



Centro Universitario de la Defensa en la Escuela Naval Militar

TRABAJO FIN DE GRADO

*Diseño y desarrollo de un sistema de comunicaciones ópticas
inalámbricas para transmisión de voz*

Grado en Ingeniería Mecánica

ALUMNO: Eduardo Augusto Martínez González

DIRECTORA: Paula Gómez Pérez

CURSO ACADÉMICO: 2019-2020

Universida_{de}Vigo



**Centro Universitario de la Defensa
en la Escuela Naval Militar**

TRABAJO FIN DE GRADO

*Diseño y desarrollo de un sistema de comunicaciones ópticas
inalámbricas para transmisión de voz*

Grado en Ingeniería Mecánica
Intensificación en Tecnología Naval
Cuerpo General

Universidad de Vigo

RESUMEN

En los últimos años, se han propuesto teorías muy consensuadas sobre el devenir de las comunicaciones ópticas en espacio libre. En concreto, se piensa que podrían constituir la próxima generación de enlaces inalámbricos de alta velocidad en diferentes escenarios estratégicos. Uno de estos escenarios es el ámbito militar, y más concretamente, el entorno naval.

El desarrollo de esta tecnología permite sortear un obstáculo común, como es la aparición de limitaciones en el espectro de radiofrecuencias. Aunque se trate de una necesidad común, las causas son completamente distintas. En el ámbito comercial, la limitación del espectro de radiofrecuencias proviene del uso desmedido que se ha hecho del espectro, saturado por completo en grandes áreas metropolitanas. En el terreno militar, sin embargo, la limitación surge de la necesaria discreción en entornos bélicos, ya que en muchos casos poner una emisión en el aire significa inevitablemente exponerse a ser detectado.

Atendiendo a este factor estratégico, este Trabajo Fin de Grado tiene como objeto el estudio y desarrollo de un sistema de comunicaciones ópticas de espacio libre, y la creación de un prototipo para sentar las bases a partir de las cuales, pueda adaptarse un modelo con mayores capacidades de seguimiento, alcance y volumen de datos.

PALABRAS CLAVE

Comunicaciones ópticas espacio libre, FSOC, láser, voz, datos, microcontrolador

AGRADECIMIENTOS

En lo que respecta a este Trabajo de Fin de Grado, quiero agradecer a la Sra. Gómez toda la implicación en la confección y desarrollo de la idea y los esquemas, y especialmente las horas de trabajo de revisión y corrección de esta memoria, en la que no ha sido fácil sintetizar todo el trabajo y resultados a lo largo de este cuatrimestre. Quiero hacer una mención al Sr. Casqueiro, en agradecimiento por la ayuda prestada con la impresión de los soportes. Y también a todas las personas que participan en la difusión del conocimiento de forma desinteresada, con estudios, blogs, investigaciones y foros, todas esas aportaciones han dado forma al desarrollo de este trabajo.

En realidad, este TFG no es más que el culmen del esfuerzo y trabajo de estos años en la Escuela Naval. Por eso quiero agradecer en primer lugar a mis padres su apoyo incondicional, sus consejos y el haber sido para mí el mejor referente de conducta personal, humana y profesional, inculcando en todos nosotros el esfuerzo por “hacer todo, siempre, lo mejor que uno pueda”. A todos y cada uno de mis hermanos, Inés, Ali, Alfon, Andrés y Gabi; me ha costado una temporada lejos de casa para darme cuenta de lo afortunado que soy, del orgullo que siento de formar parte de nuestra familia y de lo que les admiro a todos. A Leti, por insuflar en mí los ánimos cuando no he sabido encontrarlos y por ser siempre la calma en la tempestad, gracias por tanta paciencia. Por supuesto dar gracias también a todos mis compañeros, amigos, hermanos de promoción, en especial a aquellos con los que por unas u otras razones he coincidido más y tengo más amistad; Pedro, Julián, Manu, Chete, Jorge y muchos otros. Si estos cinco años han merecido la pena, ha sido gracias a ellos.

A Nuestra Señora del Carmen, patrona de todos los marinos, que nos ha llevado de la mano a lo largo de todo nuestro paso por la Escuela y nos acompañará siempre, por muy lejos que naveguemos, hasta que un día arribemos a Puerto. Terminar estas líneas ofreciendo todas las horas, el esfuerzo y el trabajo por el eterno descanso de Luisete, “atracado ya al manto de la Virgen del Carmen con estachas de acero”, sabemos que siempre velará por nosotros.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

Índice de Contenidos	1
Índice de Figuras	3
Índice de Tablas.....	7
1 Introducción y objetivos	9
1.1 Introducción	9
1.2 Motivación del TFG	10
1.3 Objetivos	11
2 Estado del arte	13
2.1 Introducción	13
2.2 Primeros sistemas ópticos	14
2.3 Estado del arte de los sistemas actuales	16
2.3.1 Efectos del medio de transmisión en el sistema	17
2.3.2 Ecuación de transmisión FSO.....	19
2.4 Ventajas e inconvenientes de las Comunicaciones ópticas.....	20
3 Desarrollo del TFG.....	23
3.1 Introducción	23
3.1.1 Características de la voz humana.....	23
3.1.2 Diagrama de bloques simplificado.	24
3.1.3 Sensores y actuadores utilizados en este proyecto.....	24
3.2 Prototipos iniciales	29
3.2.1 Prototipo básico analógico para audio	29
3.2.2 Transmisión digital de datos.....	30
3.2.3 Transmisión de voz por medios analógicos.....	33
3.3 Prototipo final: Voz y datos digitales.....	40
3.3.1 Diseño del transmisor	41
3.3.2 Diseño del receptor	49
3.3.3 Fabricación en circuito impreso.....	58
3.4 Creación de soportes mediante impresión 3D.....	63
4 Validación y Pruebas	65
4.1 Prototipo inicial de transmisión analógica	65
4.2 Ecuación con el ruido de fondo de la placa solar	65
4.3 Determinación de los regímenes binarios óptimos para datos	67
4.4 Determinación de los regímenes binarios óptimos para voz.....	70

4.5 Comprobación de filtrado en el acondicionamiento del micrófono.....	71
5 Conclusiones y líneas futuras	73
5.1 Conclusiones	73
5.2 Líneas futuras	74
6 Bibliografía.....	77

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1 Henry Mance junto al prototipo del heliógrafo (izquierda) y dos heliógrafos de campaña (derecha) [12].....	15
Figura 2-2 Sistema FSOC básico [17].....	16
Figura 2-3 Sistema FSOC básico [18].....	17
Figura 2-4 Nivel de atenuación en función de la longitud de onda a través de (a) aire despejado y (b) en un ambiente con niebla [19]	18
Figura 2-5 Explicación visual de la dispersión.....	18
Figura 2-6 Gráfica comparativa de alcances [21].....	19
Figura 3-1 Diagrama de bloques simplificado	24
Figura 3-2 Esquema interno del micrófono <i>electret</i> [29]	25
Figura 3-3 Representación de la modulación <i>OOK</i> [33].....	27
Figura 3-4 Células solares de pequeño tamaño	27
Figura 3-5 Célula solar grande	27
Figura 3-6 Transformación de energía solar en eléctrica [34]	28
Figura 3-7 Altavoz empleado en el sistema	29
Figura 3-8 Esquema básico del prototipo.....	30
Figura 3-9 Comparativa modelo binario real y la señal del láser.....	31
Figura 3-10 Comparativa conexión directa – conexión con placa	32
Figura 3-11 Vista focalizada de la señal obtenida de la placa.....	32
Figura 3-12 Esquema amplificación de la placa solar para Arduino UNO.....	32
Figura 3-13 Esquema analógico completo.	33
Figura 3-14 Etapas de acondicionamiento de la parte de TX analógica	33
Figura 3-15 Amplificador de pequeña señal	34
Figura 3-16 Comparativa entre (a) simulación PSIM y (b) circuito real, operando a 200 Hz	34
Figura 3-17 Comparativa entre (a) simulación PSIM y (b) circuito real, operando a 1.5 KHz	34
Figura 3-18 Amplificador genérico no inversor.....	35
Figura 3-19 Divisor de tensión para alimentación simétrica del AO	35
Figura 3-20 Filtro activo paso bajo [35].....	36
Figura 3-21 Amplificador con filtrado y supresión de continua	36
Figura 3-22 Esquema completo de transmisor analógico.....	37
Figura 3-23 Respuesta en frecuencia de la ganancia del transmisor	37
Figura 3-24 Respuesta en frecuencia de la fase del transmisor.....	38
Figura 3-25 Análisis en el osciloscopio del transmisor completo.....	38
Figura 3-26 Transmisión analógica por láser	39

Figura 3-27 Esquema de recepción analógica.....	39
Figura 3-28 Transmisión del prototipo final.....	40
Figura 3-29 Recepción del prototipo final.....	40
Figura 3-30 Diagrama de bloques de transmisión.....	41
Figura 3-31 Punto de trabajo del APS.....	42
Figura 3-32 Análisis en el osciloscopio de la primera versión del esquema digital.....	42
Figura 3-33 Acondicionamiento inicial del sistema digital.....	43
Figura 3-34 Entrada Arduino.....	43
Figura 3-35 Entrada Arduino al subir 1.5V el umbral.....	44
Figura 3-36 Imagen ilustrativa del desbordamiento (<i>overflow</i>) de la señal digital (verde) con respecto a la señal analógica original (amarillo).....	44
Figura 3-37 Circuito recortador con batería (izquierda) y con diodos (derecha).....	45
Figura 3-38 Circuito completo de transmisión en el esquema digital.....	45
Figura 3-39 Señal de entrada teórica en el Arduino.....	46
Figura 3-40 Respuesta en frecuencia (módulo).....	46
Figura 3-41 Respuesta en frecuencia (fase).....	46
Figura 3-42 Señal de entrada (amarillo) y señal digitalizada a doce bits (verde).....	47
Figura 3-43 Esquema interruptor electrónico.....	48
Figura 3-44 Esquema entradas y salidas del microcontrolador TX.....	49
Figura 3-45 Diagrama de bloques de recepción.....	49
Figura 3-46 Circuito de filtrado de ruido de fondo.....	50
Figura 3-47 Comparación de la señal del láser (amarillo) y la señal de la placa solar (verde).....	50
Figura 3-48 Filtro de ruido y repetidor regenerativo.....	51
Figura 3-49 Circuito completo de acondicionamiento de la placa solar.....	52
Figura 3-50 Modelado de una red R-2R [37].....	52
Figura 3-51 Ejemplo red R-2R de 8 bits.....	53
Figura 3-52 Amplificación con LM386 de ganancia (a) 20 y (b) 200 [43].....	55
Figura 3-53 Esquema final de amplificación en el receptor.....	55
Figura 3-54 Circuito de <i>display</i> con Arduino DUE.....	56
Figura 3-55 Circuito de <i>display</i> con Arduino UNO.....	56
Figura 3-56 Esquema entradas y salidas del microcontrolador RX.....	57
Figura 3-57 Vista superior de la placa base del transmisor.....	58
Figura 3-58 Vista inferior de la segunda placa base del transmisor.....	58
Figura 3-59 Ejemplo de traza para el fotolito del receptor.....	59
Figura 3-60 Placa impresa del receptor a partir del fotolito anterior.....	59
Figura 3-61 Circuitos en placa impresa finalizados.....	60

Figura 3-62 Transmisor final, con láser en soporte 3D	61
Figura 3-63 Receptor final, con placa solar en soporte 3D	61
Figura 3-64 Montaje para comprobación del alcance del sistema en interiores.....	62
Figura 3-65 Comprobación de la calidad de voz transmitida.....	62
Figura 3-66 Captura del entorno de diseño CAD de Siemens NX.....	63
Figura 3-67 Ejemplo de posibles diseños de ambos soportes	64
Figura 3-68 Soportes finales ya impresos	64
Figura 4-1 Entrada (rojo) y salida (azul) del filtro de ruido alimentado a 5V.....	66
Figura 4-2 Salida del repetidor regenerativo (verde) con divisor de tensión	66
Figura 4-3 Salida del repetidor regenerativo (verde) y umbral de decisión teórico del DUE (blanco)	67
Figura 4-4 Umbral referencia (barra central) de la entrada digital de Arduino [45].....	67
Figura 4-5 Comparación entre la señal del láser (amarillo) y la placa (verde)	68
Figura 4-6 Comparación de la señal de la placa (azul) y la regenerada (verde)	68
Figura 4-7 Señal de láser (amarillo), respuesta de la placa solar (azul) y del repetidor regenerativo (verde) a diferentes tasas de baudios.....	69
Figura 4-8 Señal de láser (amarillo), respuesta de la placa solar (azul) y del repetidor regenerativo (verde) para transmisión a 19200 baudios	70
Figura 4-9 Señal con ruido de la salida del APS (roja) y señal filtrada (azul).....	71
Figura 5-1 Esquema de modulación retro-refleitora [47]	75

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1-1 Matriz de impacto de los factores analizados	10
Tabla 3-1 Frecuencias fundamentales de la voz humana [27]	23
Tabla 3-2 Comparativa de los distintos tipos de micrófono [30]	25
Tabla 3-3 Especificaciones técnicas del <i>electret</i> empleado [31]	26
Tabla 3-4 Especificaciones técnicas del láser empleado [32]	26
Tabla 3-5 Características de la placa solar seleccionada	28
Tabla 3-6 Entradas, salidas y alimentaciones del microcontrolador TX	48
Tabla 3-7 Entradas, salidas y alimentaciones del microcontrolador RX	57
Tabla 4-1 Resultados obtenidos del prototipo del punto 3.2.3	65

1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1 Introducción

Los sistemas de comunicaciones ópticas constituyen un campo muy reciente de investigación, que avanza a una velocidad vertiginosa. Las primeras tecnologías de comunicación óptica de alcance transatlántico aparecieron en 1988 con los primeros pasos de la fibra óptica, concretamente, de la mano del TAT8, capaz de transmitir a velocidades de 280 Mbit/s entre Estados Unidos, Reino Unido y Francia [1]. Con el rápido crecimiento tecnológico, apenas estuvo en servicio durante cuatro años, y fue dado de baja en 2002, dado que se fueron alcanzando velocidades mucho más elevadas, hasta llegar a los enlaces de cientos de terabits [2].

Estas tecnologías tienen incontables ventajas y han abierto un enorme abanico de posibilidades en el mundo de las comunicaciones. Entre ellas destacan:

- El mayor ancho de banda de los cables de fibra óptica, en comparación con sus predecesores (coaxial, par trenzado, etc.). La cantidad de información que se puede transmitir por unidad de tiempo es su ventaja más significativa.
- La reducida pérdida de potencia de la fibra óptica, lo que permite enlaces punto a punto de más de 2 km, a diferencia del cable de cobre tradicional, donde la longitud máxima no puede exceder los 100 m [3].
- La inmunidad a interferencia electromagnética de la fibra óptica, lo que permite extender su aplicación a entornos eléctricamente ruidosos sin que se vea afectada la tasa de error de bit (*Bit Error Rate*, BER) de la red.
- La seguridad que ofrece la fibra óptica. Al no irradiar energía electromagnética, las emisiones no pueden ser interceptadas, y dado que manipular físicamente la fibra sin ser detectado requiere una gran habilidad, es el medio más seguro disponible para transportar datos confidenciales.

Sin embargo, uno de los mayores inconvenientes que presenta la fibra óptica es precisamente la necesidad de desplegar la red física de fibra óptica.

En la actualidad, especialmente en grandes áreas metropolitanas, las redes inalámbricas de radiofrecuencia han alcanzado densidades que en muchas ocasiones producen interferencias y pérdidas de cobertura. Una de las alternativas a este problema es la fibra óptica, pero los costes y tiempos de instalación asociados a esta tecnología la convierte en inapropiada en muchos casos. Además, tampoco podría aliviar de forma significativa el espectro radioeléctrico ya que gran parte de éste se usa en dispositivos inalámbricos. Una alternativa de menor calidad pasaría por el cableado coaxial, pero,

aunque está ampliamente extendido, se ha comprobado que las velocidades de transmisión de datos tienen un límite relativamente bajo para los estándares exigidos en la actualidad (100 Mbps del coaxial cat5) [4].

La tecnología óptica en espacio libre (denominada comúnmente FSOC, *Free Space Optical Communications*), surge con la intención de paliar estos efectos, beneficiándose de las ventajas de la transmisión óptica y eliminando la desventaja del cableado físico, al emplear el espacio libre como medio de transmisión. Es por ello que se convierten en la siguiente opción, muy adecuada por su facilidad de implementación, la escalabilidad del ancho de banda, la portabilidad del sistema y su relación coste-efectividad.

1.2 Motivación del TFG

Como ya se ha dicho previamente y en otros Trabajos de Fin de Grado [5] [6], en el ámbito militar (y naval) siempre ha existido la necesidad imperiosa de unas comunicaciones fluidas, seguras y fiables. Dado que no siempre es posible mantener todas las características con un único sistema, existen varios métodos en vigor que pueden emplearse para las transmisiones. En la Tabla 1-1, puede verse una matriz de impacto que pone de relieve de forma visual, las ventajas e inconvenientes de los distintos tipos de enlaces empleados a bordo de las unidades y a continuación, el mismo análisis para las comunicaciones ópticas de espacio libre.

Sistemas de comunicaciones vigentes						
	Rapidez	Seguridad	Fluidez	Discreción	Fiabilidad	Coste
Radiocomunicaciones (H/VH/UHF)	Verde	Amarillo	Verde	Rojo	Verde	Amarillo
Visuales (luces)	Rojo	Verde	Rojo	Verde	Amarillo	Verde
Visuales (banderas)	Rojo	Verde	Rojo	Verde	Amarillo	Verde
Satélite	Verde	Verde	Verde	Verde	Amarillo	Rojo
Sistema propuesto						
Ópticas (láser)	Verde	Verde	Verde	Verde	Amarillo	Verde

Tabla 1-1 Matriz de impacto de los factores analizados

Tras un análisis general, se puede ver que los sistemas con mejor discreción son los ópticos y las comunicaciones por satélite. Las comunicaciones por satélite tienen el inconveniente del coste tanto de implantación como de mantenimiento, y aunque los factores de fiabilidad y seguridad se han determinado como positivos, en realidad hay medios para detectar, perturbar e interceptar este tipo de emisiones. Si además tenemos cuenta que en ciertas latitudes los satélites no pueden describir órbitas geoestacionarias, se reducen drásticamente las zonas de cobertura permanente.

Por lo tanto, tan sólo quedan las comunicaciones visuales y ópticas como medios de alta discreción. Sin embargo, ¿son resolutivas las comunicaciones visuales en los escenarios bélicos de hoy en día?. La respuesta es obviamente negativa. Estos sistemas pueden ser válidos en situaciones poco demandantes de coordinación y control, pero están muy lejos de satisfacer las exigencias en circunstancias mínimamente complejas, especialmente con el peso que tienen actualmente los procedimientos bélicos *AAW* (*Above Water Warfare*), donde una ventaja de décimas de segundo puede suponer una superioridad táctica muy necesaria debido al tipo de amenaza (por ejemplo, en el tiempo

de reacción ante el lanzamiento de un misil o la aproximación de un avión a reacción volando a varios mach).

1.3 Objetivos

El objetivo principal de este trabajo es el de comprobar la viabilidad de un sistema de comunicaciones óptico inalámbrico de bajo coste, así como el de desarrollar un prototipo viable sobre el que poder hacer diferentes análisis de funcionamiento (ancho de banda, condiciones de propagación, limitaciones, etc.).

Por tanto, el desglose de los objetivos principales de este trabajo sería el siguiente:

- Analizar los medios de transmisión y recepción de audio y la combinación de todos ellos: micrófono, amplificadores de pequeña señal, operacionales, filtros, recortadores y otros circuitos de interés.
- Desarrollar un prototipo de comunicaciones ópticas inalámbricas para la transmisión simple de voz en formato analógico.
- Estudiar el posible desarrollo e implementación de un prototipo que opere completamente de forma digital, así como las herramientas necesarias para ello (microcontroladores Arduino, modelos UNO y DUE).

A pesar de que el objetivo principal de este trabajo es la transmisión analógica de voz, se plantea como objetivo a alcanzar el desarrollo de un sistema digital que permita la transmisión de datos digitales de cualquier índole.

2 ESTADO DEL ARTE

2.1 Introducción

Las comunicaciones ópticas en espacio libre (FSOC, *Free Space Optical Communications*) son una tecnología que emplea la propagación de la luz en el espacio libre para transmitir datos entre dos puntos. Estos sistemas se vuelven de gran utilidad cuando las conexiones físicas a través de fibra óptica no son posibles por las consideraciones ya comentadas anteriormente: coste, falta de accesibilidad a determinadas áreas o ambas.

FSOC es una tecnología de alcance visual (*LOS, Line-Of-Sight*) que se vale de la transmisión modulada de un haz de luz visible o no visible (normalmente infrarrojo) atravesando un determinado medio, típicamente la atmósfera. De forma similar a la fibra óptica, para la generación de luz puede emplearse un LED (*Light Emitting Diode*) o, más comúnmente, un LASER (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*).

Entre algunas de sus ventajas, se cuentan las siguientes:

- No se requieren licencias para el uso del espectro, a diferencia de los sistemas de radio y microondas.
- Son inmunes a las interferencias entre distintos sistemas, al tratarse de comunicaciones punto a punto, altamente directivas.
- Permite establecer tantos enlaces como sea necesario instalar en una posición dada debido a la alta concentración y lo estrecho del haz del láser, facilitando la escalabilidad en el ancho de banda, al poder replicarse los enlaces de forma sencilla.
- Pueden conseguir tasas de datos semejantes a la fibra óptica por un coste de despliegue mucho menor.

La limitación fundamental de las comunicaciones ópticas reside en el medio por el que se quiera realizar una transmisión. La lluvia y la nieve podrían limitar la capacidad del enlace, en cambio problemas mayores son la niebla, el *smog*¹ y las turbulencias atmosféricas, que podrían incluso denegar el uso de las comunicaciones [7].

La comunicación FSO también se emplea en enlaces entre naves o vehículos espaciales. Existen sistemas que emplean transmisores LASER en la banda del infrarrojo e incluso LED para comunicaciones a corta distancia en los que no es necesario una elevada tasa de datos.

¹ El *smog* es una “niebla contaminante” formada por óxidos de nitrógeno y los compuestos orgánicos volátiles (*VOCs, Volatile Organic Compounds*) reaccionan a la luz solar, creando una neblina marrón cobriza sobre las ciudades.

El alcance máximo de los sistemas en tierra está limitado por el estado de la atmósfera, limitación inexistente en transmisiones espaciales. En el espacio, el alcance de un sistema FSOC puede estar en el orden de los miles de kilómetros, y con tecnologías preparadas para ello (como telescopios ópticos que amplifican el haz) podrían cubrirse incluso distancias interplanetarias [8].

Esta tecnología ha ganado una atención considerable en una gran variedad de aplicaciones. Por la complejidad asociada a la modulación en frecuencia o fase, muchos sistemas de esta índole usan típicamente modulación en intensidad con detección directa (IM/DD, *Intensity Modulation/Direct Detection*). Según se indica en [9], el fin de dicha modulación “es aprovechar la relación lineal entre la potencia óptica emitida por un láser y su corriente de alimentación y hacer variar esta corriente según la información a transmitir. En el extremo receptor tendrá lugar el proceso inverso a través del cual se obtendrá una corriente proporcional a la potencia óptica y por tanto proporcional a la información.”.

