
4.1.	Etapas del sistema.....	23
4.2.	Descripción de las soluciones seleccionadas. ....	23
4.2.1.	Etapas de entrada.....	24
4.2.2.	Acondicionador de señal.....	25
4.2.3.	Multiplexación de la señal.....	27
4.2.4.	Modulador por anchura de pulsos (PWM).....	29
4.2.5.	Transmisión y recepción óptica.....	30
4.2.6.	Demultiplexador.....	31
4.2.7.	Demodulador PWM.....	32
4.2.8.	Etapas de amplificación de potencia .....	33
4.3.	Diseño de las etapas.....	35
4.3.1.	Etapas de entrada.....	35
4.3.2.	Etapas de filtrado inicial.....	37
4.3.3.	Etapas de multiplexación.....	44
4.3.4.	Modulación PWM.....	49
4.3.5.	Etapas de transmisión óptica.....	51
4.3.6.	Demultiplexor.....	53
4.3.7.	Demodulador PWM.....	58
4.3.8.	Etapas de potencia.....	62
4.3.9.	Convertor de tensión .....	64
5.	DISEÑO DE LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO .....	65
6.	CONCLUSIONES .....	67
7.	ANEXO DE CÁLCULOS .....	70
7.1.	Cálculos para la etapa de adaptación de niveles. ....	70
7.2.	Cálculos para el ajuste del modulador PWM .....	71
7.3.	Cálculos para la etapa de demodulación .....	71

7.4.	Cálculos para la etapa de amplificación de potencia .....	72
7.5.	Programación del CPLD .....	72
8.	INDICE DE IMÁGENES Y TABLAS .....	75
8.1.	Índice de imágenes.....	75
8.2.	Índice de tablas .....	78
9.	BIBLIOGRAFÍA.....	79
9.1.	Bibliografía .....	79
9.2.	Precio de cable de cobre y fibra óptica .....	79
9.3.	Referencias de imágenes .....	79

# 1. INTRODUCCIÓN

Cuando se observa un equipo de audio básico, lo primero que se suele apreciar es: la compatibilidad con los dispositivos y las características que va a ser capaz de aportar al sonido a su salida. Es decir, las entradas a través de las cuales va a llegar el audio al sistema y su salida a través de unos altavoces. Al fin y al cabo, lo que le interesa al consumidor es introducir una señal de audio y que se reproduzca correctamente.



Figura 1.1 Adaptador de entradas de audio propuesto por Apple (<https://support.apple.com/es-es/HT201739>)

A pesar de que la finalidad del sistema es, sencillamente, recibir una entrada de audio y reproducirla correctamente, si se analizara el sistema con más detalle se podrían apreciar las siguientes etapas:

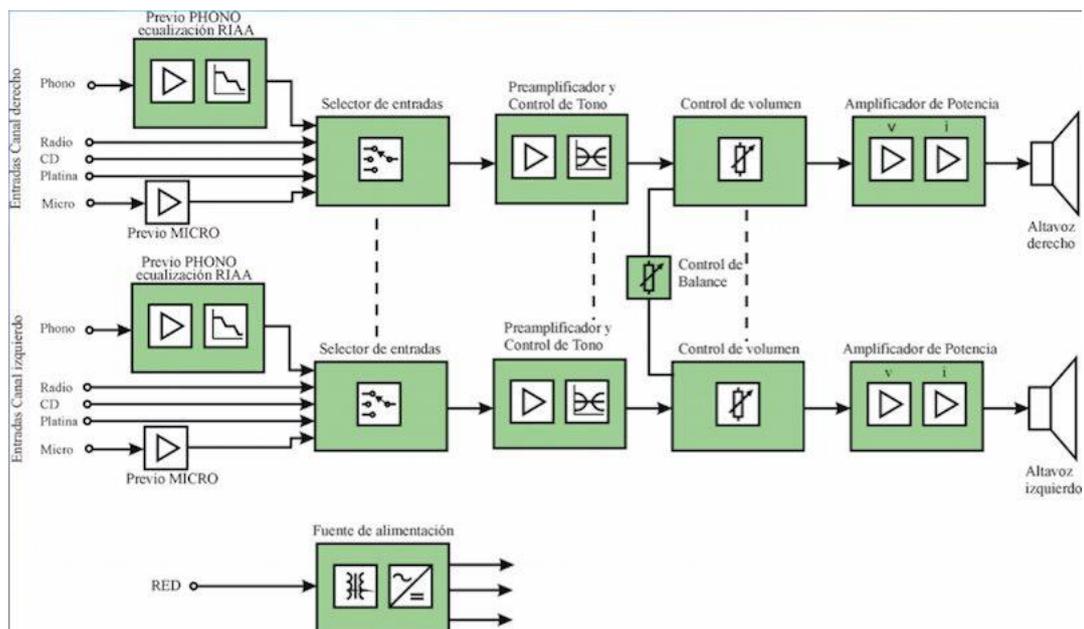


Figura 1.2 Esquema básico de etapas en un sistema de audio (<http://elcajondelectronico.com/autor/leandro/> Sistemas de RTV – Mc Graw – Emilio Felix Molero)

- Lo primero que se puede apreciar en la figura 1.2 son las **entradas al sistema** de audio, entre las cuales se puede observar: la entrada Phono (típica en tocadiscos), CD, Micro, etc. Además de estas entradas, se pueden encontrar otra gran variedad, como las que aparecen en la figura 1.1: la entrada Line para instrumentos electrónicos, USB, AUX o entradas digitales del tipo MIDI o de protocolo S/PDIF, sobre el cual se entrará en detalle posteriormente.
- A continuación estas entradas son llevadas a través de un **selector de entradas** a una **etapa de preamplificación y control de tono**. Esta etapa es la encargada de adaptar los diferentes

niveles de tensión que provoca tener entradas tan diversas. Es decir, una señal de entrada de un instrumento musical tendrá un valor mucho mayor que una entrada de audio de uso doméstico.

Esta etapa no tiene por qué aparecer en todos los sistemas de audio, ya que puede tratarse de un sistema más específico, donde solo se trate un tipo de entrada. En un sistema doméstico sencillo podría no ser necesario, dado que probable las entradas presenten unos valores similares.

Aunque el sistema de audio disponga de esta etapa de preamplificación, las entradas Phono y micro tienen ciertas peculiaridades que deberían ser tratadas previamente, como se puede observar en la figura 1.2.

La entrada Phono necesita de una ecualización RIAA (*Recording Industry Association of America*). Esta ecualización tiene como finalidad ajustar cierto problema característico de los discos de vinilo. En estos discos se atenuaban los sonidos graves y se realzaban los agudos, con el fin de evitar problemas mecánicos, en los surcos del disco, durante su lectura.

Por otro lado, la entrada micro necesita de una cierta amplificación de la señal. Esto se debe a que, la señal captada por un micrófono, tiene un valor muy pequeño y al amplificarla se evitan problemas de ruido.

- La última etapa que se puede apreciar en el sistema antes de la salida del audio es: la **etapa de control de volumen y potencia**. Esta etapa es la encargada de aumentar la potencia de la señal, de forma que sea capaz de reproducirse en los altavoces situados en la salida. Este aumento de potencia de la señal se lleva a cabo mediante un aumento en sus valores de tensión e intensidad. Este aumento es un punto crítico para la calidad del sonido, ya que debe ser lineal para todo el rango de valores de la señal, de forma que esta no quede distorsionada.

Un ejemplo los amplificadores de potencia utilizados en este tipo de etapa podría ser un amplificador en clase AB, cuyo esquema básico se puede observar en la figura 1.3.

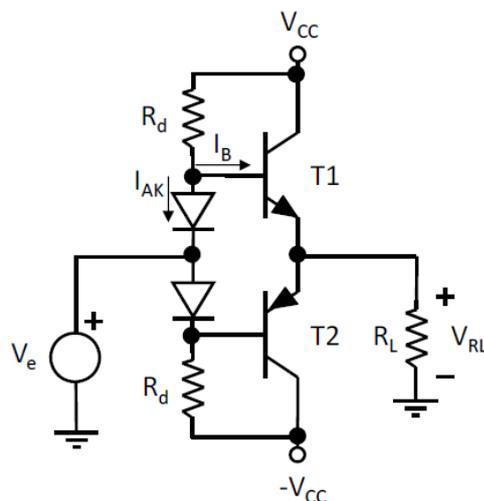


Figura 1.3 Esquema de un amplificador en clase AB (Juan José Pérez Martínez, apuntes de Sistemas Electrónicos)

En sistemas un poco más complejos, como podría ser un sistema de audio distribuido de un centro comercial, una sala de concierto o incluso un cine, es probable que se necesiten varias etapas de amplificación de la señal. Esto puede ser necesario a causa de las pérdidas que se producen en la transmisión, de larga distancia, entre el foco de la señal y los altavoces de salida.

Si se quisiera refinar un poco más el sistema para audio en cines, auditorios, conciertos o situaciones similares, también debería considerarse añadir una etapa de ecualización. La finalidad de esta etapa de ecualización es ajustar los niveles de audio. Este ajuste suele ser necesario para compensar los desajustes producidos por las características constructivas de la ubicación, apreciables en la figura 1.4.

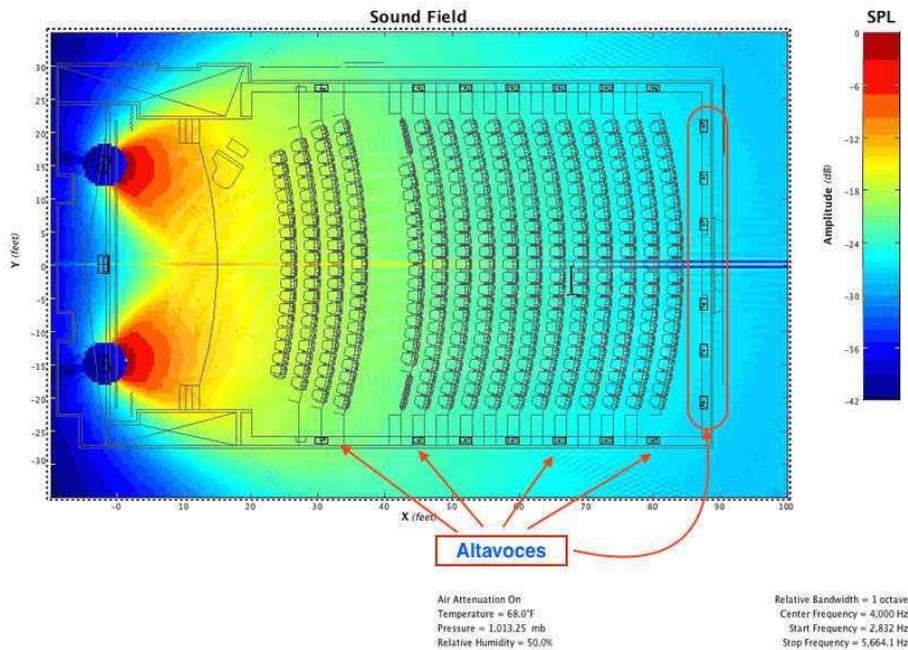


Figura 1.4 Campo sonoro en un auditorio (<http://elcajondelectronico.com/autor/leandro/>)

## 1.1. Transmisión de la información

Previamente se ha comentado la importancia de las diferentes etapas dentro de un sistema de audio. Sin embargo no se ha mencionado la importancia de la etapa de transmisión. La etapa de transmisión de la señal es de vital importancia, ya que si se distorsiona la señal en esta etapa, por muy buenas que sean las etapas de entrada de señal y amplificación, se seguiría escuchando la señal distorsionada en la salida.

Un buen ejemplo para ilustrar la importancia de la transmisión de la señal podría ser la transmisión de datos de voz, utilizada en telefonía móvil. Este es un tipo de transmisión de audio cuyas características son completamente diferentes a la transmisión de audio desarrollada en este proyecto.

En este caso en particular, es prioritario que la señal tenga la mayor cobertura posible y no se restrinja la movilidad del usuario. Debido a estas características se selecciona el método de transmisión más adecuado, una comunicación inalámbrica. Las comunicaciones inalámbricas pueden llegar a ser muy buenas y tener grandes calidades. Sin embargo suelen presentar un mayor número de interferencias y problemas que mediante una conexión cableada.

El método utilizado actualmente para la transmisión de señales de telefonía se denomina 3G, aunque ya se está implementando la tecnología 4G. Se trata de un método de transmisión por radiofrecuencia mediante ondas de alta frecuencia (2.1MHz y 2.6MHz respectivamente, en España).

Con el fin de ofrecer este servicio de forma masiva a una gran cantidad de gente, se filtra y se comprime la información, de forma que el mensaje ocupe el menor ancho de banda de transmisión posible, sin sacrificar en el proceso su inteligibilidad para el oyente.

Para conseguir esta reducción, se limita el ancho de banda de la señal original a 4KHz, ya que la frecuencia más alta que se puede encontrar en un formante vocálico es de 3.5KHz.

Además de este filtrado en frecuencia, se realiza una compresión y multiplexación en el tiempo que permite transmitir obtener 30 canales de voz donde solo se disponía de uno. Este protocolo de multiplexación se denomina "*Jerarquía digital plesiócrona*". Actualmente, este protocolo está obsoleto y se está implementando el protocolo IP en las comunicaciones 4G, pero sirve como ejemplo para ilustrar la necesidad de la compresión y multiplexión de información.

Sin embargo, a todo el mundo le ha pasado alguna vez el no haber reconocido a una persona al hablar con ella por teléfono o tener la sensación de que algo extraño le sucede en la voz, como si se tratara de un resfriado. Esta sensación es aceptable para este tipo de transmisión, ya que el mensaje sigue siendo comprensible, pero no sería nada agradable para aquella persona que desee escuchar música, puesto que desea emular la sensación real de escuchar ese sonido. La causa de esta sensación de sonido artificial es la pérdida de calidad debida a la digitalización y compresión de la señal.

Con la intención de evitar usar un sistema de transmisión no apropiado para un sistema, se debe tener mucho cuidado a la hora de elegir el método a utilizar. A continuación se va a realizar una breve descripción de algunos de los métodos disponibles.

La primera decisión que se debe tomar a la hora de seleccionar un método de transmisión es entre transmisión cableada o inalámbrica. Esta decisión es importante y viene determinada por la dificultad o los problemas que puede presentar una la instalación cableada en el sistema.

### *Transmisiones inalámbricas*

Generalmente las transmisiones inalámbricas son más versátiles, ofrecen mayor movilidad y permiten acceso a zonas donde sería difícil o molesto acceder a través de cables.

Sin embargo estas ventajas no están exentas de inconvenientes: Las comunicaciones inalámbricas se transmiten a través del medio por un canal abierto, esto facilita la aparición de interferencias; además las transmisiones por cable son, generalmente, mejores en cuanto a calidad y velocidad.

A continuación se van a comentar algunos posibles métodos y protocolos de transmisión inalámbrica para sistemas de audio:

- **Modulación en amplitud (AM):** Se trata de un método analógico de transmisión de información a través de ondas de radio. Este método consiste en la variación en amplitud de la onda "portadora" de la información que se está transmitiendo, en función de la información que se desea transmitir. En general, este método de transmisión de información es muy susceptible de ser alterado por interferencias, puesto que la amplitud de la portadora puede ser modificada fácilmente por, por ejemplo, variación de los obstáculos entre emisor y receptor, por lo que está prácticamente en desuso.

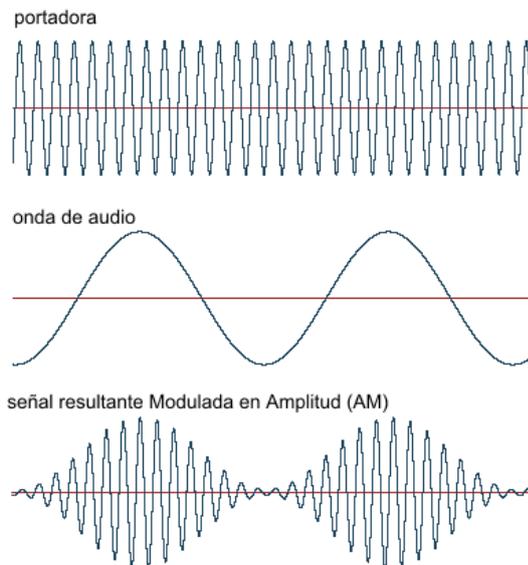


Figura 1.5 Señal modulada en amplitud (<http://arieldx.tripod.com/manualdx/bandas/modulacion.htm>)

- **Modulación en frecuencia (FM):** Se trata de un método de transmisión de información a través de ondas de radio, similar al método AM. En este caso, la transmisión de la información se lleva a cabo mediante la variación en frecuencia de la onda portadora, en función de la amplitud de la información que se desea transmitir. Ambos métodos se pueden utilizar para transmitir tanto señales analógicas como digitales. Este método es empleado en la transmisión de radiodifusión sonora.

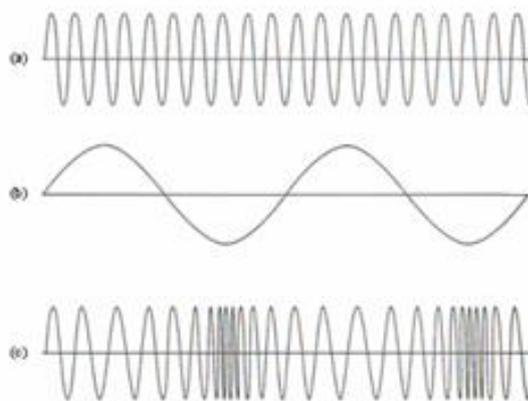


Figura 1.6 Señal modulada en frecuencia (<https://sawvy891.wordpress.com/2013/05/31/analisis-e-implementacion-de-un-transmisor-fm/>)

- **Modulación por desplazamiento de fase (PSK Phase shift Keying):** Se trata de un tipo de transmisión de información a través de ondas de radio. A pesar de utilizar un sistema de transmisión similar a los métodos AM y FM. La primera diferencia que se puede observar respecto a estos métodos es, que la señal moduladora para este método es una señal digital. Además de esto, la modulación de esta onda se realiza mediante cambios de fase en lugar de modular su frecuencia o amplitud.

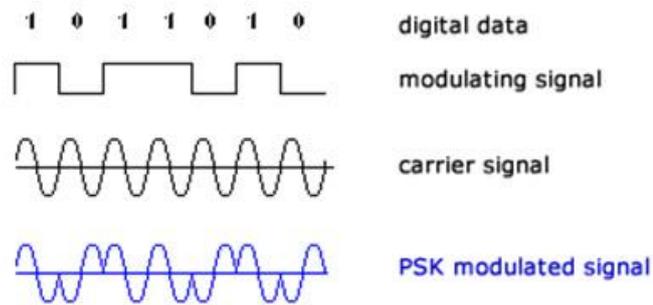
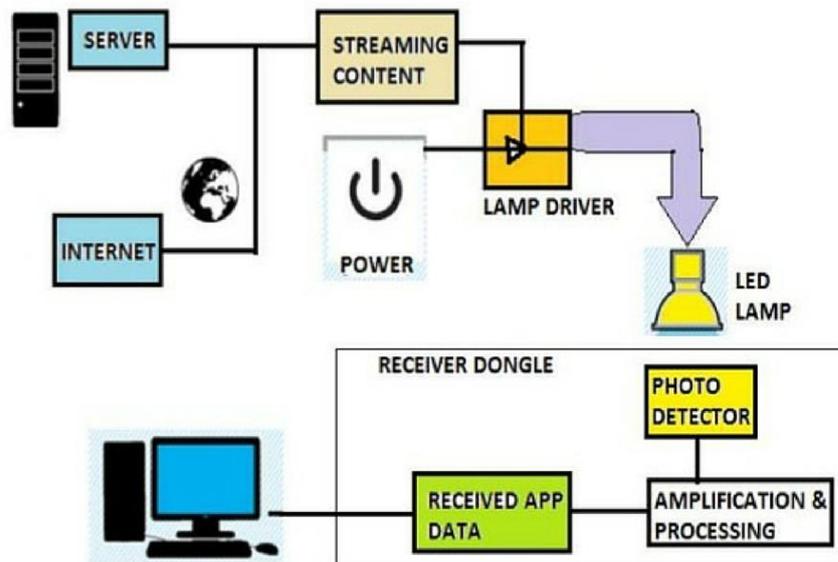


Figura 1.7 Modulación PSK

([http://www.ilmondodelletelecomunicazioni.it/argomento.php?id\\_lezione=43&id\\_capitolo=287](http://www.ilmondodelletelecomunicazioni.it/argomento.php?id_lezione=43&id_capitolo=287))

- **Bluetooth:** Se trata de un conjunto de protocolos de comunicación sobre ondas de radio que permite la transmisión inalámbrica de información entre dispositivos. Esta transmisión se realiza mediante ondas de radiofrecuencia emitidas en la banda de 2.4GHz, la banda de frecuencia reservada para uso no comercial. Dentro de la tecnología bluetooth se utilizan diversos protocolos dependiendo de la información que se pretenda transmitir. Estos protocolos se denominan perfiles Bluetooth y el perfil típicamente utilizado para la transmisión de audio, se trata del perfil A2DP (*Advanced Audio Distribution Profile*).
- **Wi-fi:** El funcionamiento presenta una serie de características similares a la transmisión Bluetooth, pero con una mayor velocidad de transmisión y permite transmitir datos entre mayores distancias. El protocolo utilizado para este tipo de conexiones para la comunicación de dispositivos domésticos es el DLNA (*Digital Living Network Alliance*). La transmisión de datos a través de Wi-fi se puede realizar de forma convencional, a través de un router, o mediante Wi-fi Direct, conectando únicamente los dispositivos implicados, de forma similar al Bluetooth.
- **Li-fi (*Light Fidelity*):** Esta tecnología es considerada como el futuro de las comunicaciones inalámbricas, debido a su gran velocidad de transmisión y a su bajo coste. Se dio a conocer en la conferencia TED de 2011 por Harald Haas. Es una tecnología actualmente en etapa de desarrollo, basada en la comunicación por luz visible. Esta tecnología se basa en la transmisión de una señal lumínica de muy alta frecuencia, mediante un led emisor. En entornos industriales se han alcanzado velocidades de transmisión de hasta 1GB/s (lo que equivaldría a unos 8.000.000.000 de parpadeos por segundo) mientras que en pruebas de laboratorio se han llegado a alcanzar 224 GB. Esta señal será recogida por un fotodiodo que se encargará de convertir la señal lumínica en señal eléctrica.

## How Li-Fi Works ?



<https://www.cdnsol.com>

Figura 1.8 Esquema básico sobre el funcionamiento de una red Li-Fi (<https://www.cdnsol.com/blog/li-fi-light-based-communication-technology/>)

A pesar de tener el potencial para ser una tecnología revolucionaria, todavía se siguen planteando algunos problemas.

El principal problema que se puede encontrar en este tipo de comunicación son las interferencias producidas por la luz del sol. A pesar de no ser posible su utilización bajo la luz del sol, sí que tolera ciertos niveles de luz ambiente.

Otro problema que se puede encontrar al implementar esta tecnología es, la necesidad de visión directa entre el dispositivo emisor y el receptor.

Se ha mencionado anteriormente que este sistema está basado en la luz visible. Sin embargo, aunque funciona mejor con este tipo de luz, se puede utilizar la luz infrarroja, que no es visible para el ojo humano. Con este tipo de LED, se solucionaría la molestia de tener que mantener encendido un foco lumínico, para mantener la conexión.

### Transmisiones cableadas

Las transmisiones cableadas, a diferencia de las transmisiones inalámbricas, están aisladas del medio, es decir, son canalizadas a través de un cable. Esto aporta una serie de ventajas, como puede ser que la información no es accesible a través del medio, es decir, no puede ser captada por más dispositivos que los que están conectados. En general, los cables de comunicación alámbrica en señales suelen ir apantallados para paliar las interferencias de origen electromagnético, por lo que generalmente presentan menos problemas de este tipo que las señales inalámbricas.

No obstante, según las prestaciones que se precisen y la finalidad del sistema, las transmisiones por cable pueden ser incómodas. Una aplicación donde podría resultar molesto podría ser en los auriculares inalámbricos que utilizan los deportistas para escuchar música mientras entrenan.

A continuación se van a comentar algunos métodos de transmisión cableada:

- **Coaxial o no balanceado:** Este tipo de transmisión se utiliza para transmisiones analógicas a través de dos conductores. Es el tipo de transmisión de audio analógico más sencillo pero se suele limitar a uso doméstico debido a que es una transmisión muy susceptible de ruido. Los dos tipos de transmisión de audio no balanceado típicos son a través de cables **BNC** (*Bayonet Neill-Concelman*) y **RCA** (*Radio Corporation of América*). El uso del cable RCA está más generalizado. En la figura 1.9 se puede observar un cable RCA para transmisión de audio, según el código de colores estándar el color blanco se utiliza para transmisión del canal izquierdo o mono, mientras que el rojo se utiliza para la transmisión del canal derecho. También es posible que se haya visto estos cables junto a uno amarillo, este se utiliza para la transmisión de video.



Figura 1.9 Cable RCA de audio macho-hembra (<http://www.hispasonic.com/foros/mejores-cables-rca-hembra-rca-macho/497464>)

- **Audio balanceado:** Este tipo de transmisiones analógicas se utiliza para transmisiones analógicas a través de tres conductores: uno de masa, otro para la señal en fase y otra para la señal invertida. Esta configuración suele utilizarse típicamente para audio profesional, ya que el ruido se reduce mucho en comparación a una conexión no balanceada. Esta reducción de ruido se debe a que la inducción de este ruido se producirá por igual tanto en la señal en fase como en la señal invertida. Para recuperar la señal a la salida, se vuelve a invertir la señal invertida, y se suma a la señal en fase. De esta forma, al sumarle a la señal en fase una señal de mismo valor pero con el ruido invertido, se elimina este. El cable típico utilizado para audio profesional es el **XLR** (*eXternal Live Return*) de Canon, cuyas conexiones se pueden apreciar en la figura 1.10.

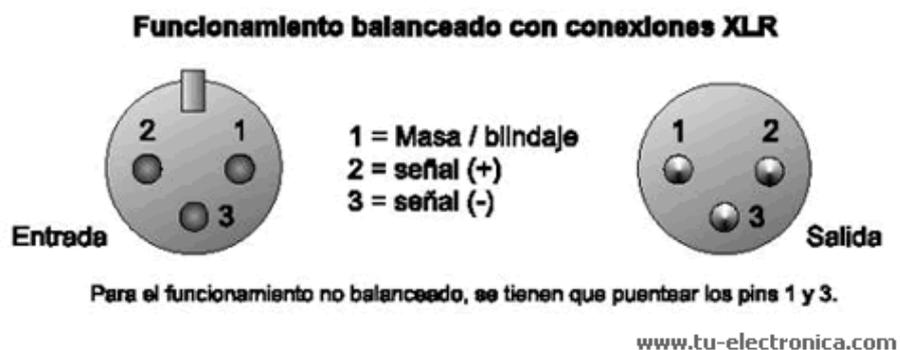


Figura 1.10 Conector XLR (<http://www.tuelectronica.es/tutoriales/audio/conectores-de-audio.html>)

El conector tipo Jack podría considerarse como un cable de audio balanceado, aunque típicamente se utiliza para transmisión de señales de audio estéreo, es decir, como no balanceado, como se puede observar en la figura 1.11.

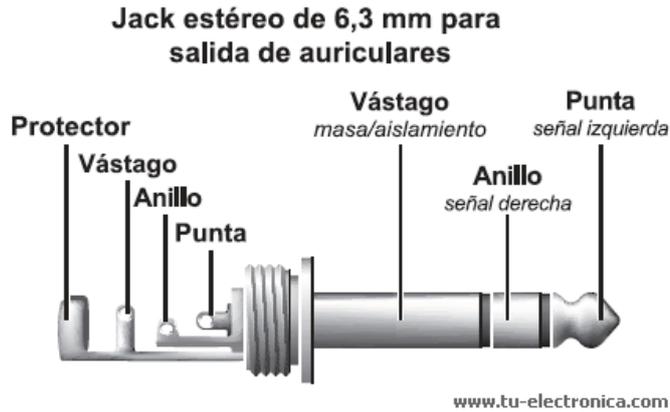


Figura 1.11 Conector Jack 6.3mm (<http://www.tuelectronica.es/tutoriales/audio/conectores-de-audio.html> )

- **HDMI (High-Definition Multimedia Interface):** Este tipo de conexiones es habitual para transmitir video y audio de alta definición con una excelente calidad. La mayoría de equipos de audio de alta fidelidad (Hi-Fi) incorporan una entrada de audio de este tipo, sin embargo no se recomienda este tipo de cables para largas distancias. Generalmente se utiliza para distancias inferiores a 3m debido a las pérdidas e interferencias que se pueden producir al aumentar la distancia.

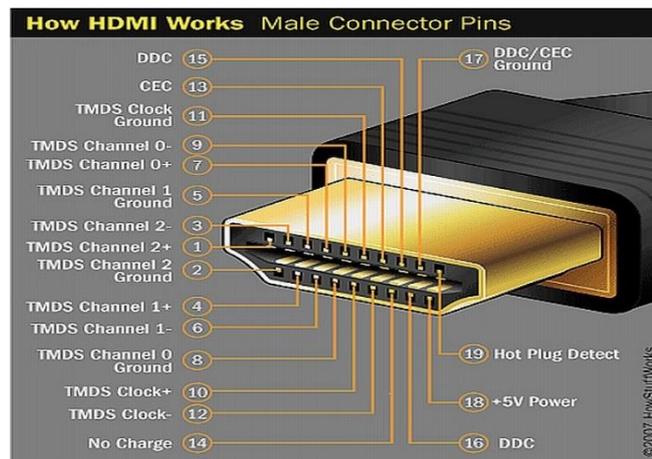


Figura 1.12 Conector HDMI (<http://www.neoteo.com/construye-tu-cable-dvi-a-hdmi-diy> )

### Fibra óptica

Debido a la proyección actual de la implementación de la fibra óptica y a sus peculiaridades, esta merece una mención especial dentro de las transmisiones cableadas.

Un cable de fibra óptica es, sencillamente, de una fibra de vidrio dopada con algunas sustancias como silicio o germanio, con la finalidad de aumentar su índice de refracción, a través de la cual se puede transmitir una señal lumínica. Este núcleo de vidrio con alta refracción es el encargado de transmitir la práctica totalidad de la señal y está rodeado por un revestimiento con un índice de refracción menor que refleja la señal lumínica evitando pérdidas.

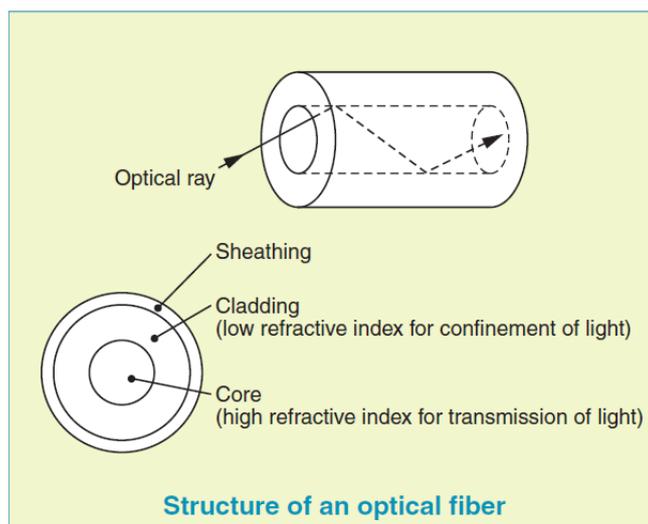


Figura 1.13 Estructura de una fibra óptica (Descripción técnica de un cable TOSLINK facilitado por Toshiba)

Según el tamaño de este núcleo de la fibra, se pueden clasificar en dos tipos: las fibras multimodo, donde la señal se refleja en las paredes del núcleo para avanzar a través de él, y las fibras monomodo, donde el diámetro reducido impide la reflexión de la señal en sus paredes, obligándola a viajar en una dirección paralela al eje del núcleo.