La escasa homogeneidad de temperaturas y presiones en la atmósfera produce variaciones considerables en el índice de refracción a lo largo de todo el recorrido [8]. Esto lleva asociado un deterioro de la calidad de la señal recibida que puede producir fluctuaciones tanto en intensidad como en la fase de la señal recibida, traduciéndose en un aumento de la probabilidad de error en el enlace y limitando el rendimiento del sistema FSO, especialmente en distancias del orden de un kilómetro o mayores [8].

Las turbulencias atmosféricas han sido objeto de estudio extensivo y se han propuesto modelos teóricos para caracterizar tanto la degradación de la señal como la fluctuación en la intensidad de la misma (como por ejemplo, el estudio de desvanecimientos de la señal [10]). Dos parámetros característicos para describir el desvanecimiento producido por las turbulencias son la longitud y el tiempo de correlación de fluctuaciones en intensidad. Cuando la apertura del receptor puede hacerse mayor que la longitud de correlación, entonces el desvanecimiento inducido por turbulencias puede reducirse de forma sustancial. Para la tasa de bits que interesa en un sistema FSO, el intervalo de observación del receptor durante cada intervalo de bit es menor que el tiempo de correlación de las fluctuaciones [10].

2.2 Primeros sistemas ópticos

En cada Edad de la Historia el ser humano ha utilizado los medios existentes en ese momento para comunicarse con sus semejantes. Desde los antiguos griegos, que desarrollaron códigos de comunicaciones mediante antorchas y los reflejos del sol en sus escudos, hasta el heliógrafo² de Henry Christopher Mance (Figura 2-1). Este aparato cumplía las condiciones de comunicación óptica inalámbrica, pero es evidente que la problemática que surge a raíz de la necesidad constante de luz solar y las limitadas posibilidades de emisión hace descartar este invento como un artefacto de comunicaciones viable [11].

No es hasta unas décadas más tarde cuando el conocido científico e ingeniero Alexander Graham Bell patentó el que él consideró como “su invento más grande, mucho mayor que el teléfono”: el fotófono. Este artilugio permitió la transmisión de voz en un rayo de luz visible a 200 metros de distancia. Sentó así las bases del funcionamiento de las comunicaciones ópticas a pesar de que no fue hasta mucho más tarde cuando aparecieron las primeras aplicaciones prácticas derivadas del fotófono, únicamente militares en sus inicios [11].

² Es un aparato capaz de realizar señales por medio de los rayos del sol en un espejo abatible.



Figura 2-1 Henry Mance junto al prototipo del heliógrafo (izquierda) y dos heliógrafos de campaña (derecha) [12]

El invento del LASER en el año 1960 sentó un precedente muy importante en las tecnologías FSO. Muchas organizaciones militares estaban especialmente interesadas e impulsaron su desarrollo e investigación en profundidad. Dichas investigaciones en el ámbito de los sistemas FSO se vieron parcialmente eclipsadas por el creciente interés en las tecnologías de fibra.

A la vanguardia del desarrollo de la fibra óptica estuvieron inventos como la transmisión de imágenes a través de un haz de fibras, que fue patentado por la Universidad de Michigan en su aplicación práctica para un endoscopio en 1956. Para ello llegaron a emplearse filamentos delgados que transmitían luz a cortas distancias, aunque en sus inicios, se perdía hasta un 99% de la intensidad para alcances de no más de diez metros [13].

Diez años más tarde, Charles K. Kao y George Hockham realizaron importantes estudios y propusieron el uso del vidrio en la fibra óptica. Después de probar que las atenuaciones tan elevadas (100 dB/km) se debían esencialmente a las impurezas del vidrio, trataron de reducir las pérdidas asociadas a este fenómeno, consiguiendo alcanzar los 17 dB/km. En el mismo año se inventó el láser semiconductor de Arseniuro de Galio (GaAs), tratándose de un dispositivo compacto y por lo tanto adecuado para la transmisión de luz a largas distancias por fibra óptica [13].

En 1975 se desarrolló la primera generación de fibra óptica comercial (con láser semiconductor GaAs) con tasas de 45 Mbps y la necesidad de un repetidor cada 10 km. En 1977 una compañía de telefonía realizó el primer enlace telefónico por fibra óptica en California a velocidades de 5Mbps.

La segunda generación de comunicaciones por fibra óptica se implantó en los años ochenta con un sistema que empleaba un LASER semiconductor de Fosforo de Indio-Galio-Arsénico (InGaAsP, *INDium GALium ArSenide Phosphide*). Limitados al principio por la elevada dispersión, se descubrió que la fibra monomodo mejoraba las prestaciones del sistema, llegando a establecer comunicaciones a velocidades de 1.5 Gb/s con espaciados de más de 50 km [13].

Las primeras tecnologías de comunicación óptica de alcance transatlántico aparecieron en 1988, con el TAT8, capaz de transmitir a velocidades de 280 Mbit/s entre Estados Unidos, Reino Unido y Francia [1]. Esta tercera generación de fibra óptica operaba con longitudes de onda de 1.5 μm y tenía pérdidas de menos de 0.2 dB/km. Alcanzaron este objetivo a pesar de las dificultades que surgieron en sus inicios, principalmente el esparcimiento del pulso al usar un LASER convencional InGaAsP. Esto lo consiguieron mediante fibras diseñadas para tener una dispersión mínima para longitudes de onda de con 1.5 μm y limitando el espectro del láser a un único modo longitudinal. Dichos avances finalmente

desembocaron en la tercera generación de las comunicaciones ópticas, que permitieron comercializar el sistema operando a 2.5 Gb/s con espaciados entre repetidores de 100 km.

La cuarta generación revolucionó las comunicaciones ópticas porque se redujo la necesidad de repetidores (usando amplificadores ópticos) y se introdujo la multiplexación por división de longitudes de onda (WDM, *Wavelength Division Multiplex*) aumentando la capacidad de datos. Estas dos mejoras provocaron que se duplicase la capacidad del sistema cada seis meses, desde 1992 hasta 2001, año en el que se alcanzó una tasa de 10 Tb/s [14]. Desde entonces, se ha ido incrementando la tasa máxima de forma relativamente gradual, tanto en condiciones de laboratorio como aplicado a redes comerciales.

En los últimos años, se ha invertido mucho en investigación con resultados muy notorios: en marzo de 2018 se estableció un enlace de 159 Tb/s a 1045 km de distancia [15], hito con el que nace la quinta generación de comunicaciones por fibra óptica. El foco de desarrollo de esta generación se basa en extender el rango de longitudes de onda con el que la modulación WDM puede operar desde los 1.5 μm hasta los 1.6 μm (banda *C*). Otras futuras líneas de desarrollo buscan convertirse en la herramienta imprescindible del tráfico creciente de datos con nuevos conceptos como las redes 5G y el “*Big Data*”, centrándose en el concepto de “*solitón*” óptico, con pulsos que preservan la forma contrarrestando los efectos de la dispersión [16].

2.3 Estado del arte de los sistemas actuales

A día de hoy, los sistemas FSO se emplean generalmente en las llamadas conexiones “*de última milla*”, es decir, en el extremo final de ciertos enlaces, gracias a que pueden funcionar a gran distancia siempre que haya una línea de visión clara entre emisor y receptor.

Un sistema genérico podría ser el que se muestra en las Figuras 2-2 y 2-3, donde las tramas de bits entran en el modulador, que controla un modulador de voltaje de dos niveles (alto o bajo) para actuar sobre el transmisor LASER o LED. El haz modulado pasa entonces por una lente colimada que transforma el haz en un rayo de luz concentrado que a continuación se propaga a través de la atmósfera. Aquí se debe tener en cuenta una restricción importante: el límite de difracción, que señala que el haz de una fuente de luz modulada no puede concentrarse en un área menor que la fuente de luz. Aparte de los efectos que producen ciertos procesos atmosféricos, también afectan la divergencia y dispersión, que son efectos negativos incluso en el vacío.

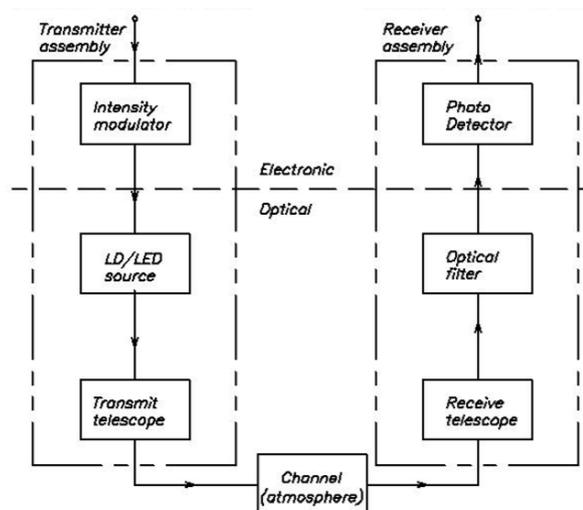


Figura 2-2 Sistema FSO básico [17]

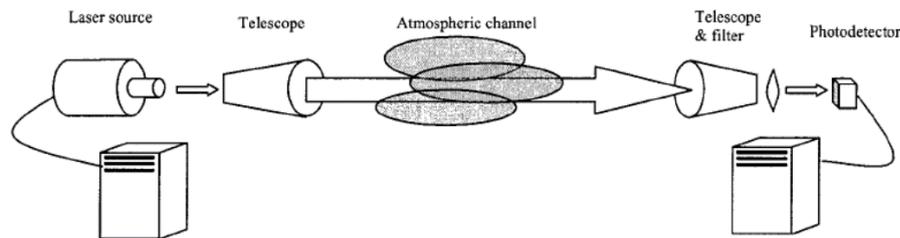


Figura 2-3 Sistema FSO básico [18]

En el extremo receptor, un telescopio concentra la luz recibida sobre el fotodetector, que será el encargado de convertir la señal óptica en una señal eléctrica. Posteriormente, la señal detectada se amplifica y se envía a las etapas de acondicionamiento, procesado, computación y/o distribución.

2.3.1 Efectos del medio de transmisión en el sistema

El enlace FSO sufre transformaciones debidas a muchos procesos físicos inherentes al medio y modo en el que se realiza: absorción selectiva de determinadas frecuencias, turbulencias, y pérdidas de alineación esporádica entre emisor y receptor (por movimiento relativo de las estructuras sobre las que se montan los elementos) [19]. Estos procesos se catalogan como no estacionarios porque sus variaciones son imprevisibles y son los factores más limitantes en el rendimiento de estos sistemas. Entre ellos se cuentan los siguientes:

- **Divergencia:** Determina la fracción útil de señal que se podrá recoger al final del enlace de la comunicación. También determina cómo es de sensible un enlace con respecto a las alteraciones en el desplazamiento. De todos los procesos no estacionarios, la divergencia es el único independiente del medio de transmisión, es decir, ocurriría exactamente igual en el vacío que en una atmósfera muy estratificada. La luz del láser puede caracterizarse como una onda electromagnética cuasi-monocromática y parcialmente coherente atravesando por un punto un campo de ondas [20], por lo que, en el transmisor, la divergencia del haz se produce por difracción alrededor de la apertura circular al final del telescopio.
- **Absorción:** Las moléculas de algunos gases de la atmósfera (principalmente vapor de agua, dióxido de carbono y metano) absorben la energía de la luz del láser. En la Figura 2-4 puede apreciarse la diferencia entre la atenuación que se da en aire despejado y en un ambiente con niebla moderada para diferentes longitudes de onda, donde se comprueba que este parámetro afecta sensiblemente a la intensidad de la atenuación. Un mismo medio puede ser completamente transparente para determinadas longitudes de onda y bloquear casi por completo otras. La presencia de estos gases a lo largo del recorrido cambia de forma impredecible con la situación atmosférica a lo largo del tiempo. Una forma de reducir este efecto es hacer que el transmisor sea capaz de cambiar entre diferentes longitudes de onda (y por lo tanto frecuencias), es decir, un transmisor adaptativo a las condiciones atmosféricas.
- **Dispersión:** Otra de las razones por las que la luz se atenúa es la dispersión por aerosoles y otras partículas. El fenómeno exacto se conoce por “*dispersión Mie*” y abarca partículas de niebla, nubes, polvo de un tamaño similar a la longitud de onda de la luz que la desvían de su dirección original. Algunas ondas serán dispersadas en la dirección del receptor y por lo tanto llegarán con un desfase importante con respecto al rayo directo.

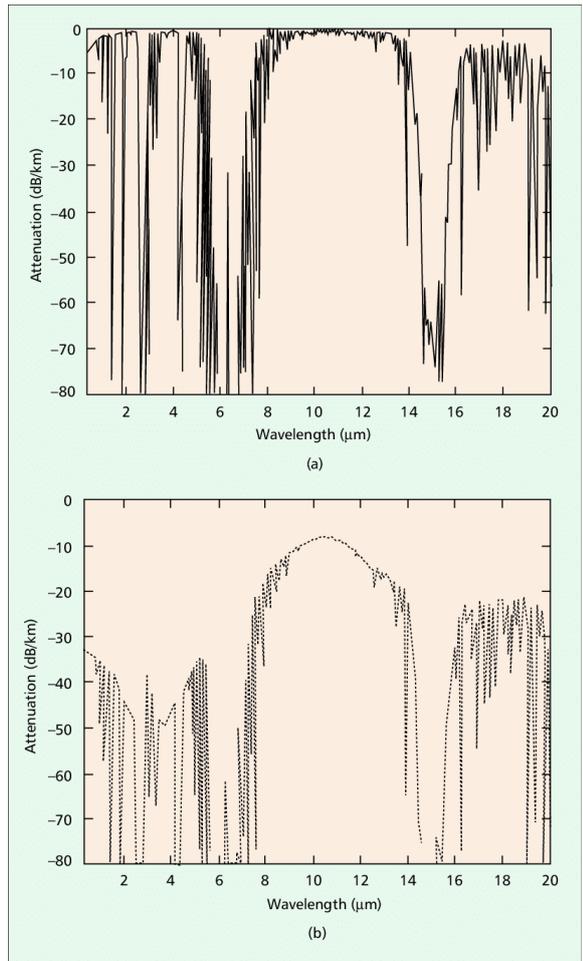


Figura 2-4 Nivel de atenuación en función de la longitud de onda a través de (a) aire despejado y (b) en un ambiente con niebla [19]

- Refracción turbulenta:** En la atmósfera hay zonas donde se producen variaciones entre la región laminar y turbulenta. En la primera, la refracción de la luz se produce de forma predecible y constante, mientras que en la región turbulenta cambia drásticamente en intervalos de tiempo pequeños. Las fluctuaciones mínimas de temperatura en la región turbulenta también afectan de forma significativa porque producen cambios en el índice de refracción. Otros efectos pueden ser los cambios aleatorios de amplitud y fase, como el centelleo de algunos objetos en el horizonte. Un ejemplo de refracción turbulenta es la que se da en tejados, donde el calentamiento de la superficie por la incidencia de luz produce radiación a lo largo del día [20].

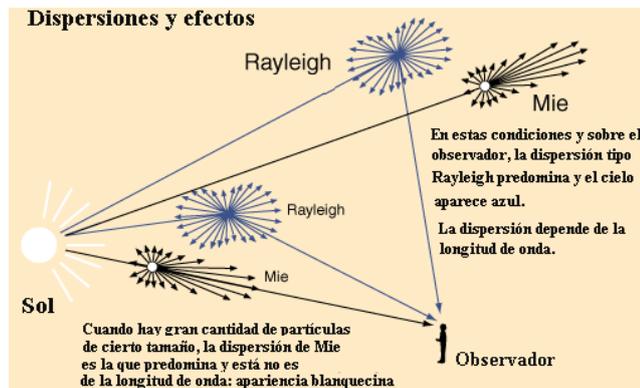


Figura 2-5 Explicación visual de la dispersión

- **Desplazamiento:** Para un enlace FSO, es imprescindible el buen alineamiento entre transmisor y receptor para asegurar que el ángulo de divergencia del haz transmitido coincide con el campo de visión del receptor. No obstante, como este rayo es particularmente estrecho, es fácil que las comunicaciones puedan interrumpirse por el movimiento de alguno de los dos elementos. Una de las soluciones pasa por cambiar la concentración del haz y hacerlo mayor, con el inconveniente es que se pierde parte de la información. El otro método consiste en utilizar múltiples haces de forma que aunque haya movimiento, al menos uno de ellos mantenga el enlace, pudiendo además ayudar al resto a reposicionarse. Esta segunda solución ataja el problema del desplazamiento sin comprometer la fiabilidad del enlace.

2.3.2 Ecuación de transmisión FSO

La ecuación de transmisión permite calcular la potencia de señal útil enviada a través de un enlace deseado. Esta expresión (ec. (1)) se caracteriza por una caída exponencial [21], y es la empleada para el diseño de sistemas FSOC:

$$P_R = P_T * \left(\frac{A_R}{A_T}\right) * T * K * e^{-\alpha R} \quad (1)$$

Donde P_R es la potencia de la señal recibida, P_T la potencia de la señal óptica que se transmite, A_R es el área de la lente del receptor, A_T es el área transversal del haz transmitido en el momento de incidencia en la lente de recepción, T es un factor combinado de la eficiencia óptica combinada del emisor y receptor, K es otro factor de pérdida cuyo valor es 1 cuando se emplea luz coherente y menor de uno cuando se utilizan LEDs u otras fuentes de luz no coherentes, R es la distancia entre emisor y receptor y α es el coeficiente de atenuación obtenido empíricamente de unas circunstancias atmosféricas determinadas.

En la Figura 2-6 se muestra una comparativa de alcances para el caso de un sistema de 10 Mbits/s de ancho de banda, LEDs de baja potencia en la banda de 0.85 μm (infrarrojo)â, 40mW de potencia, una T de 0.2 y un ángulo de divergencia de 1 grado.

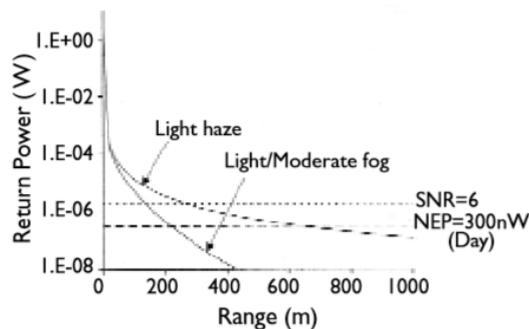


Figura 2-6 Gráfica comparativa de alcances [21]

La elección de un transmisor determinado debe tener en cuenta el tipo de fuente (LD, *Laser Diode* o LED), costes, ancho de pulso y máximo nivel de potencia permisible para asegurar la protección del usuario (daños en la vista). Para la relación entre las áreas hay que tener en cuenta el equilibrio entre divergencia y desplazamiento, en el sentido de que mayor divergencia implica menor concentración de potencia, lo que puede ser beneficioso dado que permite mayores tolerancias con respecto al alineamiento [21].

Como se ha explicado en el apartado previo, los sistemas FSO emplean un canal cuya naturaleza es incontrolable, y por lo tanto, en este sentido podríamos decir que se parecen más a los enlaces electromagnéticos que a la fibra óptica. Los dos ámbitos de perfeccionamiento de FSO son: mejora de las capacidades de la capa física o mejora en las capacidades del propio servicio de red. La capa física puede hacer frente a las perturbaciones atmosféricas y desplazamientos, mientras que la capa de red puede optimizar las retransmisiones, tramas de comprobación, tamaño del *buffer* o la redirección del tráfico a causa de enlaces bloqueados [22].

Las condiciones atmosféricas cambiantes en el medio favorecen a distintas longitudes de onda del espectro en cada momento, ninguna longitud de onda es siempre favorable. Este hecho es de gran importancia porque de él se deriva la conclusión de que la única solución que podría paliar este problema es un generador de ondas ópticas adaptativo que se ajustase a lo más óptimo en cada momento. Un ejemplo de generador óptico adaptativo es el LASER de cascada cuántica (*QCL*, *Quantum Cascade Laser*) que puede moverse entre un rango amplio de longitudes del infrarrojo lejano (4-20 μm) que incluye las llamadas “ventanas de baja absorción atmosférica”. Los reajustes adaptativos deben ser la respuesta a un entorno dinámico, por lo que podrían emplearse matrices (*arrays*) de láseres. Sin embargo, después de realizar investigaciones en este campo [18], tampoco se han obtenido resultados que aseguren una mejoría notable en el funcionamiento.

El recurso de la óptica adaptativa podría emplear sensores de frentes de onda, espejos y lentes adaptables para reducir la distorsión del frente de onda por refractividad turbulenta. Algunos investigadores aseguran que, bajo determinadas condiciones, la óptica adaptativa puede suponer una mejora de varios órdenes de magnitud en lo que respecta a la tasa de error de bit (BER, *Bit Error Rate*) [23].

Otra mejora de la capa física consiste en emplear una matriz de fotodetectores en el receptor, ya que el ruido térmico de un *array* de pequeños fotodetectores es menor que el de un único fotorreceptor con un campo de visión equivalente.

Numerosos productos comerciales de sistemas FSO emplean también punteo y seguimiento para compensar los errores de alineación causados por desplazamientos [24]. Algunos emplean plataformas móviles de dos ejes, pero son más caros de instalar, ajustar y mantener. Una alternativa no mecánica son las matrices en fase óptica (*OPA*, *Optical Phased Array*) que están todavía en fase de investigación, especialmente por sus complejos algoritmos de control. Con esta tecnología, se pretende controlar la fase de una matriz de láseres para formar un haz con una orientación y ancho deseados. Este esquema podría formar parte tanto del montaje del transmisor como del receptor para así conseguir el máximo grado de alineación.

2.4 Ventajas e inconvenientes de las Comunicaciones ópticas

Lo más relevante de estos sistemas es que proporcionan un enlace inalámbrico, flexible, sencillo de instalar y sin necesidad de permisos para la explotación del espectro. El ancho de banda y la velocidad elevada los convierte en una tecnología con altas expectativas para el futuro de las comunicaciones, especialmente en un mundo digitalizado en el que cada vez son necesarias mayores tasas para el acceso a Internet y la reproducción de archivos multimedia en tiempo real (*streaming*).

Otra gran ventaja es la amplia variedad de dispositivos ópticos adecuados para operar en tasas de *multi-gigabits*, muchos de ellos heredados de los sistemas homólogos basados en fibra óptica, pero que por razones obvias son adaptables a los sistemas FSO. Por ejemplo, los amplificadores de fibra óptica dopados con *erbio* (*EDFA*, *Erbium Doped Fiber Amplifier*) son de los elementos más importantes en transmisores de alta potencia y en receptores de alta sensibilidad [25]. Para hacer uso de esta tecnología únicamente habría que emparejar un haz estable con una fibra monomodo y realizar la operación.

Sin embargo, todavía no pueden asumir las demandas de ancho de banda para los servicios mencionados. Algunos sistemas serían capaces de alcanzar de 1 a 2.5 Gb/s [16], donde este límite viene impuesto por un lado por la potencia del láser y por otro por la tasa de parpadeo máximo que admiten los dispositivos ópticos (tanto en transmisión como en recepción). Respecto a la protección de la vista, se ha comprobado también que la exposición del ojo a haces con mayores longitudes de onda (como la banda de 1 a 2 μm) son menos dañinas que para longitudes de onda menores (en el rango de los 700-800 nm) [26].

La desventaja más relevante de las comunicaciones ópticas subyace en los efectos producidos por el medio de transmisión en el propio sistema (recogidos en el apartado 2.3.1). Estos efectos provocan la pérdida total o parcial del enlace en algunos ambientes poco favorables. Ejemplo de ello son las inclemencias meteorológicas adversas, como la lluvia y la niebla densa o la condición de mar gruesa en el caso de enlaces entre buques. En el primer caso, el enlace puede sufrir pérdidas severas por la reducción del alcance máximo efectivo [22], mientras que una mar desfavorable podría imposibilitar el correcto apuntamiento incluso de sistemas preparados para ello.

3 DESARROLLO DEL TFG

3.1 Introducción

Con este apartado se pretende exponer y facilitar la comprensión de cómo se estructura el desarrollo del TFG, para lo que se darán una serie de nociones básicas sobre lo que se desea realizar, y, posteriormente explicar en detalle el funcionamiento y estructura del trabajo desarrollado.

3.1.1 Características de la voz humana

Para poder transmitir y recibir señales de voz, será necesario implementar numerosos circuitos de amplificación y acondicionamiento, por lo que debe definirse a priori el rango de frecuencias de trabajo.

Como puede apreciarse en la tabla 3-1, las frecuencias fundamentales de la voz humana varían desde los 80 Hz hasta algo más de 1000 Hz. Para no perder calidad de voz, se ha establecido la frecuencia de corte superior en 1500 Hz. Para la frecuencia de corte inferior, podrían buscarse valores cercanos a 80 Hz, pero no se ha visto necesario poner un filtro, ya que la amplitud a bajas frecuencias es de por sí muchísimo menor (ver Figura 3-23).

Se debe tener en cuenta que, por simplicidad, se está utilizando el mismo montaje eléctrico para transmisión de voz y datos, lo cual está lejos de ser óptimo (aunque sí viable) lo que limitará el ancho de banda del sistema.

Voz	Extensión (Hz)
Soprano	247-1056
Mezzosoprano	220-900
Contralto	176-840
Tenor	132-528
Barítono	110-440
Bajo	82-396

Tabla 3-1 Frecuencias fundamentales de la voz humana [27]

3.1.2 Diagrama de bloques simplificado.

La Figura 3-1 detalla el diagrama de bloques simplificado del sistema desarrollado, donde la señal de voz se captura mediante un sensor de tipo micrófono. Estos sensores cuentan con un rango dinámico reducido, por lo que será necesaria una etapa de acondicionamiento (adaptación) de señal adecuada que permita su inserción en el microcontrolador, donde la señal analógica se convierte a digital para ser retransmitida por uno de sus puertos serie al receptor. Dicha transmisión se produce vía láser, cuya luz estimula en recepción una placa solar. Este esquema permite igualmente la transmisión de datos, que, por falta de tiempo, en ese proyecto se han inyectado directamente desde el microcontrolador (no se ha diseñado una interfaz de usuario específica para la transmisión de datos).

En recepción, como la señal que proporciona la placa llega muy distorsionada, es necesario insertar un repetidor regenerativo que será el que inyecte la señal en el microcontrolador receptor. Dependiendo del tipo de transmisión que se haya hecho (voz o datos), tendremos la salida de audio o bien la salida de datos a una pantalla de cristal líquido (en adelante *display LCD*, *Liquid Crystal Display*).

La salida de audio se produce a través de un conversor digital-analógico (*ADC*, *Analog-to-Digital Converter*), con condiciones de funcionamiento muy particulares, por lo que necesitará una fase de acondicionamiento para poder reproducir la señal convertida en un altavoz.

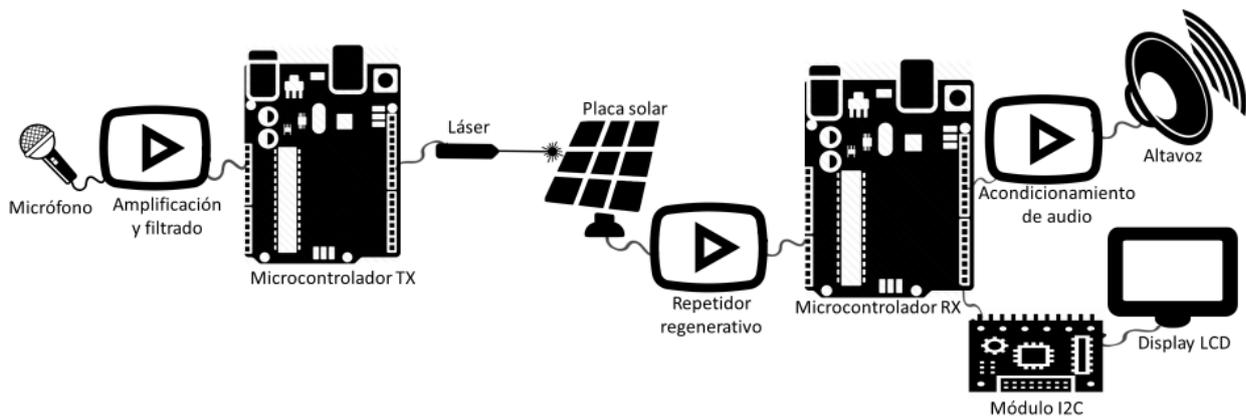


Figura 3-1 Diagrama de bloques simplificado

3.1.3 Sensores y actuadores utilizados en este proyecto

Como se muestra en la Figura 3-1, se han empleado diferentes sensores y actuadores para captar las señales en transmisión y reproducirlas en recepción. A continuación, se describen cada uno de ellos por orden de aparición en el esquema general, haciendo hincapié en las características más importantes.

3.1.3.1 Sensor de voz: Micrófono *electret*

Un micrófono *electret* es un tipo de micrófono de condensador electrostático que elimina la necesidad de una fuente de alimentación constante para su correcta polarización, gracias al uso de un material permanente cargado (polarizado) [28]. Aunque carezcan de dicha fuente, sí que necesitan alimentación para el preamplificador interno que incorporan, como puede verse en la Figura 3-2, donde $+U$ hace referencia a dicha tensión de alimentación.

Una fina lámina metalizada, que recibe el nombre de “diafragma”, se encuentra muy cercana y en la parte delantera de un disco metálico sólido, formando un condensador entre ambas superficies. El

sonido golpea el diafragma y produce un movimiento vibratorio acompasado con las ondas sonoras. Como la capacidad de un condensador es inversamente proporcional a la distancia entre superficies, el movimiento del diafragma provoca variaciones en la capacidad del mismo. La interpretación de estos cambios de capacidad es lo que permite obtener el sonido.

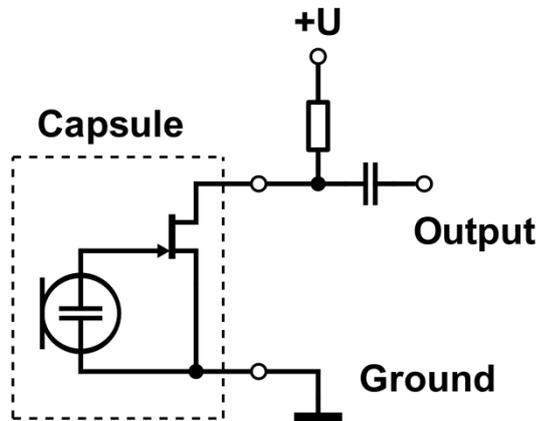


Figura 3-2 Esquema interno del micrófono electret [29]

El diafragma de un *electret* es mucho más ligero que la bobina móvil de un micrófono dinámico, y por lo tanto pesa mucho menos y reacciona con mayor sensibilidad. Esto consigue un umbral más bajo y mayor precisión en las variaciones de intensidad y frecuencia, lo que se traduce en un sonido más claro y natural.

Parámetro	Tipo de micrófono			
	Electret	Dinámico	Cristal	Carbón
Respuesta en Frecuencia	Excelente	Excelente	Bien	Regular
Distorsión	Muy bajo	Muy bajo	Bajo	Alto
Cancelación de ruido	Excelente	Bien	Regular	Regular
Tamaño	Pequeño	Medio	Grande	Grande
Peso	Bajo	Medio	Bajo	Medio
Costo	Alto	Alto	Medio	Bajo
Nivel de Salida	Bajo (voltaje)	Medio (voltaje)	Alto (voltaje)	Alto (Resistencia)
Impedancia	Alto	Bajo	Alto	Bajo

Tabla 3-2 Comparativa de los distintos tipos de micrófono [30]

El único inconveniente, como se recoge en la Tabla 3-2, es el relativo elevado coste de fabricación, por la precisión y proceso de fabricación. La Tabla 3-3 recoge las especificaciones del micrófono empleado en este proyecto para el desarrollo del prototipo (posteriormente, cualquier otro micrófono de características similares podría utilizarse).

Specifications		
Description	Value	Unit
Directivity	Omnidirectional	
Technology	Electret Condenser	
Sensitivity	-38	(dB)
Frequency Range	50 ~ 16,000	(Hz)
Rated Voltage	3	(V)
Output Impedance	2,200	(Ohm)
Connection Method	PC Pins	
Voltage Range	3 ~ 10	(V)
Max Rated Current	0.5	(mA)
Minimum Signal to Noise Ratio	>60	(dB)
Operating Temperature	-20 ~ +60	°C
Storage Temperature	-25 ~ +70	°C

Tabla 3-3 Especificaciones técnicas del *electret* empleado [31]

3.1.3.2 Actuador para transmisión óptica: láser

De entre las características del láser, relacionadas en la Tabla 3-4, las más importantes son: láser con una longitud de onda de 650 nm (color rojo), de baja potencia (0.5 mW) y tiempo mínimo de conmutación de apagado/encendido (tasa de parpadeo) de 3µs.

SPECIFICATIONS		
INPUT VOLTAGE	3.5 - 4.5	v dc
OPERATING CURRENT	< 25	mA
WAVELENGTH	645-655	nm
OPTICAL POWER	< 5	mW
TTL BLANKING	NO	kHz
BEAM DIAM.	0.75 +/- 0.05	mm
DIVERGENCE	>0.5	mRad
WARM UP TIME	<1.0	sec
Operating Temperature	-10 - +50	deg C
POLARITY	RED +ve	BLACK -ve

Tabla 3-4 Especificaciones técnicas del láser empleado [32]

Para la transmisión, se emplea la modulación *OOK* (*On-Off-Keying*), que es un caso particular de la modulación por desplazamiento de amplitud (*ASK*, *Amplitude-Shift Keying*). En *OOK*, el circuito modulador se comporta como un interruptor que representa datos digitales como la presencia o ausencia de una señal portadora (luz, en este caso). Como representa la Figura 3-3, un nivel lógico de ‘1’ genera una onda con una frecuencia determinada y en caso contrario no oscila, correspondiente al nivel ‘0’.

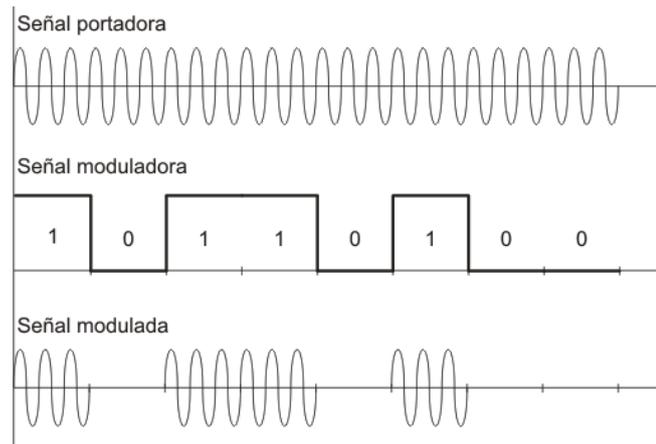


Figura 3-3 Representación de la modulación *OOK* [33]

La potencia será el factor limitante para el alcance del sistema (ver apartado 2.1.5), mientras que uno de los factores limitantes del ancho de banda es el tiempo de conmutación.

3.1.3.3 Sensor óptico: Placa solar

El sensor óptico empleado para el sistema es un factor determinante en el correcto funcionamiento. En proyectos anteriores [6] se ha utilizado un método común que consiste en una matriz de fotodetectores, pero esta tecnología cuenta con peor resolución y mayor complejidad de montaje que una placa solar. En el laboratorio se dispone de tres placas solares de funcionamiento semejante (Figura 3-4 y Figura 3-5), pero de características distintas.

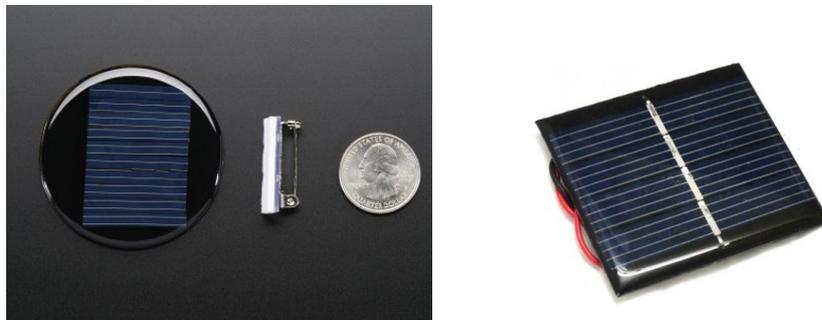


Figura 3-4 Células solares de pequeño tamaño

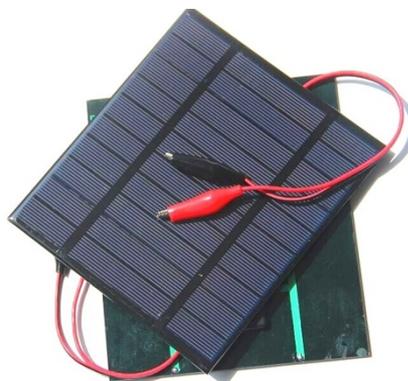


Figura 3-5 Célula solar grande

En una placa solar, la energía lumínica produce cargas positiva y negativa en varias hileras de parejas de semiconductores próximos de diferente tipo (Figura 3-6), produciendo así un campo

eléctrico capaz de generar una corriente; sin ambas cargas en oposición, la generación eléctrica no sería posible [34]. Por ello, la separación entre los semiconductores (densidad de los filamentos) y la sensibilidad son dos factores determinantes para la elección de este sensor.

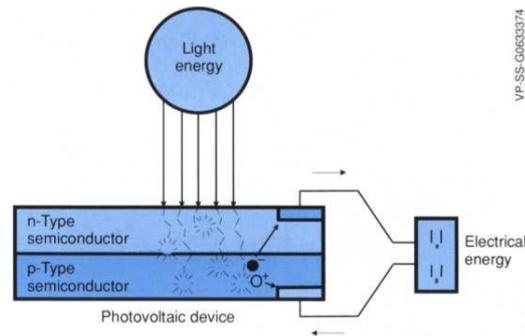


Figura 3-6 Transformación de energía solar en eléctrica [34]

Por la densidad de celdas se descartó la placa cuadrada de la Figura 3-4, puesto que, en algunos casos, el haz del láser era tan estrecho en comparación con la distancia entre los filamentos, que ni siquiera daba señal. Tras realizar pruebas con las otras dos células, se vio que, aunque la placa de la Figura 3-5 tenía una densidad mayor, su sensibilidad era superior a la potencia proporcionada por el láser (es decir, la potencia del láser empleado era insuficiente para estimular una señal en dicha célula). Por lo tanto, se decidió escoger la placa solar circular mostrada en la Figura 3-4, cuyas características técnicas se muestran en la Tabla 3-5, y que cumplía con la relación de compromiso entre sensibilidad mínima y densidad suficiente de filamentos.

Model No.:	SBED67
Cell Type:	Polycrystalline
Cell Efficiency:	16%
Product Structure:	Epoxy Resin + Cell + PCB
Power Tolerance:	+/-3%
Max Output Power (Wmp):	0.25W
Max Power Voltage (Vmp):	2V
Max Power Current (Imp):	125mA
Open Circuit Voltage (Voc)	2.4V
Short Circuit Current (Isc):	135mA
Size:	dia 67mm
Size Tolerance:	-0.3mm
Life Span:	1-2 years
Warranty:	6 months
Testing Conditions (STC):	Irradiance 1000W/m2, Temperature 25°C, AM 1.5

Tabla 3-5 Características de la placa solar seleccionada

Para un prototipo de mayores prestaciones y dimensiones, se podrían utilizar otros muchos captadores, de mayor tamaño y densidad, dado que el láser a utilizar debería tener una potencia mucho mayor y a grandes distancias es de esperar que el ancho de haz sea suficientemente grande para proporcionar la señal adecuada.

3.1.3.4 Actuadores finales: Altavoz (voz) y Display LCD (datos)

En cuanto a la reproducción del audio, el sistema permite emplear distintos actuadores (altavoces, auriculares...) porque en la salida se ha dispuesto un conector de audio estándar (*Jack* hembra de 3.5mm y tres polos).

Sin embargo, el esquema eléctrico ha sido diseñado y validado para el peor de los casos, que consiste en un altavoz de 8Ω de impedancia de entrada y potencia máxima de 1W que se puede ver en la Figura 3-7. A diferencia de otros actuadores (como auriculares), este dispositivo no consta de etapa de pre-amplificación a su entrada, y es por ello que se deberán diseñar las etapas de acondicionamiento apropiadas.



Figura 3-7 Altavoz empleado en el sistema

Para la salida de datos, como inicialmente no se encontraba entre los objetivos, se optó por una representación simple en una pantalla LCD, de forma que puedan mostrarse los símbolos que se transmiten. Estas pantallas están optimizadas para la representación de datos a la velocidad de captación del ojo humano, por lo que la velocidad de refresco de las mismas es muy baja en comparación con las tasas binarias estándar de una comunicación por láser. Aunque esta característica no limita el ancho de banda del sistema, ha sido necesario adaptar la señal de salida que se muestra en pantalla.

3.2 Prototipos iniciales

3.2.1 Prototipo básico analógico para audio

El prototipo inicial que confirma la viabilidad del proyecto consiste en un sistema muy básico de comunicación analógica por láser. El transmisor consta de un láser al que le llega la señal de audio de un dispositivo con salida analógica (PC, móvil, *tablet*). El receptor lo forman simplemente una placa solar de pequeñas dimensiones y un amplificador de audio con altavoz.

Como puede apreciarse en la Figura 3-8, es necesario incluir una batería en serie para el encendido del láser, puesto que la señal que se obtiene del teléfono no es suficiente para alimentarlo. Por tanto, en realidad, se está implementando un sistema de modulación en amplitud (*AM, Amplitude Modulation*), donde la señal continua de la pila se ve modulada por la señal de audio del teléfono. Dicha señal modulada será la que transmita el láser.

Se implementa y prueba el sistema, obteniendo buenos resultados en los que tanto la calidad del sonido como el alcance varían considerablemente con el tamaño y la densidad de células de la placa solar. A mayor número de celdas iluminadas, la calidad y potencia de la señal recibida aumentan. En el caso de disminuir la directividad del haz para incrementar el número de celdas iluminadas (y por tanto cubrir mayores distancias), la potencia aumenta, pero la calidad del sonido no mejora.

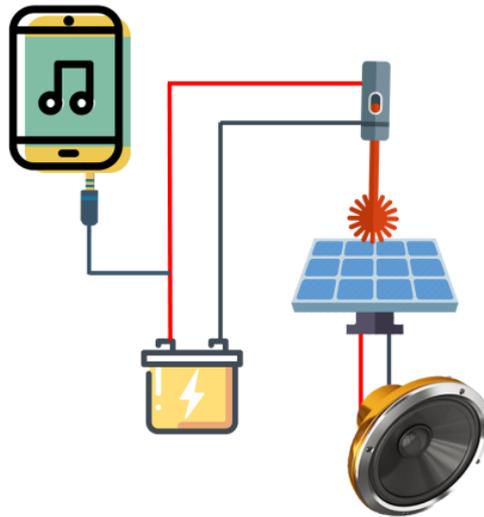


Figura 3-8 Esquema básico del prototipo

Las comunicaciones analógicas, a pesar de ser más sencillas de implementar presentan dos problemas principales: En primer lugar, una señal analógica es muy sensible al ruido, por lo que si se producen variaciones en la señal original es muy difícil lograr una recuperación total o parcial. En segundo lugar, los sistemas de control más utilizados (como microprocesadores, microcontroladores, etc.) operan exclusivamente con señales digitales por las funcionalidades que pueden implementarse, como la encriptación previa a la transmisión o la aplicación de un determinado protocolo, esto es algo inviable en comunicaciones analógicas.

3.2.2 Transmisión digital de datos.

Una vez establecido el funcionamiento aceptable del esquema analógico, se decide comenzar con la transmisión digital. Para ello utilizamos el puerto serie del microcontrolador de bajo coste Arduino UNO, haciendo previamente un estudio de las condiciones de trabajo de dicho puerto (voltaje de señal, velocidad del enlace, ...) y la comprobación mediante la conexión directa de dos Arduino UNO por puerto serie (transmisión y recepción). La cadena de caracteres que va a transmitirse es simplemente “Hola mundo”.

3.2.2.1 Parámetros de comunicación digital de Arduino UNO

Aunque el enlace digital de Arduino por puerto serie está probado y tiene un uso común en diferentes aplicaciones [40], se hace un estudio previo de las condiciones de trabajo del Arduino UNO para poder trasladarse a la comunicación mediante LASER. Para el estudio y parametrización se han empleado principalmente dos herramientas en este TFG: el osciloscopio y el *Serial Plotter* de los microprocesadores empleados (Arduino UNO y Arduino DUE).

Para trabajar con *Serial Plotter*; con la salida conectada a uno de los puertos analógicos de Arduino UNO, se deberán leer los valores que recibe el microcontrolador por una de las entradas analógicas y obtenemos representados en una escala de tiempo (eje de abscisas, x) los valores de voltaje (eje de ordenadas, y), que van de 0 a 1023, correspondiéndose con 0 y 5V respectivamente.

En cuanto a la tasa de bits empleada, es necesario añadir que el Arduino UNO puede trabajar con 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600, 14400, 19200, 28800, 38400, 57600, o 115200 baudios. La página oficial no recomienda emplear tasas mayores, ya que los errores comienzan a aumentar exponencialmente a partir de 115200 baudios.

En cuanto a los parámetros de las cadenas de símbolos, admite diferentes configuraciones:

- De 5 a 8 bits de datos.
- Bits paridad par o impar de 0 a 2.
- Bits de parada, de 0 a 2.

Por último, destacar que el microcontrolador Arduino UNO únicamente dispone de un único puerto serie.