### Principio de Transmisión

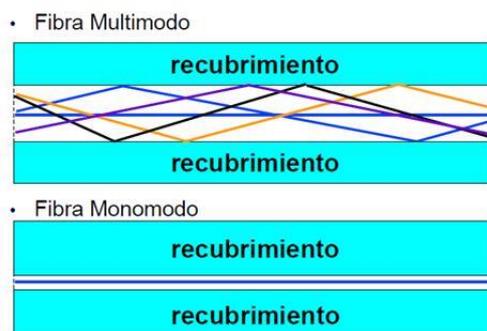


Figura 1.14 Fibra multimodo y monomodo (<http://fibraoptica.blog.tartanga.net/fundamentos-de-las-fibras-opticas/>)

A través de una fibra óptica, la señal se podría transmitir de forma analógica mediante una señal luminosa cuya intensidad fuera modulada dependiendo de la señal analógica original, sin embargo, los posibles esfuerzos mecánicos a los que esté sometido el cable podrían modificar la intensidad original. Por este motivo, la señal transmitida a través de este tipo de cables ha de ser binaria, es decir, circula luz o ausencia de luz.

En comparación a las conexiones tradicionales a través de cobre, los cables de fibra óptica presentan mejores calidades, debido a la ausencia de interferencias por inducción electromagnética. A pesar de que las conexiones de los sistemas de audio no suelen cubrir distancias excesivamente grandes, también cabe resaltar la ausencia de impedancia de línea utilizando este tipo de transmisión. Además, las distancias máximas recomendadas, por debajo de la cual las pérdidas provocadas por el cable se consideran despreciables, pueden llegar a ser de varios Km para fibras monomodo y de cientos de metros en fibras multimodo. Esta característica que permite cubrir grandes distancias, puede ser interesante para sistemas de audio de megafonía o incluso para hilos musicales, como podría ser el de unos grandes almacenes.

Continuando la comparación entre las conexiones tradicionales y las de fibra óptica, sería interesante resaltar el aspecto económico y la rentabilidad. Como se puede observar en la figura 1.13 el precio del cobre, materia prima fundamental para las conexiones tradicionales, presenta una tendencia creciente, mientras que el coste de la fibra óptica se ha abaratado en los últimos años debido a las mejoras en la etapa de producción, motivadas por su popularidad.

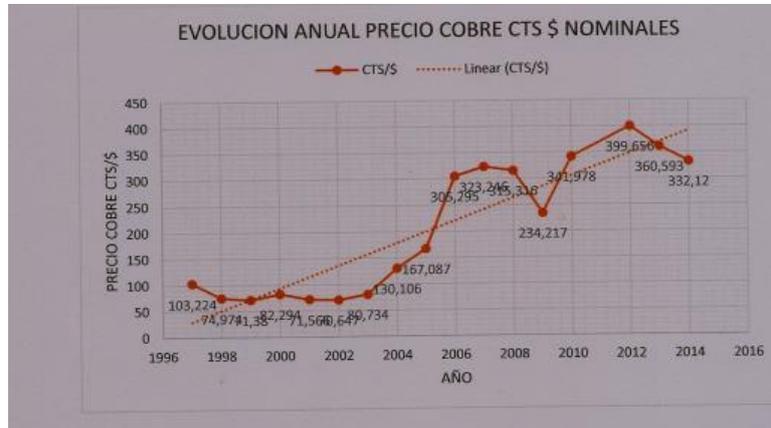


Figura 1.15 Evolución anual del precio del cobre CTS \$/Lb (<https://technoindustria.wordpress.com/2015/04/27/evolucion-del-sector-de-la-mineria-metalica-en-espana/>)

Comparando el precio por metro de cable de un cobre de 1 par de 0,51mm de diámetro de 0.54€/m [1] con el precio por metro de fibra óptica monomodo 9/125 de 2 fibras OS1 0.27€/m [2] se puede apreciar esta diferencia.

A pesar de estas ventajas, a la hora de diseñar un sistema de audio que incorpore fibra óptica hay que tener en cuenta la imposibilidad de transmitir alimentación a través de este tipo de cables y la necesidad de digitalizar la señal para su transmisión.

El cable estándar para la transmisión de una señal de audio a través de fibra óptica es el TOSLINK (*Toshiba Link*), que utiliza la conexión estándar EIAJ (*Electronic Industries Association of Japan*) y el protocolo de transmisión de datos S/PDIF (*Sony/Philips Digital Interface Format*).



Figura 1.16 Cable TOSLINK (<https://benchmarkmedia.com/products/toslink-optical-cable-with-metal-connectors>)

El protocolo S/PDIF se utiliza para la transmisión de una señal digitalizada, en la cual se reservan unos bits para información adicional sobre la señal (compresión o no de la señal, permiso o restricción de copia, canales de la señal,...) y quedan libres generalmente 20 bits, pudiendo llegar hasta 24, para la señal propiamente dicha.

## 1.2. Digitalización de la información

La segunda decisión importante que se debe tomar a la hora de transmitir una señal es, si se desea transmitir una señal analógica o digital. Por ello, se va a realizar una breve descripción sobre las diferencias entre ambos métodos.

Las señales digitales presentan una gran variedad de ventajas en cuanto a su facilidad de tratamiento y de transmisión con respecto a las señales analógicas. Además, se puede operar con ellas y utilizar circuitos programables. La causa de estas ventajas es su discretización, es decir, una señal digital tiene un número finito de valores. Sin embargo, al digitalizar una señal, se pierde parte de la información.

Cuando se habla de una señal analógica, se habla de una señal continua en el tiempo que contiene un número infinito de valores dentro de un rango, a lo largo de un rango de tiempo.



Figura 1.17 Señal analógica

Al digitalizar este tipo de señal analógica, lo que en realidad se está haciendo es reducir el número de valores posibles y aproximar los valores reales a estos. El número de valores que se pueden representar depende del número de bits disponibles, según la ecuación 1. Este proceso conocido como discretización en magnitud, genera un error, llamado error de cuantificación. Si se desea minimizar este error, basta con aumentar el número de bits, reduciendo así la cantidad de información perdida entre dos valores digitales consecutivos. Este error se puede calcular mediante la ecuación 2. La resolución que presentará esta señal, representa la precisión que va a tener la información de sus bits, y se puede calcular según la ecuación 3.

$$n^{\circ} \text{ de valores} = 2^{n^{\circ} \text{ de bits}} \quad (1)$$

$$e_{max}\% = \pm \frac{1}{2 * n^{\circ} \text{ de bits}} * 100\% \quad (2)$$

$$Res\% = \frac{1}{n^{\circ} \text{ de bits}} * 100\% \quad (3)$$

Al mismo tiempo, la señal es muestreada cada cierto tiempo para obtener estos valores, discretizando así en tiempo. Para que sea posible la recuperación de la señal original, la señal de muestreo ha de tener una frecuencia de como mínimo el doble de la señal original, según el teorema de Niquist (Ecuación 4). Si esta condición no se cumple se produce un fenómeno conocido como aliasing o solapamiento, que impedirá diferenciar la señal original de otras señales.

$$f_{\text{muestreo}} \geq 2 f_{\text{señal}} \quad (4)$$

En la figura 1.19 se puede observar un ejemplo de este fenómeno. La señal original (azul) es muestreada con una frecuencia menor a su propia frecuencia (muestreo en los puntos negros). Debido a esto, la señal se puede confundir con otra señal diferente (rojo).

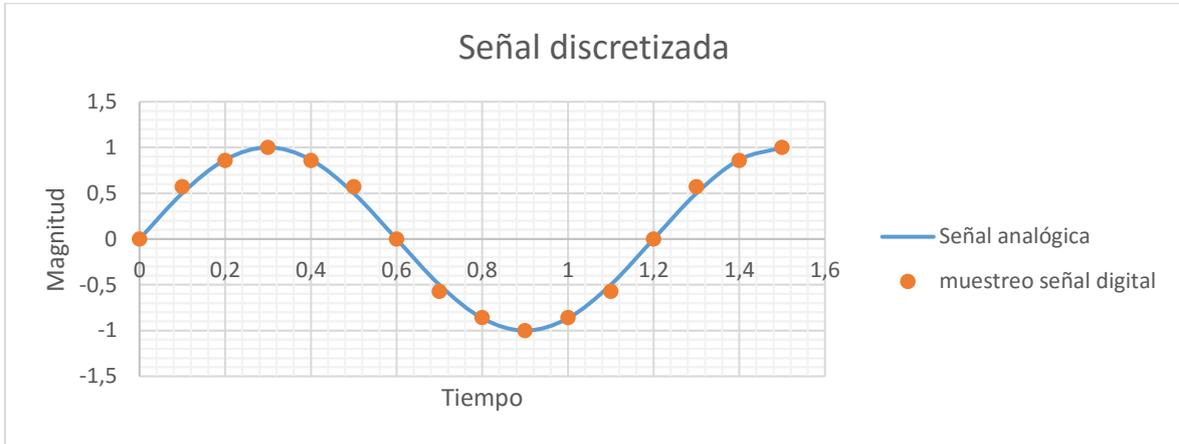


Figura 1.18 Muestreo de la señal analógica con un periodo de 0.1s y 4 bits

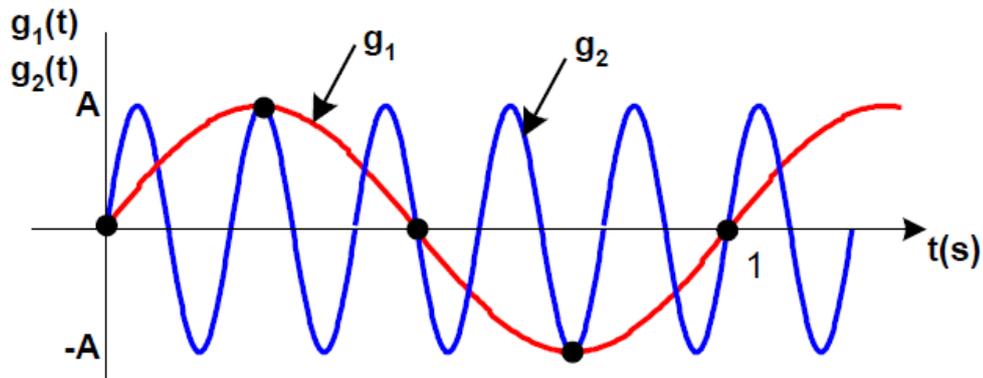


Figura 1.19 Ejemplo de aliasing debido a un muestreo inadecuado (Apuntes de Tecnología Electrónica)

Para realizar este tipo de conversión de una señal analógica a una señal digital (A/D) existen diversos métodos, entre ellos el convertidor *flash*, el de aproximaciones sucesivas o el Sigma-delta ( $\Sigma\Delta$ ). Este último es utilizado frecuentemente en audio, debido a su gran resolución (hasta 24 bits) y a la baja frecuencia de este tipo de señales.

### 1.3. Modulación por anchura de pulso para la conversión A/D.

La codificación por modulación de anchura de pulso o PWM (*Pulse Width Modulation*) consiste en codificar la información contenida en la amplitud de una señal, en este caso la señal de audio que se desea digitalizar, en la proporción de tiempo a nivel alto de una onda en la proporción de tiempo a nivel alto.

Esta información se codifica a través de la duración del ciclo de trabajo de esta señal cuadrada. El ciclo de trabajo en una onda cuadrada, también llamado *duty cycle*, es la proporción de tiempo

durante el cual la señal está a nivel alto, respecto del tiempo de su periodo total, como se ve en la ecuación 5. En el caso de una señal PWM, su periodo P sería el periodo de la señal de diente de sierra.

$$D\% = \frac{T_{Activa}}{P} * 100 \quad (5)$$

Donde  $T_{Activa}$  es el tiempo en el que la onda cuadrada está a nivel alto y P el periodo de la onda cuadrada.

Para codificar la información mediante PWM, la proporción de la tensión de la señal, respecto de la tensión máxima de muestreo, será del mismo valor que el ciclo de trabajo. Es decir, una señal con una amplitud en tensión elevada, será codificada con un ciclo de trabajo de larga duración (Figura 1.22), mientras que una señal de baja amplitud se codificará con un ciclo de trabajo corto (Figura 1.23).

Para generar estos pulsos cuya duración depende de la amplitud de una señal, denominada generalmente de control, se utiliza un comparador (figura 1.20).

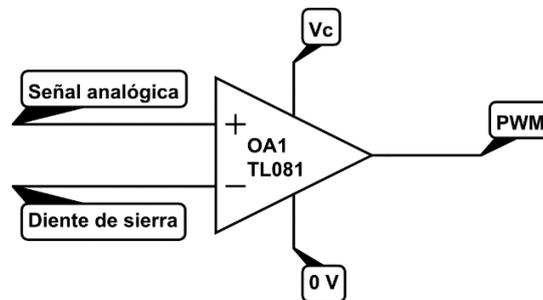


Figura 1.20 Operacional comparador

En este comparador se realiza la comparación entre la señal de control (entrada + de la figura 1.20) y una señal de muestreo (entrada – de la figura 1.20). La señal de muestreo, en este proyecto, se trata de una señal del tipo de diente de sierra, aunque también se podría usar una señal triangular como señal de muestreo. Esta señal debe tener una frecuencia mucho más elevada que la señal de control para realizar el muestreo correctamente. El comparador se alimenta entre el valor de voltaje deseado para los pulsos ( $V_c$  en la figura 1.20) y 0 V, de forma que genere una señal cuadrada de valor  $V_c$  cuando el voltaje de la señal de control sea superior al de la señal de muestreo.

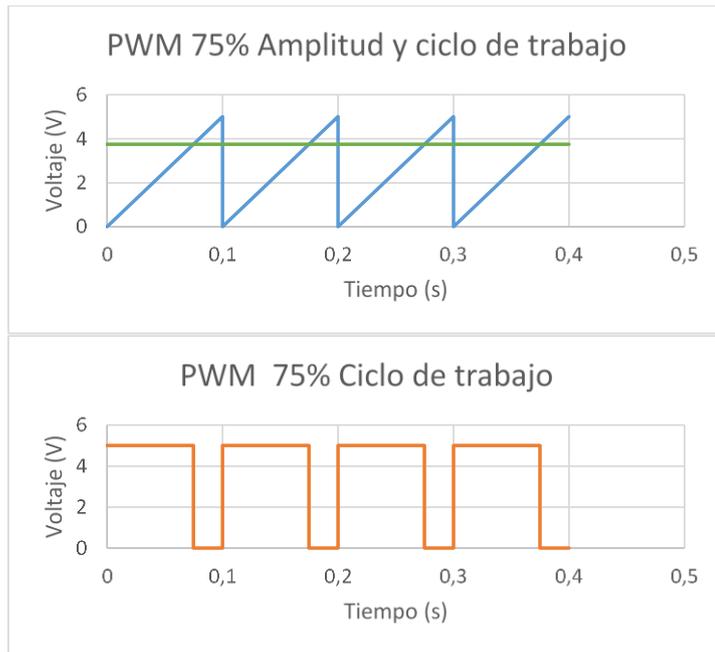


Figura 1.21 Señal PWM de 75% de ciclo de trabajo

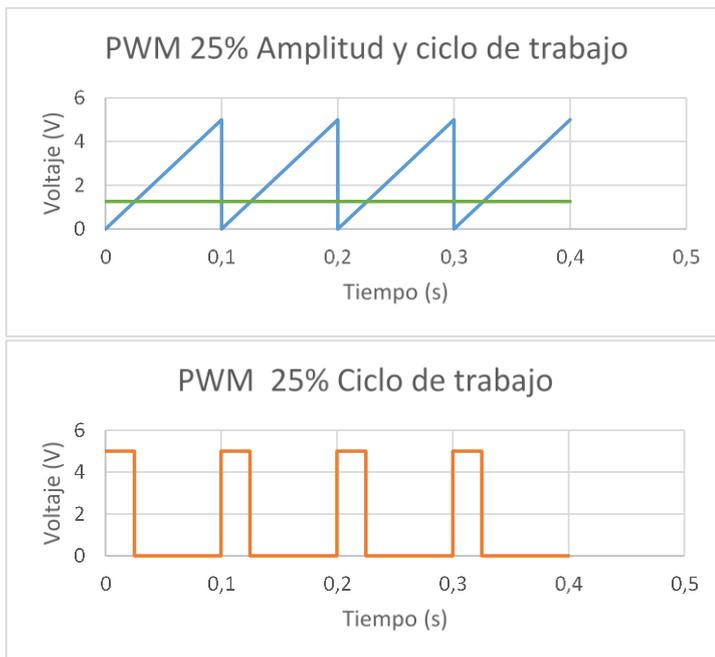


Figura 1.22 Señal PWM de 25% de ciclo de trabajo

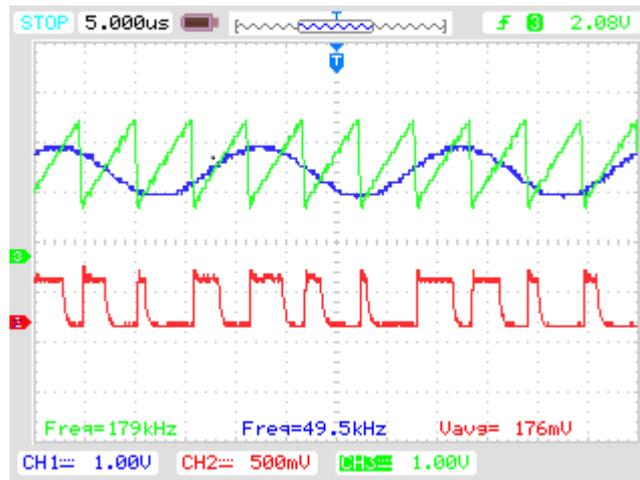


Figura 1.23 PWM de una señal senoidal de 50KHz medida con el osciloscopio.

Como se puede apreciar en las figuras 1.20 hasta la 1.23, este método realiza una discretización en tiempo, muestreando cada ciclo de la señal de tipo diente de sierra. Sin embargo, no se realiza ninguna discretización en cuanto a la magnitud de la señal. Es decir, la magnitud de la señal puede variar representando cualquier valor dentro de un rango. Esto se debe a que el valor de dicha magnitud depende de una variable continua: la duración del ciclo de trabajo de la señal PWM.

Debido a esta característica, la digitalización se realiza sin discretizar en magnitud, a diferencia del resto de métodos de digitalización. Esta es una gran ventaja ya que se puede conseguir una mayor precisión en la señal, objetivo principal del proyecto.

Si se realiza el desarrollo en serie de Fourier de una señal PWM obtenida a partir de una senoidal, se puede observar cómo esta está formada por: un armónico principal, el de la señal original, y una serie de subarmónicos. Estos subarmónicos empiezan a aparecer a partir de valores de frecuencia cercanos a la frecuencia de la señal de muestreo. El cálculo del valor de estos subarmónicos es bastante complejo y se suele realizar mediante tablas y funciones de Bessel.

En la figura 1.24 se puede observar el desarrollo en serie de Fourier para una señal PWM obtenida a partir de una señal senoidal de 9kHz y una señal de muestreo de 100kHz. Para este caso se ha elegido un índice de modulación  $m_a$  de 0.8, es decir, el valor máximo de la señal senoidal es del 80% del valor de la señal de muestreo. Este índice de modulación determina el valor del armónico principal de la señal PWM, que tendrá el mismo valor siempre que  $m_a$  sea menor que 1. También afectará al valor de los subarmónicos.

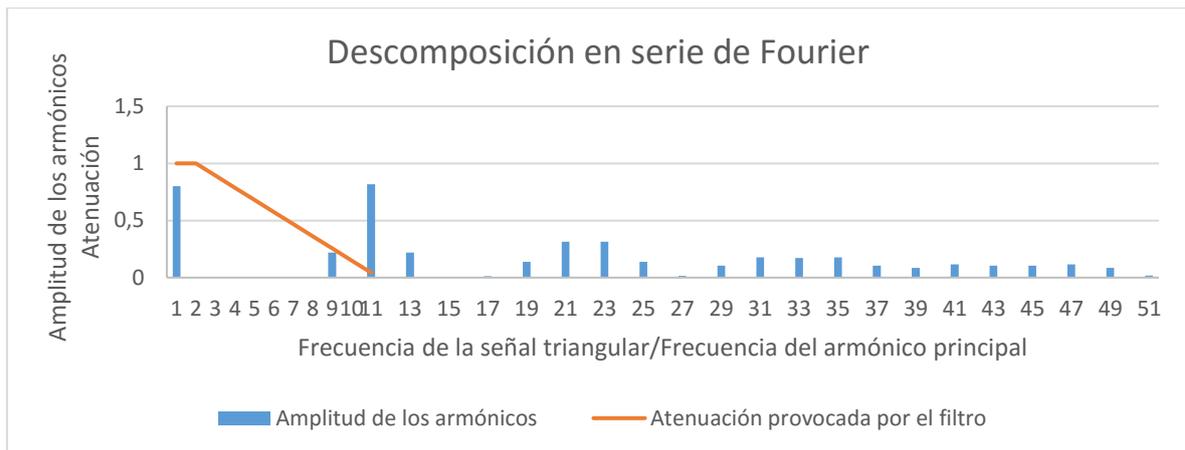


Figura 1.24 Descomposición en series de Fourier de una señal PWM generada por una senoidal de 9KHz. (En azul las amplitudes de los armónicos y en naranja la atenuación proporcionada por un filtro paso bajos de segundo orden cuya frecuencia de corte es 20KHz)

Según el desarrollo de Fourier de este tipo de señales, se pueden extraer algunas conclusiones. La primera de ellas es, que se pueden alejar en frecuencia los subarmónicos, respecto del armónico fundamental, tanto como se aumente la frecuencia de la señal de muestreo. Esto va a permitir filtrar estos armónicos sin distorsionar el armónico principal. La segunda sería que se puede modificar el valor del armónico principal modificando el índice de modulación.

Como conclusión final se podría decir que, para recuperar la señal original digitalizada mediante PWM, bastaría con realizar un filtrado en frecuencia, como el realizado en la figura 1.24 (color naranja). En este caso, los valores de los subarmónicos más cercanos, 81KHz y 100KHz serían del 3.57% y 5.63% de la señal original, respectivamente. Debido al filtro, el resto de subarmónicos se podrían considerar despreciables, por lo que la distorsión armónica total de la señal sería ligeramente superior al 11.5%. Este valor se podría reducir mediante un filtrado más acentuado o alejando los subarmónicos aumentando la frecuencia de la señal de muestreo.

#### PWM en sistemas de audio: El amplificador en clase D.

La modulación por anchura de pulsos es una técnica muy utilizada en sistemas de audio, principalmente en los amplificadores en clase D. Estos amplificadores aprovechan la técnica PWM para controlar la apertura y cierre de unos transistores conectados a la carga. Estos transistores son alimentados con la tensión a la que se desea alimentar la carga, y se utilizan los pulsos generados por el modulador PWM para su apertura y cierre.

La ventaja que aportan estos amplificadores con respecto al resto de amplificadores, como por ejemplo los amplificadores en clase AB, que utilizan resistencias activas, es el rendimiento. Al utilizar transistores para regular la potencia entregada a la carga, no se disipa tanta energía por lo que tienen menos pérdidas y mejores rendimientos. Además, al no generar tanto calor en las resistencias, se puede reducir el tamaño del amplificador al no ser necesario un disipador de calor, o de serlo, sería de menor tamaño que en el resto de amplificadores.

Por otro lado, como consecuencia del empleo de la técnica PWM para controlar los transistores, a la salida del amplificador se generan, además de la señal original, una serie de subarmónicos de alta frecuencia. Estos subarmónicos de alta frecuencia son, en su mayoría, generados por la

frecuencia de los pulsos de la señal PWM. Debido a estos subarmónicos, la señal requiere de un filtrado a su salida con el fin de regenerar la señal original. Además, al depender la frecuencia de estos subarmónicos de la frecuencia de los pulsos, se recomienda utilizar una señal de muestreo cuya frecuencia sea, al menos 10, veces superior a la señal que se desea muestrear.

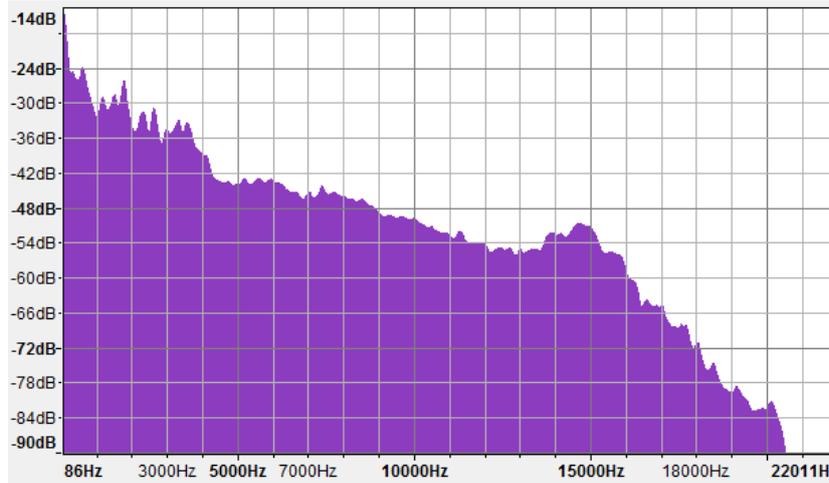


Figura 1.25 FFT de una pista de audio (*With or without you, U2*) generada con el programa Audacity

Como se puede ver en la figura 1.25, una pista de audio presenta un espectro en frecuencia entre el rango de 20Hz a 20KHz. Por este motivo, para realizar la conversión PWM de este tipo de señal es recomendable utilizar una señal de muestreo de una frecuencia elevada, generalmente superior a 100KHz. En la figura 1.26 se puede apreciar un ejemplo de una señal de audio modulada por anchura de pulsos (rojo) y la misma señal después de filtrar (verde).

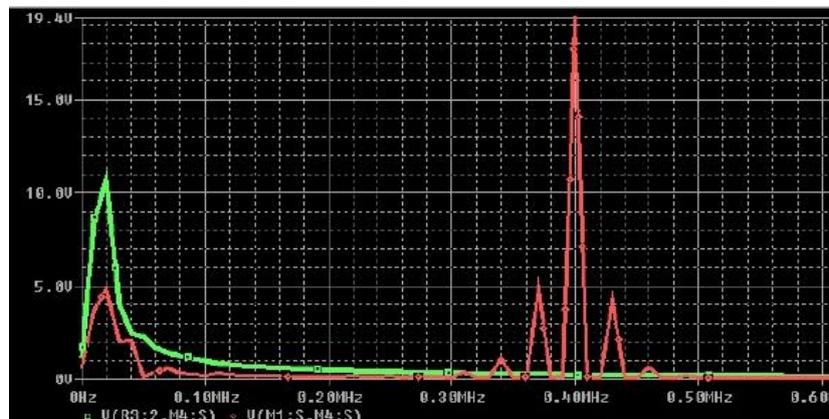


Figura 1.26 FFT de una señal de audio modulada por anchura de pulso, con una frecuencia de muestreo de 400KHz, antes de ser filtrada (rojo) y la misma señal tras un filtrado paso bajo de 20KHz (Verde) (<https://es.scribd.com/doc/201719272/Informe-Amplificador-Clase-D>)

## 2. OBJETIVOS DEL TRABAJO

---

En vista de las características de los sistemas de transmisión de audio vistos previamente, se plantean una serie de objetivos a cumplir en el proyecto:

1. El objetivo principal de este proyecto es el diseño de un circuito que module en anchura de pulso una señal de audio, la transmita por fibra óptica y la convierta de nuevo a formato analógico.
2. El sistema debe ser capaz de transmitir una señal de audio estéreo.
3. Se diseñará de forma que cualquier se pueda transmitir la señal de audio de cualquier reproductor de audio doméstico.
4. Se diseñará de forma que el usuario tenga que realizar el menor número de ajustes posible, facilitando su uso para cualquier usuario.
5. El coste debe ser lo más reducido posible, de forma que pueda servir como una solución sencilla y económica para realizar este tipo de transmisión.

## 3. NORMATIVA

---

Este proyecto se ha realizado siguiendo las especificaciones de la norma UNE-EN 61938:2013 “Sistemas multimedia: Guía de las características recomendadas para la interoperabilidad en las interfaces analógicas”.

Según el apartado 6 de dicha norma, los cables de señal deben presentar las características eléctricas adecuadas.

Según el apartado 7, los conectores, entradas y salidas del prototipo deben ser correctamente marcados describiendo su función.

Según el apartado 8.2.1 las interfaces de audio deben presentar una impedancia de entrada mayor o igual a  $22\text{K}\Omega$ . Según este mismo apartado, las interfaces de audio presentan un valor de tensión de salida/entrada nominal de  $0.5\text{V}$  eficaces.

Según el apartado 11.1, deben utilizarse altavoces cuyos valores de impedancia nominal sean de  $4\Omega$ ,  $8\Omega$  o  $16\Omega$ .

Según el apartado 11.2.2 el amplificador de potencia debería estar optimizado para una salida hacia los altavoces de impedancia nominal de  $4\Omega$ ,  $8\Omega$  o  $16\Omega$ .

## 4. ÁMBITO DE APLICACIÓN Y RANGO DE SOLUCIONES DEL TRABAJO

El ámbito de aplicación de este proyecto es: la transmisión óptica de una señal de audio de uso doméstico, cuya impedancia de salida sea de  $22K\Omega$  y su valor de tensión eficaz nominal sea de  $0.5V$ , según la norma UNE-EN 61938:2013. La señal de entrada (color verde en la figura 4.1) se recibirá a través de un cable JACK 3.5mm macho conectado a un conector integrado en la PCB. Esta señal será posteriormente transmitida a través de una fibra óptica (color marrón en la figura 4.1), según el estándar Toslink, y se recuperará la señal posteriormente, para proporcionar a su salida una señal de audio estéreo, de  $5W$ , reproducible por un equipo de audio doméstico típico, de  $4\Omega$  o  $8\Omega$  de impedancia nominal, según la norma UNE-EN 61938:2013. Estas salidas (color rojo en la figura 4.1) se realizarán a través de un conector 4HEAD de apriete por tornillo.

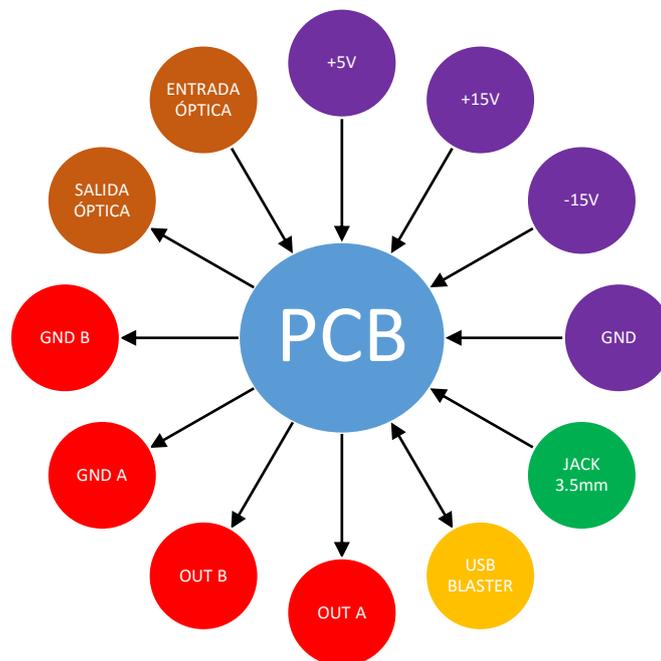


Figura 4.1 Entradas y salidas del sistema

Además de las entradas y salidas encargadas de la señal, mencionadas previamente, el sistema necesita de una serie de entradas y salidas adicionales, como se puede apreciar en la figura 4.1. Entre ellas se encuentran las entradas de alimentación (morado), de  $5V$ ,  $15V$  y  $-15V$ , además de la señal de masa, que llegarán al sistema a través de un conector 4HEAD de apriete por tornillo. Por último el sistema también necesita de una entrada para USB BLASTER con el fin de realizar la programación del componente MAX3032 sobre el cual se hablará posteriormente.

#### 4.1. Etapas del sistema.

A continuación se va a realizar una breve descripción de las diferentes etapas de tratamiento de la señal, con el fin de proporcionar una visión general del esquema, aportando una perspectiva global para facilitar la comprensión posterior de cada una de las etapas.