3.2.2.2 LASER como transmisor digital

Para la transmisión, después de probar con diferentes esquemas, se elige el más simple de todos, que es la conexión directa por puerto serie. A priori se pensó que el láser podría ser el elemento más condicionante en el empleo de altas tasas de transmisión, sobre todo por la limitación en la frecuencia máxima de parpadeo.

Tras realizar pruebas con diferentes tasas de baudios se comprueba que se obtiene un comportamiento adecuado, en los flancos de subida y de bajada, hasta un máximo de 38000 baudios. Esta imposición viene determinada por el equipamiento utilizado para este TFG, aunque como veremos más adelante, no es el factor más restrictivo en cuanto a tasas de datos. La Figura 3-9 muestra un ejemplo de la no idealidad del láser, donde, en la imagen de la izquierda se puede ver la salida del puerto serie (ideal), mientras que la imagen de la derecha muestra la señal transmitida por el láser (real), donde se aprecia que la conmutación de 0 a 1 no es ideal.

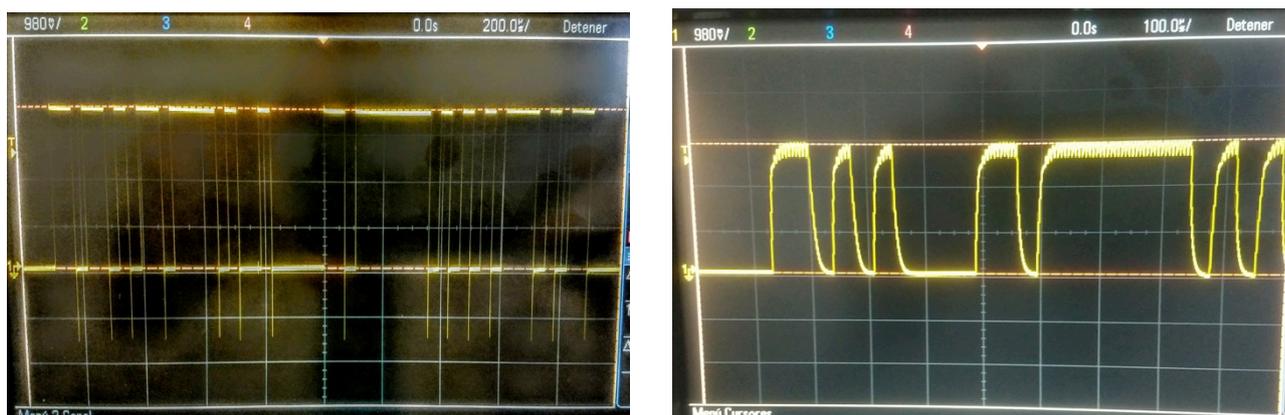


Figura 3-9 Comparativa modelo binario real y la señal del láser

3.2.2.3 Placa solar como receptor digital

En recepción, sin embargo, tras realizar distintas pruebas (con placas solares de distintas dimensiones y densidades (ver apartado 3.1.3.3), a diferentes distancias y con mayor o menor directividad del haz del láser, no se obtiene señal de recepción suficiente para ningún caso mediante conexión directa de la placa.

Para hacer una comparación fidedigna, se realiza el *plotter* primero con la señal real a la salida del puerto serie del emisor e inmediatamente después se introduce en el puerto analógico la salida de la placa solar del sistema de recepción, y así, conseguimos comparar ambos métodos de conexión, como se muestra en la Figura 3-10. En ella, el eje de tiempos es el horizontal y el eje vertical representan unos valores proporcionales al voltaje de la señal de 0V a 5V.

Puede apreciarse muy claramente que la señal ha perdido hasta más de ocho veces su amplitud inicial para una distancia de unos pocos centímetros entre el láser y la placa.

Nos encontramos ante un problema de atenuación, por lo que para solucionarlo se decide incluir a la salida de la placa solar un Amplificador Operacional (AO) de tipo no inversor. Con la ayuda de PSIM se diseña un AO con una ganancia (A_V) de aproximadamente 9 unidades naturales, que resulta ser la más conveniente para este sistema debido a que como se ha dicho anteriormente, es la relación aproximada entre la señal original y la obtenida de la placa.

Introduciendo el circuito de amplificación de la Figura 3-12, el sistema comienza a funcionar sin mayor inconveniente, recibiendo la cadena de “Hola mundo” de forma continua.

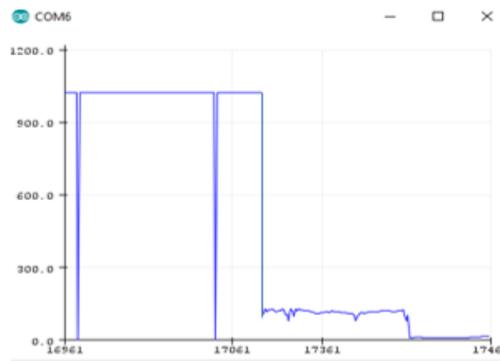


Figura 3-10 Comparativa conexión directa – conexión con placa

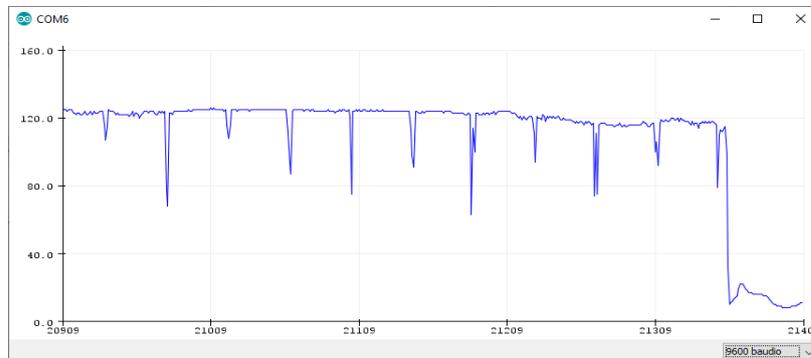


Figura 3-11 Vista focalizada de la señal obtenida de la placa

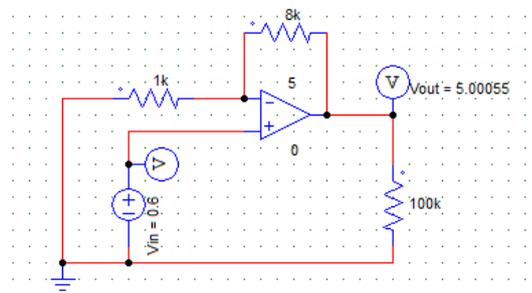


Figura 3-12 Esquema amplificación de la placa solar para Arduino UNO

3.2.3 Transmisión de voz por medios analógicos

Retomando la transmisión analógica, el siguiente objetivo es el de transmitir voz mediante un micrófono de condensador *electret*. De forma resumida, el sistema analógico de voz que se pretende implementar se presenta en el Figura 3-13.

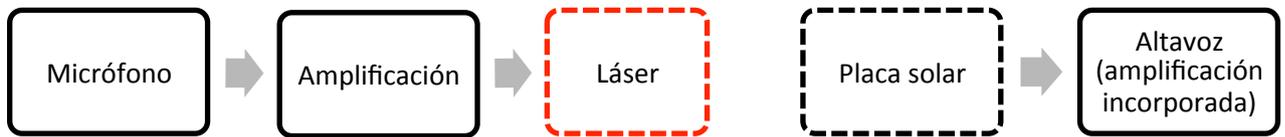


Figura 3-13 Esquema analógico completo.

Sin embargo, por las características de este micrófono (descritas en el apartado 3.1.3.1), es necesario incluir una etapa de preamplificación antes de llevarla al amplificador, tal y como está descrito en el Figura 3-14, y cuyos componentes se describirán a continuación.

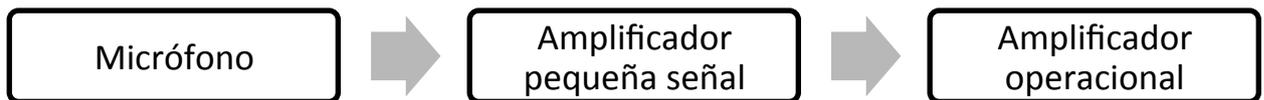


Figura 3-14 Etapas de acondicionamiento de la parte de TX analógica

3.2.3.1 Etapa de preamplificación: Amplificador de pequeña señal

Los micrófonos *electret* tienen un voltaje de salida reducido, del orden del mili voltio³, por lo que es necesario una etapa preamplificadora, que se deberá realizar con un Amplificador de Pequeña Señal (APS). Dicha etapa deberá contar con una ganancia de tensión (A_V) de al menos 20 unidades, por lo que se tomará una ganancia próxima a 25.

Tras un estudio detallado de las diferentes posibilidades de preamplificación en la banda de frecuencias de interés, se opta por el esquema eléctrico mostrado en la Figura 3-15, que consta de un transistor bipolar de tipo N (BJT NPN) modelo 2N2222, dos condensadores, tres resistencias (la resistencia de salida, R_{OUT} , únicamente se incluye como simulación de la carga a la salida), todo ello alimentado con una tensión de +5V. Se selecciona el modelo de transistor 2N2222 debido a la mayor ganancia y menor ruido frente a transistores similares de propósito general.

En dicho circuito, la resistencia R2 se encarga de alimentar el preamplificador interno del micrófono. Los condensadores C1 y C2 bloquean la continua que pueda entrar o salir del amplificador de pequeña señal manteniendo estable el punto de trabajo (Q), y separa las polarizaciones de corriente continua del micro y de la base del transistor 2N2222. La resistencia R1 carga el colector del transistor y la resistencia R3 tiene dos propósitos: por un lado, polariza la base del transistor para llevarlo al punto de trabajo óptimo, y por otro introduce cierta realimentación negativa que le da estabilidad y linealidad al circuito a lo largo de todo el ancho de la banda de interés (audio).

³ Según las especificaciones técnicas, la sensibilidad del micrófono es de -44 dBV/Pa. El habla normal se mueve entre 60 y 80 dB_{SPL}, de este modo el voltaje que obtenemos en los bornes del micrófono se sitúa entre 0.1 y 2 mV. [5]

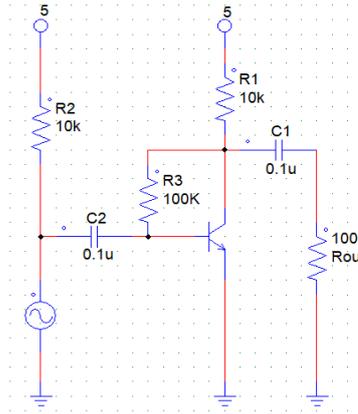
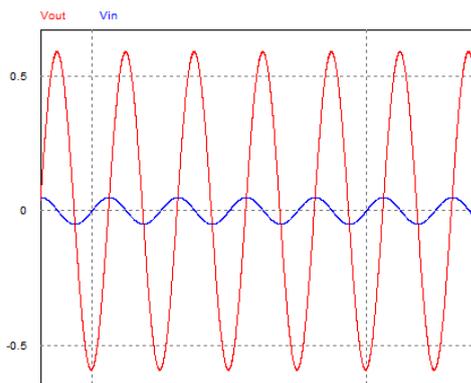


Figura 3-15 Amplificador de pequeña señal

Para demostrar el funcionamiento de este circuito, se realiza la comparativa entre la simulación proporcionada por el software PowerSIM (PSIM) y los datos obtenidos del circuito físico montado en el laboratorio cuyos resultados se muestran en la Figura 3-16 (nótese que el osciloscopio muestra en escalas distintas la tensión de entrada, en amarillo 100 mV/DIV, y la de salida, en verde 300 mV/DIV, mucho mayor). En ambos casos el punto de funcionamiento es el correcto y esperado y la ganancia de tensión obtenida es igual a 15 unidades naturales para una frecuencia central de 200 Hz:



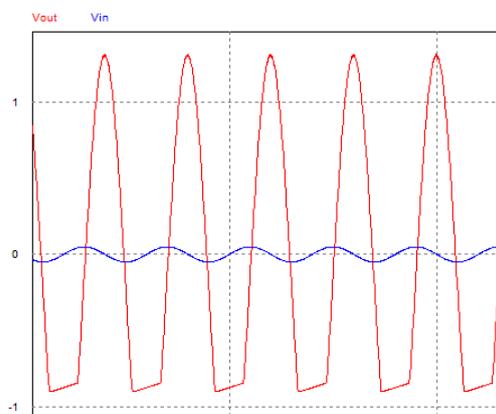
(a)



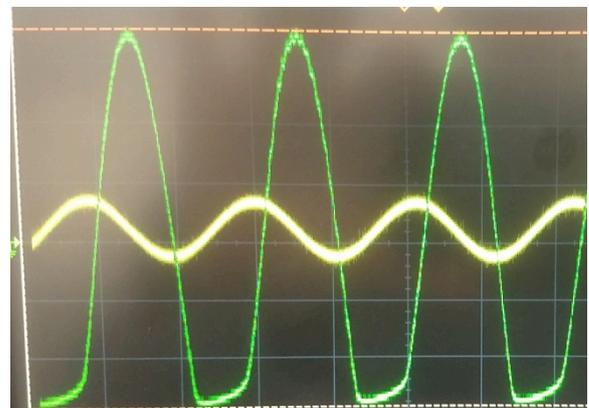
(b)

Figura 3-16 Comparativa entre (a) simulación PSIM y (b) circuito real, operando a 200 Hz

Se realiza una segunda prueba cambiando la frecuencia de operación a 1.5 KHz, cuyos resultados se recogen en la Figura 3-17.



(a)



(b)

Figura 3-17 Comparativa entre (a) simulación PSIM y (b) circuito real, operando a 1.5 KHz

En este caso obtenemos una ganancia superior a 30 unidades naturales y observamos que la señal comienza a recortarse por la parte inferior. Este recorte, que supondría una distorsión de la señal captada por el micrófono, no debería ser un inconveniente pues 1500 Hz se encuentra por encima de la gama de frecuencias fundamentales del espectro de voz humano.

3.2.3.2 Etapa de Amplificación: Filtrado con operacional inversor

La ganancia del amplificador de pequeña señal (APS) sigue sin alcanzar el margen dinámico necesario para modular el láser. Es por ello que se añade una segunda etapa de potencia realizada con amplificadores operacionales (AO), que además de aumentar la amplitud de la señal de audio, consigue la correcta adaptación entre ambas etapas, ya que situar el operacional tras el APS se consigue desacoplar la impedancia de salida del preamplificador con la impedancia de entrada de la siguiente etapa. De esta forma, el circuito se independiza de la posible resistencia de carga que se conecte en la salida.

El diseño de esta etapa debe supeditarse a una serie de condiciones. En primer lugar, debemos amplificar la señal de la etapa anterior, que llega a la etapa de potencia con un voltaje próximo a los 50mV. Por otro lado, la ganancia del operacional viene determinada por el rango de voltajes en el que se desea operar. Para este modelo de transmisión analógica buscaremos los valores máximos de voltaje de alimentación del láser (ver apartado 3.1.3.2, donde se recogen las especificaciones del láser), que no deben superar los 4.5V. Para no rebasar este voltaje, se decide tomar además un margen de seguridad.

Con todo esto, se diseña con ayuda del software de simulación PSIM un esquema de amplificador operacional no inversor con ganancia (A_V) de 40 unidades naturales, donde la alimentación simétrica del operacional con $\pm 4.5V$ garantiza que no se supere dicho voltaje en ningún momento. En la Figura 3-18 se muestra el esquema de un amplificador no inversor genérico.

Al realizar el diseño se debe contar con la alimentación simétrica del amplificador operacional. A tales efectos, se diseñó un divisor de tensión a partir de una pila de 9V y dos baterías, como se presenta en la Figura 3-19.

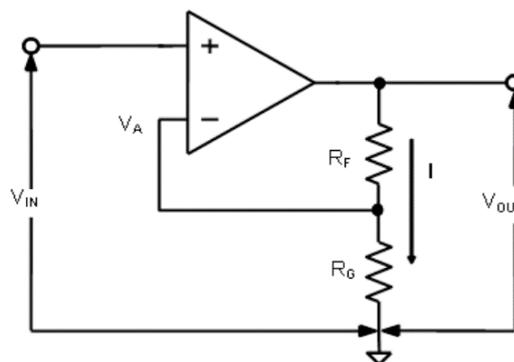


Figura 3-18 Amplificador genérico no inversor

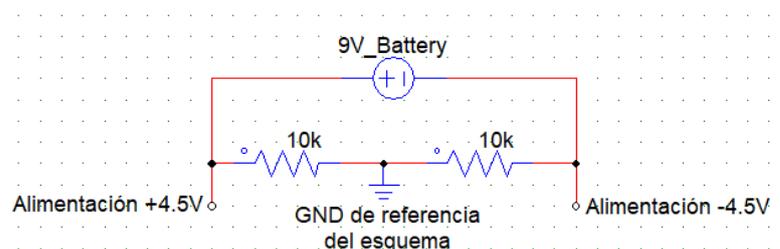


Figura 3-19 Divisor de tensión para alimentación simétrica del AO

Sin embargo, para el correcto funcionamiento del sistema, al esquema básico deben añadirse las etapas de filtrado y eliminación de la componente continua, así como de ruido de alta frecuencia. Por ello se incorpora una etapa de filtrado activo en la realimentación del amplificador (esquema teórico de la Figura 3-20).

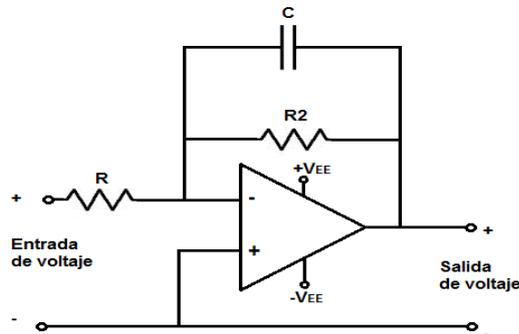


Figura 3-20 Filtro activo paso bajo [35]

Como se muestra en la Figura 3-21, el circuito final de la etapa de amplificación incluye los requerimientos mencionados y aplicando la ecuación (2), obtenemos una frecuencia de corte superior a 3 dB de 1539.21 Hz (aproximadamente los 1500 Hz deseados). Para la cancelación de la señal de continua el circuito cuenta con dos condensadores de 1µF, dispuestos a la entrada y la salida del mismo (Figura 3-21).

$$f_c = \frac{1}{2\pi * C * R_2} \tag{2}$$

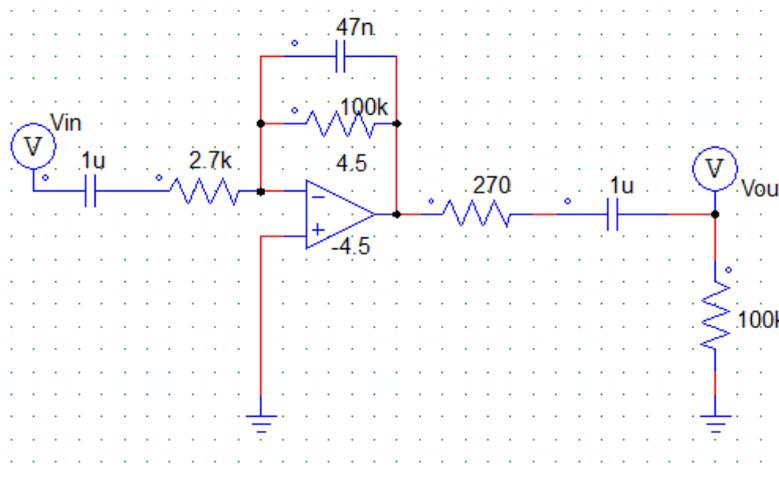


Figura 3-21 Amplificador con filtrado y supresión de continua

3.2.3.3 Sistema de acondicionamiento completo del micrófono.

Habiendo realizado el estudio de las distintas etapas por separado, se realiza la simulación, montaje y pruebas del esquema completo de adaptación de la señal, mostrado en la Figura 3-22.

Como comprobación del margen de frecuencias de trabajo, se obtiene el diagrama de Bode⁴ del sistema, mostrado en la Figura 3-23 (amplitud) y la Figura 3-24 (fase). Si aplicamos dicha función al circuito final (Figura 3-22) debemos obtener ganancias aproximadas a 2500 y una frecuencia de corte superior a 3 dB cercana a 1500Hz.

⁴ Un diagrama de Bode es una representación gráfica que caracteriza la respuesta en frecuencia de un sistema determinado.

Como puede verse en Figura 3-23, obtenemos una ganancia de 34.5 dB (2600) para frecuencias menores a 1000 Hz, y en el punto de 1500 Hz esta cae a 31 dB, que son 3 dB menos que el valor referencia, con lo que se cumplen las especificaciones en simulación. Con el segundo gráfico (Figura 3-24), se comprueba la linealidad en fase del sistema en función de la frecuencia en el margen espectral de trabajo, que como puede apreciarse, se mantiene descendente en todo el análisis del espectro.

Se procede entonces con el montaje y se realiza la comprobación de funcionamiento tanto de oído como su representación en el osciloscopio. La Figura 3-25 muestra el resultado obtenido, donde se observa una señal muy clara, una envolvente limpia con muy poco ruido de alta frecuencia. Tanto es así que se aprecia perfectamente la repetición periódica de la señal correspondiente al fonema 'A'.