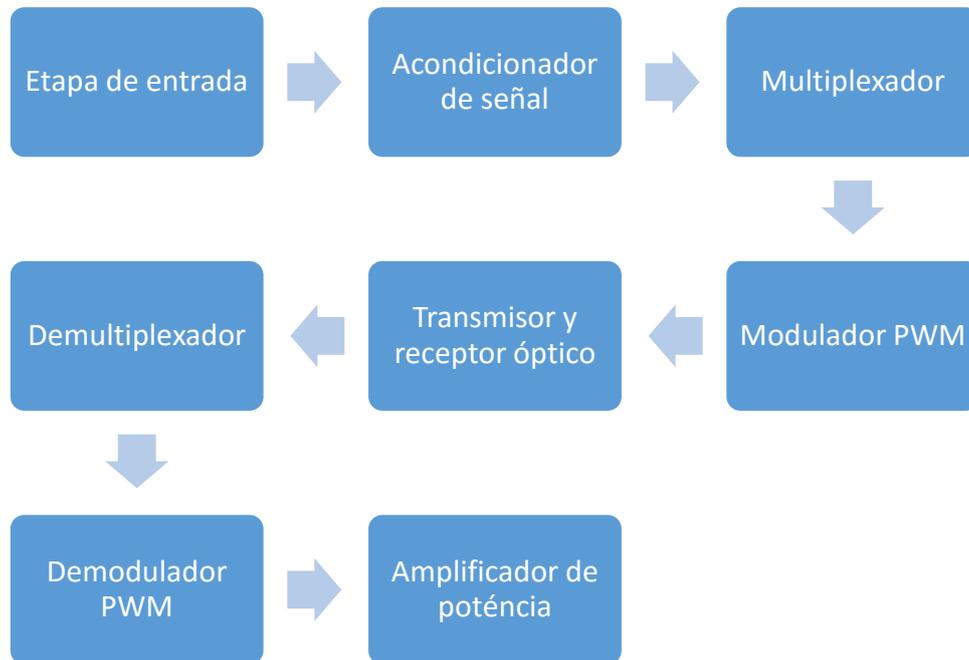


Figura 4.2 Etapas del sistema.

Como se puede apreciar en la figura 4.2, la señal de audio, que llega al sistema a través de un conector JACK 3.5mm, es tratada por una **etapa de entrada**. En esta etapa se realiza la adaptación de impedancias del sistema con el valor estándar de impedancias en sistemas de audio. Posteriormente la señal es tratada en una **etapa de acondicionamiento**, donde se eliminan posibles ruidos y se adaptan los niveles para poder tratarla posteriormente. Seguidamente la señal llega a una **etapa de multiplexación** para poder tratar ambos canales de la señal estéreo. La señal multiplexada llega al **modulador PWM** donde se realizará la conversión A/D. A continuación se transmite la señal digitalizada a través del **transmisor y receptor óptico**. Una vez la señal ha recorrido la etapa de transmisión óptica, debe ser **demultiplexada** para volver a recuperar los canales izquierdo y derecho. A pesar de estar los canales diferenciados, la señal todavía está codificada por PWM y necesita de una **demodulación PWM**, con el fin de recuperar la señal original. Finalmente, se **amplifica la potencia** de la señal para que esta pueda ser reproducida a través de unos altavoces.

#### 4.2. Descripción de las soluciones seleccionadas.

A continuación, se va a realizar una descripción detallada de las opciones seleccionadas para llevar a cabo las funciones requeridas durante cada etapa del proyecto. Seguidamente se propondrán algunas alternativas válidas para cumplir esas funciones. Finalmente se expondrán los motivos que han llevado a seleccionar una solución en lugar de otra.

#### 4.2.1. Etapa de entrada.

La función principal de la etapa de entrada es, recibir la señal a través del exterior y adaptar la impedancia de entrada del circuito a las necesidades de este tipo de señal, influyendo lo menos posible en la misma.

Para recibir la señal de entrada se podrían haber usado diversos métodos, entre ellos:

- Conexión a través de un conector RCA.
- Conexión a través de un conector jack 3.5 mm
- Conexión directa de los cables mediante un conector de apriete por tornillo
- Conexión inalámbrica a través de un receptor, por ejemplo de señales FM o bluetooth.

Finalmente se optó por realizar la conexión a través de un conector JACK 3.5mm estéreo. El motivo de esta elección es su simplicidad y robustez, además de que es más fácil encontrar un cable JACK-JACK que permita conectar la mayoría de dispositivos domésticos para su reproducción.

	Ventajas	Desventajas
Conector RCA	Canales bien diferenciados	Necesidad de dos conectores  La mayoría de dispositivos de reproducción multimedia, como MP3 no tienen conexión RCA
Conexión directa de aprieta por tornillo	Simplicidad.	Poco robusto
Receptor inalámbrico	Ausencia de conexiones físicas  Ventaja para el consumidor	Necesidad de añadir etapa de tratamiento posterior para la señal  Complejidad de protocolos
Conector JACK 3,5mm	Simplicidad de la conexión  Generalizado en el mercado para uso doméstico  Fácil de encontrar	

*Tabla 1 Comparativa entre las diferentes alternativas para la entrada de audio analógico*

Para adaptar la impedancia de entrada del sistema, se podía haber utilizado un transformador de impedancias. Sin embargo, se optó por un amplificador operacional configurado en modo seguidor, debido a su simplicidad y a su disponibilidad en laboratorio.

	Ventajas	Desventajas
Transformador de impedancias	Posibilidad de adaptar la impedancia del sistema ajustando la relación entre espiras del transformador  No necesita de alimentación entre +15V y -15V	Complejo
Amplificador operacional en modo seguidor	Disponible en el laboratorio  Sencillo de implementar, solo se necesita una resistencia del valor que se desee ajustar el circuito	Necesita de alimentación

Tabla 2 Comparativa entre las diferentes alternativas para la adaptación de la impedancia de entrada del sistema

#### 4.2.2. Acondicionador de señal

En esta etapa se adaptan los niveles de la señal de audio, con el fin de ajustarla a los requisitos del modulador PWM. Para ello es necesario añadirle a la señal de audio original un valor de offset, cuya finalidad es centrar la señal en la rampa de muestreo del modulador. También es necesario amplificar la tensión de la señal, con el fin de obtener el índice de modulación que se desee.

Además, también es recomendable realizar un filtrado de la señal entre 20Hz y 20KHz con el fin de eliminar cualquier tipo de ruido que se haya podido generar.

Este filtrado se puede realizar mediante filtros pasivos o mediante filtros activos, en este caso se ha decidido utilizar un filtro activo, debido a su mejor respuesta y a que no se va a trabajar con potencias elevadas. Dentro de los filtros activos, se pueden configurar de diferentes formas, como filtro paso banda o como un filtro paso alto y otro paso bajo en cascada. Ambas configuraciones podrían servir pero el filtro en cascada es más versátil a la hora de seleccionar los cortes en frecuencia del tipo que se desea. Para la configuración de este filtro en cascada, se ha optado por: un filtro paso altos de primer orden, debido a que solo se necesita atenuar algún valor de continua, en caso de estar presente; y un filtro paso bajo de Butterworth de segundo orden a la salida, con el fin de atenuar lo máximo posible el ruido de alta frecuencia que se pueda presentar.

	Ventajas	Desventajas
Filtro pasivo	Más económico  Sencillez  Permite manejar potencias elevadas  No necesita alimentación	Atenuación debida a perdidas  Imposibilidad de dar ganancia a la señal
Filtro activo	No presenta pérdidas  Impedancia de entrada elevada  Permite añadir ganancia	Necesita alimentación  Menos económico

Tabla 3 Comparativa entre las diferentes alternativas para el filtrado de la señal

	Ventajas	Desventajas
Filtro paso banda	Utiliza un solo amplificador operacional	Peor respuesta que los filtros en cascada En los esquemas clásicos invierte el valor de la señal
Filtro en cascada Butterworth	Mejor respuesta Mayor flexibilidad en las frecuencias de corte y los flancos de corte No invierte la señal a la salida Sus amplificadores operacionales trabajan realimentados negativamente	Son necesarios dos amplificadores operacionales
Filtro en cascada Sallen-Key	Presenta las mismas ventajas que el filtro en cascada de Butterworth con respecto al filtro paso banda, excepto que sus amplificadores operacionales trabajan realimentados positivamente	Son necesarios dos amplificadores operacionales Los amplificadores operacionales trabajan realimentados positivamente Tienden a oscilar con mayor facilidad que los filtros mencionados anteriormente

Tabla 4 Comparativa entre los diferentes tipos de filtros activos

Para añadir un valor de offset a la señal, se podría haber utilizado un amplificador operacional configurado como sumador, sin embargo se ha decidido utilizar el mismo amplificador operacional que se utiliza para el filtrado paso bajo. La ventaja de utilizar este amplificador es el ahorro de un amplificador operacional extra. Por el contrario, la principal desventaja es la ligera influencia en el filtrado. Se ha optado por este método ya que la influencia sobre el filtro no es significativa para el proyecto a realizar.

	Ventajas	Desventajas
Amplificador operacional sumador	No influye en el filtrado de la señal	Es necesario un amplificador operacional adicional
Aprovechar el amplificador del filtro paso bajo	Se prescinde de un amplificador operacional	Ligera influencia en el offset provocada por el filtro

Tabla 5 Comparativa entre las diferentes alternativas para sumar un valor de offset a la señal

La amplificación en tensión de la señal se puede realizar mediante diversos métodos:

- Amplificación mediante transistores.

- Amplificación mediante un amplificador operacional.

En este caso se ha optado por aprovechar el amplificador operacional utilizado para el filtrado, con el fin de simplificar el circuito, ya que no es necesaria una elevada potencia que este no fuera capaz de generar. Al aprovechar este mismo amplificador, se ve modificado ligeramente su respuesta en filtrado, pero de la misma forma que al añadir un valor de offset, no es significativo.

	Ventajas	Desventajas
Amplificación mediante transistores	Permite aportar mayor potencia	Complejidad del circuito Problemas en las tensiones de cruce que deberían ser paliados
Amplificación mediante un amplificador operacional	Se puede aprovechar el amplificador utilizado en el filtro paso bajo  Sencillez  Solución más económica	Valor de tensión limitado por la tensión de saturación del operacional  Valor de intensidad limitado  Ligera influencia en el filtrado

Tabla 6 Comparativa entre las diferentes alternativas para la amplificación de la señal

#### 4.2.3. Multiplexación de la señal

Al utilizar la codificación PWM de la señal, se presenta un problema que no aparece en la transmisión digital mediante el protocolo S/PDIF. Este problema se debe a que la señal PWM es una señal continua en el tiempo, lo que evita la discretización en magnitud. Al ser una señal continua, no es posible transmitir los dos canales de audio estéreo a través de una única fibra óptica directamente.

Para solucionar este problema se han estudiado diferentes alternativas:

- **Sistema Duplex de fibra óptica:** Es la solución más sencilla, que consiste en añadir otra fibra óptica y emitir un canal por cada fibra. Sin embargo, no se ha optado por ella debido a que se incrementarían costes al tener que duplicar las fibras. Además de esto, los componentes para transmisión y recepción de fibra óptica disponibles en el laboratorio eran componentes TOSLINK Simplex, y se pretendía su aprovechamiento.
- **Polarización de la señal:** Esta solución consiste en polarizar ópticamente las dos señales del audio estéreo, de forma perpendicular. De esta forma se podría transmitir ambos canales a través del mismo medio. Esta solución es empleada, por ejemplo, en la reproducción de las películas 3D. En este tipo de películas se polarizan las imágenes de forma que, a través de unas gafas polarizadas permite recibir imágenes diferentes a través de cada ojo. El problema de este método es la elevada reflexión de la onda dentro de la fibra óptica, que termina por despolarizar la señal y se generarían interferencias entre ambos canales.
- **Multiplexación por división de longitud de onda:** Esta técnica, también conocida por sus siglas en inglés WDM (*Wavelength Division Multiplexing*), consiste en la multiplexación de varias señales ópticas, emitiendo cada una de ellas con una longitud de onda diferente, a través de una misma fibra óptica. Esta opción habría sido la más

eficiente, pero los transmisores y receptores de fibra óptica TOSLINK de los que se disponía trabajan con una única longitud de onda de 650nm.

- **Multiplexación por división de tiempo:** Ha sido la técnica elegida para este proyecto, consiste en la separación de los diversos canales en intervalos de tiempo. Para la asignación de estos intervalos de tiempo sea aprovechado la señal de reloj generada por el integrado UC3825A, alternando entre un canal y otro cada ciclo de trabajo. Para compensar la división del tiempo en dos canales, se ha decidido duplicar la frecuencia de la señal de reloj. El principal problema que presentaba este método era la ausencia de esa señal de reloj al otro lado de la fibra óptica en un uso real, para poder realizar la demultiplexación. Este problema ha sido solucionado mediante un circuito lógico que permite detectar y separar cada pulso de señal, dado que, durante cada intervalo de tiempo de reloj habrá un solo pulso de señal.

	Ventajas	Desventajas
Sistema Duplex de fibra óptica	Simplicidad de implementación	Duplicación de las fibras Pérdida de la ventaja económica con respecto a la transmisión de cobre
Polarización de la señal	Sencillez de implementación	Imposibilidad práctica de implementación
Multiplexación por división de longitud de onda (WDM)	Solo requiere de dos emisores y receptores ópticos cuya longitud de onda de trabajo sea diferente	El estándar de transmisión óptico de audio solo trabaja con 650nm Necesidad de adaptar los transmisores, receptores y cables ópticos
Multiplexación por división de tiempo	Permite utilizar los elementos de transmisión estándar Toslink  Se puede implementar de forma práctica en este proyecto	Ausencia de la señal de reloj en la salida, para discernir entre los canales izquierdo y derecho del audio  Necesidad de un protocolo de control para evitar la aleatoriedad de reproducción entre los canales izquierdo y derecho  Complejidad a la hora de implementar un multiplexador y un demultiplexador

*Tabla 7 Comparativa entre las diferentes alternativas para la transmisión de una señal de audio estéreo PWM a través de una fibra óptica*

Debido al carácter académico del proyecto, se ha utilizado el mismo integrado CPLD tanto para el tratamiento de la señal de reloj utilizada en la etapa de multiplexación, anterior a la etapa de fibra óptica, como para la demultiplexación de la señal, posterior a la etapa de fibra óptica. Es fácil observar que, en un caso práctico, sería necesaria la utilización de dos integrados, uno para cada etapa. Pero para la simplificación y compactación del proyecto se ha optado por utilizar el mismo componente para ambas etapas. De la misma forma, se ha prescindido de la señal de control para evitar la reproducción aleatoria de los canales, debido a que no era el objetivo del proyecto.

#### 4.2.4. Modulador por anchura de pulsos (PWM)

Una vez multiplexada la señal, es necesario un modulador que permita codificar la señal analógica, en una señal PWM. Este modulador necesitaría, como mínimo: un generador de funciones triangulares para la señal de muestreo y un comparador de señales. Este comparador debe generar a la salida un valor  $V_c$  cuando la señal de entrada sea mayor que la señal de muestreo, y un valor de 0V en caso contrario.

Tanto el generador de funciones como el comparador deben ser capaces de operar en frecuencias elevadas, superiores a 100kHz. En este caso, debido al tipo de multiplexación seleccionado previamente, esta frecuencia debería ser superior a 200kHz para compensar la división por multiplexación de tiempo del 50%.

Esta codificación A/D por PWM se puede realizar diseñando cada uno de los componentes del modulador, lo que permitiría refinar el funcionamiento del modulador tanto como se desee; o utilizar un modulador PWM prediseñado. En este caso se ha optado por el uso de un modulador PWM integrado, el UC3825AN. Este integrado se suele emplear típicamente como modulador PWM de potencia, por lo que no sería el óptimo para este proyecto. Sin embargo, debido al bajo coste económico y a unas características aceptables en cuanto a frecuencia y calidad, se ha optado por este componente.

	Ventajas	Contras
Diseño propio del modulador	Versatilidad El modulador se adaptará a las necesidades Posibilidad de refinar la señal de muestreo para evitar ruidos	Mayor coste tanto en tiempo de diseño como económico  Mayor espacio requerido
Uso de un componente integrado	Facilidad de implementación Menor coste	Características predefinidas que pueden no ajustarse perfectamente a las necesidades del proyecto

Tabla 8 Comparativa entre las diferentes alternativas para la modulación PWM

También se podrían considerar otros métodos para la conversión A/D, que codifican la amplitud de la señal a través de un número de bits. Sin embargo se ha optado por el uso de la modulación PWM debido a la simplicidad de implementación y a su ventaja en cuanto a la precisión en la señal.

	Ventajas	Contras
Digitalización convencional	Facilidad de tratamiento de la información Se emplean protocolos estándar	Complejidad del circuito Discretización en magnitud
Codificación PWM	Sencillez de implementación No se discretiza en magnitud	Imposibilidad de uso de los protocolos estándar

Tabla 9 Comparativa entre las diferentes técnicas de digitalización de una señal

#### 4.2.5. Transmisión y recepción óptica

Una vez la señal ha sido correctamente codificada en una señal digital de pulsos, estos pulsos deben ser transmitidos a través de un cable de fibra óptica. Para este proceso se proponen diversas alternativas:

- La primera de ellas sería **diseñar un transmisor y un receptor óptico**, mediante LEDs y los drivers correspondientes, y adaptar un cable de fibra óptica genérico a estos transmisores y receptores. Esta opción permitiría implementar la multiplexación por división de longitud de onda, mediante LEDs que emitan cada canal en una longitud de onda diferente y foto-receptores capaces de captar estos canales.
- Del mismo modo que se podría diseñar un transmisor y receptor óptico para su transmisión por fibra óptica, se podría diseñar de forma que la información se transmitiera de forma inalámbrica. Utilizando el mismo principio que la transmisión Li-Fi se podría transmitir la información a través de un emisor y un receptor ópticos. Debido a la alta frecuencia de la codificación PWM el parpadeo de la señal no sería apreciable.
- Otra opción sería utilizar los transmisores y receptores ópticos estandarizados para transmisión de audio, así como el cable diseñado para este uso, **Toslink**. Esta transmisión tiene la ventaja de presentar una buena calidad. Además se utilizan conectores prediseñados, con los drivers integrados, que facilitan la conexión. Para este proyecto se ha optado por el uso de este tipo de transmisión, ya que se ha encontrado una solución al problema de la transmisión de audio estéreo, alternativa a la multiplexación por división de longitud de onda.
- Con el fin de evitar la etapa de multiplexación se podría implementar un sistema **Toslink Duplex**, pero sería necesario duplicar el circuito así como la fibra óptica, por lo que no sería viable económicamente.

	Ventajas	Desventajas
Diseño propio	posibilidad de multiplexación WDM	Coste para adaptar los drivers y los conectores Dificultad de implementación
Transmisión inalámbrica similar al Li-Fi	Transmisión inalámbrica Multiplexación WDM	Posibilidad de interferencias en la señal Necesidad visión directa entre el emisor y el receptor
Estandar Toslink	Conectores y drivers prediseñados Fácil conexión y desconexión	Necesidad de multiplexación por división de tiempo
Toslink Duplex	No es necesario la multiplexación de la señal	Aumento del coste de la transmisión al duplicar la fibra

*Tabla 10 Comparativa entre las diferentes alternativas de transmisión de la señal*

#### 4.2.6. Demultiplexador

Una vez la señal ha sido transmitida a través de la fibra óptica de un dispositivo al otro, es necesario recuperar la señal analógica para poder reproducirla.

Para ello el primer paso será demultiplexar la señal para volver a diferenciar los canales izquierdo y derecho. La dificultad de esta etapa se debe a que no se puede utilizar la señal de reloj para separar la señal, de la misma forma que se hizo en la multiplexación. Al estar la señal, teóricamente, en otro dispositivo, solo se dispondría de la información que llega a través de la fibra óptica, es decir, los pulsos de señal. Para diferenciar entre ambos canales se va a utilizar precisamente estos pulsos. Es decir, al multiplexar previamente la señal utilizando la señal de reloj del modulador PWM, a cada ciclo de trabajo consecutivo, durante el cual se genera un pulso de señal, le corresponde a un canal diferente. Debido a esto se va a utilizar un circuito lógico que permita separar cada pulso de señal en un canal diferente.

Para demultiplexar con este método, sería necesario una señal de sincronismo al inicio. Esto es debido a que, como se desconoce el canal a través del cual llegará el primer pulso, la separación del canal estéreo se puede producir de forma inversa. Se ha considerado esta aleatoriedad en la reproducción, pero debido al carácter académico del proyecto y a la duración del mismo, se ha decidido no implementar un sistema para solucionar este efecto.

De esta forma se han considerado varias alternativas para la implementación del circuito lógico encargado de esta demultiplexación.

- Una opción podría ser el uso de dos **biestables** funcionando de forma asíncrona y una serie de **puertas lógicas** implementadas directamente en la PCB. En esta opción se optimizan los componentes utilizados, si bien, resulta más costoso, económicamente hablando, que la siguiente opción, debido a su uso generalizado y mucho más amplio. Esta opción se considera obsoleta, debido a que existen multitud de componentes programables que integran conjuntos de bloques lógicos y son más versátiles y compactos.
- Otra opción sería el uso de un **chip programable CPLD** (Complex Programmable Logic Device), el cual permite realizar diversas operaciones lógicas y sobre el cual se hablará más en profundidad en el apartado de su diseño. Esta solución además de ser más económica, debido a su mayor producción, permite compactar el diseño. De la misma forma también se puede utilizar en el prototipo para, además de realizar la demultiplexación, generar la señal cuadrada a partir de los pulsos de reloj para la multiplexación.

	Ventajas	Desventajas
Uso de biestables y puertas lógicas en la PCB	Se optimizan los componentes No se necesita de programación	Más costoso económicamente Obsoleto Poco versátil
CPLD	Muy versátil Se puede programar para otras funciones Se puede aprovechar en el prototipo para la etapa de multiplexación Más económico	Necesita de programación La mayor parte de este chip no será utilizada en el proyecto

Tabla 11 Comparativa entre las diferentes alternativas para la demultiplexación de la señal

#### 4.2.7. Demodulador PWM

Una vez la señal ha sido separada en los canales izquierdo y derecho, solo queda recuperar la señal analógica original codificada con PWM. Para realizar esta decodificación, basta con realizar un filtrado de los subarmónicos generados durante la codificación.

Estos subarmónicos, de los cuales se ha hablado previamente en el punto 1.3 y que se pueden apreciar en las figuras 1.24 y 1.26, se generan a partir de la frecuencia de muestreo del modulador PWM, en este caso 200kHz. Para realizar el filtrado bastaría con un filtro paso banda, entre 20 y 20kHz como el que se puede apreciar en la figura 1.24.

Este filtrado es similar al realizado en la etapa de acondicionamiento de la señal y, por tanto, se pueden utilizar las mismas técnicas. Las diferencias entre estos dos filtrados son las siguientes: por una parte, la ganancia que ahora se debe proporcionar a la señal es de 2, para paliar el efecto de la multiplexación por división de tiempo del 50%; y, por otra, no se requiere de una tensión de offset, por lo que el sumador que se empleaba entonces no es necesario.

En este caso, el filtro pasivo también es descartado debido a que no se van a manejar potencias elevadas y a la necesidad de aportar ganancia a la señal, por lo que será necesario emplear un filtro activo. Debido a la necesidad de eliminar los subarmónicos, se requiere de un filtro paso bajos de segundo orden o superior.

	Ventajas	Desventajas
Filtro pasivo	<p>Más económico</p> <p>Sencillez</p> <p>Permite manejar potencias elevadas</p> <p>No necesita alimentación</p>	<p>Atenuación debida a perdidas</p> <p>Imposibilidad de dar ganancia a la señal</p>
Filtro activo	<p>No presenta pérdidas</p> <p>Impedancia de entrada elevada</p> <p>Permite añadir ganancia</p>	<p>Necesita alimentación</p> <p>Menos económico</p>

*Tabla 12 Comparativa entre los diferentes filtros para la demodulación de la señal*

	Ventajas	Desventajas
Filtro paso banda	Utiliza un solo amplificador operacional	Peor respuesta que los filtros en cascada  Los esquemas clásicos invierten la señal
Filtro en cascada Butterworth	Mejor respuesta  Mayor flexibilidad en las frecuencias de corte y los flancos de corte  No invierte la señal a la salida  Sus amplificadores operacionales trabajan realimentados negativamente	Son necesarios dos amplificadores operacionales
Filtro en cascada Sallen-Key	Presenta las mismas ventajas que el filtro en cascada de Butterworth con respecto al filtro paso banda, excepto que sus amplificadores operacionales no trabajan realimentados negativamente	Son necesarios dos amplificadores operacionales  Los amplificadores operacionales trabajan realimentados positivamente  Tienden a oscilar con mayor facilidad que los filtros mencionados anteriormente

Tabla 13 Comparativa entre los diferentes filtros activos para la demodulación de la señal

#### 4.2.8. Etapa de amplificación de potencia

Finalmente, una vez recuperada la señal analógica original, es necesario aumentar su potencia, de forma que se pueda reproducir a través de unos altavoces de acuerdo con las especificaciones del proyecto. Para ello es necesario el uso de un amplificador de audio, entre ellos los más usados son:

- **Amplificador en clase A:** Estos amplificadores presentan una amplificación casi lineal y prácticamente no generan distorsión en la señal. Sin embargo, debido a su gran consumo, provocado por la corriente de polarización, solo son utilizados en algunos equipos de muy alta calidad. Este tipo de amplificador es poco eficiente y muy voluminoso, ya que es necesario disipar todo el calor que se genera por la corriente de polarización tan elevada.
- **Amplificador en clase B:** Estos amplificadores tienen una gran eficiencia, sin embargo no es frecuente su uso en audio. Esto se debe a que presentan una gran distorsión, debido a la ausencia de corriente de polarización.
- **Amplificador en clase AB:** Estos amplificadores son los más usados en sistemas de audio, debido a que presentan una gran eficiencia con una distorsión muy pequeña. Estos amplificadores tienen una corriente de polarización menor que los amplificadores en clase A.

En la figura 4.3 se puede observar un esquema de un amplificador en clase A, B o AB. La diferencia entre ellos es, principalmente la corriente de polarización (*Bias Current*). Los amplificadores en clase B no tienen corriente de polarización, por lo que su consumo es muy reducido. Los amplificadores en clase A presentan una corriente de polarización elevada, por lo que son poco eficientes y generan mucho calor. Los amplificadores AB se pueden considerar un amplificador intermedio entre estos dos tipos, ya que presenta una pequeña corriente de polarización.

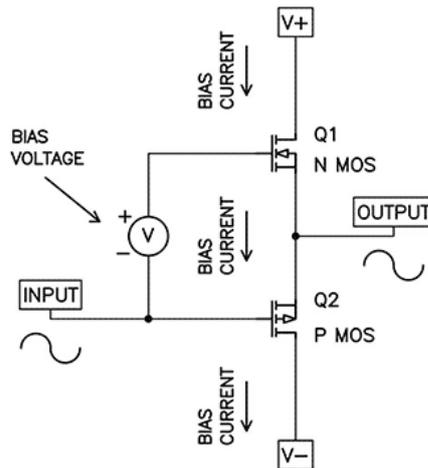


FIG 1 PUSH-PULL OUTPUT STAGE

Figura 4.3 Esquema de un amplificador para explicar las diferencias entre clase A, B y AB (<https://passlabs.com/articles/leaving-class-a>)

Como se puede observar en la figura 4.4, en función de la corriente de polarización, la señal amplificada se parecerá más a la señal senoidal original. Por ello, el amplificador en clase B que no tiene corriente de polarización presenta una mayor distorsión, el amplificador en clase A no presenta prácticamente distorsión y el amplificador en clase AB presenta una pequeña distorsión.

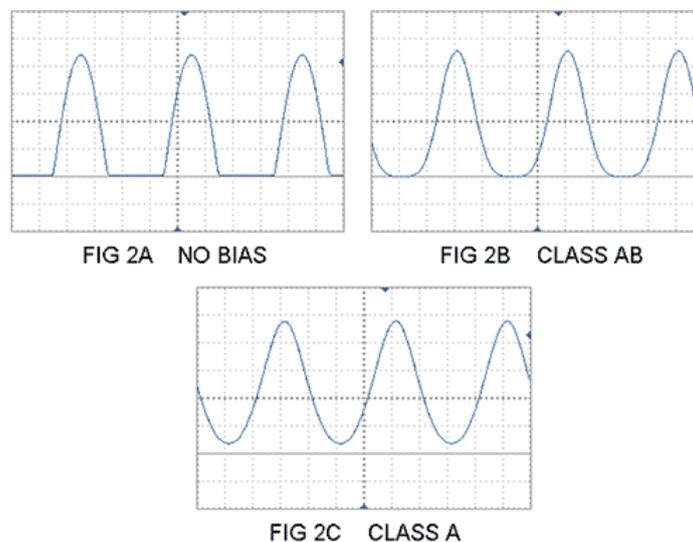


Figura 4.4 Señales amplificadas por un amplificador en clase B (FIG 2A), en clase AB (FIG 2B) y clase A (FIG 2C) (<https://passlabs.com/articles/leaving-class-a>)

- **Amplificador en clase D** (también conocido como amplificador PWM): Este tipo de amplificador se está utilizando cada vez con más frecuencia en sistemas de audio, sobre todo en sistemas de alto rendimiento donde se necesita un amplificador de tamaño reducido. Como se ha comentado previamente en la introducción, estos amplificadores tienen una gran eficiencia debido a que los transistores de la etapa de potencia no trabajan en su zona activa, sino solamente en conmutación. Por esto, no necesitan un disipador de calor, o en caso de necesitarlo, será de tamaño muy reducido.

Debido a las características de los diferentes tipos de amplificadores y a las características del proyecto de uso doméstico, se ha considerado el amplificador en clase AB como el más adecuado, por su buena eficiencia y escasa distorsión.

	Ventajas	Desventajas
Clase A	Amplificación lineal Alta calidad	Poco eficiente Voluminosos
Clase B	Muy eficientes	Mucha distorsión
Clase AB	Buena relación eficiencia/distorsión Ampliamente utilizado	Peor calidad que los amplificadores en clase A
Clase D	Muy eficientes Tamaño reducido Prácticamente no generan calor Presentan buenas calidades	Digitalizan la señal mediante PWM para su amplificación  Presentan mayor distorsión que los amplificadores en clase A y algunos amplificadores en clase AB

Tabla 14 Comparativa entre las diferentes alternativas para la amplificación en potencia de la señal

### 4.3. Diseño de las etapas

#### 4.3.1. Etapa de entrada

La entrada de la señal al sistema se ha llevado a cabo mediante un cable Jack 3.5mm que será conectado al conector Jack estéreo 150317 (figura 4.5).

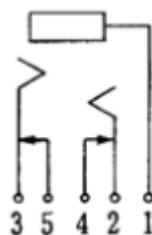


Figura 4.5 Esquema del conector JACK 150317 extraído de las hojas de catálogo del fabricante (Lumberg)

Las salidas de este conector son: El canal izquierdo a través del pin 2, el canal derecho a través del pin 3 y la masa de la señal a través del pin 1. Los pines 5 y 4 deben dejarse al aire para que funcione correctamente como conector JACK.

Este conector Jack está conectado en placa a un amplificador operacional configurado como seguidor, cuya finalidad es fijar la impedancia de entrada del sistema. La impedancia de entrada es fijada mediante las resistencias R27 y R28 que se pueden observar en el plano esquemático circuito. El valor que ha sido utilizado en el sistema es de **22kΩ** con el fin de cumplir con la recomendación de la **norma UNE-EN 61938 apartado 8.2.1**, donde se hace referencia a los valores recomendados de entrada/salida para interfaces de solo audio para equipos de uso doméstico.

Para la implementación de estos operacionales, se ha seleccionado el bloque de amplificadores operacionales TL082N (Figura 4.6).

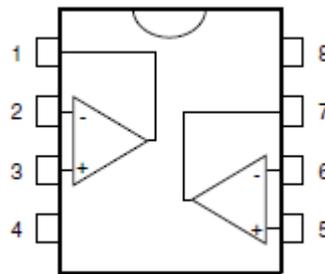


Figura 4.6 Esquema del integrado TL082 extraído de las hojas del fabricante (© 2008 STMicroelectronics)

La configuración de estos operacionales será de **modo seguidor**, es decir los pines 1 y 2 se conectarán entre sí, de la misma forma que los pines 6 y 7. En el pin 3 se conectará la señal de entrada del **canal izquierdo** (pin 2 del conector JACK) mientras que el pin 5 se conectará de forma homóloga a la entrada del **canal derecho** (pin 3 del conector JACK). Entre los **pinos de entrada** (3 y 5) y masa, es necesario conectar una resistencia de 22kΩ, en cada uno, para adaptar la impedancia de entrada. Los **pinos de alimentación**, 4 y 8, se conectarán a -15V y a 15V respectivamente.