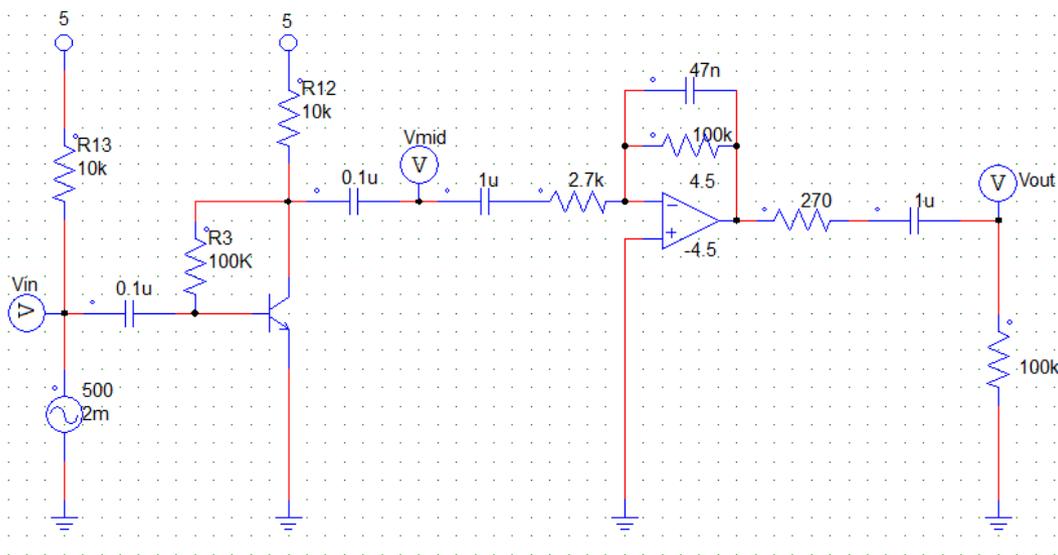


Figura 3-22 Esquema completo de transmisor analógico

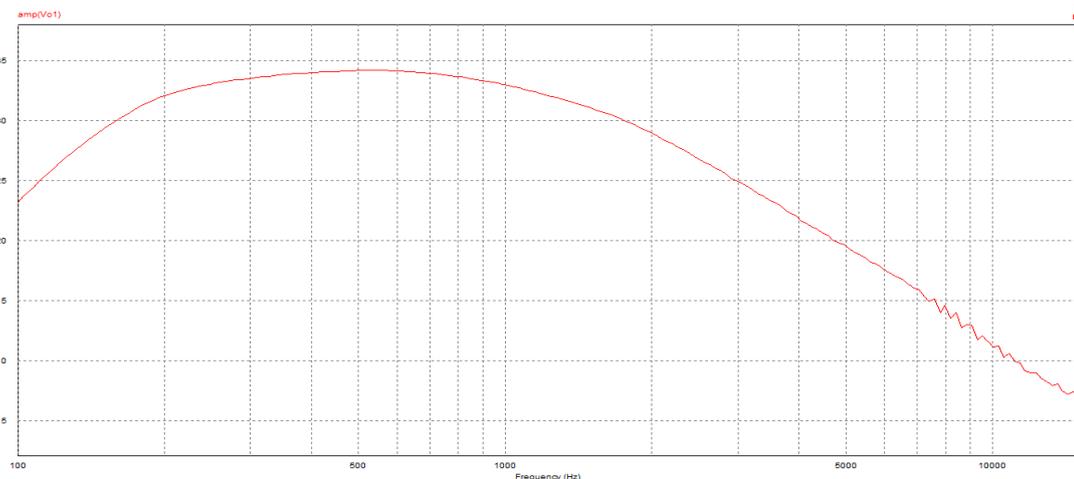


Figura 3-23 Respuesta en frecuencia de la ganancia del transmisor

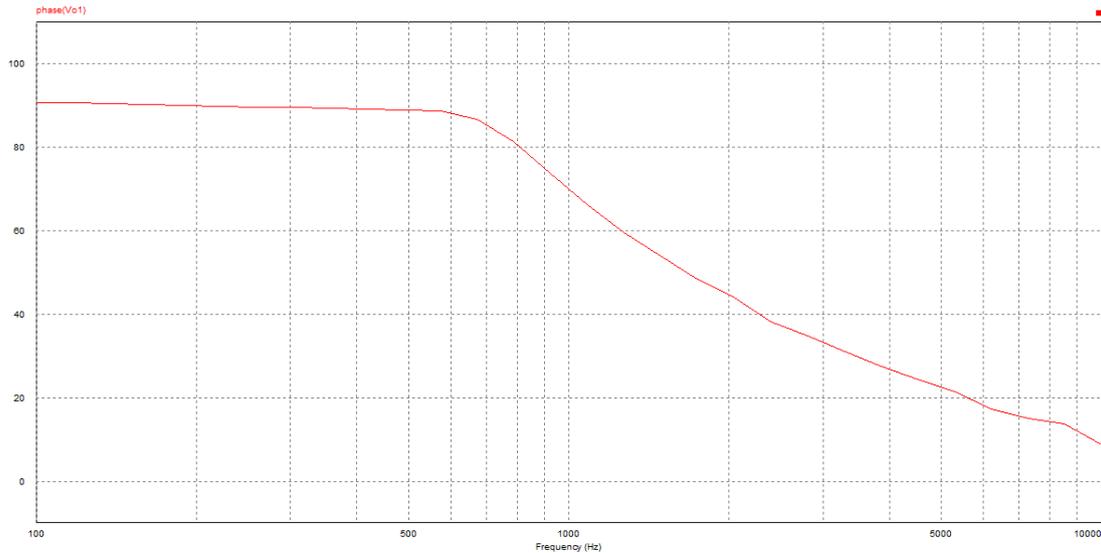


Figura 3-24 Respuesta en frecuencia de la fase del transmisor

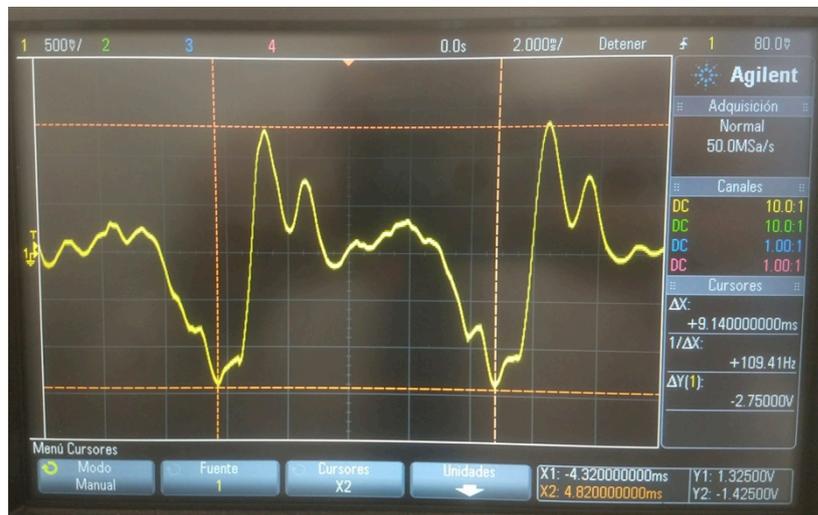


Figura 3-25 Análisis en el osciloscopio del transmisor completo

3.2.3.4 Transmisión de la señal por láser

Al conectar el láser directamente a la salida de la etapa de acondicionamiento, se aprecia buena correspondencia entre el parpadeo del láser y la señal de audio introducida en el micrófono. Sin embargo, después de comprobar el funcionamiento con el esquema completo, se percibe el sonido muy distorsionado. Por lo tanto, se añade un voltaje de 5V en serie para mantener la señal de continua y el láser encendido, mejorando la transmisión, y adicionalmente se pone una resistencia en serie de 220 Ω que evita daños en el láser por posibles picos excesivos en el voltaje de entrada.

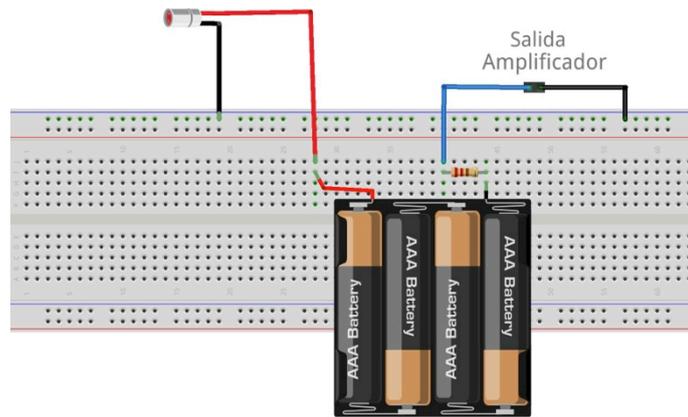


Figura 3-26 Transmisión analógica por láser

3.2.3.5 Recepción.

Para la recepción en este caso se procedió con un circuito simple (Figura 3-27) dado que lo primordial era la comprobación de funcionamiento en modo analógico para luego proceder a la transmisión digital. Se emplea para la reproducción un altavoz doméstico con las etapas de amplificación ya incorporadas de fábrica.

Se comprueba el correcto funcionamiento del sistema, lo que da pie al esquema final que permite la transmisión de audio digitalizado, es decir, la transmisión digital de voz y datos.

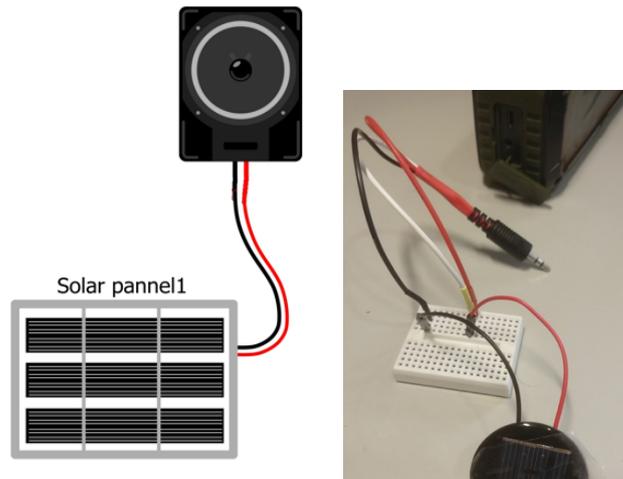


Figura 3-27 Esquema de recepción analógica

3.3 Prototipo final: Voz y datos digitales

Se ha demostrado que la transmisión analógica es viable, sin embargo, la transmisión digital presenta ciertas ventajas con respecto a la analógica. Entre otras ventajas se cuentan las siguientes:

- Inmunidad al ruido. La señal analógica es susceptible a las variaciones de amplitud, fase y frecuencia. La existencia de únicamente dos niveles de señal, dota a los sistemas digitales de gran solidez.
- Los esquemas digitales en lugar de amplificación de la señal recibida emplean la *regeneración de señales*, lo que los hace más robustos frente a interferencias o desvanecimientos.
- Estas señales son más fáciles de cuantificar, esto simplifica la evaluación de rendimiento, tasas de error, y corrección de estos.
- Los sistemas digitales permiten implementaciones sencillas de servicios añadidos, como la encriptación o protocolos de detección y control de errores (ARQ, CRC, *checksum*...). Únicamente deben hacerse modificaciones en el proceso de digitalización.

Por otro lado, la mayor desventaja de la transmisión digital es el considerable aumento del ancho de banda necesario. Sin embargo, hay que tener en cuenta que nos encontramos en el espectro visible y por lo tanto, no tenemos restricciones a priori en lo que respecta a ancho de banda, más que las propias impuestas por el sistema diseñado.

Por todo ello se decide, apoyándonos en el trabajo realizado en los puntos anteriores, implementar un sistema que permita transmisión digital de voz y datos binarios, y su correspondiente reproducción en recepción. Se comenzará con la descripción completa del transmisor, mostrada en la Figura 3-28, para pasar a describir posteriormente el receptor, mostrado en la Figura 3-29.

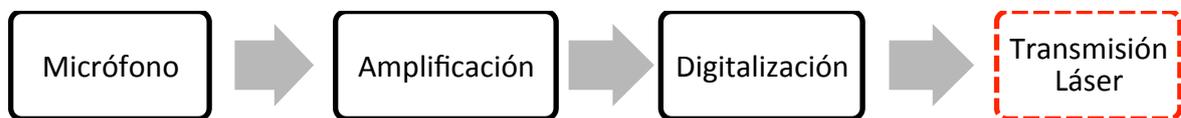


Figura 3-28 Transmisión del prototipo final



Figura 3-29 Recepción del prototipo final

3.3.1 Diseño del transmisor

La Figura 3-30 muestra el detalle de funcionamiento del transmisor implementado en este trabajo.

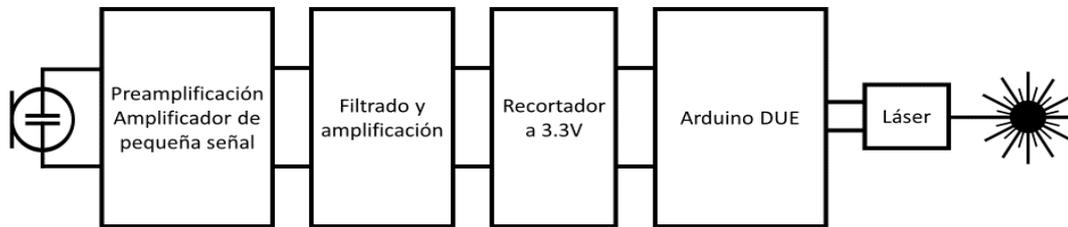


Figura 3-30 Diagrama de bloques de transmisión

El diagrama de bloques sigue un esquema de funcionamiento similar al prototipo anterior, donde la señal del micrófono pasa por unas fases de acondicionamiento, que consta de amplificación de pequeña señal, amplificación con filtrado y recorte de la señal para ajuste del margen dinámico. La señal ya adaptada se introduce en el microcontrolador (Arduino DUE) que, tras realizar la conversión de analógico a digital (CAD), envía la señal directamente al láser por el puerto serie.

3.3.1.1 Acondicionamiento del transmisor.

Estas fases se desarrollan de forma similar al acondicionamiento del apartado 3.2.3, empleando prácticamente los mismos componentes con ligeras modificaciones.

En este caso, el esquema de acondicionamiento viene determinado por el rango de voltajes que admite la entrada analógica del microcontrolador utilizado. Aunque se comienza empleando Arduino UNO en los primeros prototipos (apartado 3.2.2.1), por condicionantes que se verán más adelante, este proyecto se continuará con el microcontrolador del mismo fabricante, pero modelo DUE.

El Arduino DUE tiene múltiples entradas analógicas, y todas ellas operan en el rango de 0 a 3.3V, que es el voltaje de referencia de dicha placa. En el apartado 3.2.3.2 se disponía de un rango de trabajo de hasta 4.5V y por ello, una de las primeras medidas que deben tomarse es reducir la ganancia del circuito y limitar su voltaje para no dañar el microcontrolador, dado que los operacionales utilizados en este proyecto no admiten tensiones de alimentación tan bajas.

Como muestra la Figura 3-30, la primera etapa consiste en un preamplificador de pequeña señal. Para esta etapa, se hace uso del mismo circuito del apartado 3.2.3.1, donde la Figura 3-31 analiza los valores característicos que sitúan al circuito en la región activa de la recta de carga.

Es importante destacar que el *electret* tiene una componente continua que el APS elimina, convirtiendo una señal unipolar en una señal de doble polaridad (positiva y negativa). Es por ello importante que la siguiente etapa amplifique ambas polaridades para no recortar (distorsionar) la señal de entrada. En la Figura 3-32, puede verse el efecto indeseado del recorte de la polaridad negativa, que se tuvo en un primer momento por emplear una etapa de amplificación no apropiada a las condiciones de funcionamiento necesarias.

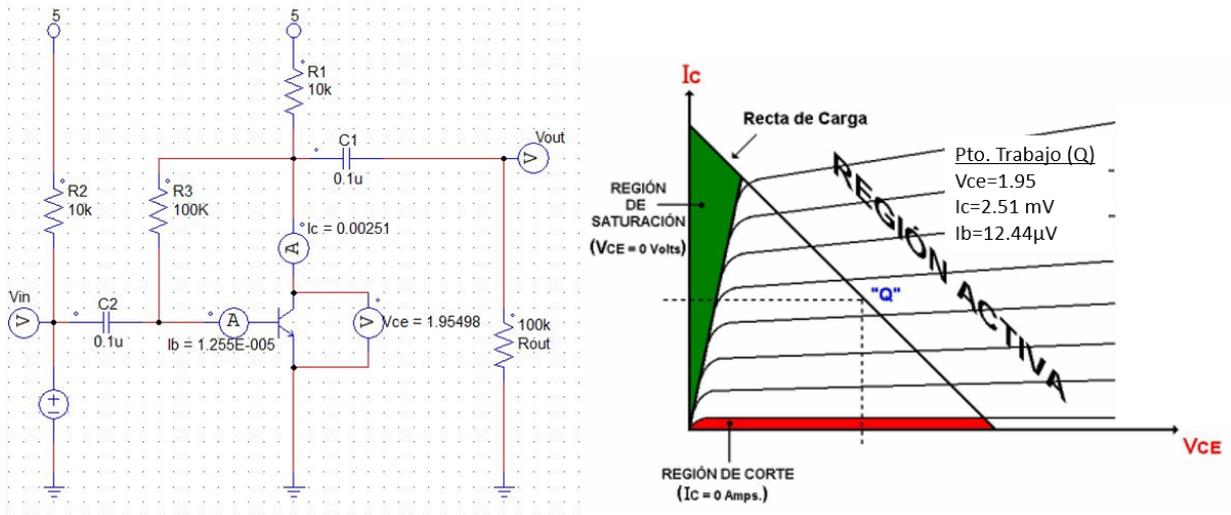


Figura 3-31 Punto de trabajo del APS

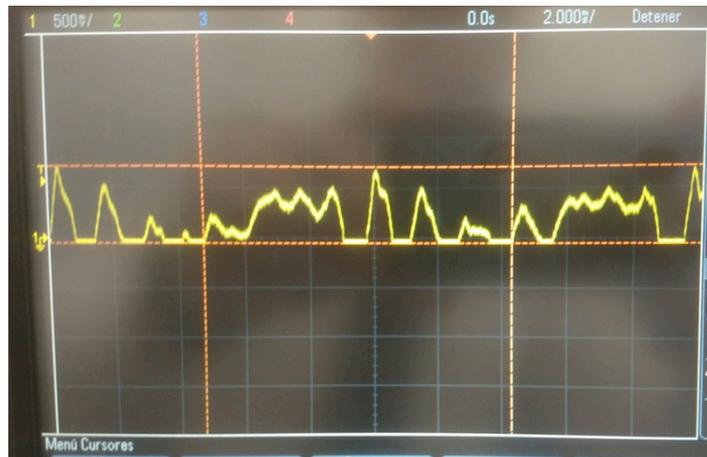


Figura 3-32 Análisis en el osciloscopio de la primera versión del esquema digital

Tras la preamplificación, es necesario incluir una segunda etapa de potencia para amplificar todavía más la señal y filtrar el ruido de alta frecuencia que haya podido aparecer en el acondicionamiento de la señal (fuentes de alimentación del microcontrolador, ruido del *electret*, ruido térmico en los propios componentes electrónicos, etc.).

Para ello se utilizó un esquema semejante al del apartado 3.2.3.2, pues ha demostrado su correcto funcionamiento y eficiencia en circuitos anteriores. Como el rango dinámico de salida debe ser aproximadamente la mitad, se ha reducido la resistencia de realimentación, tal y como se muestra en la Figura 3-33.

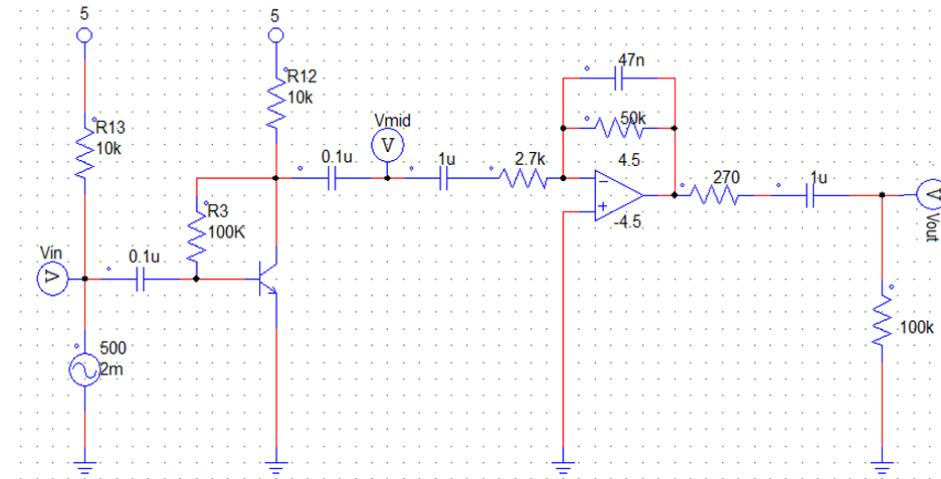


Figura 3-33 Acondicionamiento inicial del sistema digital

El inconveniente de este esquema radica en que el Arduino DUE no admite voltajes negativos (por debajo de 0V), y por lo tanto, aunque estemos poniendo la alimentación del operacional simétrica para no recortar los posibles voltajes negativos presentes en la señal, seguimos teniendo el inconveniente de que el microcontrolador eliminará igualmente la parte negativa, recortando y distorsionando la señal de entrada. Es decir, a la entrada del Arduino DUE, tendríamos la señal representada en la Figura 3-34, donde las zonas sombreadas de la misma señalan los voltajes que se deberán evitar para mantener la integridad de la placa.

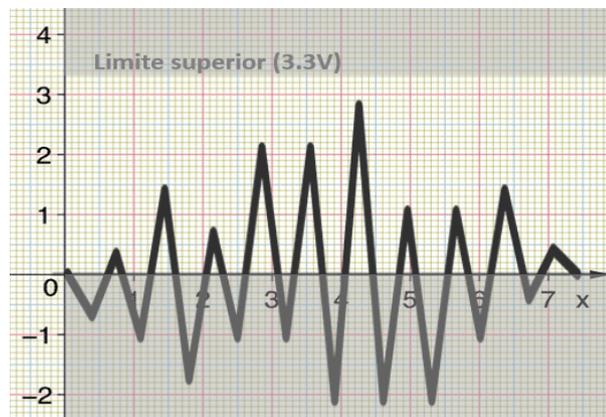


Figura 3-34 Entrada Arduino

Para eliminar cualquier tipo de distorsión, se opta por hacer las modificaciones pertinentes para incluir también la parte negativa de ésta, de forma que añadimos una señal de continua de la mitad del voltaje referencia, aproximadamente 1.5V, para lo cual se añade una pila de dicho voltaje en serie. En la Figura 3-35 puede verse como se tendría la señal a la entrada del Arduino.

Esta representación teórica muestra que podrían producirse recortes perjudiciales en la señal de entrada, que coinciden con el análisis práctico. En la Figura 3-36, puede verse que la señal alcanza voltajes demasiado altos para la correcta cuantificación, produciéndose *desbordamiento* en el conversor analógico a digital (CAD), comúnmente denominados *overflow*⁵. Este indicador también advierte de que podría estar superándose el voltaje máximo de entrada del Arduino DUE.

⁵ Efecto que se produce a la hora de cuantificar una señal analógica cuando los “valores decisión” situados en los extremos del rango dinámico no se corresponden con la amplitudes mínima y máxima de la señal recibida.

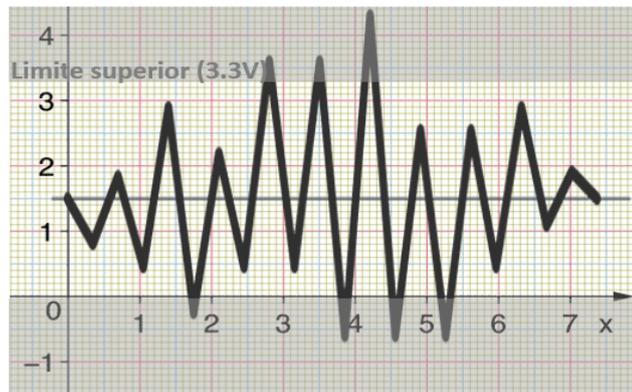


Figura 3-35 Entrada Arduino al subir 1.5V el umbral

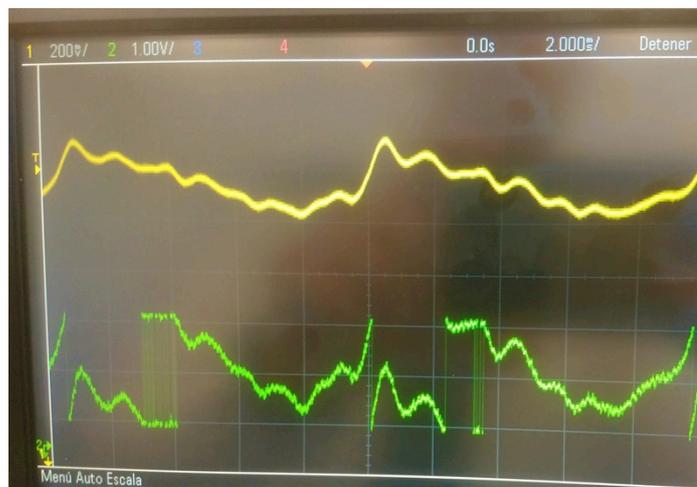


Figura 3-36 Imagen ilustrativa del desbordamiento (*overflow*) de la señal digital (verde) con respecto a la señal analógica original (amarillo)

Por lo tanto, el siguiente paso es modificar el esquema de amplificación reduciendo la ganancia en la etapa del operacional hasta que el rango dinámico se encuentre en el margen apropiado. Idealmente, lo mejor sería que la señal de entrada nunca superase ese umbral, dado que de esta forma no se distorsionaría. Sin embargo, eso depende de múltiples factores completamente ajenos al sistema, como la distancia del usuario al micrófono, el volumen de sonido, etc.

Por lo tanto, y para evitar dañar la placa, se coloca un circuito recortador a la salida del amplificador (a la entrada al microcontrolador) para prevenir que los picos de tensión dañen el Arduino. La opción más simple sería limitar esta etapa alimentando el amplificador operacional entre +3.3V y -3.3V, de forma que llegue ya recortada. Sin embargo, como ya se ha comentado anteriormente, el amplificador operacional (AO) utilizado (LM324) debe alimentarse con tensiones superiores a +4V para su correcto funcionamiento, por lo que se hace necesario incluir un recortador de señal a la salida.

El recortador que se ideó en un principio constaba de un diodo rectificador y una pila, siguiendo el esquema estándar de este tipo de circuitos. Sin embargo, el problema de añadir una pila adicional es que sería la tercera batería necesaria del circuito, por lo que finalmente se escogió un circuito equivalente que sustituye la batería por varios diodos que suman la tensión umbral necesaria. Pueden verse ambos circuitos en la Figura 3-37. La elección del primer diodo como un LED de color rojo (tensión umbral aproximada de 1.89V) permite, adicionalmente, comprobar cuándo la señal supera los valores máximos admitidos, de forma que el recortador entra en funcionamiento.

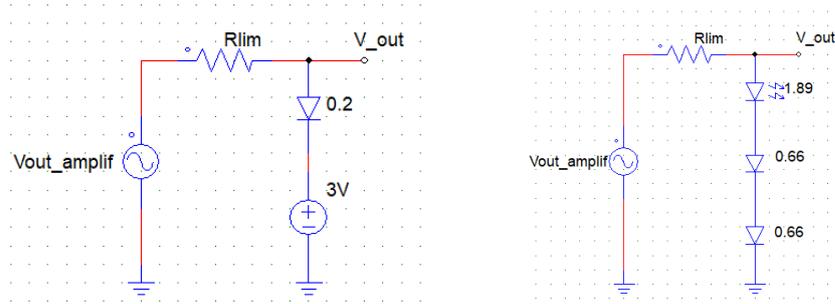


Figura 3-37 Circuito recortador con batería (izquierda) y con diodos (derecha)

A modo de resumen, la Figura 3-38 muestra el esquema final completo del circuito transmisor, habiendo modificado: la resistencia de realimentación del APS (para reducir la ganancia del circuito), se ha añadido una pila de 1.5V en serie a la salida, se ha incluido el circuito recortador anteriormente explicado y por último, se ha añadido un diodo *Schottky* [36] en serie para eliminar una posible componente negativa residual de la señal. Se ha seleccionado este tipo de diodos a tales efectos, porque es el más parecido a un diodo ideal, al contar con una tensión umbral mínima (0.2V), de forma que apenas se pierda señal a la entrada del microcontrolador.

Con este esquema, a la entrada del Arduino DUE tendríamos la señal completamente acondicionada y con el margen dinámico apropiado (Figura 3-39).

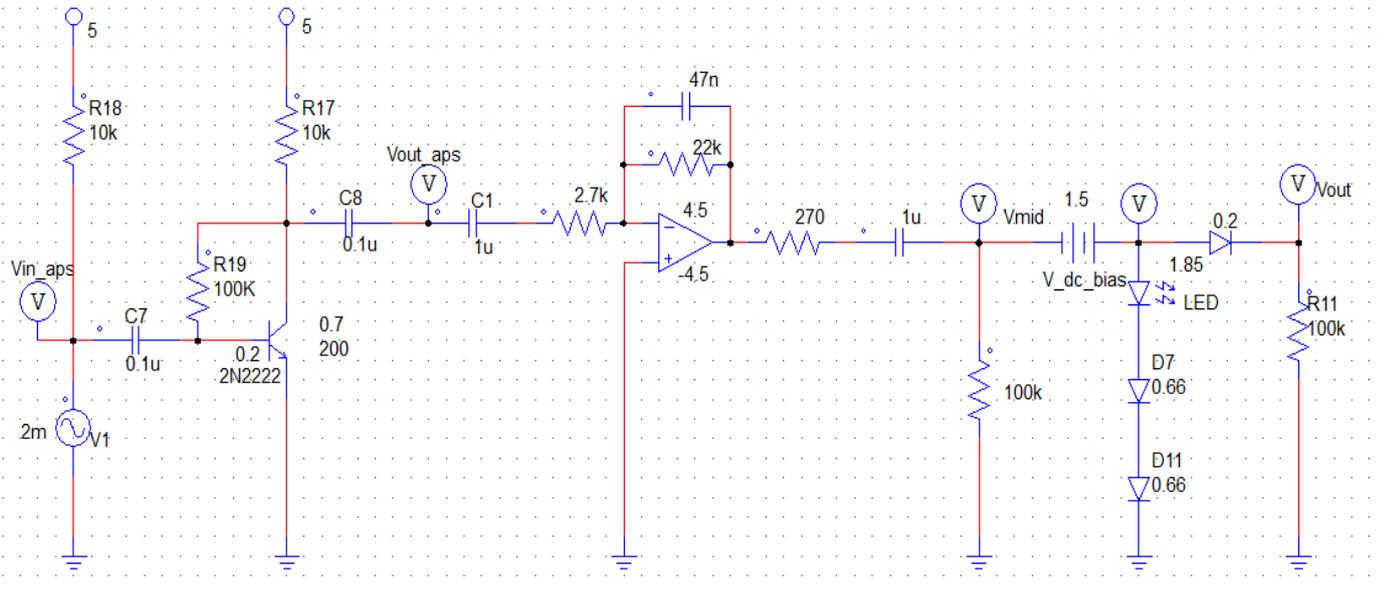


Figura 3-38 Circuito completo de transmisión en el esquema digital

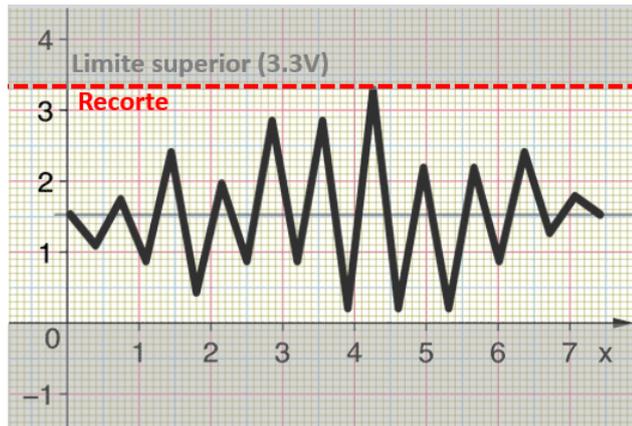


Figura 3-39 Señal de entrada teórica en el Arduino

De forma previa a realizar el montaje y ver el funcionamiento, se simula de nuevo el circuito y se realiza una vez más el análisis frecuencial del sistema en módulo (Figura 3-40) y en fase (Figura 3-41), para comprobar que permanece en los márgenes de operación deseados.

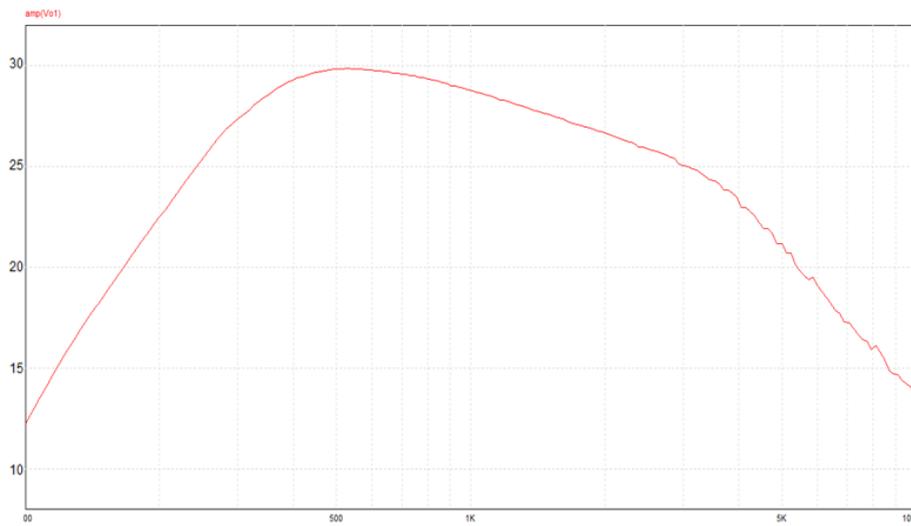


Figura 3-40 Respuesta en frecuencia (módulo)

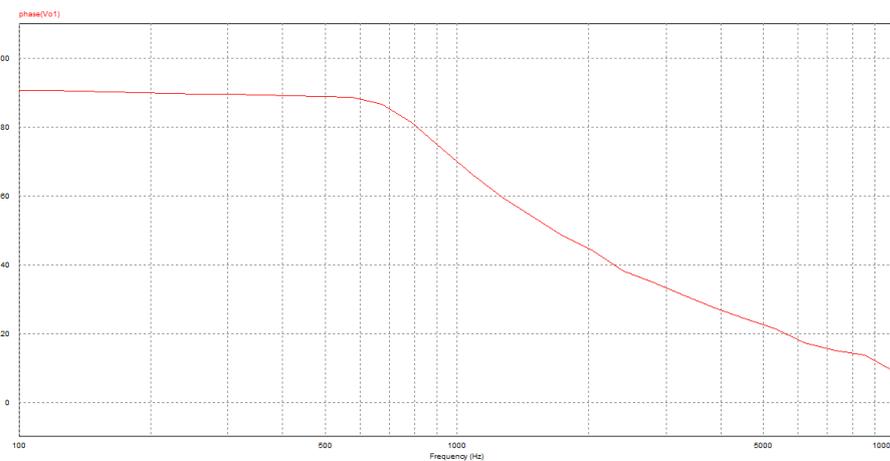


Figura 3-41 Respuesta en frecuencia (fase)

Se analizan las frecuencias de trabajo del esquema final, donde podemos obtener por la Figura 3-40 que la frecuencia central (alrededor de 500 Hz) tiene una ganancia de 29 dB. Realizando los cálculos, se tiene que la señal de salida deberá llegar en un rango de 1.6 V a -1.6 V. Si sumamos el nivel de continua de 1.5 V obtenemos el margen dinámico de voltajes deseado, aproximadamente de 0 a 3 V.

Se monta el circuito y se valida con una señal de voz real, comprobando que, efectivamente se ha corregido el desbordamiento (*overflow*) del convertidor digital-analógico (ADC) como muestra la Figura 3-42, así como que no rebasamos los picos máximos y que no se recorta innecesariamente la parte negativa.

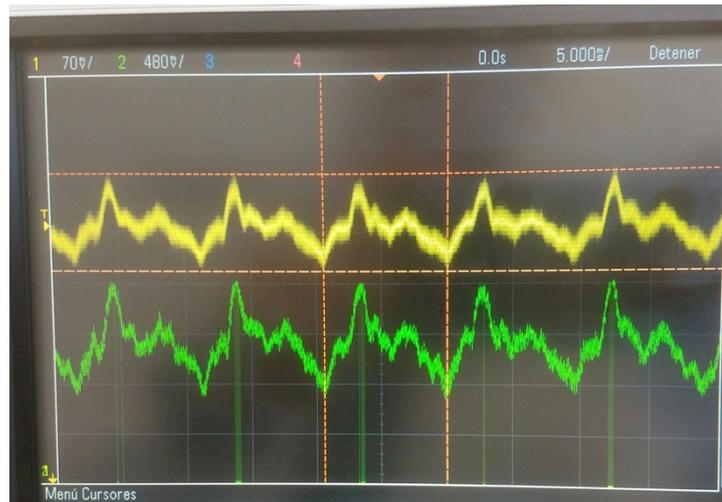


Figura 3-42 Señal de entrada (amarillo) y señal digitalizada a doce bits (verde)

3.3.1.2 Conmutador para transmisión de voz/datos

Aunque no era objetivo de este TFG, se ha desarrollado este apartado por dejar constancia de la relativa facilidad con la que pueden implementarse más funciones y prestaciones una vez que la base de las comunicaciones digitales están establecidas.

Para posibilitar la transmisión de voz y datos de forma selectiva, mantenemos los mismos esquemas de funcionamiento que en los apartados anteriormente descritos, pero incluyendo un interruptor tanto en el sistema de transmisión como en el de recepción. Este interruptor tiene dos posiciones, para cada una de ellas entrará en funcionamiento una parte del código a la par que se iluminará el *LED* correspondiente a esa posición. La Figura 3-43 muestra el esquema de conexión, en el que será necesario incluir una serie de modificaciones básicas en la programación del microcontrolador para que funcione de acuerdo con la posición seleccionada.

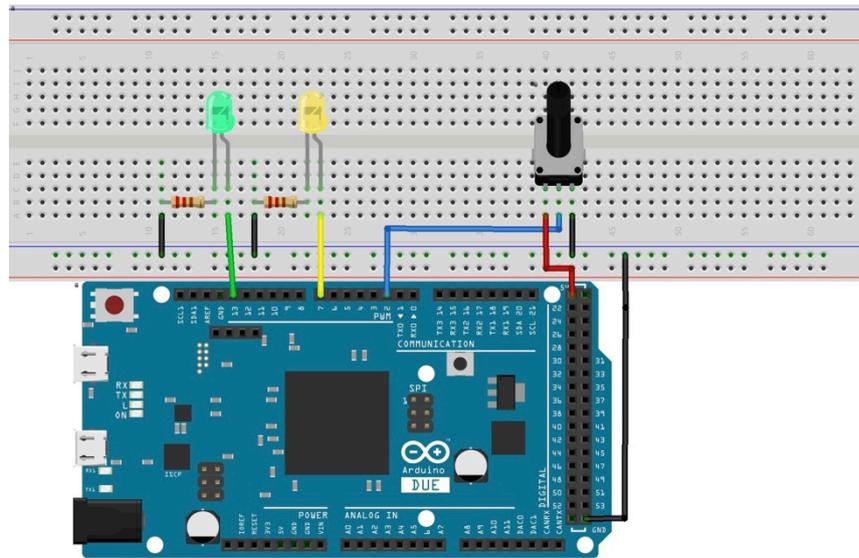


Figura 3-43 Esquema interruptor electrónico

3.3.1.3 Entradas y salidas empleadas del Arduino DUE

Se opta por el microcontrolador Arduino DUE por su mayor capacidad de procesamiento y el mayor número de puertos serie en comparación con el Arduino UNO, pero especialmente por el convertor digital a analógico, inexistente en el modelo UNO. En la Figura 3-44, pueden verse las entradas, salidas y alimentaciones utilizadas del Arduino DUE en transmisión junto a su descripción en la Tabla 3-6.

Designación (Figura 3-44)	Descripción	PIN
Entradas		
I1	Selector datos/voz	PIN 2 PWM
I2	Entrada analógica	PIN A0
Salidas		
O1	Estado <i>LED</i> de datos	PIN 13 PWM
O2	Estado <i>LED</i> de voz	PIN 12 PWM
O3	Puerto serie TX	PIN 1 COMMUNICATION
Alimentación		
A1	Circuito acondicionamiento	5V Ppal.
A2	Selector datos/voz	5V Aux

Tabla 3-6 Entradas, salidas y alimentaciones del microcontrolador TX

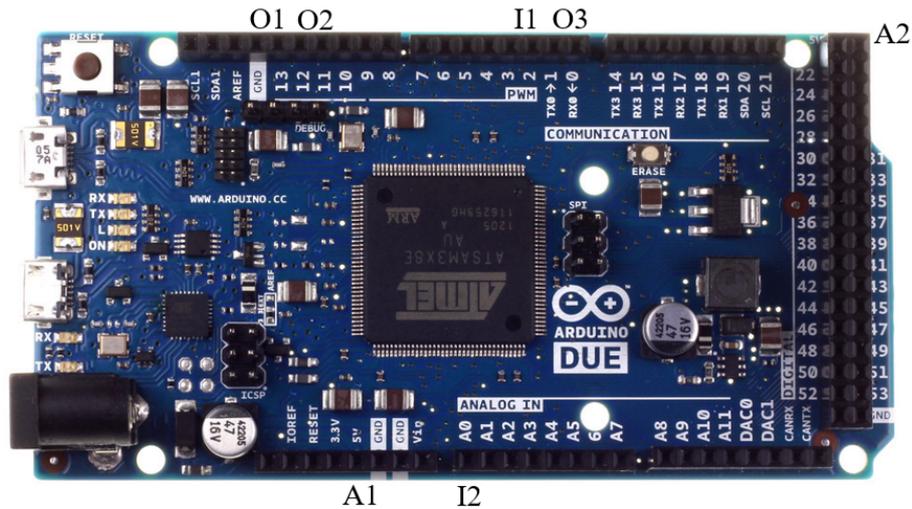


Figura 3-44 Esquema entradas y salidas del microcontrolador TX

3.3.2 Diseño del receptor

3.3.2.1 Diagrama de bloques

La Figura 3-45 muestra el diagrama de bloques detallado del receptor diseñado para este trabajo.

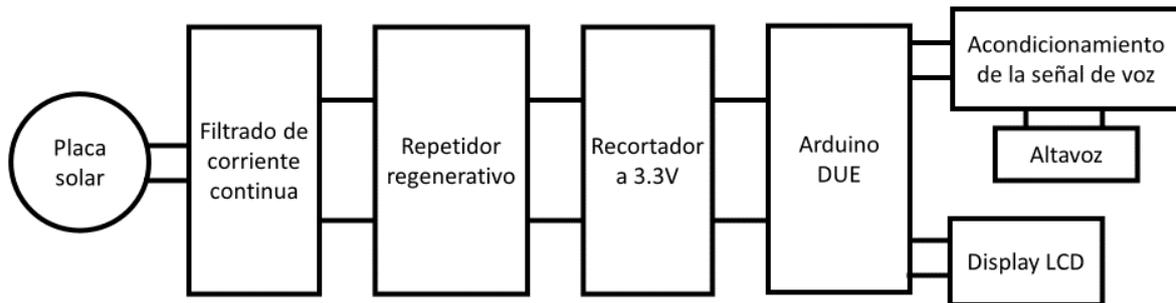


Figura 3-45 Diagrama de bloques de recepción

Como se comentó para el prototipo anterior, al incidir la señal del láser en la placa, ésta convierte la energía luminosa en señales eléctricas de distinto voltaje con un similar al de la señal de partida.

A continuación, y como se detalla en el siguiente apartado (3.3.2.2), será necesario filtrar la señal captada por la placa solar para eliminar la componente continua indeseada, de forma previa a insertarla en un repetidor regenerativo que devolverá la señal a los valores adecuados (0/3.3V equivalentes al 0/1 lógicos respectivamente en caso del Arduino DUE).

De nuevo, al igual que en el transmisor, para garantizar que no se dañe la placa Arduino DUE, la señal regenerada se hace pasar la señal por un recortador, y a continuación se lleva al puerto serie de recepción del Arduino DUE. Este microcontrolador, dependiendo del modo de funcionamiento (datos o voz), manda al controlador del *display* LCD el texto que se desea presentar, o convierte la señal de voz digital de nuevo en analógica, y se manda a la etapa de acondicionamiento de la salida analógica.

En el caso de la transmisión de voz, será necesario una etapa de acondicionamiento adecuada para poder ser reproducida en el actuador correspondiente (altavoz).

3.3.2.2 Filtrado de ruido de fondo

La placa solar capta la luz existente y por lo tanto, la luz residual existente en la ubicación del receptor (que no necesariamente será despreciable), generará un ruido de fondo permanente en la misma. Este ruido se traduce como una señal de continua (*bias*) permanente. Si no se filtra adecuadamente, la señal que llega podría situarse permanentemente por encima del umbral de decisión del microcontrolador (el que permite distinguir entre un símbolo ‘0’ y un ‘1’), y como consecuencia de ello, el microcontrolador podría interpretar que todo lo que está recibiendo es el nivel binario alto, es decir, un ‘1’ lógico.

Además, por la naturaleza cambiante de la luz ambiente, el sistema debe estar preparado para adaptarse a diferentes niveles de ruido externo (de luminosidad ambiental). Para ello, se ha diseñado el circuito de la Figura 3-46, cuyo objetivo no es el de suprimir por completo la componente continua (*DC* o *bias*), sino el de reducirla lo suficiente para que el Arduino DUE sea capaz de realizar una buena discriminación entre unos y ceros.

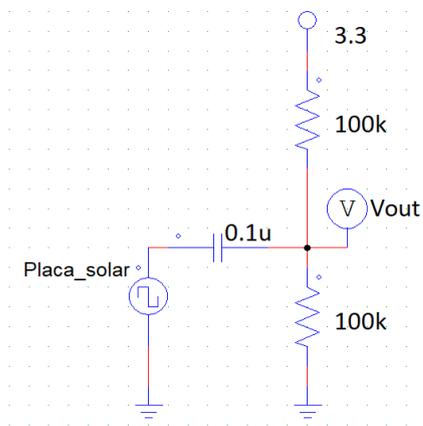


Figura 3-46 Circuito de filtrado de ruido de fondo

3.3.2.3 Repetidor regenerativo

En la Figura 3-47, puede verse la comparación entre la señal que nos llega de la placa (en verde) y la señal emitida por el láser (en amarillo). Se intuye muy claramente que, con esta señal, el microcontrolador va a ser incapaz de discernir correctamente entre ‘0’ y ‘1’, sobre todo por el retardo en los flancos de bajada de la señal que se introducen por las capacidades parásitas de la placa.



Figura 3-47 Comparación de la señal del láser (amarillo) y la señal de la placa solar (verde)

Para regenerar la señal binaria de forma exitosa entre los niveles deseados (0V y 3.3V) se ha decidido utilizar un amplificador operacional sin realimentación. Los operacionales sin realimentación actúan como un comparador entre ambas entradas, aplicando a la salida una ganancia virtualmente infinita, que en la realidad se ve limitada por las tensiones máximas y mínimas con que se alimenta el circuito integrado.