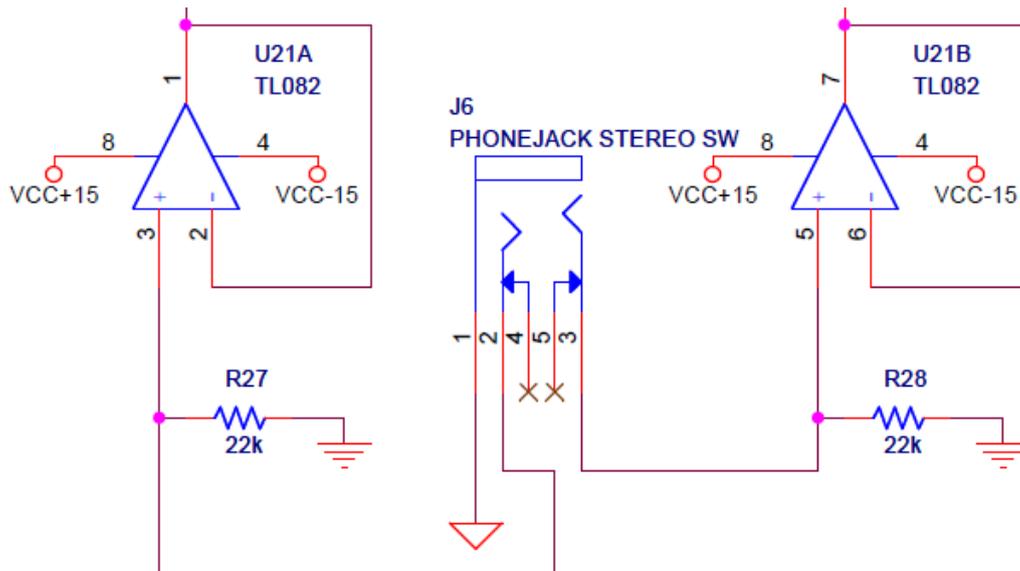


Figura 4.7 Esquema de componentes y conexiones de la etapa de entrada

### 4.3.2. Etapa de filtrado inicial

#### Diseño

En esta etapa se va a realizar, en primer lugar, un filtrado inicial para eliminar cualquier tipo de ruido no deseado en nuestra señal. Para ello se va a realizar un filtrado en cascada, con el fin de obtener un filtro paso banda de 20 a 20kHz. Se ha elegido este rango de frecuencias debido a que es el ancho de banda de las frecuencias audibles por el ser humano y por tanto el rango de frecuencias de la señal.

El primero de los filtros será un filtro pasa altos de primer orden, con el fin de eliminar cualquier valor de corriente continua.

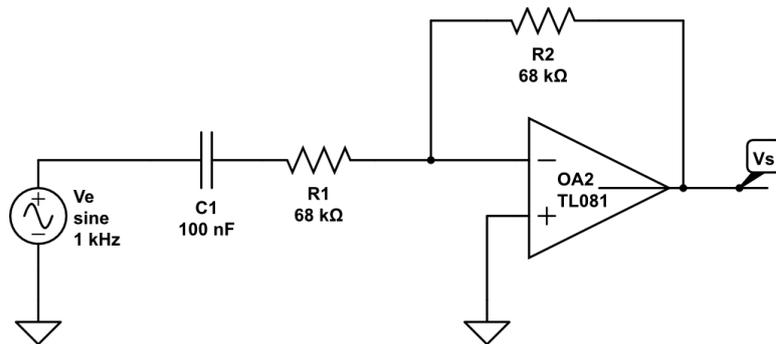


Figura 4.8 Filtro paso alto de primer orden para la etapa de adaptación de la señal

Puesto que la ganancia de las etapas de entrada puede ser ajustada en la etapa del filtro pasa bajos, en esta primera etapa no es necesario el proporcionar ganancia, por lo que se elige una ganancia de valor unidad.

Para este filtro, la frecuencia de corte deseada sería de 20Hz. Según los cálculos realizados en el apartado 5.1 del anexo de cálculos y despejando de la ecuación 8, se deduce que el valor de la resistencia y el condensador  $R_1 * C_1$  (Figura 4.8) debería ser de 7,96E-03. Utilizando valores estandarizados de resistencias y condensadores, se han escogido los valores de 68 kΩ y 100 nF para  $R_1$  y  $C_1$  respectivamente. Al utilizar estos valores estandarizados, la frecuencia de corte ha variado ligeramente al valor de 23.42Hz (sustituyendo en la ecuación 8).

El segundo filtro será un filtro Butterworth paso bajos de segundo orden, para eliminar cualquier tipo de ruido de una frecuencia superior a 20KHz.

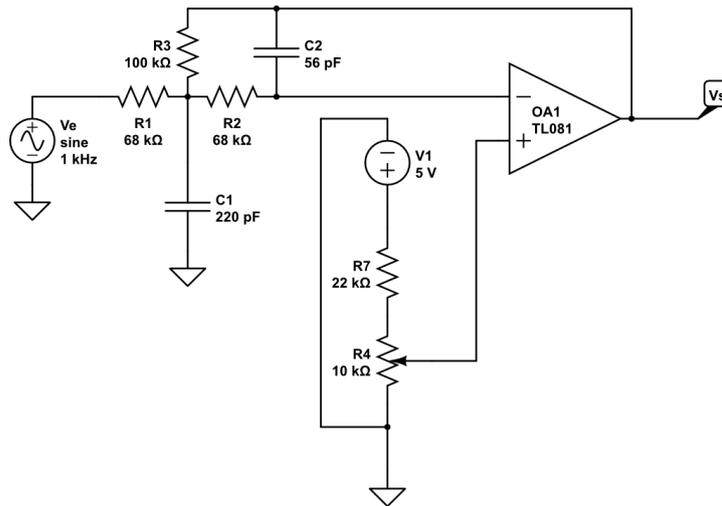


Figura 4.9 Filtro paso bajo de Butterworth de segundo orden para la etapa de adaptación de la señal

Según la ecuación (12), para una frecuencia de corte de 20kHz y un valor típico de resistencia de 70kΩ, los valores de los condensadores  $C_1$  y  $C_2$  deberían ser de 241pF y 53.43pF. Después de estandarizar los valores:

$$R_1 = 68\text{k}\Omega; R_2 = 68\text{k}\Omega; R_3 = 100\text{k}\Omega; C_1 = 56\text{pF}; C_2 = 220\text{pF}$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación 12 del anexo de cálculos, se obtiene el valor de la frecuencia de corte, 17.39 KHz.

Aprovechando la etapa de filtrado, se aportará una ganancia a la señal, para adaptar la señal de entrada a los valores de tensión requeridos para la modulación PWM. La ganancia elegida para este propósito es de 3.35 dB y se regula mediante la relación entre  $R_3$  y  $R_2$  descrita en la ecuación 11.

Para finalizar la etapa adaptación de la señal, se le ha añadido un valor de offset a la señal de entrada, aprovechando la entrada no inversora de los amplificadores operacionales del filtro paso bajo. Para ello, se alimenta un divisor de tensiones a +5V, conectado a la entrada no inversora del amplificador operacional. El divisor de tensiones está formado por una resistencia de 22kΩ ( $R_7$  en la figura 4.9) y un potenciómetro de 10kΩ ( $R_4$  en la figura 4.9).

Este offset será necesario más adelante para ajustar la señal de audio con la señal triangular del modulador PWM.

Aunque se podría pensar que si se multiplexara la señal previamente al filtrado se evitaría el uso de dos operacionales, para este proyecto será necesario filtrar cada canal por separado. La causa principal de esta necesidad es la variación de la señal debida a la frecuencia de multiplexación (200 KHz). Estas variaciones de alta frecuencia serían filtradas por el filtro pasa bajo y se corrompería la señal. Además de esto, los operacionales usados en el proyecto tienen una característica de *Slew Rate* de 13V/μS, insuficiente para poder transmitir las posibles variaciones debidas a la multiplexación. Si bien podía haberse elegido un operacional con un ancho de banda mucho mayor y, por tanto, un mayor *slew rate*, no parece lógico condicionar el diseño al multiplexado cuando existen otras soluciones posibles.

## Implementación

Para la implementación de esta etapa en el proyecto, se ha decidido utilizar el integrado TL084. Este integrado contiene un bloque de 4 amplificadores operacionales (como se puede apreciar en la figura 4.10) que serán utilizados para implementar los filtros.

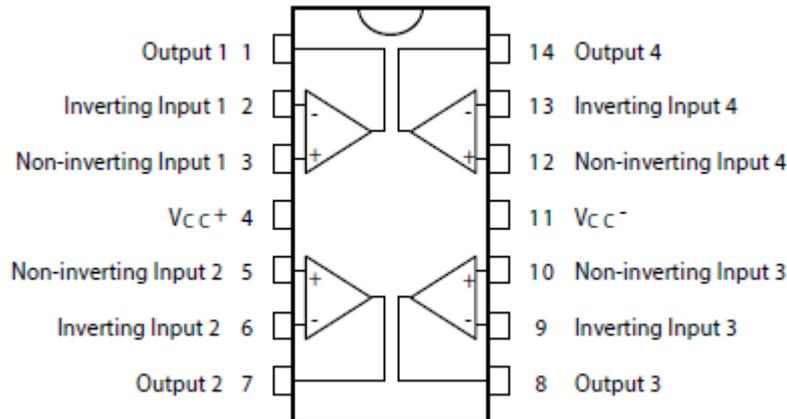


Figura 4.10 Esquema del componente TL084 proporcionado por el fabricante (© 2008 STMicroelectronics)

Según el esquema del componente de la figura 4.10, los amplificadores operacionales 1 y 2 han sido utilizados para el **filtrado paso alto**, el 1 para el canal izquierdo y el 2 para el canal derecho.

A ellos llegará la señal de entrada por los pines 2 y 6 del integrado TL084, tras pasar por un condensador de 100nF y una resistencia de 68k $\Omega$  (Figura 4.11 R25 y C10 para el pin 2, R4 y C3 para el pin 6). El condensador C10 se conectará al pin 1 del integrado TL082 de la etapa de entrada y C3 al pin 7 del mismo integrado.

Los pines 3 y 5 del integrado TL084 se conectarán a masa.

Se conectarán los pines 2 y 1 del integrado TL084 a través de una resistencia de 68k $\Omega$  (R26 de la figura 4.11), de la misma forma se conectarán los pines 6 y 7 (R5 figura 4.11).

Para el **filtrado paso bajo** se utilizarán los amplificadores operacionales 3 y 4 de la figura 4.10.

En primer lugar se describirá las conexiones del operacional 3:

A la salida del pin 1 del integrado TL084 se conectará una resistencia de 68k $\Omega$  (R22 figura 4.11), en el otro terminal de la resistencia se conectarán:

- Un condensador de 220pF (C8 Figura 4.11) conectado en su otro terminal a masa.
- Una resistencia de 68k $\Omega$  (R23 Figura 4.11) conectada en su otro terminal al pin 9 del integrado TL084.
- Una resistencia de 100k $\Omega$  (R24 Figura 4.11) conectada en su otro terminal al pin 8 del integrado TL084.

Entre los pines 9 y 8 del integrado TL084 se conectará un condensador de 56pF (C9 figura 4.11).

De forma homologa, se describirán las conexiones del operacional 4:

A la salida del pin 7 del integrado TL084 se conectará una resistencia de 68k $\Omega$  (R1 figura 4.11), en el otro terminal de la resistencia se conectarán:

- Un condensador de 220pF (C1 Figura 4.11) conectado en su otro terminal a masa.
- Una resistencia de 68k $\Omega$  (R2 Figura 4.11) conectada en su otro terminal al pin 13 del integrado TL084.
- Una resistencia de 100k $\Omega$  (R3 Figura 4.11) conectada en su otro terminal al pin 14 del integrado TL084.

Entre los pines 13 y 14 del integrado TL084 se conectará un condensador de 56pF (C2 figura 4.11).

Para finalizar las conexiones de estos dos amplificadores operacionales, los pines 10 y 12 se conectarán a un potenciómetro. Este potenciómetro funcionará como divisor de tensiones para regular la tensión de offset del sistema. Es necesario un condensador de 100nF (C11 figura 4.11) conectado entre los pines 10 y 12 y masa para evitar variaciones de tensión.

El **divisor de tensiones** se configurará de la siguiente forma:

- En primer lugar se alimenta una resistencia de 22k $\Omega$  (R9 figura 4.11) a +5V.
- El otro terminal de esta resistencia se conecta a un potenciómetro de 10k $\Omega$  (R8 figura 4.11)
- Este potenciómetro se conectará por el otro terminal a masa, y el pin variable a los pines 10 y 12 del integrado TL084.

El integrado TL084 se **alimentará** entre +15V y -15V entre los pines 4 y 11 respectivamente, como se puede apreciar en la figura 4.11.

Finalmente se conectan las **salidas** de los pines 8 (Canal izquierdo) y 14 (Canal derecho) del integrado TL084 a la etapa de multiplexación (integrado DG403).

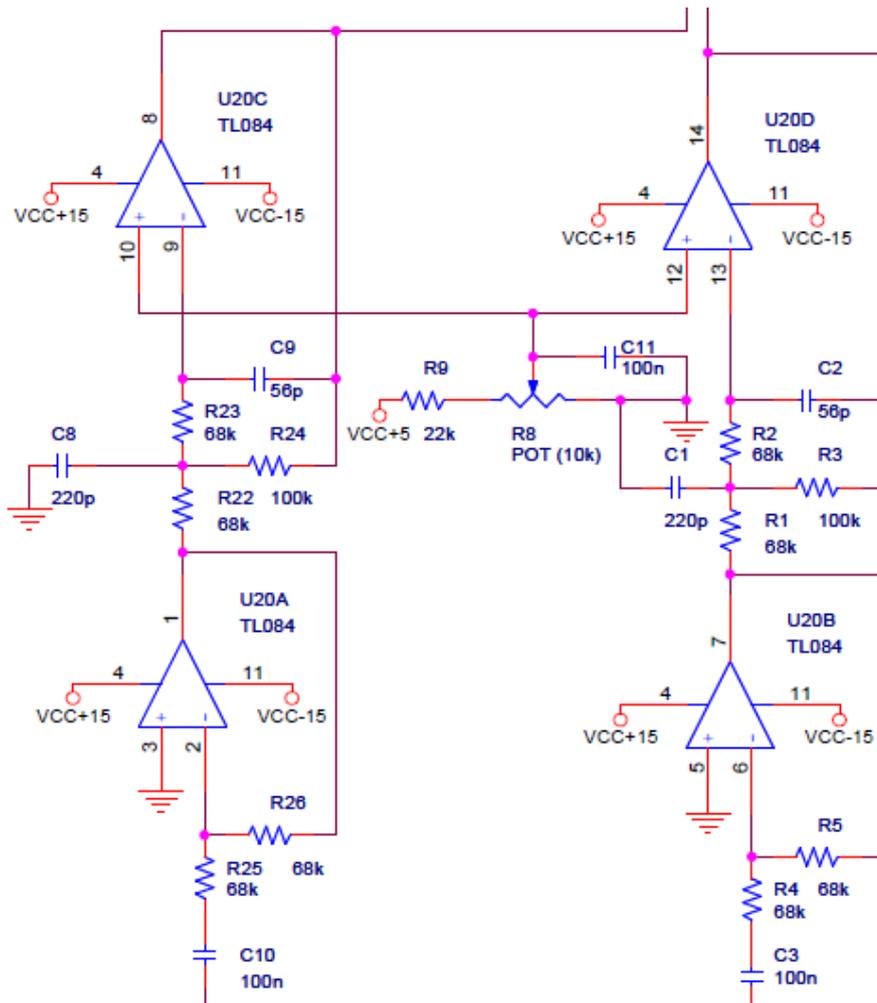


Figura 4.11 Esquema de la etapa de adaptación de niveles

### Simulación mediante Circuitlab

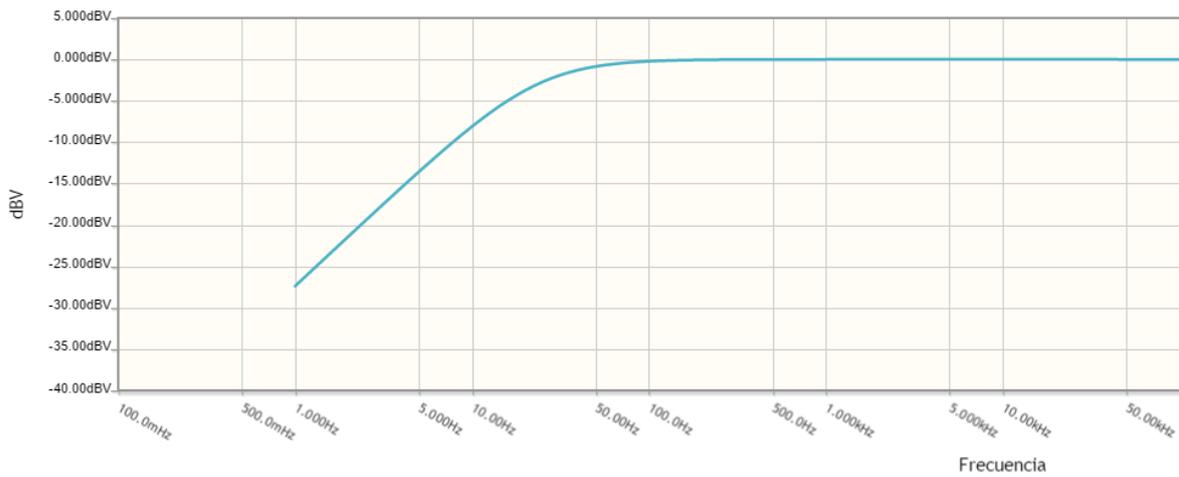


Figura 4.12 Diagrama de bode del filtro paso alto de la figura 4.8 simulado mediante la aplicación Circuitlab

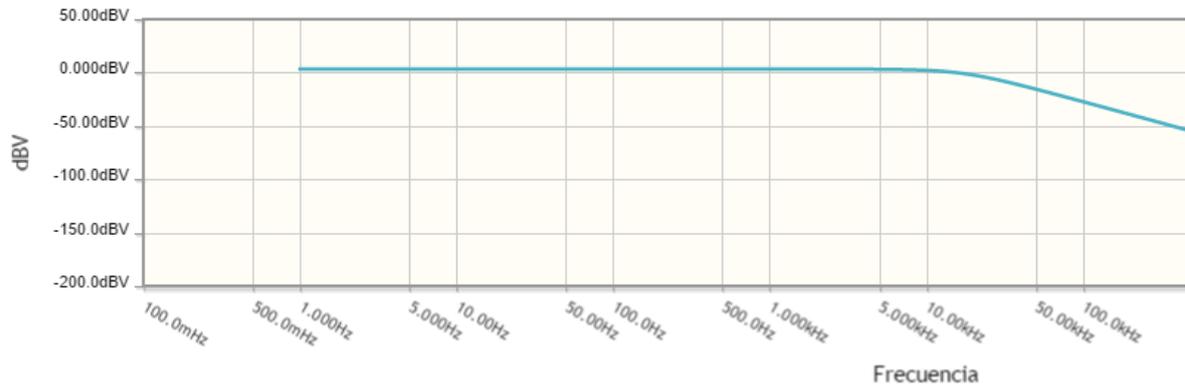


Figura 4.13 Diagrama de bode del filtro paso bajo de la figura 4.9 simulado mediante la aplicación Circuitlab

### Ensayo y resultados obtenidos

En las figuras de la 4.14 a la 4.18 se puede apreciar el comportamiento práctico del filtro paso banda implementado en la placa PCB ensayado en el laboratorio y medido con osciloscopio.

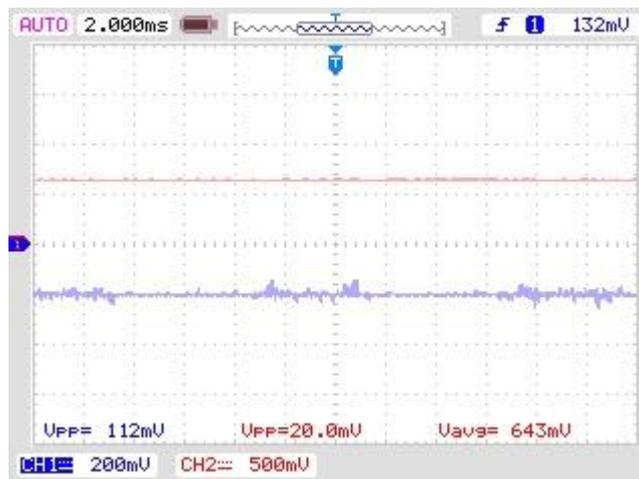


Figura 4.14 Medida del osciloscopio de una señal de entrada continua (azul) y la tensión de salida del filtro (rojo)

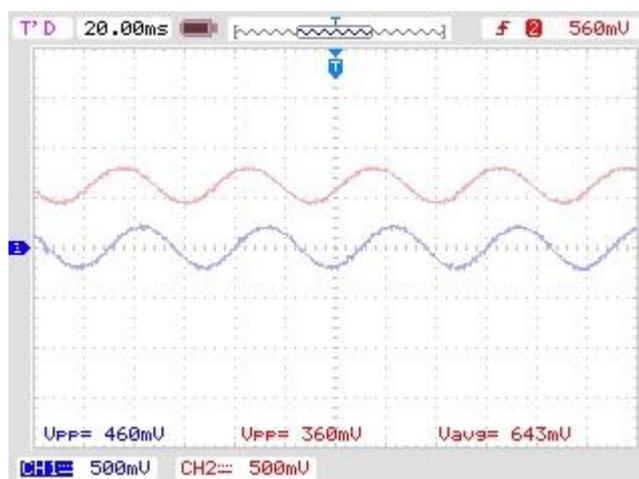


Figura 4.15 Medida del osciloscopio de una señal de entrada de 20Hz (azul) y la tensión de salida del filtro (rojo)

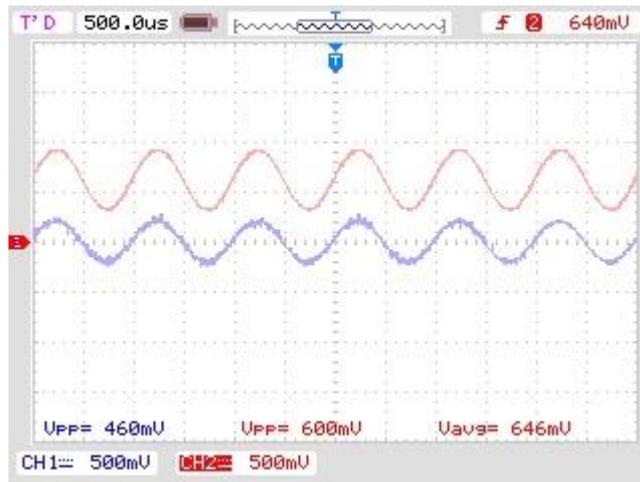


Figura 4.16 Medida del osciloscopio de una señal de entrada de 1kHz (azul) y la tensión de salida del filtro (rojo)

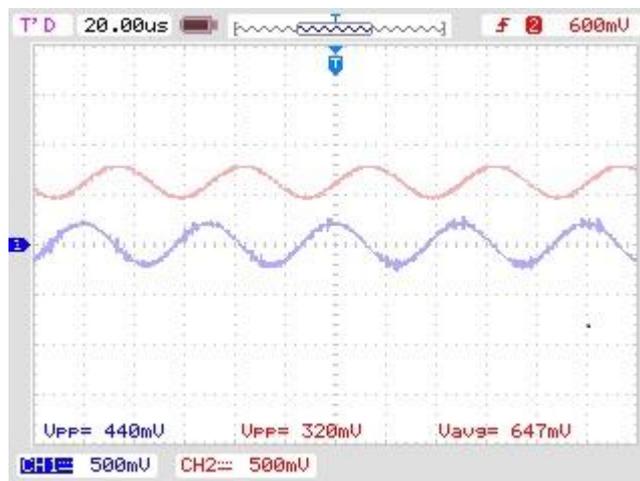


Figura 4.17 Medida del osciloscopio de una señal de entrada de 20kHz (azul) y la tensión de salida del filtro (rojo)

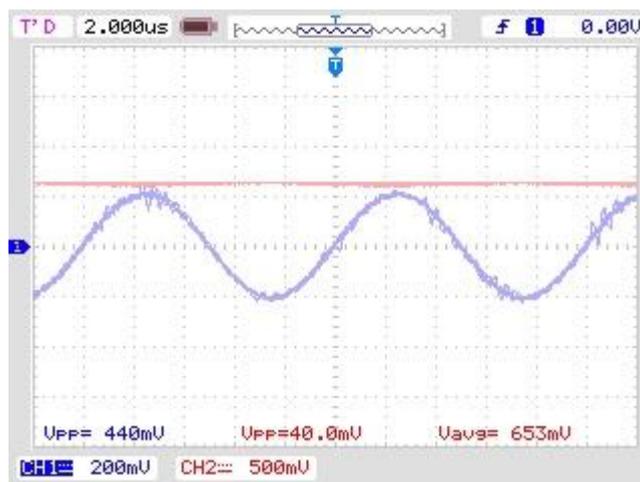


Figura 4.18 Medida del osciloscopio de una señal de entrada de 100kHz (azul) y la tensión de salida del filtro (rojo)

En la figura 4.14 se puede observar como al introducir una tensión de valor continuo, su valor a la salida es el valor de la tensión de offset que se configure con el potenciómetro.

En las figuras 4.15 y 4.17 se puede observar la salida del filtro en sus valores de corte, 20Hz y 20KHz respectivamente. En el corte de baja frecuencia se produce una atenuación de -2.13 dB mientras que en el corte de alta frecuencia su atenuación es de -2.77 dB.

En la figura 4.16 se puede observar un valor dentro del filtro paso banda, 1kHz. Para este valor se aprecia una ganancia de 2.31 dB frente a los 3.35 dB que se podían esperar teóricamente.

En la figura 4.18 se observa la práctica atenuación total de las altas frecuencias, en este caso 100kHz.

### 4.3.3. Etapa de multiplexación.

Con el fin de transmitir dos canales de audio a través de una única fibra óptica es necesario realizar una multiplexación de estos canales. Para ello se ha seleccionado el integrado DG403, que realizará el papel de un *switch*, alternando en su salida los valores de los dos canales de audio que recibirá como entradas.

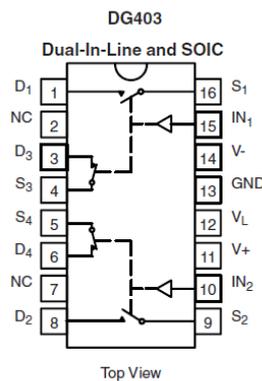


Figura 4.19 Esquema del integrado DG403 facilitado por el fabricante (Vishay Siliconix)

Como se puede observar en este esquema, el integrado está formado por dos bloques de entradas y salidas, cada uno gobernado por una señal de control independiente.

Analizando cada una de sus entradas y salidas, se pueden observar:

- **Pines de alimentación y masa**, en este caso se conectará V+ (pin 11) a +15V, V- (pin 14) a -15V y GND (pin 13) a masa.
- **Logic Supply Voltage  $V_L$**  (pin 12), de este pin depende el valor límite para el cual un valor de entrada  $V_{IN}$  es considerado como un "1" lógico o como un "0" (*Input Switching Threshold*). Según las hojas de catálogo del fabricante, con una alimentación V+ de +15V y un valor  $V_L$  de 5V, este valor límite  $V_{TH}$  será de aproximadamente 1.7V.
- **Entradas de señal "D"**, donde se conectarán los dos canales de señal de audio. El canal izquierdo (pin 8 del integrado TL084 de la etapa de adaptación de señales) se conectará en la entrada  $D_3$  (pin 3) y el canal derecho (pin 14 del integrado TL084 de la etapa de adaptación de señales) a la entrada  $D_1$  (pin 1).
- **Salidas de señal "S"**, donde se recogerá la salida de nuestras dos señales multiplexadas. En este caso, como se va a multiplexar la señal, se conectarán las salidas  $S_1$  (pin 16) y  $S_3$  (pin 4) entre sí para posteriormente llevar la señal al modulador PWM.

- **Entradas de la señal de control "IN"**, esta señal será utilizada para alternar entre el canal izquierdo y derecho. En este caso, para poder controlar las entradas y salidas 1 y 3, se utilizará la entrada IN<sub>1</sub> (pin 15). Para el propósito de este proyecto, la señal de control será una señal cuadrada, de frecuencia 100KHz, que variará entre 3.3V y 0V. Cuando la señal de control tiene el valor de 3.3V se considera un "1" lógico, y deja conducir a la entrada 1. De la misma forma, cuando tiene el valor 0, se considera un "0" lógico y deja conducir a la entrada 3.

V <sub>IN</sub>	S <sub>1</sub> ,S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub> ,S <sub>4</sub>
0	OFF	ON
1	ON	OFF

0 lógico → V<sub>IN</sub> ≤ 0.8V

1 lógico → V<sub>IN</sub> ≥ 2.4V

Tabla 15 Salida del integrado DG403 en función de la señal de control

Para generar esta señal de control se ha utilizado la señal de reloj proporcionada por el modulador PWM UC3825. Esta señal de reloj genera pulsos con una frecuencia aproximada de 200KHz que, con la ayuda del chip CPLD de ALTERA, generará una onda cuadrada que alterna entre +3.3V y 0 a cada pulso de reloj, generando la onda cuadrada deseada para multiplexar ambos canales, de forma que cada ciclo de trabajo del modulador PWM reciba los canales de forma alterna.

Como se ha podido observar, en este proyecto solo se utiliza uno de los dos bloques que contiene el integrado. Las entradas del bloque no utilizado, D2 (pin 8) y D4 (pin 6), así como la señal de reloj de este bloque, IN2 (pin 10), serán conectadas a masa con el fin de no provocar variaciones de tensión que puedan dañar el integrado en caso de no estar conectadas. Las salidas S2 (pin 9) y S4 (pin 5) se quedarán sin conectar.

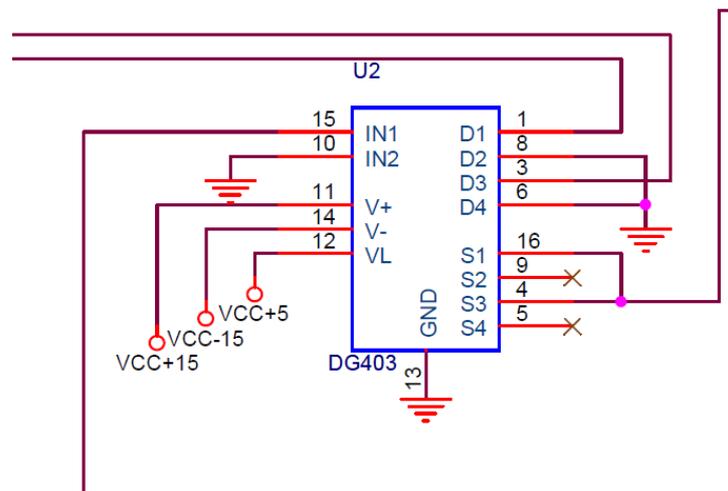


Figura 4.20 Esquema de las conexiones del integrado DG403

### Ensayo y resultados obtenidos

Para probar que el funcionamiento del integrado DG403 se adapta a las necesidades del circuito se han realizado una serie de pruebas.



Figura 4.21 Señal de reloj (azul) frente a la señal alterna a la salida del DG403 (amarillo)

En la figura 4.21 se puede observar cómo conmuta la señal de salida generada por el integrado DG403 (amarillo) entre +8.4V y -8.4V cada vez que el modulador PWM genera un pulso de reloj (azul). Para simular la señal de control generada por el chip CPLD se ha utilizado un biestable tipo T, debido a la imposibilidad de probar el chip MAX3032 en la placa de pruebas del laboratorio.