Por lo tanto, alimentando el operacional entre 3.3V y 0V, y poniendo en la entrada negativa un voltaje umbral de comparación, obtenemos la señal binaria regenerada. Sin embargo, al igual que en el transmisor, no es posible alimentar el amplificador operacional con tensiones tan bajas (3.3V), porque como ya se ha dicho, el mínimo valor para su correcto funcionamiento son 4V. Dado que el Arduino DUE proporciona una salida de alimentación de +5V, se utilizará ésta para generar la alimentación asimétrica del operacional, que se alimentará por tanto entre 0/+5V.

Para conseguir que el regenerador sea de umbral variable y poder así adaptarlo a las necesidades de diferentes niveles de luz ambiental, se deberá insertar un potenciómetro que permita variar el voltaje referencia de la entrada negativa del amplificador. El esquema completo del circuito de regeneración se muestra en la Figura 3-48.

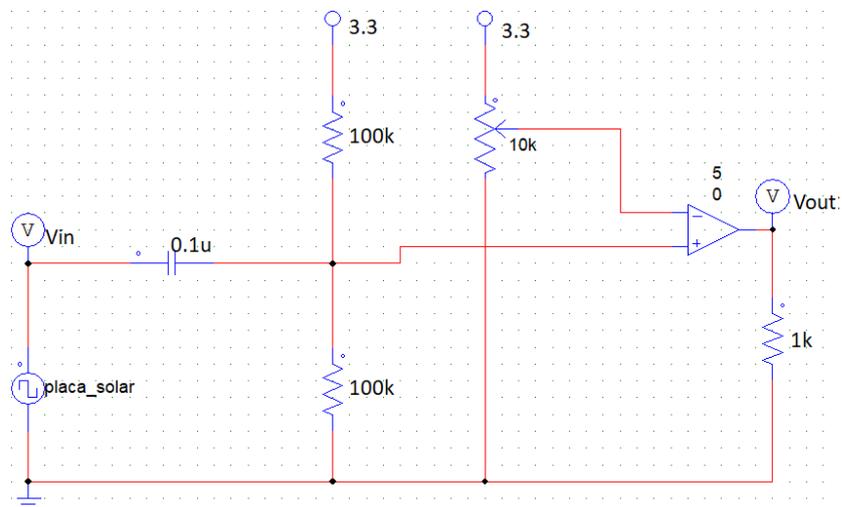


Figura 3-48 Filtro de ruido y repetidor regenerativo

3.3.2.4 Recortador de señal

De la etapa anterior se obtiene una señal que toma valores entre 5V y 0V correspondientes a los '1' y '0' digitales respectivamente, pero al igual que se hizo en el diseño de recepción, debemos garantizar que la señal no supera los 3.3V y que no se obtienen tensiones negativas, para no dañar el microcontrolador.

De esta forma, la Figura 3-49 muestra el circuito completo de acondicionamiento de la placa solar, donde se añaden en paralelo a la salida varios diodos en serie para recortar a 3.3 V y un diodo de barrera *Schottky* [36] para proteger el pin de recepción de puerto serie contra tensiones negativas.

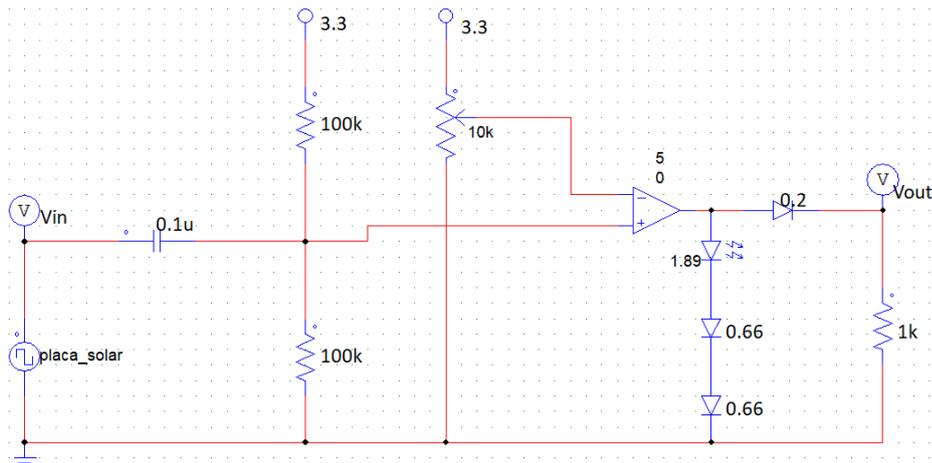


Figura 3-49 Circuito completo de acondicionamiento de la placa solar

3.3.2.5 Conversión de la señal de digital a analógica (CDA)

Para la recepción correcta de la señal se ha desarrollado un programa que permite obtener los valores que llegan por el puerto serie y que debe tomar la señal analógica. Para transformar la señal digital en analógica se han analizado dos alternativas:

- Mediante una red R-2R o escalera de resistencias.
- Mediante el puerto DAC del Arduino (*Digital-to-Analog Converter*). Este tipo de puerto sólo lo encontramos en el modelo DUE, razón por la que se descarta el empleo del Arduino UNO.

Una red R-2R es un circuito que permite generar una señal analógica a partir de una serie de entradas digitales (las entradas al ser binarias sólo pueden tomar dos valores: "1" y "0" que serán V_{REF} y masa (tierra, GND) respectivamente). Se llama R-2R por los valores que toman las resistencias.

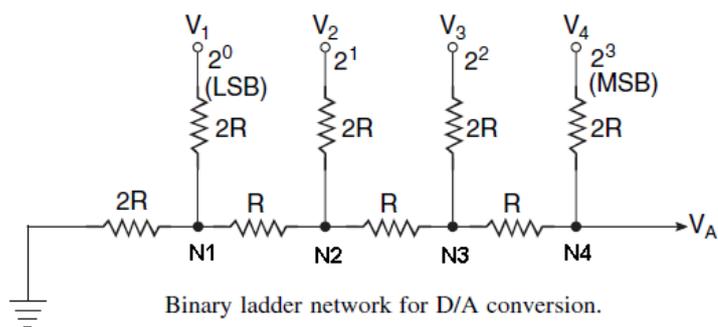


Figura 3-50 Modelado de una red R-2R [37]

Cada entrada digital aporta un peso ponderado a la salida analógica, si todas las salidas se encuentran a '0', el voltaje de salida será nulo, mientras que, si todas las salidas están a '1', el voltaje de la salida analógica será igual al voltaje de referencia. La expresión del voltaje de salida función de los estados de las entradas digitales ($a_0, a_1 \dots$) viene dada por la ecuación (2):

$$V_{out} = \frac{V_{a0}}{2^n} + \frac{V_{a1}}{2^{n-1}} + \frac{V_{a2}}{2^{n-2}} + \dots + \frac{V_{an}}{2^1} \quad (2)$$

Otra de las ventajas de este tipo de conversores, es que, si se analiza la red completa mediante el Equivalente de Thévenin, la impedancia de salida es siempre igual a R, sin importar el número de bits. Lo cual simplifica las etapas posteriores de filtrado y procesamiento de la señal analógica.

En la práctica, y sin tener en cuenta la complejidad añadida al circuito, el elevado número de resistencias de esta red introduce mucho ruido en una señal ya de por sí imperfecta. Para conseguir un conversor de 12 bits (que es el máximo que puede dar el Arduino DUE en el conversor integrado) serían necesarias 24 resistencias, y cada componente añadido significa mayor ruido a la salida, degradando la calidad del audio recibido. Al realizar el montaje y la comprobación del circuito de 8 y 12 bits, se obtiene que el ruido enmascara completamente la señal e impide reconocer apenas leves fluctuaciones en el sonido. Por ello descartamos el uso de la red R-2R a favor del puerto de conversión del microcontrolador, cuyas propiedades se explican en el siguiente apartado.

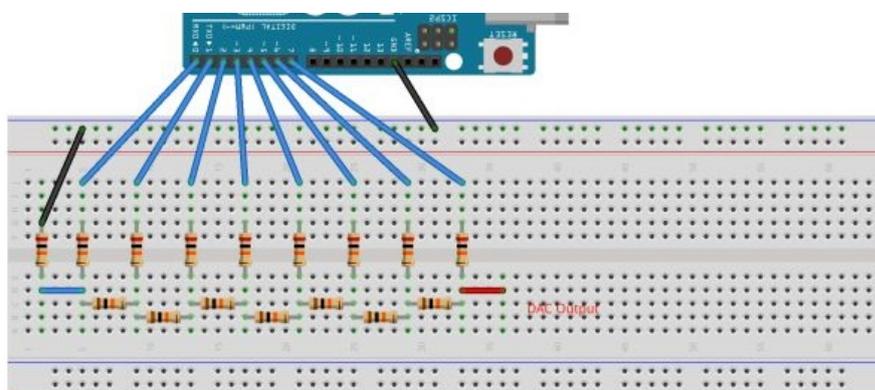


Figura 3-51 Ejemplo red R-2R de 8 bits

3.3.2.6 Acondicionamiento de la señal de salida analógica (voz)

La salida analógica se conformará con la salida del DAC del microcontrolador DUE. Sin embargo, esta señal no se puede conectar directamente al altavoz, por lo que será necesaria una etapa de acondicionamiento y amplificación de la misma.

Del funcionamiento del conversor digital a analógico (DAC) del Arduino DUE deben destacarse los siguientes aspectos:

- El rango dinámico de salida se encuentra entre un sexto y cinco sextos del voltaje de referencia (3.3V).
- La salida analógica puede operar a 12 bits como máximo⁶, dando una resolución de 0.54mV. Lo óptimo es emplear el mismo número de bits en la salida que los que se escogieron para muestreo, de forma que haya correlación en los niveles cuantificación.
- Según el documento de características de Arduino DUE [38], la máxima corriente que puede circular por los pines de salida es 130 mA, con un voltaje referencia de 3.3V. Por lo

⁶ Aunque se esperaban mejores resultados trabajando a 12 bits, la realidad es que después de probar con 8 bits, resulta un sonido mucho más audible y un ruido de fondo muy reducido. Esto se debe en parte a que la resolución de 8 bits es más apropiada para el modo de transmisión por defecto de la comunicación serial, ya que utiliza 8 bits de datos más uno de *stop*.

tanto, no podemos conectar directamente a la salida dispositivo con una impedancia de entrada menor a 25Ω porque superaríamos esa corriente, quemando el puerto correspondiente.

Adicionalmente, es necesario adaptar la frecuencia de funcionamiento del sistema que, a pesar de ser una característica genérica del Arduino DUE, afecta al CDA sobremanera. Básicamente, consiste en reducir la frecuencia de operación de la salida analógica. Como ya se ha dicho, el microcontrolador tiene un reloj de sistema que opera a 84 MHz, demasiado para el CDA (introduce errores y más ruido en la señal) [39]. Para solucionar esto se emplea la función:

```
SPI.setClockDivider(PIN, divisor)
```

De esa forma se consigue reducir la frecuencia con la que funcionará el PIN seleccionado, que resulta de dividir 84 MHz entre el divisor introducido (que debe ser un número entero).

Reuniendo todo lo que se ha descrito, debe diseñarse un circuito que permita:

- Eliminar o reducir al máximo la señal que se corresponde con el valor de 0 (una sexta parte del voltaje de referencia, aproximadamente 0.55 V).
- Reducir al máximo el ruido introducido por cuantificación⁷.
- Reducir el ruido introducido por el reloj del microcontrolador⁸.
- Amplificar la señal para su reproducción.

Es muy importante destacar, de nuevo, que debe evitarse conectar el altavoz directamente a la salida del PIN CDA porque son extremadamente sensibles y podrían quemarse. La baja resistencia del altavoz (8Ω) produce corrientes más elevadas de las que este puerto es capaz de soportar [40]. Por tanto, para hacer el circuito de acondicionamiento y amplificación de la señal de voz se ha elegido uno de los amplificadores de uso más extendido en esquemas de audio: el LM386, siendo además el más apropiado en términos de potencia y corriente [41].

Uno de los primeros problemas de los esquemas de audio es que los altavoces suelen tener una impedancia de entrada muy reducida, alrededor de los 8Ω . Suponiendo un altavoz de baja potencia (0.5W) y de la ecuación de la potencia, podemos extraer que el amplificador debería ser capaz de manejarse con corrientes eficaces (RMS) de 350 mA con una carga de 8Ω , que es mucho más de lo que un amplificador genérico está diseñado para trabajar (el LM324 trabaja entre 20 y 40 mA). Por ello, se ha escogido un amplificador que aguanta corrientes más altas y que está específicamente diseñado para audio.

El LM386 se trata de un chip compacto de 8 pines, y cuenta, entre otros, con varios montajes estándar de ganancias de tensión de 20 a 200 unidades naturales [41] [42]. Las posibilidades de funcionamiento son muy variadas, pero el esquema comúnmente empleado en señales de audio estándar es el que se muestra en la Figura 3-52.

⁷ El ruido de cuantificación es un error o perturbación que resulta de aproximar los valores obtenidos en el muestreo a los valores de los niveles más próximos. [18]

⁸ El *jitter* es un efecto perjudicial producido por la desviación de tiempos de una señal asumida como periódica; en términos de CDA, *master clock jitter* hace referencia a un error en el reloj base que se emplea para muestreo periódico. [16]

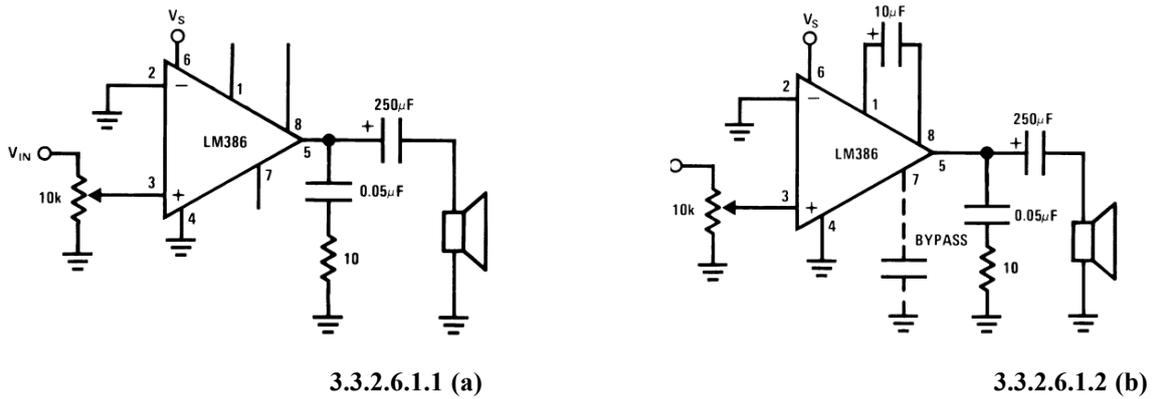


Figura 3-52 Amplificación con LM386 de ganancia (a) 20 y (b) 200 [43]

El problema de estos circuitos es que no están realizando ningún tipo de filtrado, ni están pensados para eliminar la señal de continua correspondiente al nivel más bajo de analógica (0.55V). Por lo tanto, seleccionamos el circuito de ganancia 20, pero será necesario modificarlo para añadir un condensador (10µF) a la entrada junto a dos etapas de filtrado pasivo (tipo RC) para eliminar el ruido presente en el sistema. La primera etapa sitúa la frecuencia de corte en 1591.55 Hz, la segunda etapa suma los efectos de la primera con frecuencias por encima de 15915.5 Hz.

El segundo filtrado no es completamente necesario, pero sí recomendable [41]. De hecho, en las experiencias de sonido con ambas etapas se aprecia una reducción importante de ruido respecto al esquema con un único filtrado.

Por último, cuando se alimenta el amplificador directamente con Arduino DUE, se percibe un ruido de fondo que enmascara parte de la señal. Este ruido o *jitter* que se produce al utilizar la fuente del microcontrolador puede reducirse añadiendo una etapa de filtrado también en la alimentación; finalizando así el circuito de amplificación presentado en la Figura 3-54.

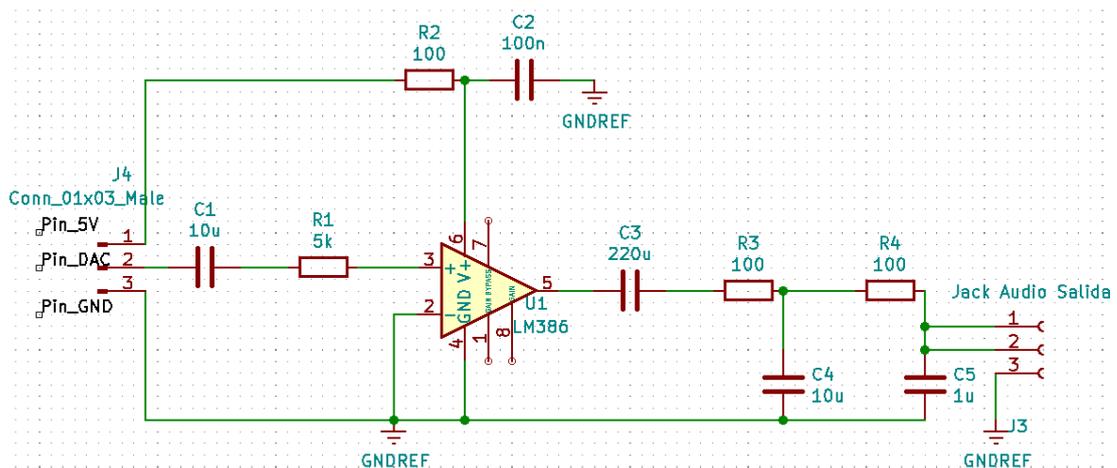


Figura 3-53 Esquema final de amplificación en el receptor.

3.3.2.7 Acondicionamiento de la señal de datos

Para el sistema en modo de transmisión de datos, no es necesario un circuito dedicado para el acondicionamiento de la señal. Únicamente, si queremos poder mostrar la información con el sistema en modo de transmisión de datos, debe incluirse en recepción un *display LCD*.

Debido al voltaje de trabajo del Arduino DUE no se puede hacer una conexión directa de la pantalla (a diferencia del Arduino UNO) sino que es necesario incorporar un módulo I2C⁹ [44]. Una de las ventajas que ofrece adicionalmente este módulo sobre el modo de conexión directa es la simplicidad de trabajo. Las Figura 3-54 y Figura 3-55 muestran la gran diferencia entre los modos de conexión directa (Figura 3-55) y la incorporación de un módulo I2C (Figura 3-54), que simplifican el circuito de recepción ya de por sí recargado.

Para el funcionamiento de la pantalla, alimentamos el I2C y conectamos los pines de SDA y SCL [40]. Cada componente conectado al bus I2C tiene una dirección única, y cada mensaje y orden que transmitimos al bus, lleva anexa esta dirección, indicando a cuál de todos los posibles receptores debe llegar dicha transmisión. Para ello existen códigos que realizan un escaneo del bus I2C y así averiguar qué direcciones existen en un mismo bus. Es similar a realizar un *PING* en una red. En nuestro caso sólo obtenemos un dispositivo (la pantalla LCD).

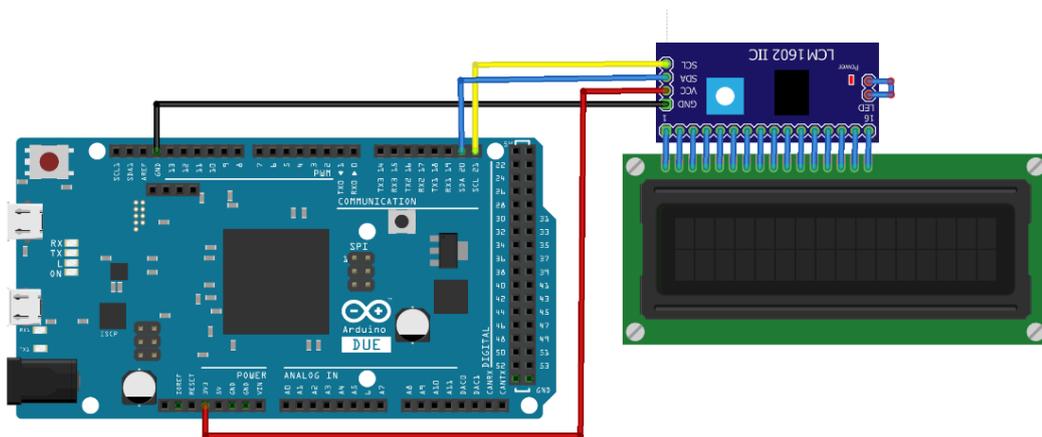


Figura 3-54 Circuito de *display* con Arduino DUE

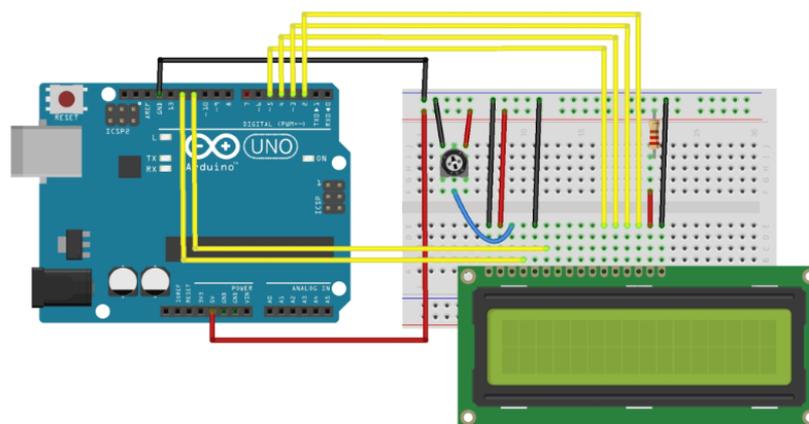


Figura 3-55 Circuito de *display* con Arduino UNO

⁹ *Inter Integrated Circuits (I2C)* bus: norma que especifica la velocidad, niveles de tensión, y el protocolo a seguir para conseguir una comunicación entre los diferentes componentes de un sistema electrónico.

3.3.2.8 Conmutador para transmisión de voz/datos

Al igual que se realizó para el transmisor en el apartado 3.3.1.2, introducimos una serie de componentes y líneas en el código que nos permiten seleccionar el modo de comunicaciones que se están llevando a cabo: voz o datos.

3.3.2.9 Entradas y salidas empleadas del Arduino DUE

En la Figura 3-56, pueden verse las entradas, salidas y alimentaciones utilizadas del Arduino DUE en transmisión junto a su descripción en la Tabla 3-7.

Designación (Figura 3-56)	Descripción	PIN
Entradas		
I1	Selector datos/voz	PIN 2 PWM
I2	Puerto serie RX	PIN 0
Salidas		
O1	Estado <i>LED</i> de datos	PIN 13 PWM
O2	Estado <i>LED</i> de voz	PIN 12 PWM
O3	Pantalla LCD	PIN SDA/SCL (20/21)
Alimentación		
A1	Circuito acondicionamiento voz	5V Aux
A2	Selector datos/voz	5V Aux
A3	Repetidor regenerativo y recortador	3.3 V
A4	Repetidor regenerativo	5V Ppal.