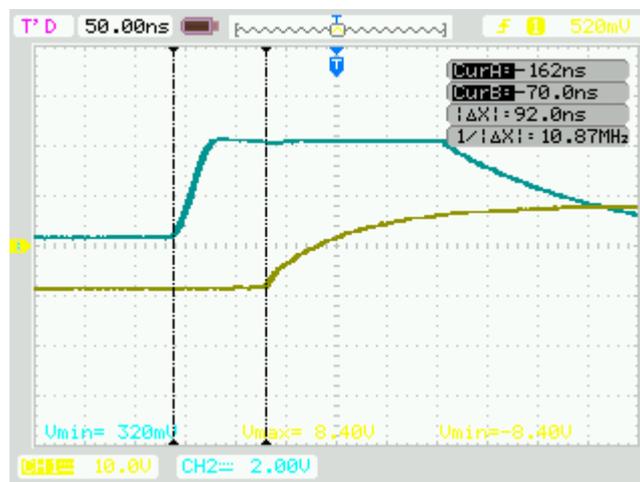


Figura 4.22 Retraso entre la señal de reloj (azul) y la señal de salida del integrado DG403 (amarillo)

Ampliando la figura 4.21 en la figura 4.22, se puede observar el desfase que se produce entre la señal de reloj y la señal de control. Este desfase de 92ns no será relevante para la señal generada por el PWM, ya que, como se puede observar en la figura 4.23, la señal triangular utilizada para realizar la modulación PWM también presenta un cierto desfase.

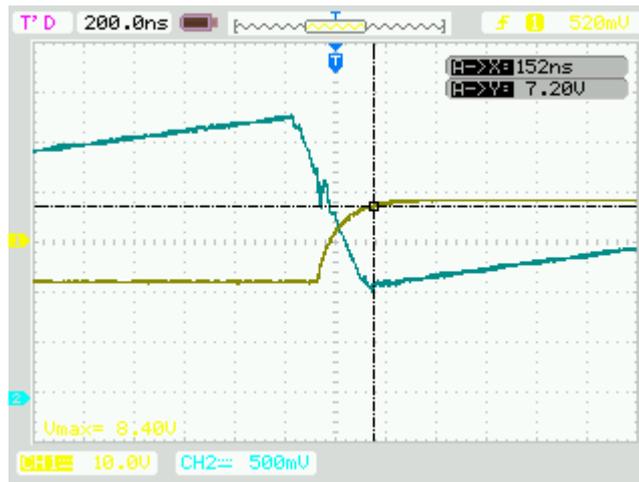


Figura 4.23 Valor de la salida del integrado DG403 (amarillo) al inicio de la rampa PWM (azul)

Como se puede apreciar en la figura 4.23, al inicio de la señal triangular de comparación (azul) el valor de la señal de salida del integrado DG403 (amarillo) es de 7.2V respecto de los 8.4V de su valor máximo, es decir, al inicio del ciclo de trabajo del modulador PWM el valor de la señal es del 85.71% de su valor total. Teniendo en cuenta que en la práctica esta variación será como máximo de 1.5V (la amplitud de la señal de audio) en lugar de los 16.8 V existentes en esta prueba, el valor alcanzado respecto de su valor real será incluso mayor que el 85.71% alcanzado en esta prueba.

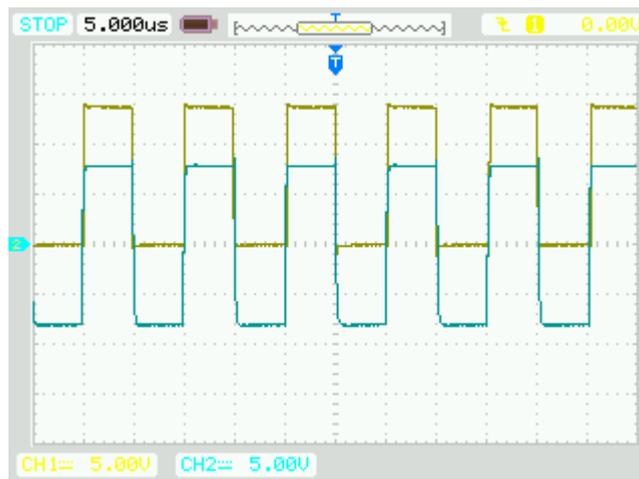


Figura 4.24 Señal de pulsos PWM (amarillo) frente a la señal conmutada por el integrado DG403 (azul)

En la figura 4.24 se puede observar como el retraso producido entre la señal de reloj y la señal de salida del integrado DG403 (azul) no tiene una relevancia significativa con respecto a la salida del modulador PWM UC3825 (amarillo).

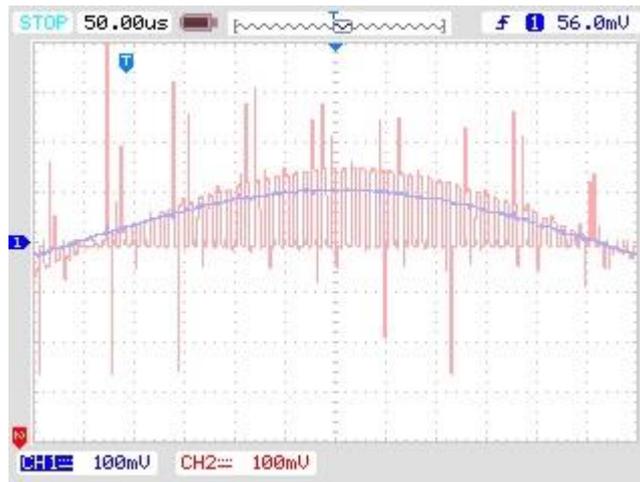


Figura 4.25 Señal senoidal de 1kHz por un solo canal (azul) y esta misma señal multiplexada (rojo)

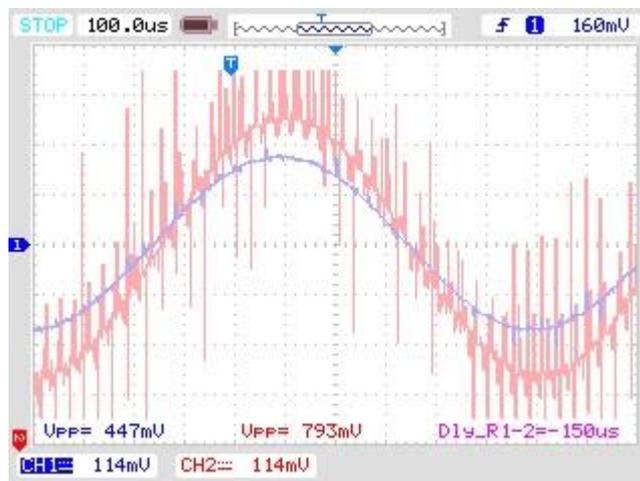


Figura 4.26 Señal de entrada senoidal de 1kHz por ambos canales (azul) y su salida multiplexada por el integrado DG403 (rojo)

En las figuras 4.25 y 4.26 se puede observar el ruido producido por la conmutación. En la primera se puede apreciar la salida del integrado DG403 (azul) cuando se alimenta la señal de entrada (amarillo) por un solo canal con una señal senoidal de 0.447V pico a pico de frecuencia 1KHz. En la figura 4.26 se alimenta la señal de entrada (amarillo) por ambos canales con la misma señal senoidal.

Este ruido, al ser una señal de alta frecuencia (200KHz) será filtrado posteriormente y no debería ser apreciable al recuperar la señal original.

### 4.3.4. Modulación PWM

Para la modulación por anchura de pulsos se ha decidido utilizar un componente integrado, típicamente utilizado para aplicaciones de potencia, debido a sus características aceptables y a su bajo coste. El integrado seleccionado ha sido el UC3825AN que se puede apreciar en la figura 4.27.

#### BLOCK DIAGRAM

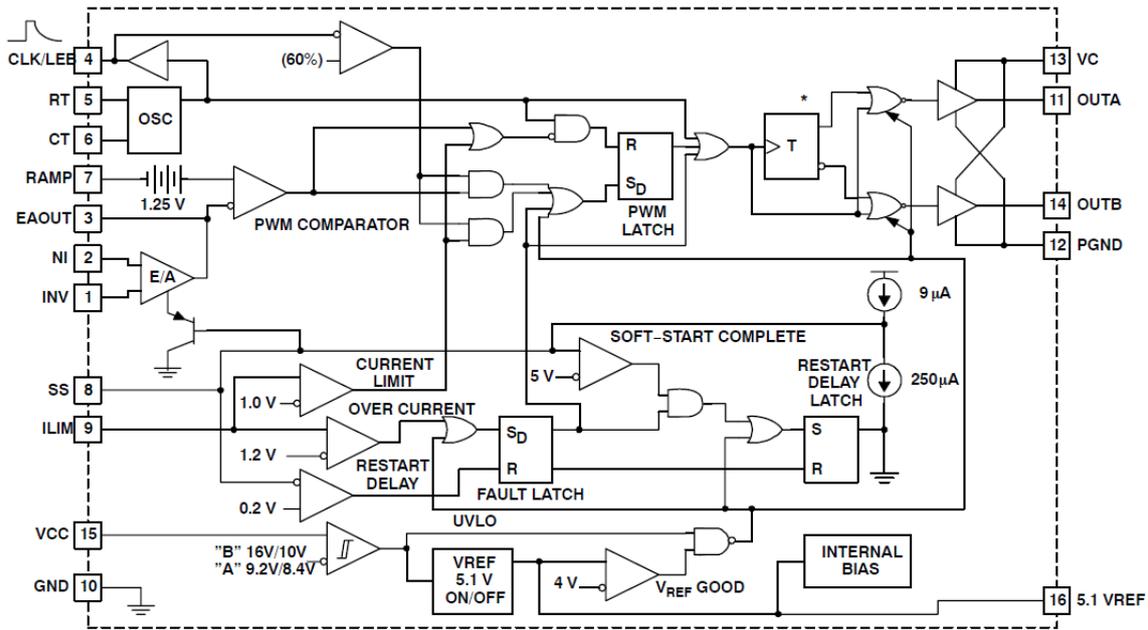


Figura 4.27 Diagrama de bloques del componente UC3825AN facilitado por el fabricante (Texas Instrument)

A continuación se van a describir sus entradas y como se deben configurar para realizar el proyecto:

- Entrada de la señal:** La entrada de la señal se realiza a través de un amplificador operacional. En este caso en particular, se ha configurado en modo seguidor. Es decir, la señal multiplexada llega al integrado a través del pin 2 "NI" (no inversor) y el pin 3 "EAOUT" (error a la salida del amplificador) se conecta con el pin 1 "INV" (inversor). La señal de entrada que llega al pin 2 del integrado UC3825AN viene de los pines 4 y 16 del integrado DG403.
- Generación de la señal del tipo diente de sierra:** Esta señal se utilizará para la modulación PWM como señal de muestreo. Será generada mediante un oscilador y el ciclo de carga y descarga de un condensador y una resistencia,  $C_T$  y  $R_T$ . A partir de los valores de estos condensadores y resistencias se definirán los valores de ciclo de trabajo máximo ( $D_{MAX}$ ) y la frecuencia de la señal ( $f$ ). La forma de realizar las conexiones es la siguiente:
  - Entre el pin 5 y masa se debe conectar la resistencia  $R_T$ , en este caso de valor 5.6k $\Omega$ .
  - Entre el pin 6 y masa se debe conectar el condensador  $C_T$ , en este caso de valor 1.5nF.
  - Con estos valores de  $R_T$  y  $C_T$  se obtienen los valores de  $D_{MAX}=0.946$  y  $f=180kHz$  según las ecuaciones 12 y 13.
  - Para la llegada de la señal de rampa al sistema se debe conectar el pin 6 al pin 7. Conviene fijarse en el detalle de que existe una fuente de tensión interna que aumentará el valor en tensión de la rampa 1.25V.
- Señal de reloj:** La señal de reloj es generada internamente por el integrado y se obtiene a partir del pin 4 "CLK/LEB". Según la ecuación (14) se describe el tiempo de "Leading edge blanking", es decir, el tiempo desde el pulso de reloj durante el cual no se obtiene salida de

la señal PWM. Este tiempo se define en función de los valores de una resistencia y condensador conectados en paralelo entre el pin 4 y masa. Para la aplicación de este proyecto no es necesario el uso de la función “*Leading edge blanking*”, por tanto no se conecta ningún condensador al pin 4. Se conecta exclusivamente una resistencia de valor 2.2kΩ entre el pin 4 y masa, debido a la recomendación del fabricante de utilizar siempre una resistencia de valor superior a 2kΩ.

Esta señal de reloj también se conectara al chip de ALTERA MAX3032 para generar la onda cuadrada utilizada para la multiplexación mediante el integrado DG403.

- **Entrada “Soft Start”:** Se conectará un condensador electrolítico de 10μF entre el pin 8, “SS”, y masa por recomendaciones del fabricante.
- **Entrada limitadora de intensidad:** Esta entrada “ILIM” del pin 9 se conectará a masa, ya que debido a las características del sistema no aparecerán intensidades demasiado elevadas como para ser necesario limitarlas.
- **Salida de tensión de referencia:** El pin 16 “VREF” genera una tensión de 5.1V, este pin no se utilizará en este proyecto y por tanto se deja sin conectar.
- **Entradas de alimentación:** Para este sistema se utilizarán dos tipos de alimentaciones: a través del pin 15 “VCC” se alimenta con +15V y a través del pin 13 “Vc” se alimenta con +3.3V. Esta alimentación de +3.3V se utiliza para alimentar los amplificadores operacionales que se utilizan para generar los pulsos de la señal PWM de salida, por tanto este será el valor de tensión de estos pulsos.
- **Pines de masa:** Los pines 10 “GND” y 12 “PGND” se conectan a masa.
- **Salidas de señal:** La señal modulada por anchura de pulsos sale a través de los pines 11 “OUTA” y 14 “OUTB”, a través de cada pin se transmite el 50% de la señal.

Para juntar la señal en un único canal se utilizan dos diodos 1N4148, uno para cada canal, conectados cada uno por su ánodo a un canal de la señal y por su cátodo entre sí. Una vez la señal de los canales A y B ha sido unificada, se conecta al pin V<sub>IN</sub> transmisor óptico OTJ-5 y a una resistencia de pull-down de 10kΩ que irá conectada a masa.

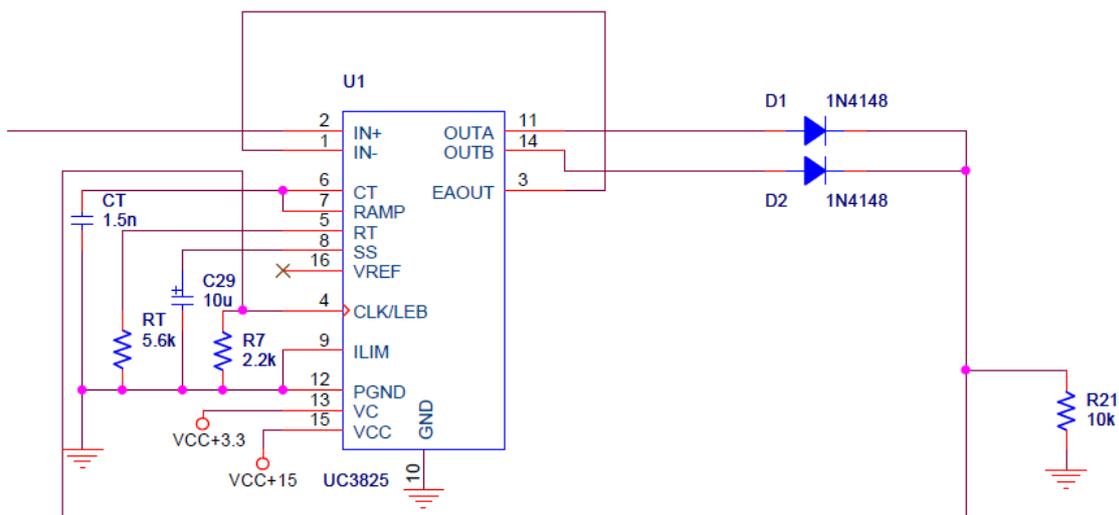


Figura 4.28 Esquema de conexiones del integrado UC3825AN

## Ensayo y resultados obtenidos

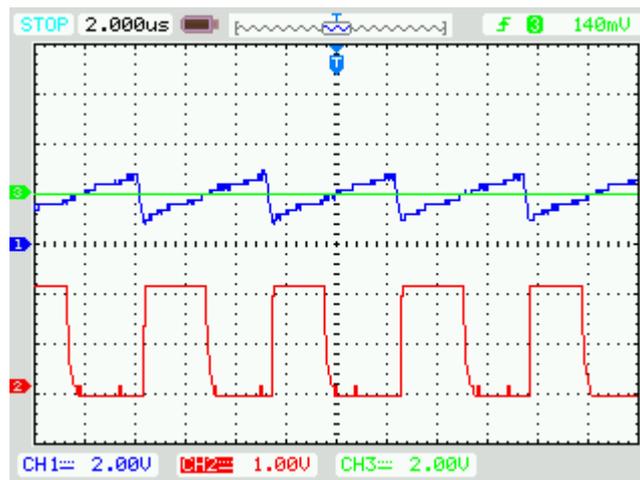


Figura 4.29 Señal de entrada de 1kHz 200mVpp (verde), señal diente de sierra (azul) y de salida del modulador PWM (rojo)

En la imagen del osciloscopio se aprecia el valor de offset que ha sido añadido a la señal de entrada para que funcione correctamente. Además de los 2V que se aprecian en la imagen, también hay que sumarle 1.25V que se suman a la señal de diente de sierra internamente, por lo que queda un offset de 3.25V. Para realizar este ajuste correctamente, se debe conectar el sistema, sin introducir ninguna señal de audio. A continuación se varía la tensión de offset mediante el potenciómetro de la etapa de adaptación de la señal, hasta que se observe a la salida del modulador un ciclo de trabajo del 50%.

### 4.3.5. Etapa de transmisión óptica

Para la transmisión de la señal a través de fibra óptica se utiliza un transmisor (OTJ-5) y receptor (ORJ-5) estándar Toslink de conectores EIAJ que trabajan con una longitud de onda de 650nm.

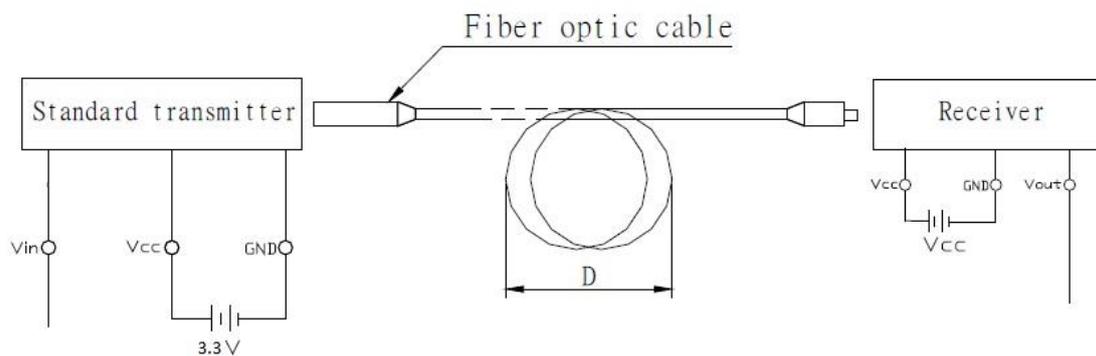


Figura 4.30 Esquema de conexión de fibra óptica típico Toslink proporcionado por el fabricante (Cliff Electronic Components Ltd.)

Los pines del transmisor de fibra óptica se conectan de la siguiente forma: El pin número 1, “Vin”, se conecta a la señal de entrada que viene del integrado UC3825AN. El pin número 2, “Vcc”, se alimenta a 3.3V. El pin número 3, “GND”, se conecta a masa. Entre alimentación y masa se conecta un condensador de desacoplo de 100nF.

**NOTA:** El valor de la señal de entrada a nivel alto debe ser superior al valor mínimo de entrada que es reconocido como un uno lógico, esto es,  $V_{IH} \geq 2.1V$ , para que se pueda transmitir la señal. Para ello se debe considerar la tensión de salida del modulador PWM, de 3.3V, y la caída de 0.7V en los diodos 1N4148.

Los pines del receptor de fibra óptica se conectan de la siguiente forma: El pin número 1, "Vcc", se alimenta a 3.3V. El pin número 2, "GND", se conecta a masa. Entre alimentación y masa se conecta un condensador de desacoplo de 100nF. El pin número 3, "Vout", proporciona la señal de salida de la etapa de fibra óptica, cuyo valor típico a nivel alto es de 2.5V, y se conectará al chip de ALTERA MAX3032.

### Ensayo y resultados obtenidos

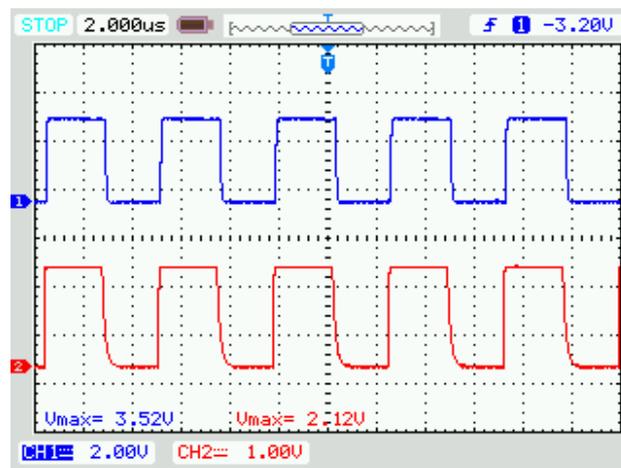


Figura 4.31 Señal de entrada al transmisor óptico (rojo) y señal de salida del receptor óptico (azul)

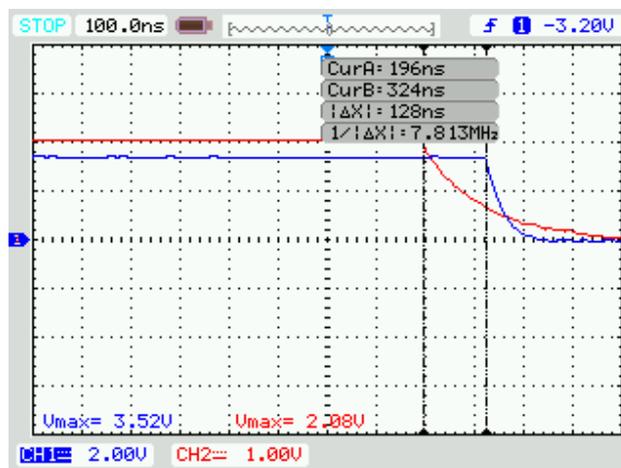


Figura 4.32 Retraso producido en la etapa óptica entre la entrada al transmisor (rojo) y la salida del receptor (azul)

Como se puede apreciar en las figuras 4.30 y 4.31 el retraso producido en la etapa de transmisión óptica es de 128 ns, lo que no es significativo para la reproducción de la señal.

### 4.3.6. Demultiplexor.

Tras pasar por la etapa de señal óptica, la señal de salida del receptor ORJ-5 es llevada a una etapa de demultiplexación, en la cual se volverán a separar los canales izquierdo y derecho del audio. Esta demultiplexación es la principal función de este bloque formado por la CPLD (Figura 4.33).

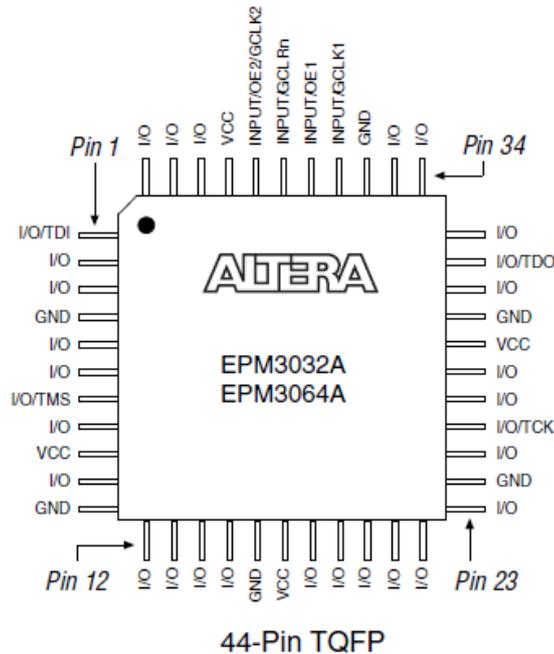


Figura 4.33 Esquema de pines y funciones del CPLD de ALTERA MAX3032A proporcionado por el fabricante (ALTERA)

La idea es la siguiente: en el bloque de multiplexación comentado previamente, se utilizaba la señal de reloj del modulador PWM UC3825A para alternar el canal derecho e izquierdo mediante un switch. Sin embargo, en la práctica, no se dispondría de esa misma señal de reloj en la etapa de demultiplexación para separar ambos canales. Como solución alternativa a la señal de reloj, se pueden utilizar los pulsos producidos por el PWM como referencia, debido a que se producirá un pulso en cada periodo de reloj, para, mediante un circuito lógico, separar la señal en dos canales.

Para ello, se programa la CPLD como un conjunto de dos biestables R-S en funcionamiento asíncrono y un circuito lógico que permita separar ambos canales multiplexados anteriormente.

La elección del funcionamiento asíncrono es un tanto inusual. Este tipo de funcionamiento no suele ser utilizado, debido a los problemas que puede presentar. Al no contar con la presencia de una señal de reloj, por tanto, la señal de salida variará en el momento en que varíe la señal de entrada. Este fenómeno puede provocar que una variación no deseada en la señal de entrada, pueda conducir al biestable a un estado no deseado y se produzca un desajuste del sistema. En los sistemas síncronos es mucho más difícil que se produzca esta situación, debido a que los cambios en la señal de salida solo se producen durante los flancos de la señal de reloj, y es difícil que se de la simultaneidad entre una señal no deseada y este flanco.

A pesar de estos inconvenientes, en este caso particular, el funcionamiento asíncrono presenta una serie de ventajas, debido a las cuales se ha decidido utilizarlo. La señal de salida tras la modulación PWM se compone de una serie de pulsos de señal, de una duración mínima de 400ns. Para tener la certeza de que el biestable en funcionamiento síncrono fuera capaz de registrar estos pulsos

mínimos, sería necesaria una velocidad de reloj excesivamente alta. Además de esto, con funcionamiento síncrono, se eliminaría uno de los principales atractivos del empleo de la técnica PWM para la conversión A/D, es decir, se estaría discretizando la duración del pulso, y con ello también se discretizaría en magnitud la señal analógica original.

La elección de los valores de las salidas  $Q_1$  y  $Q_0$  para cada estado se ha realizado siguiendo el código Gray, en lugar del natural, para evitar un problema característico del funcionamiento asíncrono: el problema de adyacencias.

Este problema se produce al cambiar dos de las entradas para pasar de un estado al siguiente, debido a que en la práctica es imposible que ese cambio se produzca simultáneamente. Este cambio simultáneo en las entradas, al ser imperfecto, puede provocar cambios de estado imposibles al cambiar una de las entradas en primer lugar, lo que llevaría al sistema a un estado diferente del deseado. Por ejemplo, si se quisiera pasar de un estado 01 al siguiente estado 10, podría cambiar en primer lugar el bit de la izquierda y pasar por un estado intermedio inexistente 11, lo que podría provocar un fallo en el funcionamiento del sistema. El código Gray es perfecto para evitar este problema, ya que su codificación permite la variación de un solo bit entre un estado y el siguiente.

#### Programación del chip CPLD

La programación del chip CPLD se realizará mediante el software QUARTUS y un conector USB-BLASTER (Figura 4.34) para realizar la conexión entre el chip y el ordenador.

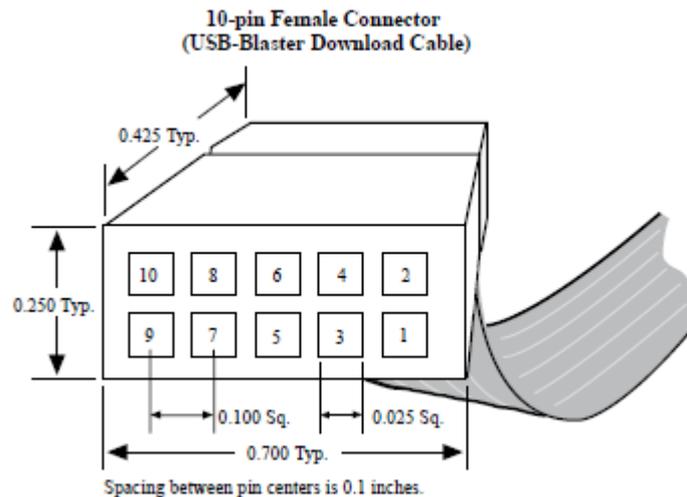


Figura 4.34 Esquema del conector USB-BLASTER proporcionado por el fabricante (ALTERA)

Las conexiones entre el conector USB-BLASTER y el chip MAX3032A se realizan de la siguiente forma (Figura 4.35):

- Los pines 2 y 10 se conectan a masa.
- El pin 4 se alimenta con +3.3V.
- Los pines 6, 7 y 8 no se conectan.
- El pin 1 se conecta al pin 26 "I/O/TCK" del chip MAX3032 y a masa mediante una resistencia de pull-down de 10k $\Omega$  (R31 Figura 4.35).
- El pin 3 se conecta al pin 32 "I/O/TDO" del chip MAX3032 y a 3.3V mediante una resistencia de pull-up de 10k $\Omega$  (R32 Figura 4.35).

- El pin 5 se conecta al pin 7 “I/O/TMS” del chip MAX3032 y a 3.3V mediante una resistencia de pull-up de 10kΩ (R29 Figura 4.35).
- El pin 9 se conecta al pin 1 “I/O/TDI” del chip MAX3032 y a 3.3V mediante una resistencia de pull-up de 10kΩ (R30 Figura 4.35).

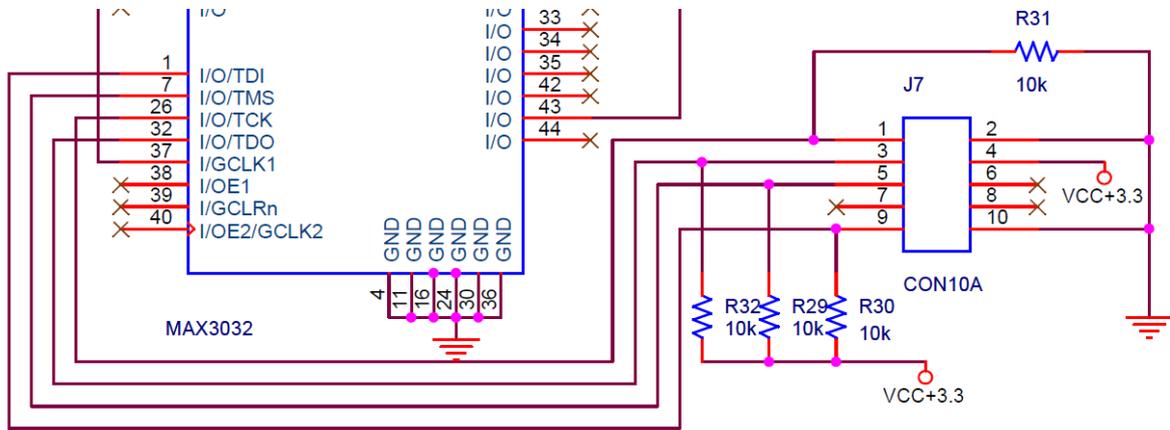


Figura 4.35 Esquema de las conexiones entre el conector USB-BLASTER y el chip MAX3032

Para la programación del chip MAX3032 se utiliza el software QUARTUS, programando un circuito lógico como el de la figura 4.36.

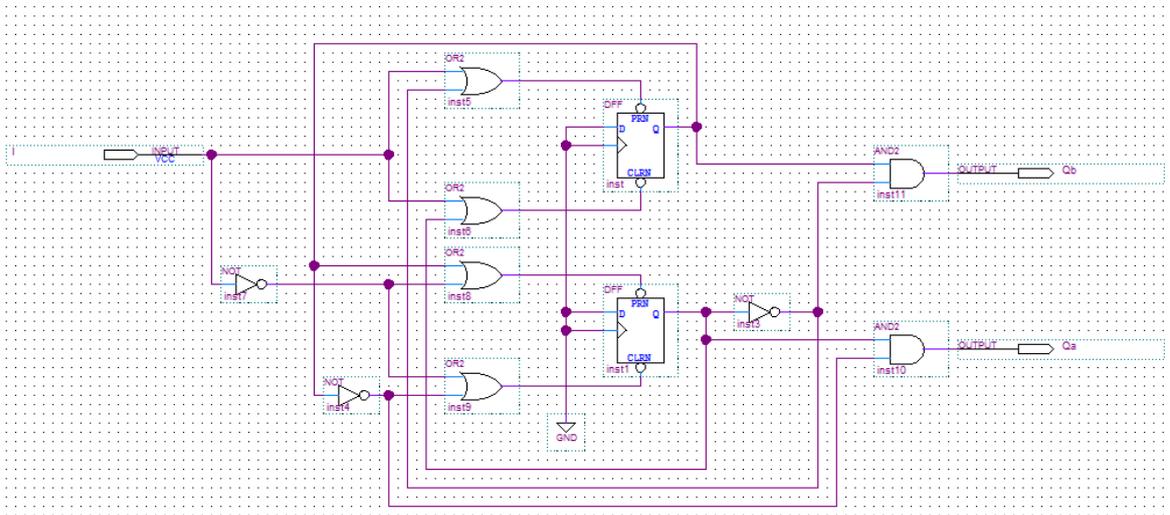


Figura 4.36 Esquema de programación del chip MAX3032 para QUARTUS

Por otro lado, también se va a utilizar el CPLD para generar una onda cuadrada, a partir de los pulsos de reloj. Esta señal permitirá al Switch multiplexar los canales izquierdo y derecho. Lo correcto sería utilizar para ello otro chip diferente, dado que en la práctica no sería posible llevar la señal de un lado de la fibra al otro, pero para simplificar el diseño debido a su carácter académico, se va a utilizar el mismo chip.

Para ello se configurara una parte del CPLD como un biestable síncrono tipo T, utilizando la señal de reloj proporcionada por el integrado UC3825A para generar la señal de salida.

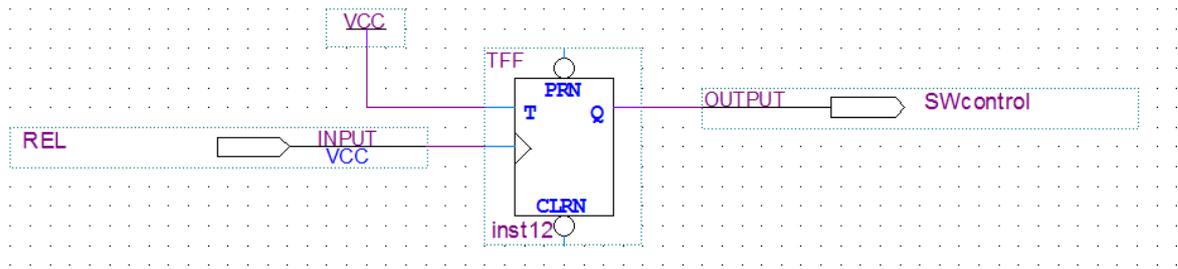


Figura 4.37 Circuito lógico empleado para generar una señal cuadrada a partir de los pulsos de reloj para QUARTUS

Con la intención de facilitar la posterior soldadura de la placa la asignación de los pines de entrada y salida del chip ha sido la siguiente (Figura 4.38):

- El pin 43 genera la señal de control para el integrado DG403 y va conectado al pin 15 del integrado DG403.
- El pin 37 recibe la señal de reloj del modulador PWM UC3825AN y se conecta al pin 4 del integrado UC3825AN.
- El pin 19 genera la señal del canal izquierdo de la señal de audio de la misma forma que el pin 21 genera la señal del canal derecho.
- El pin 28 recibe la señal de entrada generada por el receptor de fibra óptica ORJ-5 y va conectado al pin 3 del mismo.

Node Name	Direction	Location	Reserved
SWcontrol	Unknown	PIN_43	
REL	Unknown	PIN_37	
Qb	Unknown	PIN_19	
Qa	Unknown	PIN_21	
I	Unknown	PIN_28	
<<new node>>			

Figura 4.38 Tabla extraída de QUARTUS con la asignación de pines de señales de entrada y salida

Por último solo quedan los pines de alimentación:

- Se alimentan los pines 9, 17, 29 y 41 con 3.3V y entre cada uno de ellos y masa se conectarán condensadores de desacoplo de 100nF.
- Se conectan a masa los pines 4, 11, 16, 24, 30 y 36.

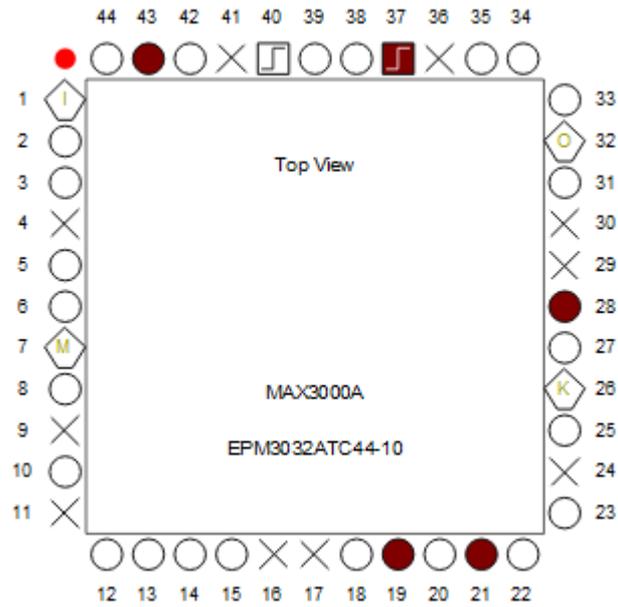


Figura 4.39 Esquema de la asignación de pines del chip MAX3032 extraído de QUARTUS

#### Ensayo y resultados obtenidos

En la imagen 4.40 se puede observar el funcionamiento del chip MAX3032 como demultiplexador para una señal de entrada senoidal de 1kHz para los dos canales estéreo.

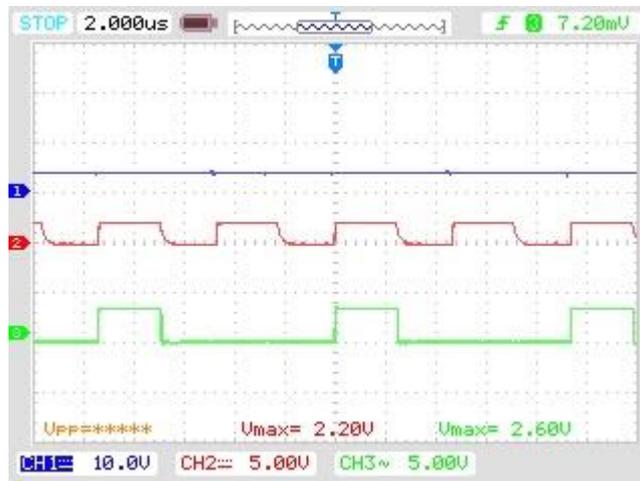


Figura 4.40 Demultiplexación de la señal por el chip MAX3032. Señal de entrada al sistema senoidal (azul). Señal PWM transmitida por el optoreceptor ORJ-5 (rojo). Señal de salida del canal derecho del chip MAX3032 (Verde)

En la figura 4.41 se puede apreciar la señal cuadrada generada a partir de la señal de reloj que será utilizada para la multiplexación por el integrado DG403.

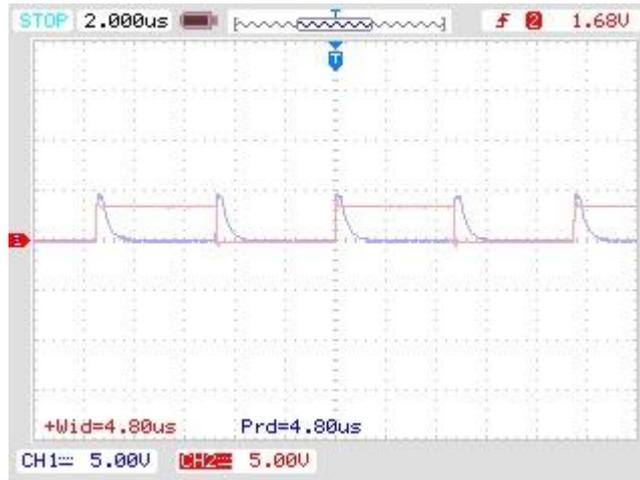


Figura 4.41 Señal de onda cuadrada generada por el chip MAX3032 (rojo) a partir de los pulsos de reloj del integrado UC3825 (azul)

### 4.3.7. Demodulador PWM

#### Diseño

Como se ha comentado previamente en el punto 4.2.7 en esta etapa se va a realizar un filtrado de la señal con el fin de recuperar la señal de audio original. Este filtrado va a ser un filtrado paso banda entre 20Hz y 20kHz.

Para ello se ha seleccionado el uso de un filtro activo paso banda en cascada compuesto por un filtro paso alto de primer orden y un filtro paso bajo de Butterworth de segundo orden.

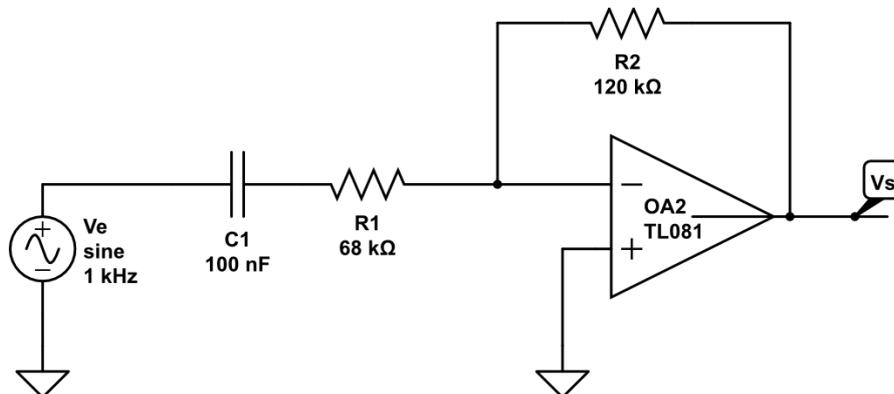


Figura 4.42 Filtro paso alto de primer orden 20Hz

En primer lugar podemos observar el filtro paso alto de primer orden, cuya función es filtrar los valores de continua.

Este filtro presenta una ganancia de 4.93 dB necesaria para compensar la caída en tensión producida por la multiplexación de la señal.

En este caso, la frecuencia de corte deseada sería de 20Hz. Según los cálculos realizados en el apartado 5.1 del anexo de cálculos y despejando de la ecuación 18, se deduce que el valor de  $R_1 * C_1$  debería ser de 7,96E-03. Utilizando valores estandarizados de resistencias y condensadores, se

han escogido los valores de 68 k $\Omega$  y 100 nF para  $R_1$  y  $C_1$  respectivamente. Al utilizar estos valores estandarizados, la frecuencia de corte ha variado ligeramente al valor de 23.42Hz.

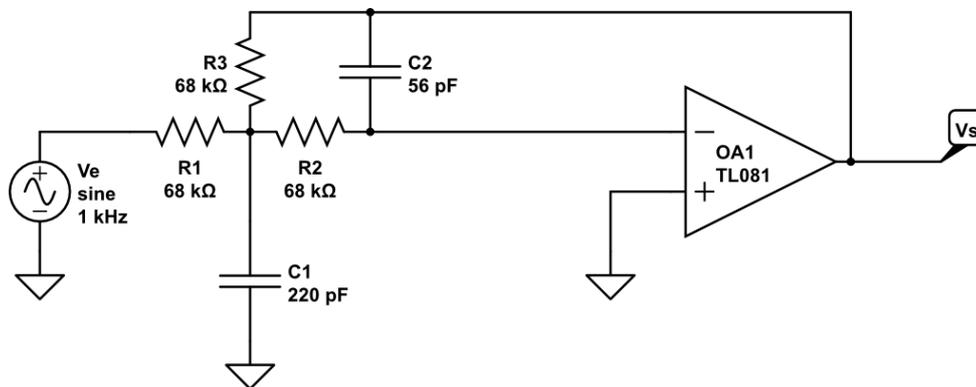


Figura 4.43 Filtro paso bajo de segundo orden de Butterworth 20kHz

A continuación se realiza un filtrado paso bajo de Butterworth de segundo orden para eliminar los armónicos de alta frecuencia de la señal PWM.

En este filtro no se aporta ganancia ni atenuación a la señal debido a que es suficiente con la ganancia que ha sido aportada en la etapa de filtrado paso bajo.

Según la ecuación 21, para una frecuencia de corte de 20kHz y un valor típico de resistencia de 70k $\Omega$ , los valores de los condensadores  $C_1$  y  $C_2$  deberían ser de 241pF y 53.43pF. Después de estandarizar los valores:

$$R_1 = 68\text{k}\Omega; R_2 = 68\text{k}\Omega; R_3 = 68\text{k}\Omega; C_1 = 56\text{pF}; C_2 = 220\text{pF}$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación 21 del anexo de cálculos, se obtiene el valor de la frecuencia de corte es de 21.09 KHz.

### Implementación

Para la implementación de esta etapa en el proyecto, se ha decidido utilizar el mismo integrado que ha sido utilizado en la etapa de adaptación de señal, el integrado TL084. Este integrado contiene un bloque de 4 amplificadores operacionales (como se puede apreciar en la figura 4.44) que serán utilizados para implementar los filtros.

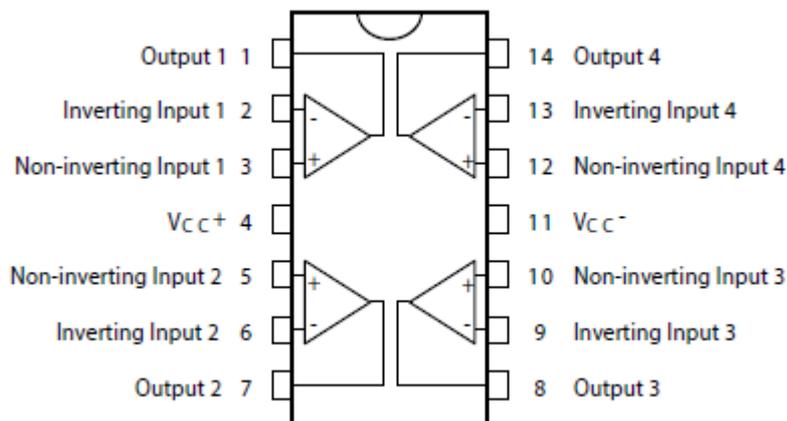


Figura 4.44 Esquema del componente TL084 proporcionado por el fabricante (© 2008 STMicroelectronics)

Según el esquema del componente de la figura 4.10, los amplificadores operacionales 1 y 2 han sido utilizados para el **filtrado paso alto**, el 1 para el canal izquierdo y el 2 para el canal derecho.

A ellos llegara la señal de entrada por los pines 2 y 6, desde los pines 21 y 19 del chip MAX3032 respectivamente, tras pasar por un condensador de 100nF y una resistencia de 68kΩ (Figura 4.11 R10 y C4 para el pin 2, R4 y C3 para el pin 6). El condensador C4 se conectará al pin 21 del chip MAX3032 de la etapa de demultiplexación y el condensador C5 al pin 19 del mismo integrado.

Los pines 3 y 5 del integrado TL084 se conectarán a masa.

Se conectarán los pines 2 y 1 del integrado TL084 a través de una resistencia de 120kΩ (R11 de la figura 4.45), de la misma forma se conectarán los pines 6 y 7 (R13 figura 4.45).

Para el **filtrado paso bajo** se utilizarán los amplificadores operacionales 3 y 4 de la figura 4.10.

En primer lugar se describirán las conexiones del operacional 3:

A la salida del pin 1 del integrado TL084 se conectará una resistencia de 68kΩ (R6 figura 4.45), en el otro terminal de la resistencia se conectarán:

- Un condensador de 220pF (C14 Figura 4.45) conectado en su otro terminal a masa.
- Una resistencia de 68kΩ (R14 Figura 4.45) conectada en su otro terminal al pin 9 del integrado TL084.
- Una resistencia de 68kΩ (R15 Figura 4.45) conectada en su otro terminal al pin 8 del integrado TL084.

Entre los pines 9 y 8 del integrado TL084 se conectará un condensador de 56pF (C15 figura 4.45).

De forma homologa, se describirán las conexiones del operacional 4:

A la salida del pin 7 del integrado TL084 se conectará una resistencia de 68kΩ (R16 figura 4.45), en el otro terminal de la resistencia se conectarán:

- Un condensador de 220pF (C16 Figura 4.45) conectado en su otro terminal a masa.
- Una resistencia de 68kΩ (R17 Figura 4.45) conectada en su otro terminal al pin 13 del integrado TL084.
- Una resistencia de 68kΩ (R18 Figura 4.45) conectada en su otro terminal al pin 14 del integrado TL084.

Entre los pines 13 y 14 del integrado TL084 se conectará un condensador de 56pF (C17 figura 4.45).

Los pines 10 y 12 del integrado se conectarán a masa.

El integrado TL084 se **alimentará** entre +15V y -15V entre los pines 4 y 11 respectivamente, como se puede apreciar en la figura 4.45.

Finalmente se conectan las **salidas** de los pines 8 (Canal izquierdo) y 14 (Canal derecho) del integrado TL084 a la etapa de potencia.

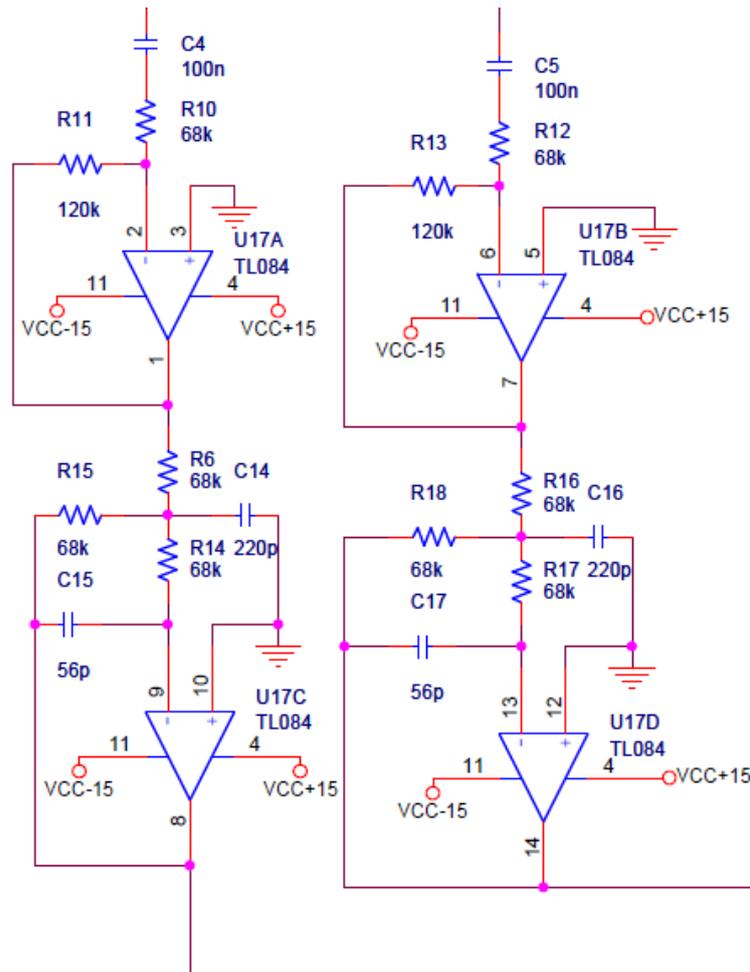


Figura 4.45 Esquema de la etapa de demodulación PWM

## Simulación

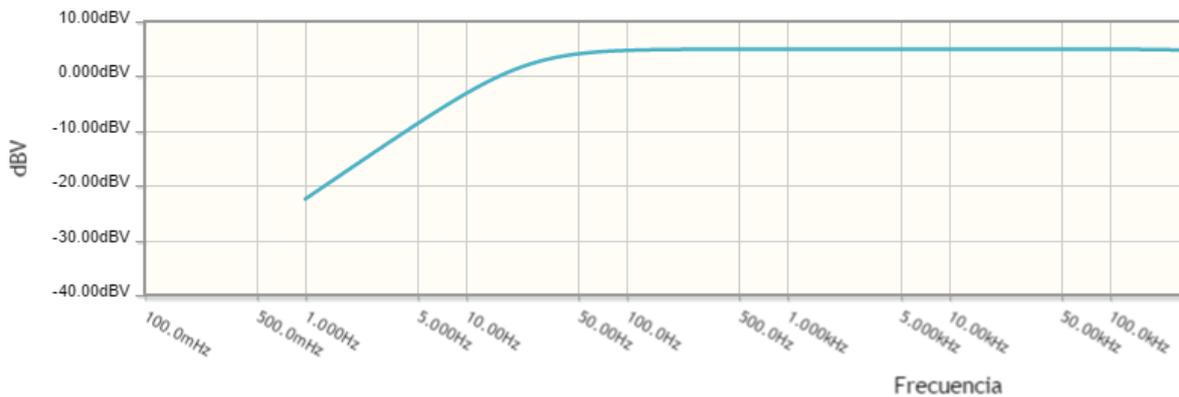


Figura 4.46 Diagrama de bode del filtro paso alto de la figura 4.42 simulado mediante la aplicación Circuitlab

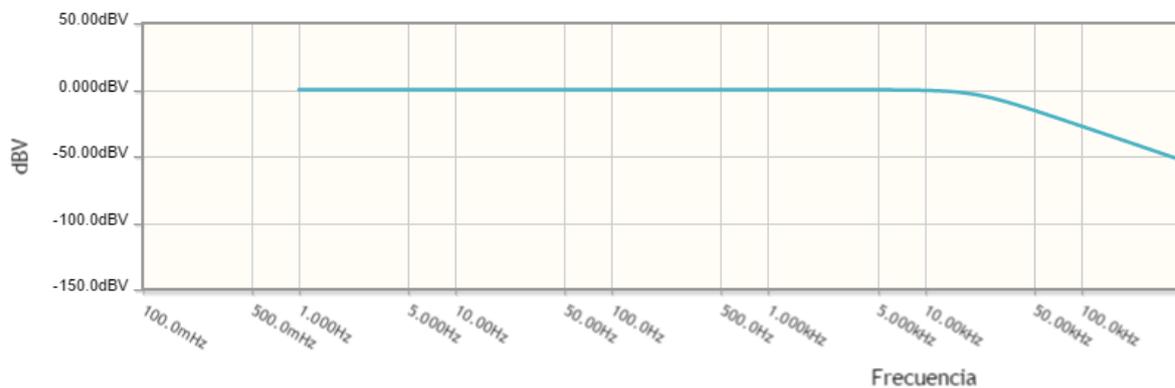


Figura 4.47 Diagrama de bode del filtro paso bajo de la figura 4.43 simulado mediante la aplicación Circuitlab

### 4.3.8. Etapa de potencia

Una vez se ha recuperado la señal original transmitida a través de la fibra óptica, es necesario añadir una etapa de potencia para poder reproducir la señal. Esta señal será reproducida a través de unos altavoces de  $4\Omega$  o  $8\Omega$ , de acuerdo con las especificaciones del proyecto.

Esta amplificación será llevada a cabo mediante un amplificador de audio estéreo de una potencia de alrededor de 5W. Al ser una solución económica, se utilizará un amplificador en clase AB o en clase D puesto que son más eficientes y económicos. Entre los amplificadores disponibles con este tipo de características se encuentran el TDA7496, el TPA3113D2PWP, el TPA1517DWP y el BA5417 entre otros.

Finalmente se ha seleccionado el amplificador en clase AB estéreo de 5.5W para cada canal, TDA7496, por ser el más económico. Su esquema se puede apreciar en la figura 4.48. El circuito de aplicación que proporciona el fabricante difiere ligeramente del que ha sido implementado en este proyecto. En primer lugar el filtro paso alto "RC" implementado en la entrada de la señal al amplificador tiene una frecuencia de corte menor, de 6.47Hz, para evitar distorsionar la banda de frecuencias entre 20Hz y 20kHz.

Tampoco se ha utilizado de un interruptor para las funciones de "stand by" o "mute", que estarán siempre activas. Para ello se conectarán los pines de estas funciones directamente a masa.

El Potenciómetro sugerido por el fabricante para el control de volumen es logarítmico, pero debido a la disponibilidad del laboratorio, se decidió utilizar un potenciómetro lineal multivuelta.

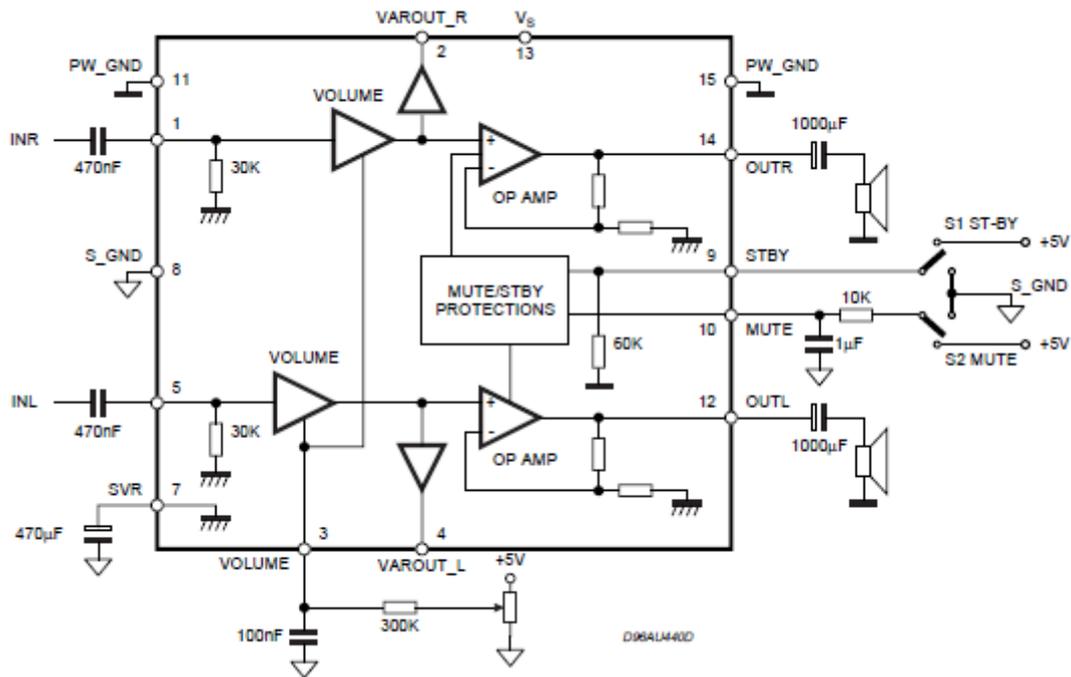


Figura 4.48 Esquema del amplificador TDA7496 proporcionado por el fabricante y un posible circuito de aplicación  
(© 2008 STMicroelectronics)

Por tanto las conexiones de la etapa de potencia se realizarán de la siguiente forma:

- La entrada de la señal se realizará en los pines 1 y 5 del integrado TDA7496 desde los pines 14 y 8 del integrado TL084 de la etapa de demodulación PWM, a través de unos condensadores de 820nF.
- El pin 3 es el encargado del control de volumen, y se alimentará mediante un divisor de tensiones alimentado a 5V formado por: una resistencia de 330kΩ (R19 figura 4.49) y un potenciómetro multivuelta lineal de 50kΩ (R20 figura 4.49) encargado de regular la tensión proporcionada al pin 3. Entre el pin 3 y masa se conectará un condensador de desacoplo de 100nF para evitar variaciones en esta tensión.
- El pin 7 es el encargado de rechazar el ruido que se pueda inducir en la señal, por ello se conectará a la masa limpia utilizada para la señal a través de un condensador de 470µF (C27 figura 4.49)
- Los pines 8, 9 y 10 se conectan a la masa limpia de la señal.
- Los pines 11 y 15 se conectan a masa.
- Los pines 2, 4 y 6 no se conectan.
- Los pines de salida 12 y 14 se conectan a un conector 4HEAD a través de dos condensadores electrolíticos de 1000µF (C24 y C25 respectivamente en la figura 4.49).
- Los altavoces se conectarán a uno de estos terminales del conector 4HEAD (pines 1 y 4 figura 4.49) y a otro de los cuales está conectado a masa (pines 3 y 2 del conector 4HEAD figura 4.49).

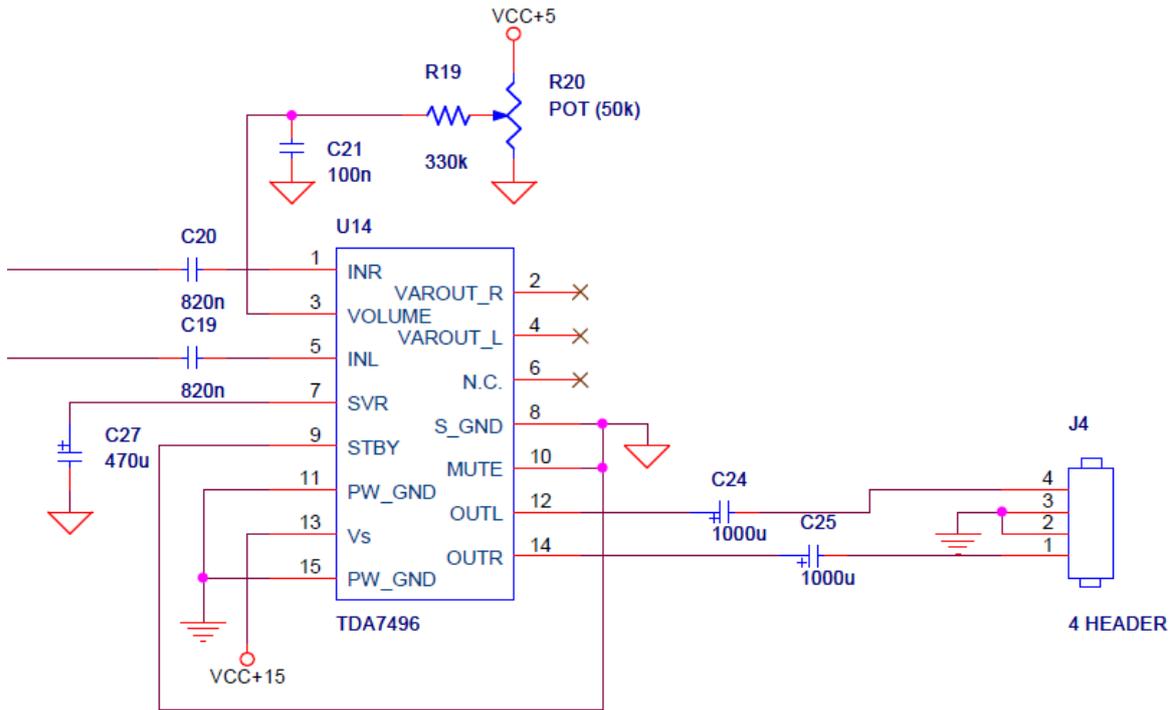


Figura 4.49 Esquema del amplificador TDA7496 y la etapa de salida

#### 4.3.9. Conversor de tensión

Para generar la tensión de 3.3V a partir de la tensión de 5V se ha utilizado el integrado TL1117DT-ADJ.

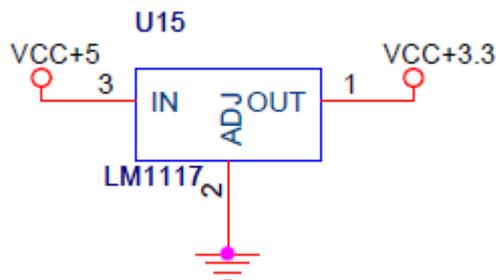


Figura 4.50 Esquema del integrado TL1117DT-ADJ

Para que funcione correctamente como convertor fijo de 5V a 3.3V se alimenta el pin 3 a 5V, se conecta el pin 2 a masa y el pin 1 a la salida de 3.3V. Para evitar ruidos, se conecta un condensador electrolítico de desacoplo de 10 $\mu$ F entre el pin 3 y masa, y otro condensador de desacoplo electrolítico de 100 $\mu$ F entre el pin 1 y masa.

## 5. DISEÑO DE LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO

Para la realización del prototipo se ha decidido realizar una placa de circuito impreso (PCB) de doble cara, debido a la dificultad de la conexión de algunos componentes en la placa de pruebas del laboratorio (los receptores y transmisores ópticos, el chip de ALTERA,...).

A la hora de realizar el diseño, la primera cosa a tener en cuenta es el tamaño de la placa de circuito impreso. Para ello, se realizó una estimación situando los componentes del sistema dentro de una placa de tamaño estándar, empezando por una placa de tamaño reducido hasta alcanzar un tamaño adecuado, en este caso de 100X160mm. Esta estimación se realizó mediante el programa de diseño de circuitos impresos OrCAD Layout Plus.

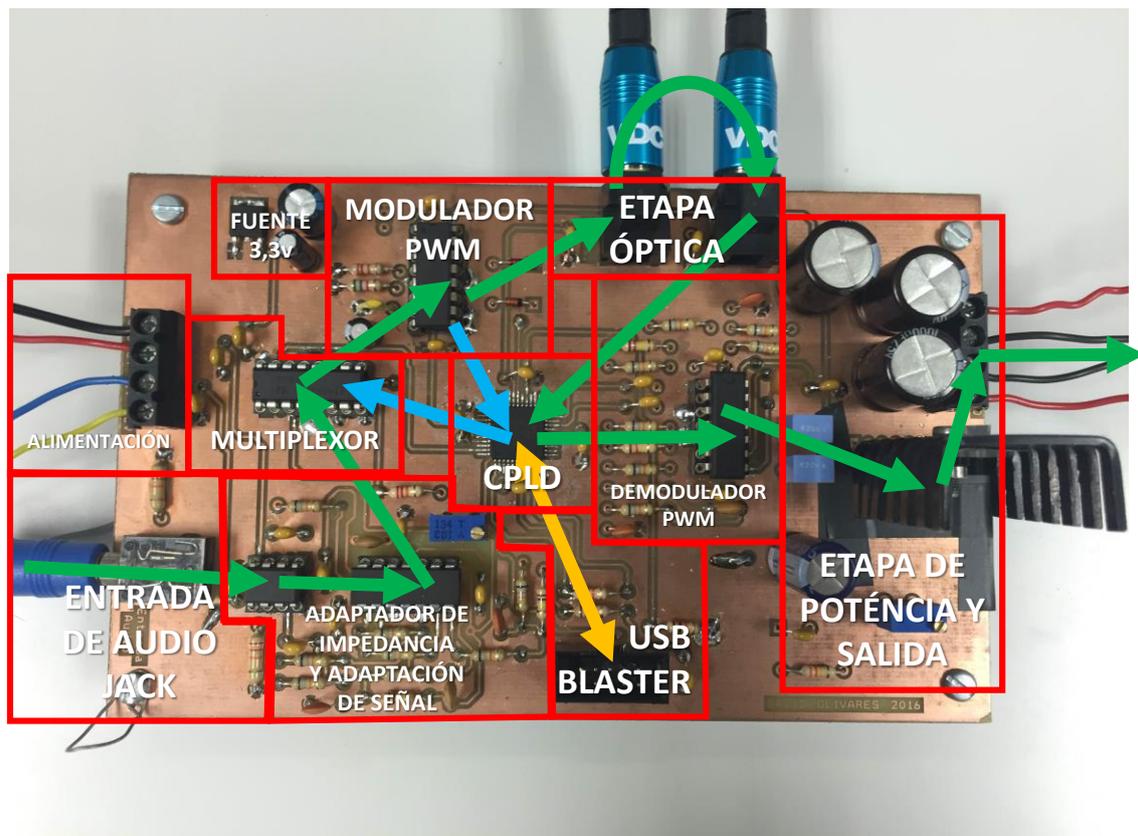


Figura 5.1 Diagrama de bloques sobre la placa PCB y esquema de las señales transmitidas entre ellas: señal de audio (Verde), señal de control de la multiplexación (azul) y señales de programación del chip CPLD (Amarillo).

Para la situación de los componentes, se ha seguido el siguiente orden: en primer lugar han sido situados los componentes que requieren conexión externa, de forma que queden en los bordes de la placa facilitando así su conexión. En la parte izquierda se situaron el conector Jack de entrada de la señal y las entradas de alimentación; en la parte derecha la salida el conector de salida de audio; en la parte superior los conectores de fibra óptica; y en la inferior el conector USB-BLASTER.

El lugar central de la placa fue reservado para el chip CPLD, ya que está conectado con diversos bloques del sistema y de esta forma se facilitaría su conexión.

El bloque de adaptación de impedancia se situó a continuación de la entrada de la señal, seguidamente se situó la etapa de adaptación de la señal. Los bloques de multiplexación y

modulación PWM se situaron bordeando el chip CPLD de forma que se pudieran conectar con facilidad. La etapa de fibra óptica se situó a continuación del bloque de modulación PWM.

Los bloques de demodulación PWM y la etapa de potencia se situaron entre el chip CPLD y los conectores de salida de la señal de audio. La etapa de potencia se situó de forma que quedara el amplificador de potencia cerca del extremo derecho, facilitando así la refrigeración mediante un ventilador en caso de haber sido necesario.

En cuanto a las características del diseño de la placa son las siguientes:

- Se ha utilizado una anchura de las pistas de 0.5mm, incluidas las conexiones entre los planos de masa y sus pines correspondientes.
- La distancia entre los planos de masa y las pistas es de 0.6mm.
- El diámetro mínimo utilizado para los *padstack* de los componentes pasivos como los diodos, resistencias y condensadores, así como para las vías, es de 1.91mm.
- Para los pines de los integrados y conectores se ha utilizado el tamaño recomendado según las librerías de OrCad para cada encapsulado, con la excepción de los integrados cuyo encapsulado es DIP, donde se ha mantenido su anchura debido al espacio entre patillas, pero se ha alargado el *padstack* para facilitar su soldadura. Sus medidas son las siguientes: 1.47mm de ancho y 2.24mm de largo.
- Para el *padstack* de los conectores de apriete por tornillo se ha seleccionado un tamaño de 4mm de diámetro.
- Se ha diferenciado entre dos tipos de planos de masa. Uno para la señal de audio y otro para el resto de conexiones a masa. Para la conexión entre los diferentes planos de masa se ha decidido utilizar una vía.

**NOTA:** En los planos utilizados para la fabricación de la placa hay un error en el diseño de las conexiones de los componentes ópticos OTJ-5 y ORJ-5 así como en el amplificador de potencia TDA7496. A la hora de diseñar el circuito impreso hubo un error y se realizaron las conexiones para conectar por debajo, para solucionarlo se debería situar el *footprint* en el diseño de OrCAD de la forma correcta. También sería recomendable cambiar la alimentación del pin 13 del integrado UC3825AN por 3.3V, ya que en un primer diseño se pensó alimentar a 5V. Además no se debe conectar el condensador C29.

## 6. CONCLUSIONES

---

El objetivo de este proyecto ha sido el diseño y la implementación de un sistema que module en anchura de pulso una señal de audio, la transmita por fibra óptica y sea capaz de recuperar otra vez la señal de audio en el formato analógico original. En vista de los resultados obtenidos, se puede decir que este objetivo ha sido cumplido, ya que la señal es reproducible correctamente a pesar de aparecer un ligero valor de ruido.

A lo largo del proyecto se han estudiado diferentes soluciones para cada uno de los problemas que han ido surgiendo, eligiéndose en cada caso la más adecuada para alcanzar los objetivos fijados.

Entre estos problemas, se podría destacar la transmisión de una señal de audio estéreo a través de una única fibra óptica, puesto que ha condicionado en gran medida el desarrollo del proyecto. Para la resolución de este problema ha sido necesario ampliar conocimientos acerca de los diferentes métodos de transmisión óptica y de multiplexación de señales.

El objetivo de transmitir una señal de audio estéreo se ha llevado a cabo mediante una multiplexación por división de tiempo, mediante la cual ha sido posible esta transmisión. Sin embargo, es importante mencionar que esta multiplexación por división de tiempo puede generar cierta distorsión en la señal de audio. Esta distorsión se debe a un ruido de conmutación de alta frecuencia (100kHz) que no debería tener influencia en la reproducción de la señal, puesto que se realizará un filtrado paso bajo posterior y se trata de una frecuencia no audible para el ser humano.

Además del ruido generado, la solución escogida para este problema presenta el inconveniente de la aleatoriedad en la separación de los canales de audio estéreo a la salida. Este problema se podría resolver mediante una señal de control que permita al demultiplexor iniciar la demultiplexión de canales siempre por el mismo, ya que este problema se genera solo debido a la aleatoriedad del primer pulso que recibe. Este problema no ha sido solucionado en este proyecto debido a la extensión del mismo y a que no se trata de su objetivo principal.

Otra característica que ha condicionado el desarrollo del proyecto ha sido su condición de solución económica. Debido a esto se ha tratado de ajustar el presupuesto mediante componentes económicos como el uso de un integrado para la etapa de modulación por anchura de pulso, generalmente usado para aplicaciones de potencia, o el uso de un amplificador de potencia de bajo coste.

En las siguientes figuras se puede apreciar la señal de salida generada por el amplificador de audio en la salida. En ellas se puede observar como el sistema cumple su función, es decir, la señal de audio se ha transmitido correctamente y se puede reproducir a su salida. Sin embargo, se escucha cierto ruido al reproducir una pista de audio. Este ruido es probable que sea debido al modulador PWM, debido a que no ha sido diseñado específicamente para este uso.

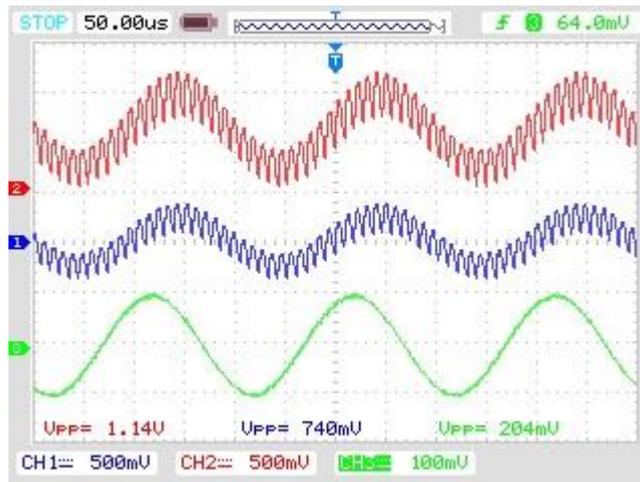


Figura 6.1 Comparativa entre la señal de entrada al sistema senoidal de 5KHz 200mVpp (verde), la señal tras pasar el filtro demodulador PWM (azul), tras pasar por la etapa de potencia (rojo)

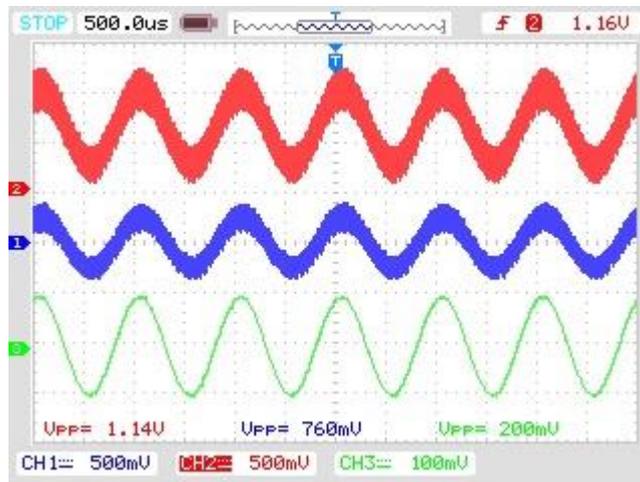


Figura 6.2 Comparativa entre la señal de entrada al sistema senoidal de 1KHz 200mVpp (verde), la señal tras pasar el filtro demodulador PWM (azul), tras pasar por la etapa de potencia (rojo)

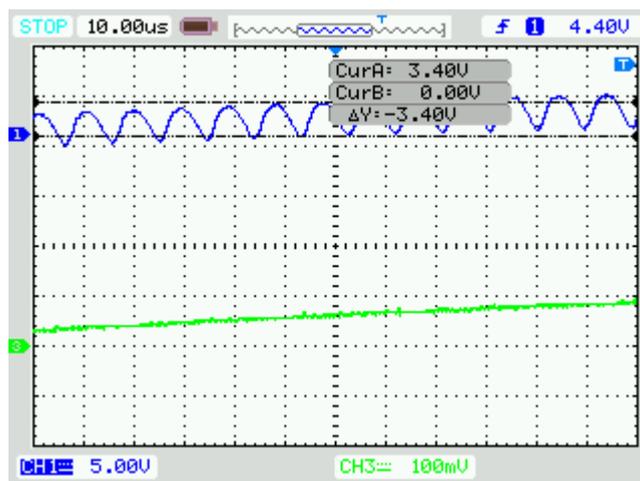


Figura 6.3 Rizado de la señal de salida (azul) generado posiblemente por la frecuencia de conmutación. En el otro canal podemos observar la señal de entrada, una senoidal de 1kHz 200mVpp

Los ajustes necesarios para la puesta a punto del sistema no son demasiados, de manera que cualquier usuario pudiera ser capaz de utilizarlo.

En primer lugar se debe programar el chip CPLD para que funcione de la forma deseada. Este paso solo es necesario realizarlo una vez e incluso se podría preprogramar con el fin de evitarlo. A continuación se debe ajustar el valor de offset mediante el potenciómetro multivuelta de 10k $\Omega$ . Una vez realizados estos pasos, solamente quedaría conectar la alimentación y las entradas y salidas de audio, tanto las de la señal analógica como las de fibra óptica. Finalmente se puede ajustar el volumen de salida mediante el potenciómetro multivuelta de 50k $\Omega$ .

De cara a un futuro proyecto o uso de este trabajo, se podría fijar el valor de tensión de offset mediante una resistencia fija, de forma que se podría evitar este ajuste. También cabe destacar que, si se quisiera obtener una señal de mejor calidad, se recomienda generar una señal de muestreo para la modulación por anchura de pulso de mayor precisión y estabilidad.

## 7. ANEXO DE CÁLCULOS

### 7.1. Cálculos para la etapa de adaptación de niveles.

En primer lugar se realizan los cálculos para el **filtro paso alto de primer orden**. Para ello se aplican las ecuaciones adecuadas para el análisis de este tipo de circuitos, a partir de las cuales se obtienen las siguientes expresiones:

- La función de transferencia de este filtro es:

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} * \frac{p}{p + \frac{1}{R_1 * C_1}} \quad (6)$$

- Siendo su ganancia:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} \quad (7)$$

- Y su frecuencia de corte:

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * R_1 * C_1} \quad (8)$$

A continuación se realizan los cálculos para el **filtro paso bajo de Butterworth de segundo orden**. Para ello se aplican las ecuaciones adecuadas para el análisis de este tipo de circuitos, a partir de las cuales se obtienen las siguientes expresiones:

- Su función de transferencia es:

$$V_s = -\frac{\frac{1}{R_2 * R_1 * C_1 * C_2}}{p^2 + \frac{R_1 * R_2 + R_1 + R_3 * R_2}{R_1 * R_2 * R_3 * C_1} * p + \frac{1}{R_2 * R_3 * C_1 * C_2}} V_e + \frac{\frac{1}{R_2^2 * C_1 * C_2} V_{offset}}{p^2 + \frac{R_1 * R_2 + R_1 + R_3 * R_2}{R_1 * R_2 * R_3 * C_1} * p + \frac{1}{R_2 * R_3 * C_1 * C_2}} \quad (9)$$

- El valor de  $V_{offset}$  sigue la siguiente ecuación:

$$V_{offset} = \frac{R_4 * K}{R_4 + R_7} * 5V \quad (10)$$

Siendo K la constante dependiente del potenciómetro multivuelta.

- Siendo su ganancia:

$$A_v = \frac{R_3}{R_1} \quad (11)$$

- Y su frecuencia de corte:

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{R_2 * R_3 * \sqrt{C_1 * C_2}}} \quad (12)$$

## 7.2. Cálculos para el ajuste del modulador PWM

Para configurar el integrado UC3825AN de la forma deseada se deben ajustar algunos valores de resistencias y condensadores. Para ello se pueden emplear las ecuaciones nombradas a continuación o los valores obtenidos de las gráficas del fabricante.

- Cálculo del ciclo de trabajo máximo en tanto por uno:

$$R_T = \frac{3V}{(10mA) * (1 - D_{MAX})} \quad (13)$$

Siendo  $D_{MAX}$  el ciclo de trabajo máximo.

- Cálculo de la frecuencia de la señal de tipo diente de sierra utilizada para el muestreo:

$$C_T = \frac{(1.6 * D_{MAX})}{(R_T * f)} \quad (14)$$

Siendo  $f$  la frecuencia de la señal de tipo diente de sierra.

- Cálculo del tiempo de *leading edge blanking*:

$$t_{LEB} = 0.5 * (R || 10k\Omega) * C \quad (15)$$

Siendo  $t_{LEB}$  el tiempo de *leading edge blanking*.

## 7.3. Cálculos para la etapa de demodulación

En primer lugar se realizan los cálculos para el **filtro paso alto de primer orden**. Para ello se aplican las ecuaciones adecuadas para el análisis de este tipo de circuitos, a partir de las cuales se obtienen las siguientes expresiones:

- La función de transferencia de este filtro es:

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} * \frac{p}{p + \frac{1}{R_1 * C_1}} \quad (16)$$

- Siendo su ganancia:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} \quad (17)$$

- Y su frecuencia de corte:

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * R_1 * C_1} \quad (18)$$

A continuación se realizan los cálculos para el **filtro paso bajo de Butterworth de segundo orden**. Para ello se aplican las ecuaciones adecuadas para el análisis de este tipo de circuitos, a partir de las cuales se obtienen las siguientes expresiones:

- Su función de transferencia es:

$$V_s = - \frac{\frac{1}{R_2 * R_1 * C_1 * C_2}}{p^2 + \frac{R_1 * R_2 + R_1 + R_3 * R_2}{R_1 * R_2 * R_3 * C_1} * p + \frac{1}{R_2 * R_3 * C_1 * C_2}} V_e \quad (19)$$

- Siendo su ganancia:

$$A_v = \frac{R_3}{R_1} \quad (20)$$

- Y su frecuencia de corte:

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{R_2 * R_3} * \sqrt{C_1 * C_2}} \quad (21)$$

#### 7.4. Cálculos para la etapa de amplificación de potencia

- Filtro paso alto interno:

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * C * R} \quad (22)$$

#### 7.5. Programación del CPLD

- La tabla de verdad que se pretende obtener mediante el circuito lógico y los biestables sería la siguiente:

I		OA	OB	Q1	Q0
0	1				
①	2	0	0	0	0
3	②	1	0	1	0
③	4	0	0	1	1
1	④	0	1	0	1

Tabla 16 Tabla de verdad del diagrama de estados de la figura 7.1

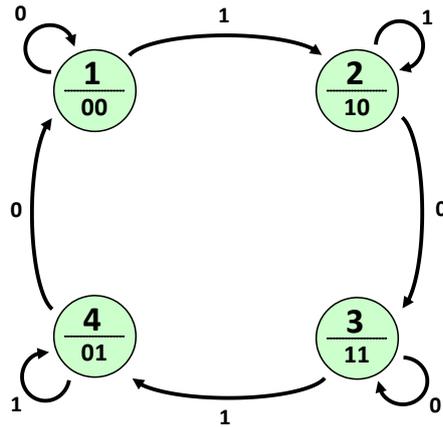


Figura 7.1 Diagrama de estados de la etapa de demultiplexión

Siendo las ecuaciones de salida del chip CPLD:

$$O_A = Q_1 * \bar{Q}_0 \tag{23}$$

$$O_B = \bar{Q}_1 * Q_0 \tag{24}$$

- Obtenemos las ecuaciones simplificadas de los valores de las entradas Preset y Clear de cada biestable, activos a nivel bajo:

$$\bar{P}_1 = \bar{I} + Q_0 \tag{25}$$

$Q_0 \backslash IQ_1$	00	01	11	10
0	1	X	X	0
1	1	X	1	1

Tabla 17 Tabla de verdad que define el valor de la función Preset del biestable 1

$$\bar{P}_0 = I + \bar{Q}_1 \tag{26}$$

$Q_0 \backslash IQ_1$	00	01	11	10
0	1	X	X	0
1	1	X	1	1

Tabla 18 Tabla de verdad que define el valor de la función Preset del biestable 0

$$\bar{C}_1 = \bar{I} + \bar{Q}_0 \tag{27}$$

$Q_0 \backslash IQ_1$	00	01	11	10
0	1	X	X	0
1	1	X	1	1

Tabla 19 Tabla de verdad que define el valor de la función Clear del biestable 1

$$\bar{C}_0 = I + Q_1 \quad (28)$$

$O_0 \backslash IQ_1$	00	01	11	10
0	1	X	X	0
1	1	X	1	1

Tabla 20 Tabla de verdad que define el valor de la función Clear del biestable 0

- Por tanto la tabla global que describe el comportamiento del sistema es:

Estado Actual	I	t		t+1		P1	C1	P0	PO
		Q1	Q0	Q1	Q0				
①	0	0	0	0	0	1	X	1	X
1	0	0	1	0	0	1	X	1	0
3	0	1	0	1	1	X	1	0	1
③	0	1	1	1	1	X	1	X	1
2	1	0	0	1	0	0	1	1	X
④	1	0	1	0	1	1	X	X	1
②	1	1	0	1	0	X	1	1	X
4	1	1	1	0	1	1	0	X	1

Tabla 21 Tabla de verdad del circuito lógico que controla la demultiplexación

- Tabla de verdad para el circuito lógico encargado de producir la señal de multiplexación:

T	$Q_t$	$Q_{t+1}$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tabla 22 Tabla de verdad que define el funcionamiento del circuito lógico que controla la multiplexación

$$Q_{t+1} = (T + Q_t) * (\bar{T} + \bar{Q}_t) \quad (29)$$

## 8. INDICE DE IMÁGENES Y TABLAS

---

### 8.1. Índice de imágenes

Figura 1.1 Adaptador de entradas de audio propuesto por Apple ( <a href="https://support.apple.com/es-es/HT201739">https://support.apple.com/es-es/HT201739</a> ).....	3
Figura 1.2 Esquema básico de etapas en un sistema de audio ( <a href="http://elcajondeelectronico.com/author/leandro/">http://elcajondeelectronico.com/author/leandro/</a> Sistemas de RTV – Mc Graw – Emilio Felix Molero).....	3
Figura 1.3 Esquema de un amplificador en clase AB (Juan José Pérez Martínez, apuntes de Sistemas Electrónicos).....	4
Figura 1.4 Campo sonoro en un auditorio ( <a href="http://elcajondeelectronico.com/author/leandro/">http://elcajondeelectronico.com/author/leandro/</a> ) ...	5
Figura 1.5 Señal modulada en amplitud ( <a href="http://arieldx.tripod.com/manualdx/bandas/modulacion.htm">http://arieldx.tripod.com/manualdx/bandas/modulacion.htm</a> ).....	7
Figura 1.6 Señal modulada en frecuencia ( <a href="https://sawy891.wordpress.com/2013/05/31/analisis-e-implementacion-de-un-transmisor-fm/">https://sawy891.wordpress.com/2013/05/31/analisis-e-implementacion-de-un-transmisor-fm/</a> ).....	7
Figura 1.7 Modulación PSK ( <a href="http://www.ilmondodelletelecomunicazioni.it/argomento.php?id_lezione=43&amp;id_capitolo=287">http://www.ilmondodelletelecomunicazioni.it/argomento.php?id_lezione=43&amp;id_capitolo=287</a> ) .....	8
Figura 1.8 Esquema básico sobre el funcionamiento de una red Li-Fi ( <a href="https://www.cdnsol.com/blog/li-fi-light-based-communication-technology/">https://www.cdnsol.com/blog/li-fi-light-based-communication-technology/</a> ) .....	9
Figura 1.9 Cable RCA de audio macho-hembra ( <a href="http://www.hispasonic.com/foros/mejores-cables-rca-hembra-rca-macho/497464">http://www.hispasonic.com/foros/mejores-cables-rca-hembra-rca-macho/497464</a> ).....	10
Figura 1.10 Conector XLR ( <a href="http://www.tuelectronica.es/tutoriales/audio/conectores-de-audio.html">http://www.tuelectronica.es/tutoriales/audio/conectores-de-audio.html</a> ).....	10
Figura 1.11 Conector Jack 6.3mm ( <a href="http://www.tuelectronica.es/tutoriales/audio/conectores-de-audio.html">http://www.tuelectronica.es/tutoriales/audio/conectores-de-audio.html</a> ).....	11
Figura 1.12 Conector HDMI ( <a href="http://www.neoteo.com/construye-tu-cable-dvi-a-hdmi-diy">http://www.neoteo.com/construye-tu-cable-dvi-a-hdmi-diy</a> ).....	11
Figura 1.13 Estructura de una fibra óptica (Descripción técnica de un cable TOSLINK facilitado por Toshiba).....	12
Figura 1.14 Fibra multimodo y monomodo ( <a href="http://fibraoptica.blog.tartanga.net/fundamentos-de-las-fibras-opticas/">http://fibraoptica.blog.tartanga.net/fundamentos-de-las-fibras-opticas/</a> ).....	12
Figura 1.15 Evolución anual del precio del cobre CTS \$/Lb ( <a href="https://technoindustria.wordpress.com/2015/04/27/evolucion-del-sector-de-la-mineria-metalica-en-espana/">https://technoindustria.wordpress.com/2015/04/27/evolucion-del-sector-de-la-mineria-metalica-en-espana/</a> ).....	13
Figura 1.16 Cable TOSLINK ( <a href="https://benchmarkmedia.com/products/toslink-optical-cable-with-metal-connectors">https://benchmarkmedia.com/products/toslink-optical-cable-with-metal-connectors</a> ).....	13
Figura 1.17 Señal analógica.....	14
Figura 1.18 Muestreo de la señal analógica con un periodo de 0.1s y 4 bits .....	15
Figura 1.19 Ejemplo de aliasing debido a un muestreo inadecuado (Apuntes de Tecnología Electrónica).....	15
Figura 1.20 Operacional comparador .....	16
Figura 1.21 Señal PWM de 75% de ciclo de trabajo.....	17
Figura 1.22 Señal PWM de 25% de ciclo de trabajo.....	17
Figura 1.23 PWM de una señal senoidal de 50KHz medida con el osciloscopio.....	18

Figura 1.24 Descomposición en series de Fourier de una señal PWM generada por una senoidal de 9KHz. (En azul las amplitudes de los armónicos y en naranja la atenuación proporcionada por un filtro paso bajos de segundo orden cuya frecuencia de corte es 20KHz).....	19
Figura 1.25 FFT de una pista de audio (With or without you, U2) generada con el programa Audacity .....	20
Figura 1.26 FFT de una señal de audio modulada por anchura de pulso, con una frecuencia de muestreo de 400KHz, antes de ser filtrada (rojo) y la misma señal tras un filtrado paso bajo de 20KHz (Verde) ( <a href="https://es.scribd.com/doc/201719272/Informe-Amplificador-Clase-D">https://es.scribd.com/doc/201719272/Informe-Amplificador-Clase-D</a> ).....	20
Figura 4.1 Entradas y salidas del sistema.....	22
Figura 4.2 Etapas del sistema.....	23
Figura 4.3 Esquema de un amplificador para explicar las diferencias entre clase A, B y AB ( <a href="https://passlabs.com/articles/leaving-class-a">https://passlabs.com/articles/leaving-class-a</a> ).....	34
Figura 4.4 Señales amplificadas por un amplificador en clase B (FIG 2A), en clase AB (FIG 2B) y clase A (FIG 2C) ( <a href="https://passlabs.com/articles/leaving-class-a">https://passlabs.com/articles/leaving-class-a</a> ).....	34
Figura 4.5 Esquema del conector JACK 150317 extraído de las hojas de catálogo del fabricante (Lumberg).....	35
Figura 4.6 Esquema del integrado TL082 extraído de las hojas del fabricante (© 2008 STMicroelectronics).....	36
Figura 4.7 Esquema de componentes y conexiones de la etapa de entrada.....	36
Figura 4.8 Filtro paso alto de primer orden para la etapa de adaptación de la señal .....	37
Figura 4.9 Filtro paso bajo de Butterworth de segundo orden para la etapa de adaptación de la señal .....	38
Figura 4.10 Esquema del componente TL084 proporcionado por el fabricante (© 2008 STMicroelectronics).....	39
Figura 4.11 Esquema de la etapa de adaptación de niveles .....	41
Figura 4.12 Diagrama de bode del filtro paso alto de la figura 4.8 simulado mediante la aplicación Circuitlab .....	41
Figura 4.13 Diagrama de bode del filtro paso bajo de la figura 4.9 simulado mediante la aplicación Circuitlab .....	42
Figura 4.14 Medida del osciloscopio de una señal de entrada continua (azul) y la tensión de salida del filtro (rojo).....	42
Figura 4.15 Medida del osciloscopio de una señal de entrada de 20Hz (azul) y la tensión de salida del filtro (rojo).....	42
Figura 4.16 Medida del osciloscopio de una señal de entrada de 1kHz (azul) y la tensión de salida del filtro (rojo).....	43
Figura 4.17 Medida del osciloscopio de una señal de entrada de 20kHz (azul) y la tensión de salida del filtro (rojo).....	43
Figura 4.18 Medida del osciloscopio de una señal de entrada de 100kHz (azul) y la tensión de salida del filtro (rojo).....	43
Figura 4.19 Esquema del integrado DG403 facilitado por el fabricante (Vishay Siliconix) .....	44
Figura 4.20 Esquema de las conexiones del integrado DG403 .....	45
Figura 4.21 Señal de reloj (azul) frente a la señal alterna a la salida del DG403 (amarillo).....	46
Figura 4.22 Retraso entre la señal de reloj (azul) y la señal de salida del integrado DG403 (amarillo) .....	46
Figura 4.23 Valor de la salida del integrado DG403 (amarillo) al inicio de la rampa PWM (azul) ...	47
Figura 4.24 Señal de pulsos PWM (amarillo) frente a la señal conmutada por el integrado DG403 (azul).....	47

Figura 4.25 Señal senoidal de 1kHz por un solo canal (azul) y esta misma señal multiplexada (rojo) .....	48
Figura 4.26 Señal de entrada senoidal de 1kHz por ambos canales (azul) y su salida multiplexada por el integrado DG403 (rojo) .....	48
Figura 4.27 Diagrama de bloques del componente UC3825AN facilitado por el fabricante (Texas Instrument) .....	49
Figura 4.28 Esquema de conexiones del integrado UC3825AN .....	50
Figura 4.29 Señal de entrada de 1kHz 200mVpp (verde), señal diente de sierra (azul) y de salida del modulador PWM (rojo) .....	51
Figura 4.30 Esquema de conexión de fibra óptica típico Toslink proporcionado por el fabricante (Cliff Electronic Components Ltd.) .....	51
Figura 4.31 Señal de entrada al transmisor óptico (rojo) y señal de salida del receptor óptico (azul) .....	52
Figura 4.32 Retraso producido en la etapa óptica entre la entrada al transmisor (rojo) y la salida del receptor (azul) .....	52
Figura 4.33 Esquema de pines y funciones del CPLD de ALTERA MAX3032A proporcionado por el fabricante (ALTERA) .....	53
Figura 4.34 Esquema del conector USB-BLASTER proporcionado por el fabricante (ALTERA) .....	54
Figura 4.35 Esquema de las conexiones entre el conector USB-BLASTER y el chip MAX3032 .....	55
Figura 4.36 Esquema de programación del chip MAX3032 para QUARTUS .....	55
Figura 4.37 Circuito lógico empleado para generar una señal cuadrada a partir de los pulsos de reloj para QUARTUS .....	56
Figura 4.38 Tabla extraída de QUARTUS con la asignación de pines de señales de entrada y salida .....	56
Figura 4.39 Esquema de la asignación de pines del chip MAX3032 extraído de QUARTUS .....	57
Figura 4.40 Demultiplexación de la señal por el chip MAX3032. Señal de entrada al sistema senoidal (azul). Señal PWM transmitida por el optoreceptor ORJ-5 (rojo). Señal de salida del canal derecho del chip MAX3032 (Verde) .....	57
Figura 4.41 Señal de onda cuadrada generada por el chip MAX3032 (rojo) a partir de los pulsos de reloj del integrado UC3825 (azul) .....	58
Figura 4.42 Filtro paso alto de primer orden 20Hz .....	58
Figura 4.43 Filtro paso bajo de segundo orden de Butterworth 20kHz .....	59
Figura 4.44 Esquema del componente TL084 proporcionado por el fabricante (© 2008 STMicroelectronics) .....	60
Figura 4.45 Esquema de la etapa de demodulación PWM .....	61
Figura 4.46 Diagrama de bode del filtro paso alto de la figura 4.42 simulado mediante la aplicación Circuitlab .....	62
Figura 4.47 Diagrama de bode del filtro paso bajo de la figura 4.43 simulado mediante la aplicación Circuitlab .....	62
Figura 4.48 Esquema del amplificador TDA7496 proporcionado por el fabricante y un posible circuito de aplicación (© 2008 STMicroelectronics) .....	63
Figura 4.49 Esquema del amplificador TDA7496 y la etapa de salida .....	64
Figura 4.50 Esquema del integrado TL1117DT-ADJ .....	64
Figura 5.1 Diagrama de bloques sobre la placa PCB y esquema de las señales transmitidas entre ellas: señal de audio (Verde), señal de control de la multiplexación (azul) y señales de programación del chip CPLD (Amarillo). .....	65
Figura 6.1 Comparativa entre la señal de entrada al sistema senoidal de 5KHz 200mVpp (verde), la señal tras pasar el filtro demodulador PWM (azul), tras pasar por la etapa de potencia (rojo) .....	68

Figura 6.2 Comparativa entre la señal de entrada al sistema senoidal de 1KHz 200mVpp (verde), la señal tras pasar el filtro demodulador PWM (azul), tras pasar por la etapa de potencia (rojo) .....	68
Figura 6.3 Rizado de la señal de salida (azul) generado posiblemente por la frecuencia de conmutación. En el otro canal podemos observar la señal de entrada, una senoidal de 1kHz 200mVpp .....	68
Figura 7.1 Diagrama de estados de la etapa de demultiplexión .....	73

## 8.2. Índice de tablas

Tabla 1 Comparativa entre las diferentes alternativas para la entrada de audio analógico .....	24
Tabla 2 Comparativa entre las diferentes alternativas para la adaptación de la impedancia de entrada del sistema .....	25
Tabla 3 Comparativa entre las diferentes alternativas para el filtrado de la señal .....	25
Tabla 4 Comparativa entre los diferentes tipos de filtros activos .....	26
Tabla 5 Comparativa entre las diferentes alternativas para sumar un valor de offset a la señal ...	26
Tabla 6 Comparativa entre las diferentes alternativas para la amplificación de la señal .....	27
Tabla 7 Comparativa entre las diferentes alternativas para la transmisión de una señal de audio estéreo PWM a través de una fibra óptica .....	28
Tabla 8 Comparativa entre las diferentes alternativas para la modulación PWM .....	29
Tabla 9 Comparativa entre las diferentes técnicas de digitalización de una señal .....	29
Tabla 10 Comparativa entre las diferentes alternativas de transmisión de la señal .....	30
Tabla 11 Comparativa entre las diferentes alternativas para la demultiplexación de la señal .....	31
Tabla 12 Comparativa entre los diferentes filtros para la demodulación de la señal .....	32
Tabla 13 Comparativa entre los diferentes filtros activos para la demodulación de la señal .....	33
Tabla 14 Comparativa entre las diferentes alternativas para la amplificación en potencia de la señal .....	35
Tabla 15 Salida del integrado DG403 en función de la señal de control .....	45
Tabla 16 Tabla de verdad del diagrama de estados de la figura 7.1 .....	72
Tabla 17 Tabla de verdad que define el valor de la función Preset del biestable 1 .....	73
Tabla 18 Tabla de verdad que define el valor de la función Preset del biestable 0 .....	73
Tabla 19 Tabla de verdad que define el valor de la función Clear del biestable 1 .....	74
Tabla 20 Tabla de verdad que define el valor de la función Clear del biestable 0 .....	74
Tabla 21 Tabla de verdad del circuito lógico que controla la demultiplexación .....	74
Tabla 22 Tabla de verdad que define el funcionamiento del circuito lógico que controla la multiplexión .....	74

## 9. BIBLIOGRAFÍA

---

### 9.1. Bibliografía

*Apuntes de Sistemas electrónicos*. Valencia: UPV.

*Apuntes de Tecnología electrónica*. Valencia: UPV.

Circuitlab. *Circuitlab*. Recuperado el 2016 de [www.circuitlab.com](http://www.circuitlab.com)

Artículo sobre “Sistemas de comunicación por fibra óptica de alta capacidad” escrito por Diego F. Grosz publicado por el Departamento de Física y Matemática del Instituto Tecnológico de Buenos Aires (ITBA). Recuperado el 10 de 4 de 2016 de [http://s3.amazonaws.com/academia.edu.documents/32779941/ber\\_f.o.pdf?AWSAccessKeyId=AKIAJ56TQJRTWSMTNPEA&Expires=1467289174&Signature=4POwJxX23MwdQvX8AI26KruuOfg%3D&response-content-disposition=inline%3B%20filename%3DSISTEMAS\\_DE\\_COMUNICACION\\_POR\\_FIBRA\\_OPTIC.pdf](http://s3.amazonaws.com/academia.edu.documents/32779941/ber_f.o.pdf?AWSAccessKeyId=AKIAJ56TQJRTWSMTNPEA&Expires=1467289174&Signature=4POwJxX23MwdQvX8AI26KruuOfg%3D&response-content-disposition=inline%3B%20filename%3DSISTEMAS_DE_COMUNICACION_POR_FIBRA_OPTIC.pdf)

Artículo sobre la comunicación LiFi “*What is LiFi?*” © 2015 IEEE. Sus autores son: Harald Haas, Liang Yin, Yunlu Wang and Cheng Chen. Obtenido el 15 de 4 de 2016 de <http://www.lifi.eng.ed.ac.uk/lifi-news/2016-15-04-0734/what-lifi>

Informe sobre amplificadores de audio en clase D de la Escuela de Ingenierías Eléctricas y de Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander. Sus autores son: Paula Andrea Pedroza Niño, David Leonardo Abreo Carrillo, Edgar Alexander Alfonso Fuentes y Jheyston Omar Serrano Luna. Obtenido el día 28 de 5 de 2016 de <https://es.scribd.com/doc/201719272/Informe-Amplificador-Clase-D>

Artículo sobre amplificadores de audio en clase A, AB y B: “*Leaving Class A*” © 2008 Nelson Pass. Obtenido el 1 de 6 de 2016 de <https://passlabs.com/articles/leaving-class-a>

### 9.2. Precio de cable de cobre y fibra óptica

[1] Precio de un cable de cobre por metro. Obtenido el día 28 de 5 de 2016 de [http://www.generadordeprecios.info/obra\\_nueva/Instalaciones/Audiovisuales/Red\\_de\\_cables\\_d\\_e\\_pares\\_de\\_cobre/Cable\\_de\\_pares\\_de\\_cobre\\_0\\_0\\_0\\_0\\_0\\_0\\_0.html](http://www.generadordeprecios.info/obra_nueva/Instalaciones/Audiovisuales/Red_de_cables_d_e_pares_de_cobre/Cable_de_pares_de_cobre_0_0_0_0_0_0_0.html)

[2] Precio de un cable de fibra óptica monomodo por metro. Obtenido el día 28 de 5 de 2016 de [https://www.telecocable.com/tienda/producto/CABLE-FIBRA-OPTICA-MONOMODO-9\\_125-2-FIBRAS-OS1-ZIP-TWIN-LSZH/89](https://www.telecocable.com/tienda/producto/CABLE-FIBRA-OPTICA-MONOMODO-9_125-2-FIBRAS-OS1-ZIP-TWIN-LSZH/89)

### 9.3. Referencias de imágenes

Figura 1.1: Adaptador de entradas. Obtenido el 20 de 5 de 2016 de <https://support.apple.com/es-es/HT201739>

Figura 1.2: Esquema básico de un sistema de audio. Obtenido el 20 de 5 de 2016 de <http://elcajondelelectronico.com/author/leandro/>. Autor: Emilio Felix Molero. Publicado en el libro “Sistemas de RTV” de la editorial “Mc Graw”.

Figura 1.3: Esquema básico de un amplificador en clase AB. Obtenido de los apuntes de Sistemas electrónicos.

Figura 1.4: Campo sonoro de un auditorio. Obtenido el 20 de 5 de 2016 de <http://elcajondelectronico.com/author/leandro/>

Figura 1.5: Señal AM. Obtenida el 21 de 5 de 2016 de <http://arieldx.tripod.com/manualdx/bandas/modulacion.htm>

Figura 1.6: Señal FM. Obtenida el 21 de 5 de 2016 de <https://sawy891.wordpress.com/2013/05/31/analisis-e-implementacion-de-un-transmisor-fm/>

Figura 1.7: Señal modulada PSK. Obtenida el 21 de 5 de 2016 de [http://www.ilmondodelletelecomunicazioni.it/argomento.php?id\\_lezione=43&id\\_capitolo=287](http://www.ilmondodelletelecomunicazioni.it/argomento.php?id_lezione=43&id_capitolo=287)

Figura 1.8: Funcionamiento de una red Li-Fi. Obtenida el 21 de 5 de 2016 de <https://www.cdnsol.com/blog/li-fi-light-based-communication-technology/>

Figura 1.9: Cable RCA. Obtenida el 22 de 5 de 2016 de <http://www.hispasonic.com/foros/mejores-cables-rca-hembra-rca-macho/497464>

Figura 1.10 Conector XLR. Obtenida el 22 de 5 de 2016 de <http://www.tuelectronica.es/tutoriales/audio/conectores-de-audio.html>

Figura 1.11 Conector Jack. Obtenida el 22 de 5 de 2016 de <http://www.tuelectronica.es/tutoriales/audio/conectores-de-audio.html>

Figura 1.12: Conector HDMI. Obtenida el 22 de 5 de 2016 de <http://www.neoteo.com/construye-tu-cable-dvi-a-hdmi-diy>

Figura 1.13: Estructura de una fibra óptica. Obtenida de las hojas de especificaciones de TOSLINK facilitadas por Toshiba.

Figura 1.14: Fibra monomodo y multimodo. Obtenido el 25 de 5 de 2016 de <http://fibraoptica.blog.tartanga.net/fundamentos-de-las-fibras-opticas/>

Figura 1.15: Evolución del precio del cobre. Obtenido el 26 de 5 de 2016 de <https://technoindustria.wordpress.com/2015/04/27/evolucion-del-sector-de-la-mineria-metalica-en-espana/>

Figura 1.16: Cable TOSLINK. Obtenido el 26 de 5 de 2016 de <https://benchmarkmedia.com/products/toslink-optical-cable-with-metal-connectors>

Figura 1.19: Ejemplo de Aliasing. Obtenido de los apuntes de Tecnología electrónica.

Figura 1.25: FFT de una pista de audio (With or without you, U2). Generada mediante Audacity.

Figura 1.26: FFT de una señal de audio modulada por anchura de pulsos. Obtenido el 28 de 5 de 2016 de <https://es.scribd.com/doc/201719272/Informe-Amplificador-Clase-D>. Informe de la Universidad Industrial de Santander sobre amplificadores en clase D. Autores: Paula Andrea Pedroza Niño, David Leonardo Abreo Carrillo, Edgar Alexander Alfonso Fuentes, Jheyston Omar Serrano Luna.

Figura 4.3: Esquema de un amplificador. Obtenido el 1 de 6 de 2016 de <https://passlabs.com/articles/leaving-class-a>.

Figura 4.4: Señales de un amplificador en clase A, AB y B. Obtenido el 1 de 6 de 2016 de <https://passlabs.com/articles/leaving-class-a>.

Figura 4.5: Esquema del conector Jack 150317. Obtenido de las hojas del fabricante *Lumberg*.

Figura 4.6: Esquema del integrado TL082. Obtenido de las hojas del fabricante *STMicroelectronics*

Figura 4.10: Esquema del integrado TL084. Proporcionado por el fabricante *STMicroelectronics*

Figura 4.12: Diagrama de bode del filtro paso alto de la figura 4.8 simulado mediante la aplicación Circuitlab.

Figura 4.13 Diagrama de bode del filtro paso bajo de la figura 4.9 simulado mediante la aplicación Circuitlab.

Figura 4.19: Esquema del integrado DG403. Obtenido del fabricante *Vishay Siliconix*

Figura 4.27: Diagrama de bloques del componente UC3825AN. Obtenido de las hojas de especificaciones del fabricante Texas Instrument.

Figura 4.30: Esquema de conexión de fibra óptica típico Toslink. Obtenido de las hojas de catálogo facilitadas por el fabricante *Cliff Electronic Components Ltd*.

Figura 4.33 Esquema de pines y funciones del CPLD de ALTERA MAX3032A. Obtenido de las hojas de especificaciones facilitadas por el fabricante *ALTERA*.

Figura 4.34 Esquema del conector USB-BLASTER Obtenido de las hojas de especificaciones facilitadas por el fabricante *ALTERA*.

Figura 4.36: Esquema de programación del chip MAX3032. Obtenido del programa *QUARTUS*.

Figura 4.37: Circuito lógico empleado para convertir la señal de pulsos de reloj en una señal cuadrada. Obtenido del programa *QUARTUS*.

Figura 4.38: Tabla de asignación de pines del chip MAX3032. Obtenido del programa *QUARTUS*.

Figura 4.44: Esquema del componente TL084 Obtenido de las hojas de especificaciones del fabricante *STMicroelectronics*

Figura 4.45: Diagrama de bode del filtro paso alto de la figura 4.42 simulado mediante la aplicación Circuitlab.

Figura 4.46 Diagrama de bode del filtro paso bajo de la figura 4.43 simulado mediante la aplicación Circuitlab.

Figura 4.48: Esquema del amplificador TDA7496. Obtenido de las hojas de especificaciones del fabricante *STMicroelectronics*.





UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



ESCUELA TÉCNICA  
SUPERIOR INGENIEROS  
INDUSTRIALES VALENCIA

**TRABAJO FIN DE GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES**

# **DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE TRANSMISIÓN DE AUDIO POR FIBRA ÓPTICA EN FORMATO PWM**

## **PRESUPUESTO**

AUTOR: David Olivares García

TUTOR: Juan José Pérez Martínez

**Curso Académico: 2015-16**



## Índice de presupuestos

---

1.	PRESUPUESTO .....	3
1.1.	Mano de obra .....	3
1.2.	Inventario .....	3
1.3.	Componentes .....	4
1.4.	Total.....	4



## 1. PRESUPUESTO

---

En el siguiente presupuesto se detalla el coste del proyecto, desglosado en tres partes. En la primera de ellas se puede observar el coste de la mano de obra necesaria para el diseño y el montaje del prototipo, en la segunda se observa el coste del material de laboratorio y licencias necesarios para el desarrollo del proyecto y finalmente, en la tercera se describe el coste de los componentes que forman el prototipo. El coste de esta última parte se podría abaratar si se quisieran realizar grandes tiradas de este prototipo. Al final del presupuesto se ha realizado una suma global de estas tres partes descritas previamente.

### 1.1. Mano de obra

DENOMINACIÓN	PRECIO UNITARIO (€/h)	TIEMPO (h)	COSTE (€)
Graduado en GITI	40	300	12000

### 1.2. Inventario

DENOMINACIÓN	AMORTIZACIÓN (años)	UTILIZACIÓN (meses)	COEFICIE NTE	PRECIO UNITARIO (€)	COSTE (€)
Osciloscopio	5	1	0,02	9000,00	150,00
Polímetro	5	1	0,02	8,48	0,14
Fuente de alimentación regulable	5	1	0,02	139,00	2,32
Soldador	5	1	0,02	19,02	0,32
Ordenador personal	5	4	0,07	400,00	26,67
Licencia Quartus II	5	2	0,03	3995,00	133,17
Licencia Office 2010	5	4	0,07	94,00	6,27
Licencia OrCAD	5	2	0,03	6000,00	200,00
ALTERA PL-USB-BLASTER-RCN	5	1	0,02	404,74	6,75
Equipo de revelado de PCB	5	1	0,02	689,05	11,48
				<b>TOTAL</b>	<b>537,10</b>

### 1.3. Componentes

DENOMINACIÓN	PRECIO UNITARIO (€)	CANTIDAD	COSTE (€)
Resistencia de 330k	0,03	1	0,03
Resistencia de 120k	0,04	2	0,07
Resistencia de 100k	0,05	2	0,10
Resistencia de 68k	0,04	16	0,64
Resistencia de 22k	0,05	3	0,15
Resistencia de 10k	0,03	5	0,16
Resistencia de 5,6k	0,03	1	0,03
Resistencia de 2,2k	0,03	1	0,03
Condensador 1000μ	0,22	2	0,44
Condensador 470μ	0,18	1	0,18
Condensador 100μ	0,10	1	0,10
Condensador 10μ	0,08	2	0,16
Condensador 820n	0,52	2	1,04
Condensador 100n	0,15	25	3,83
Condensador 1,5n	0,16	1	0,16
Condensador 220p	0,16	4	0,62
Condensador 56p	1,48	4	5,92
Potenciómetro multivuelta 10k	0,95	1	0,95
Potenciómetro multivuelta 50k	0,95	1	0,95
Diodo 1N4148	0,01	2	0,03
Conector Jack estéreo	1,69	1	1,69
Integrado TL082	0,59	1	0,59
Integrado TL084	0,50	2	1,00
Integrado DG403DJ-E3	2,91	1	2,91
Integrado UC3825AN	4,96	1	4,96
Conector ORJ-5	3,05	1	3,05
Conector OTJ-6	1,81	1	1,81
Chip ALTERA EPM3032ATC4410N	2,95	1	2,95
Amplificador de potencia TDA7496	1,96	1	1,96
LM1117DT-ADJ	1,32	1	1,32
PCB RF4 100x160	10,38	1	10,38
<b>TOTAL</b>			<b>48,21</b>

### 1.4. Total

PARTE	COSTE (€)
Mano de obra	12000,00
Inventario	537,10
Componentes	48,21
<b>TOTAL</b>	<b>12585,31</b>



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



ESCUELA TÉCNICA  
SUPERIOR INGENIEROS  
INDUSTRIALES VALENCIA

**TRABAJO FIN DE GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES**

# **DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE TRANSMISIÓN DE AUDIO POR FIBRA ÓPTICA EN FORMATO PWM**

## **PLANOS**

AUTOR: David Olivares García

TUTOR: Juan José Pérez Martínez

**Curso Académico: 2015-16**



## Índice de planos

---

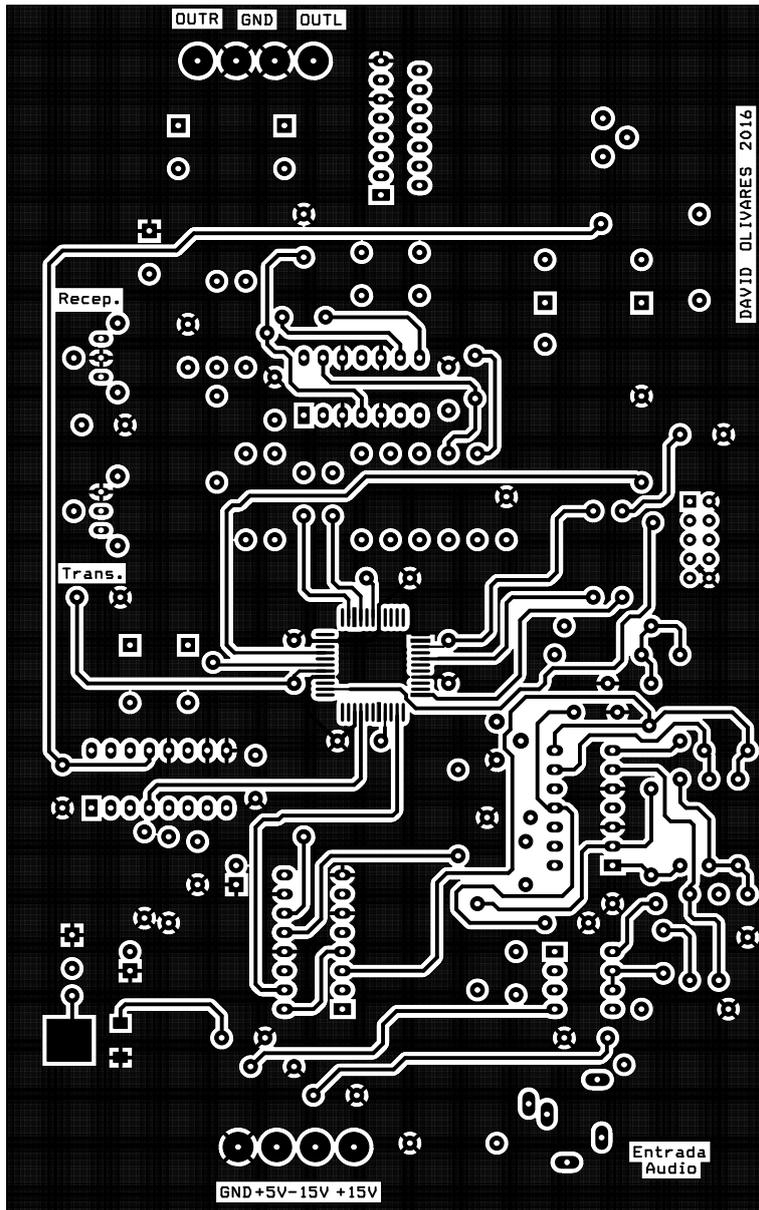
**Plano I:** Capa superior del circuito impreso PCB (Top)

**Plano II:** Capa inferior del circuito impreso PCB (Bottom)

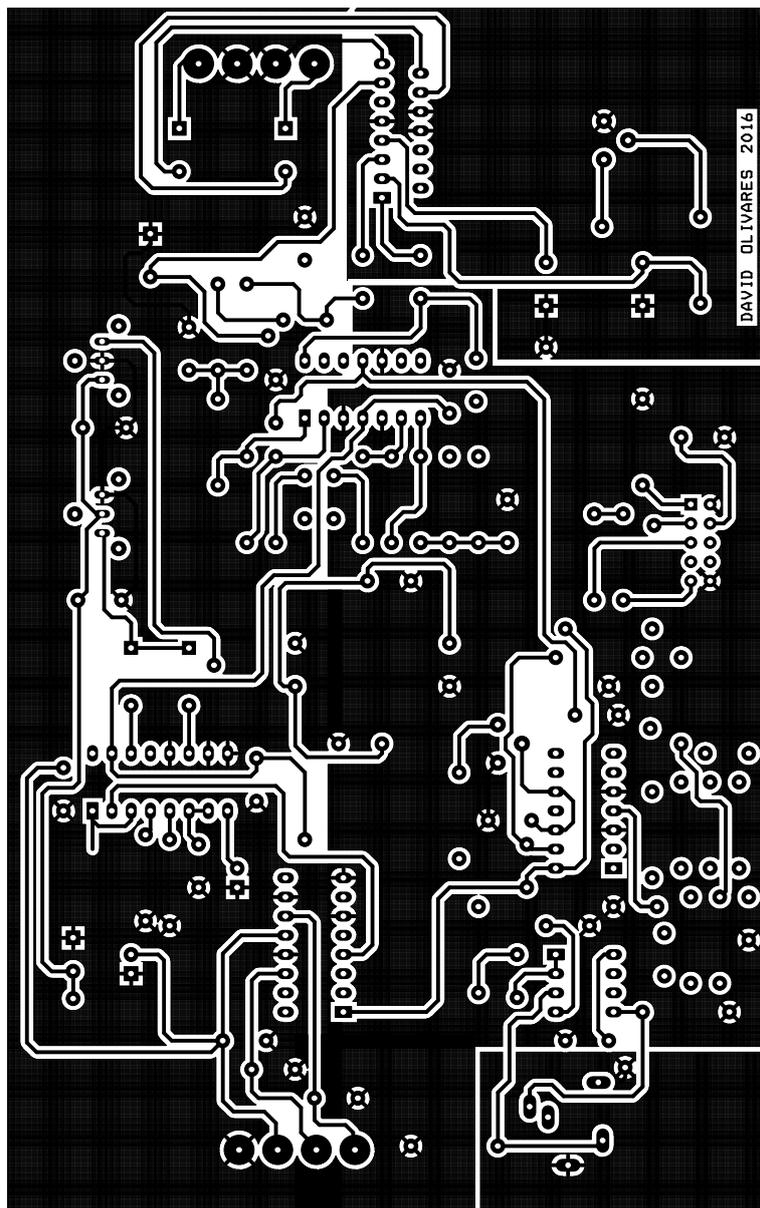
**Plano III:** Situación de componentes del circuito impreso PCB

**Plano IV:** Esquemático de OrCAD del sistema de transmisión de audio por fibra óptica en formato PWM

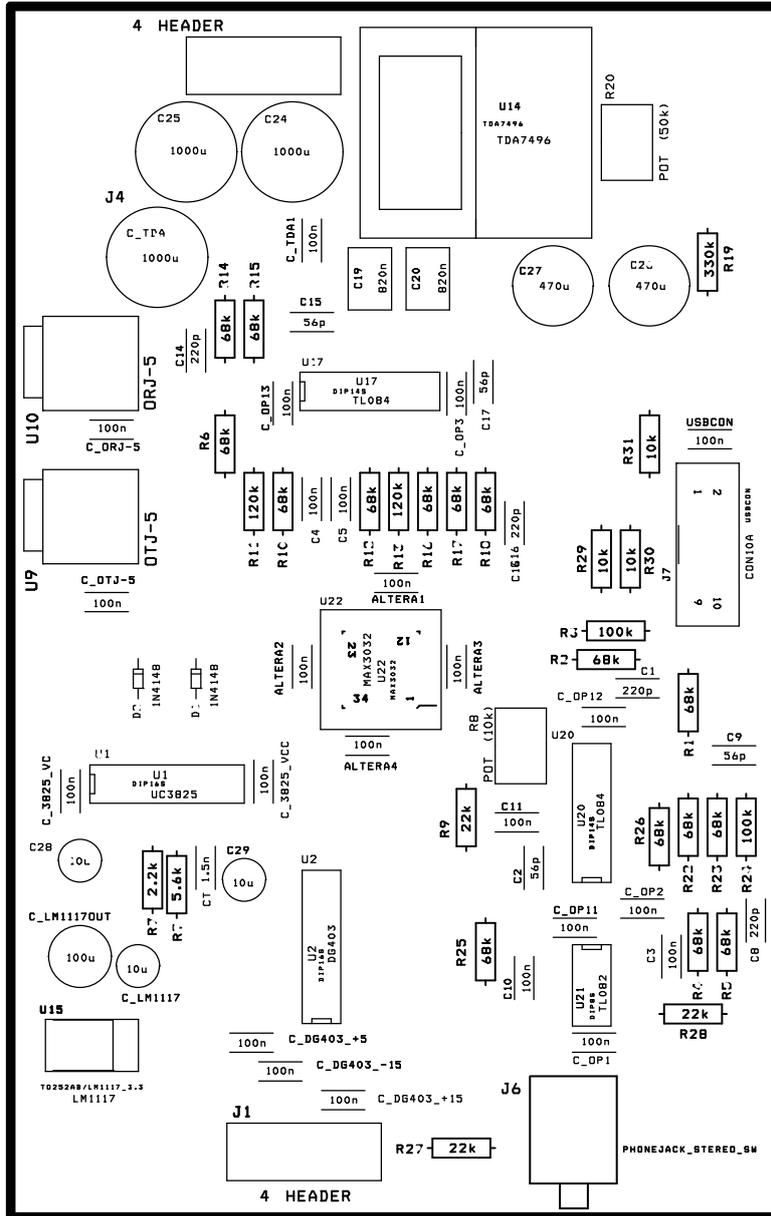




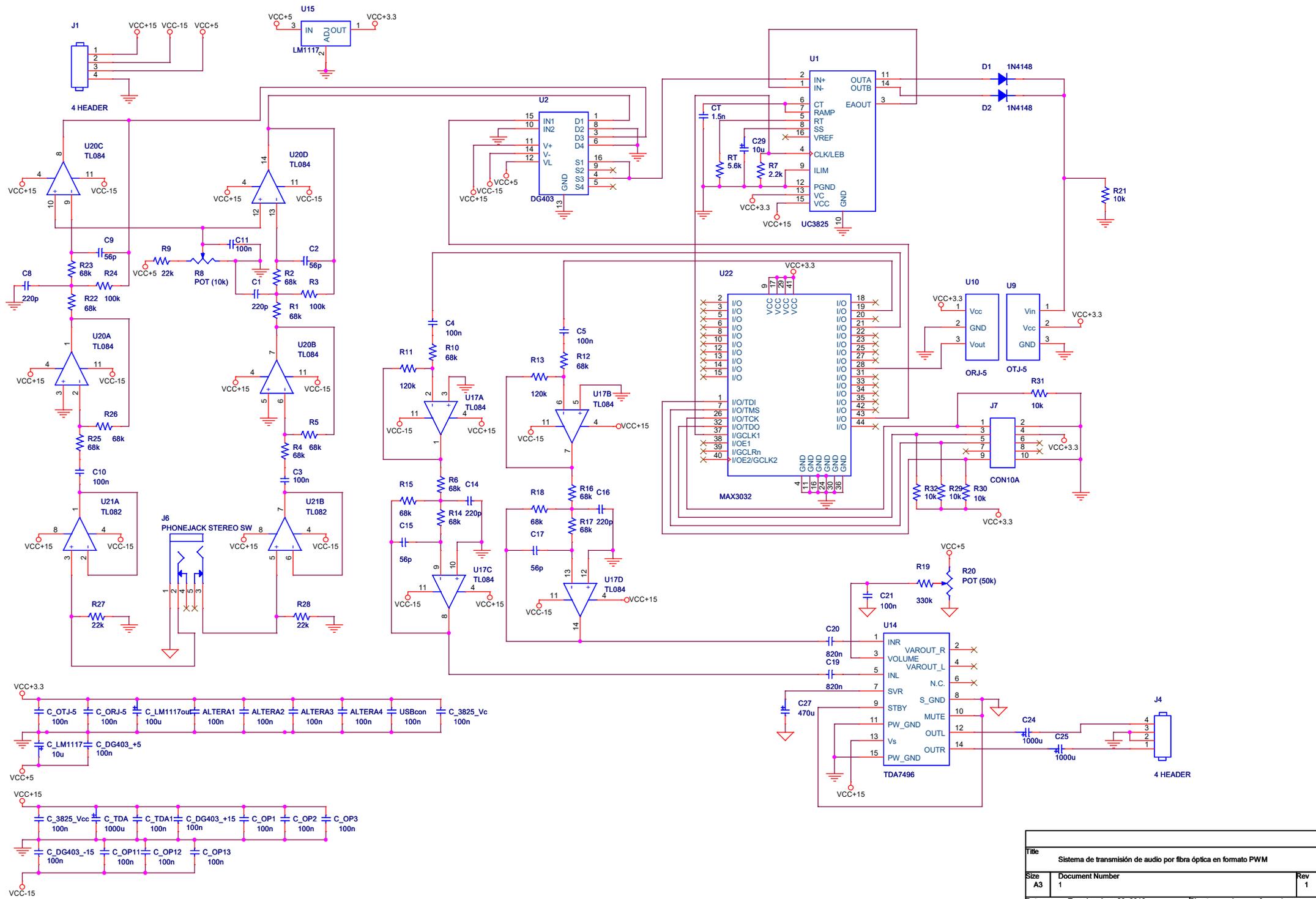
Title		
Cara superior del circuito impreso PCB (Top)		
Size	Document number	Rev
A4	1	1
Date:	Tuesday, June 28, 2016	Sheet 1 of 3



Title		
Cara inferior del circuito impreso PCB (Bottom)		
Size	Document number	Rev
A4	1	1
Date:	Tuesday, June 28, 2016	Sheet 2 of 3



Title		
Situación de los componentes del circuito PCB		
Size	Document number	Rev
A4	1	1
Date:	Tuesday, June 28, 2016	Sheet 3 of 3



Title		
Sistema de transmisión de audio por fibra óptica en formato PWM		
Size	Document Number	Rev
A3	1	1
Date:	Tuesday, June 28, 2016	Sheet 1 of 1