Tabla 3-7 Entradas, salidas y alimentaciones del microcontrolador RX

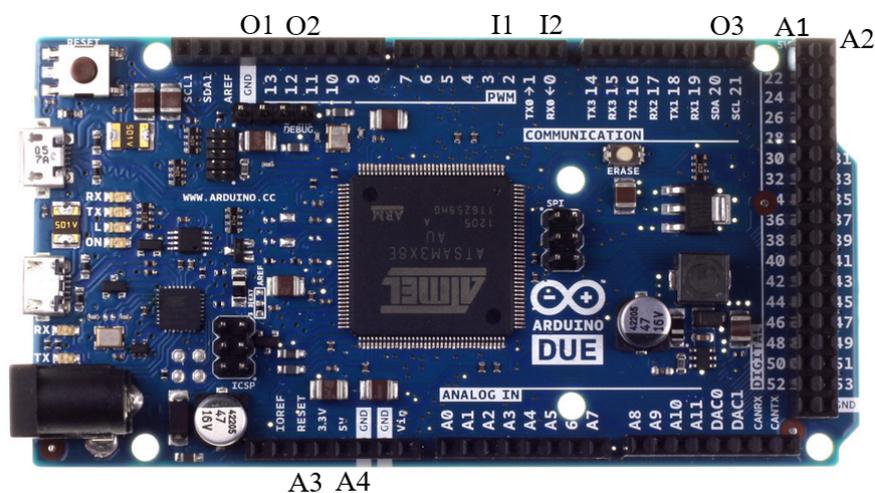


Figura 3-56 Esquema entradas y salidas del microcontrolador RX

3.3.3 Fabricación en circuito impreso

Una vez montados y validados los circuitos transmisor y receptor en el laboratorio, sobre placas de prototipado (*protoboard*), se ha considerado conveniente trasladarlos a una placa base impresa o PCB (*Printed Circuit Board*) para conformar el prototipo final. Esto no sólo permitirá reducir el espacio y eliminar numerosas pérdidas, sino que da al esquema final una mayor robustez que no se consigue con las placas de prototipado, expuestas a que algún componente no haga buen contacto.

3.3.3.1 Diseño del fotolito

La Figura 3-57 muestra una vista en 3D del resultado de las placas diseñadas y mapeadas con las huellas de los pines (*footprints*) correspondientes, que incluyen los agujeros de montaje para inserción sobre un soporte dieléctrico.

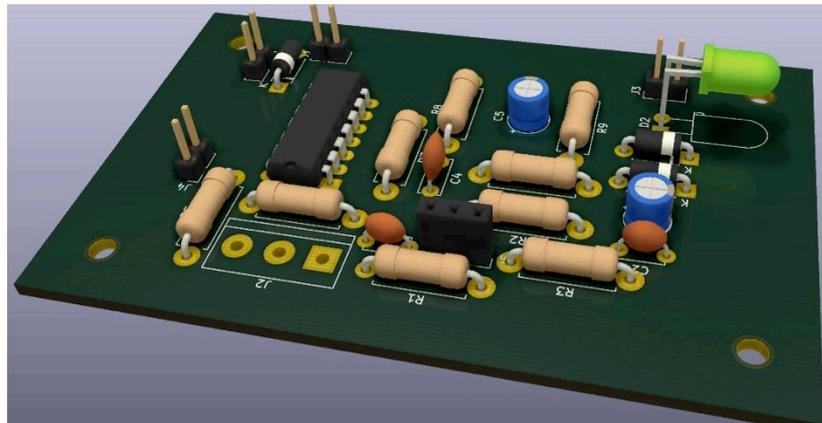


Figura 3-57 Vista superior de la placa base del transmisor

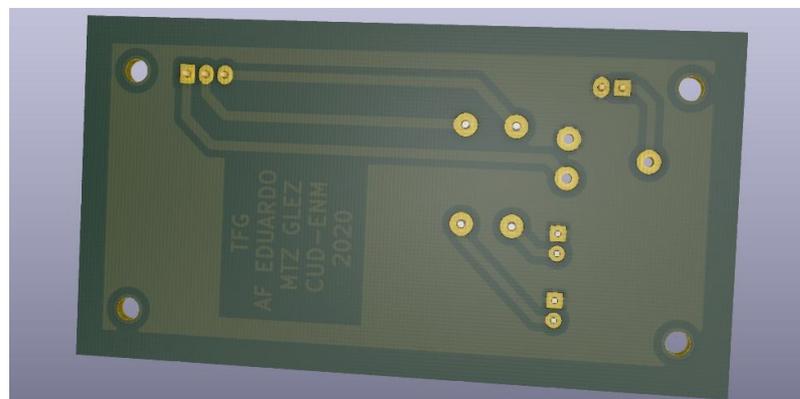


Figura 3-58 Vista inferior de la segunda placa base del transmisor

Nótese que en la vista inferior (Figura 3-58), donde van impresas las pistas, en las zonas donde no es necesario poner cableado u otros componentes, se ha dispuesto un plano de masa común. Esto reduce el estrés térmico de la placa, y facilita la etapa de fabricación, ya que el cobre a eliminar del sustrato base (fibra de vidrio en este caso) se ve reducido considerablemente, y por lo tanto, los ciclos de atacado (corrosión del cobre sobrante) para su fabricación se minimizan y las pistas no se ven dañadas por los ácidos utilizados en el proceso. La distribución correcta de los espacios para circuitos y plano de masa también fue clave para poder situar los porta-pilas de las baterías.

El producto que obtenemos de la fase de diseño son los fotolitos que deben imprimirse mediante una impresora láser en una transparencia de acetato. En la Figura 3-59, puede verse la traza que resulta de la Figura 3-57.

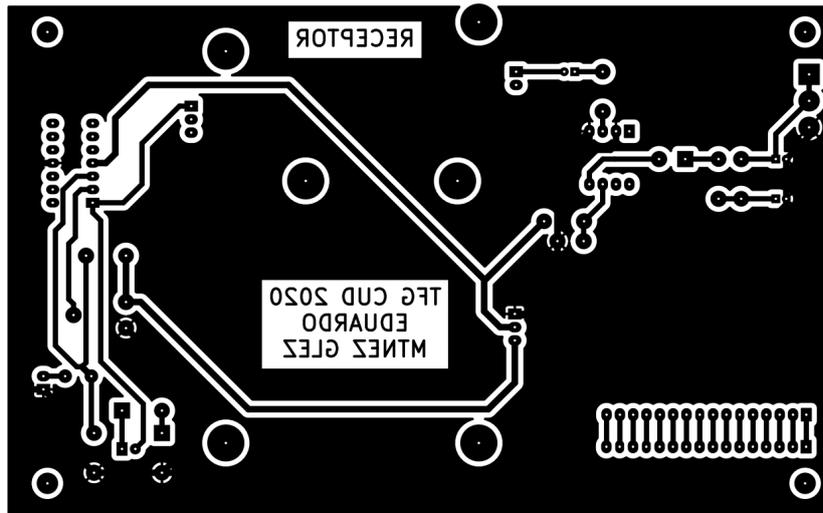


Figura 3-59 Ejemplo de traza para el fotolito del receptor

3.3.3.2 Impresión de la placa base

Con varias transparencias de acetato superpuestas (para maximizar la oscuridad y proteger las zonas de cobre que debían permanecer) se realiza el insolado del fotolito con una placa fotosensible positiva. A continuación, se revela con carbonato de sodio y se realiza un atacado con una mezcla de peróxido de hidrógeno y ácido clorhídrico. El último paso es el decapado, que se hizo con una disolución de hidróxido de sodio con el fin de eliminar la lámina fotosensible restante. En la Figura 3-60, puede verse la placa impresa resultante para el receptor.

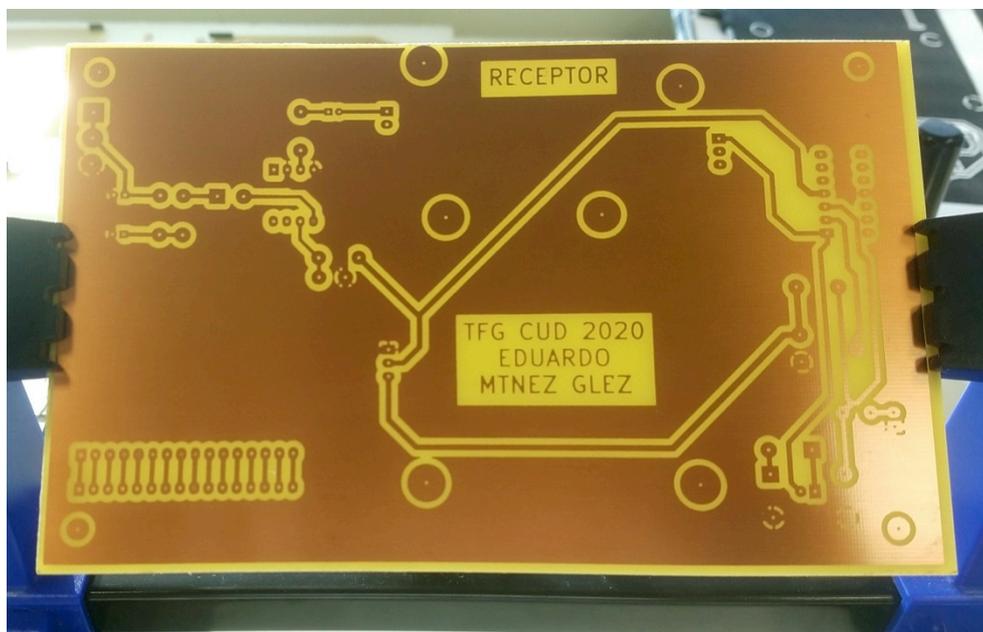
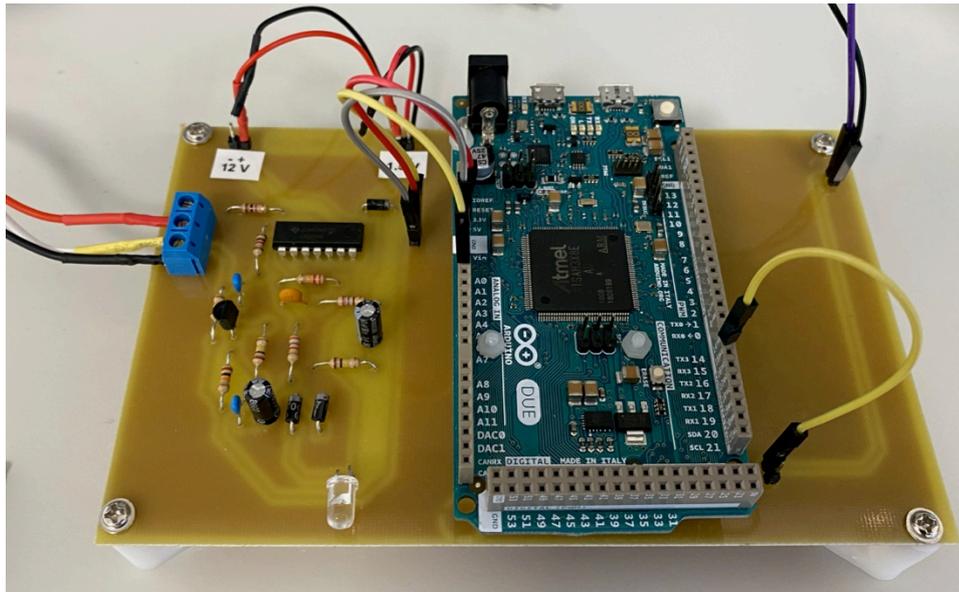


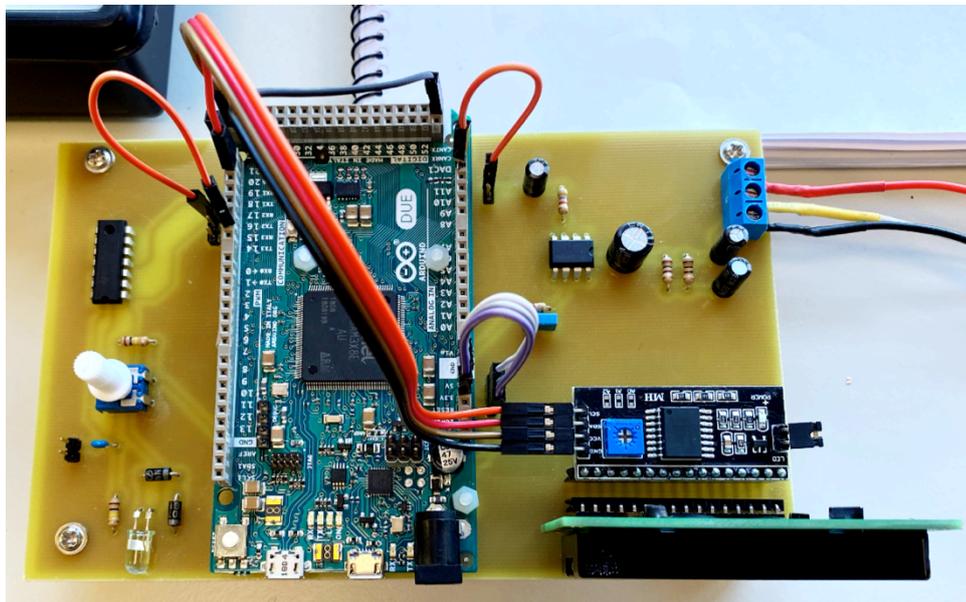
Figura 3-60 Placa impresa del receptor a partir del fotolito anterior

3.3.3.3 Montaje de las placas

Las últimas fases para la fabricación del circuito impreso es el taladrado, colocación y soldadura de los componentes de cada uno de los circuitos, incluyendo elementos eléctricos (baterías, cableado) electrónicos y los microcontroladores. En la Figura 3-61 se muestran las placas ya montadas y listas para realizar las pruebas.



(a) Transmisor



(b) Receptor

Figura 3-61 Circuitos en placa impresa finalizados

Las Figuras 3-62 y 3-63 muestran el esquema final del transmisor y del receptor completamente ensamblados, de forma conjunta con los soportes que alojan el láser y la placa solar. Las dos baterías necesarias para el correcto funcionamiento del circuito transmisor se han dispuesto en la parte inferior de la propia placa, de forma que el diseño final sea lo más portátil posible.

Las Figuras 3-64 y 3-65 muestran el montaje en funcionamiento, mediante el período de pruebas de alcance del sistema, donde se pudo comprobar el correcto funcionamiento del mismo a dichas distancias, así como la buena calidad de voz digitalizada recibida.

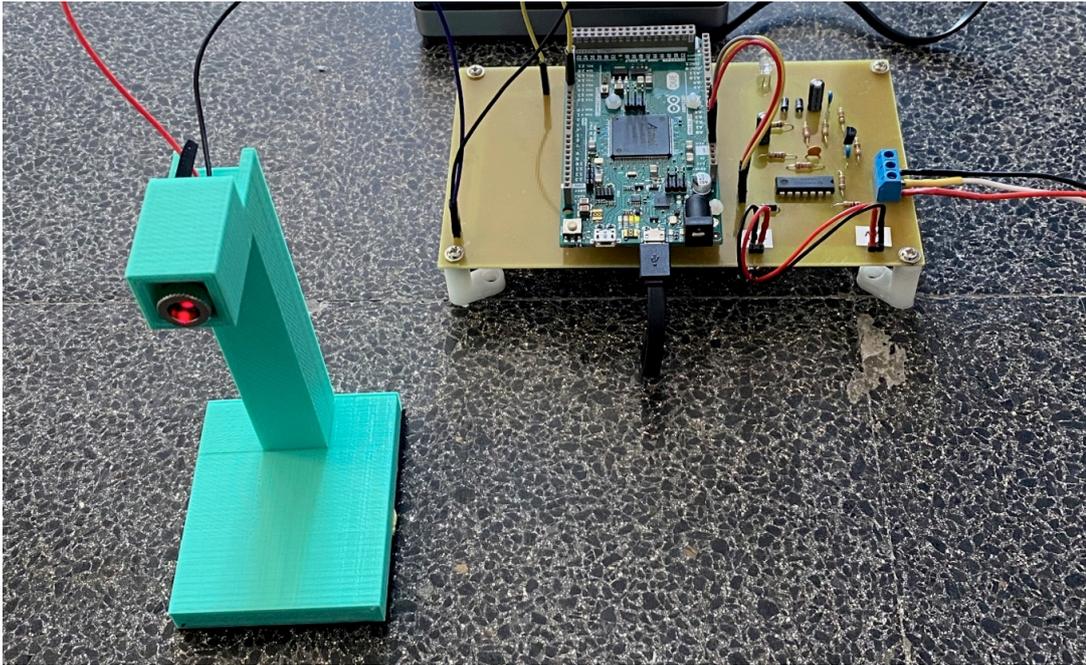


Figura 3-62 Transmisor final, con láser en soporte 3D

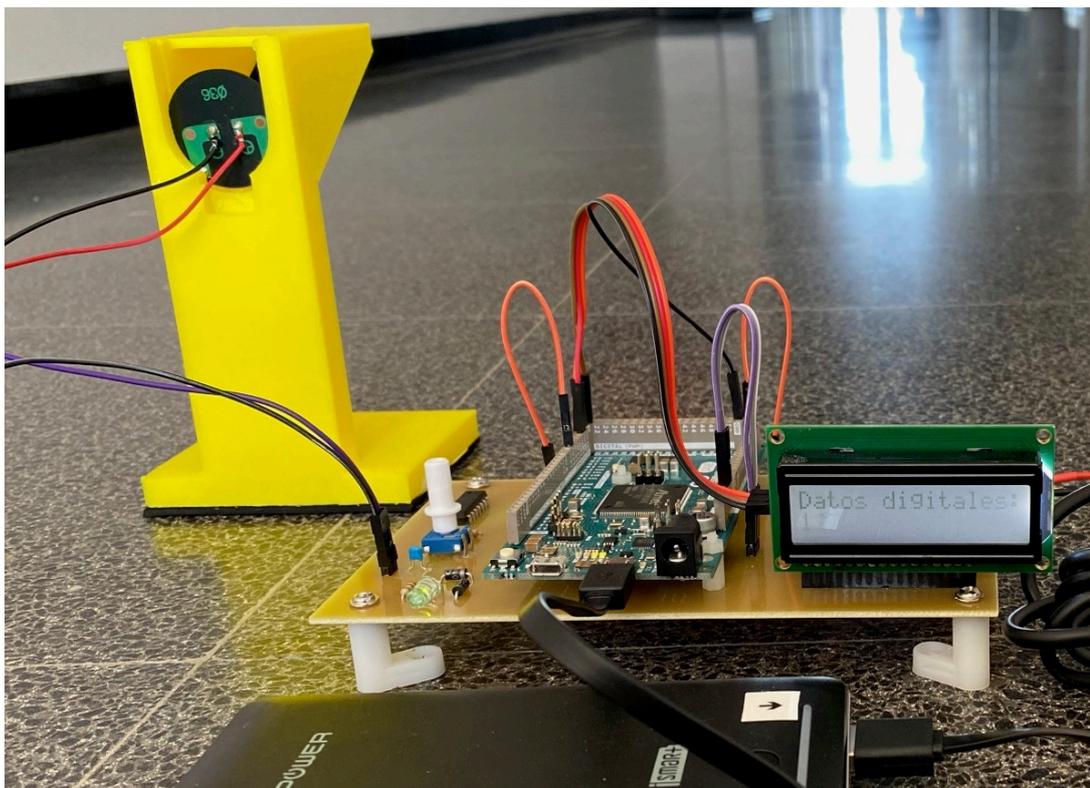


Figura 3-63 Receptor final, con placa solar en soporte 3D

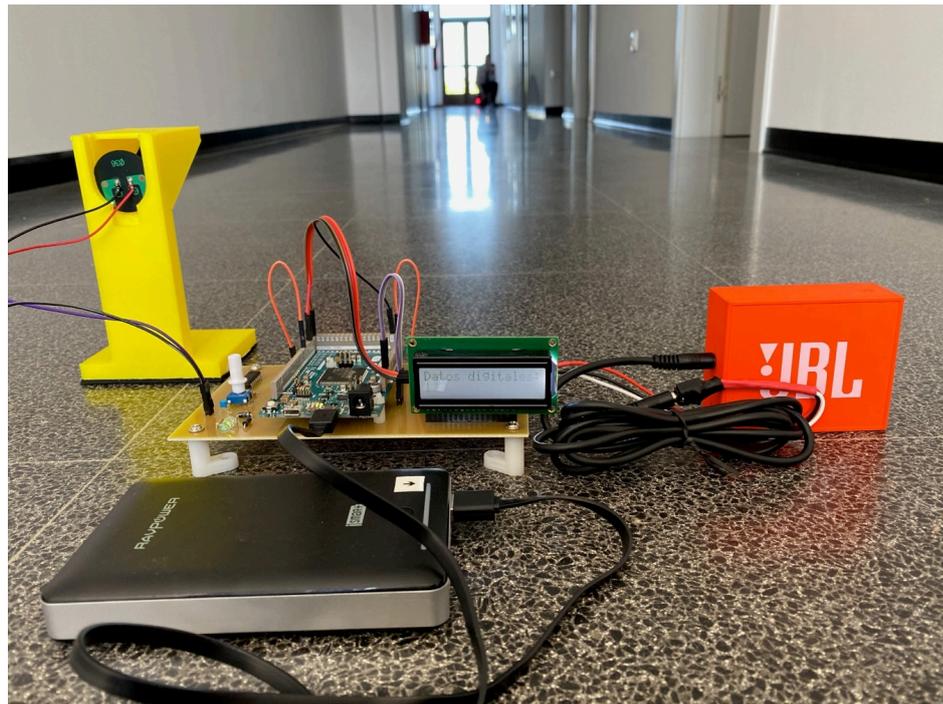


Figura 3-64 Montaje para comprobación del alcance del sistema en interiores



Figura 3-65 Comprobación de la calidad de voz transmitida

3.4 Creación de soportes mediante impresión 3D

A lo largo del desarrollo del TFG, se han realizado numerosas pruebas con el prototipo y uno de los mayores problemas para realizar dichas pruebas era la sujeción de la placa y el láser, que degradaba la alineación entre transmisor y receptor.

Al principio era manual, pero eso acarrea ciertos errores no solo de funcionamiento, sino de cambios introducidos en las condiciones o variables de entrada, lo cual es completamente contraproducente y puede desvirtuar los resultados. Por tanto, se han impreso dos soportes específicos para ambos elementos: uno para el láser y un segundo soporte especialmente adaptado a las necesidades y dimensiones de la placa solar. Este último se ha diseñado de forma que reduzca en gran medida el ruido de fondo, al disponer de una marquesina por encima de la placa solar, que proporciona un área de sombra a la misma, reduciendo la exposición a la iluminación ambiental.

La impresión 3D emplea planos virtuales de diseño asistido por ordenador (CAD) o animación de software de modelado como guías para la impresión. Los datos estándar de interfaz entre el software CAD y las máquinas de impresión es el formato de archivo STL. Un archivo STL se aproxima a la forma de una pieza o un ensamblaje con facetas triangulares. Pequeñas facetas producen una superficie de mayor calidad. El software CAD empleado es Siemens NX, para ello utilizamos el asistente de creación del modelo, cuyo entorno puede verse en Figura 3-66. Una vez hecho el diseño completo, se exporta como archivo *STL*, que ya es un archivo válido de impresión.

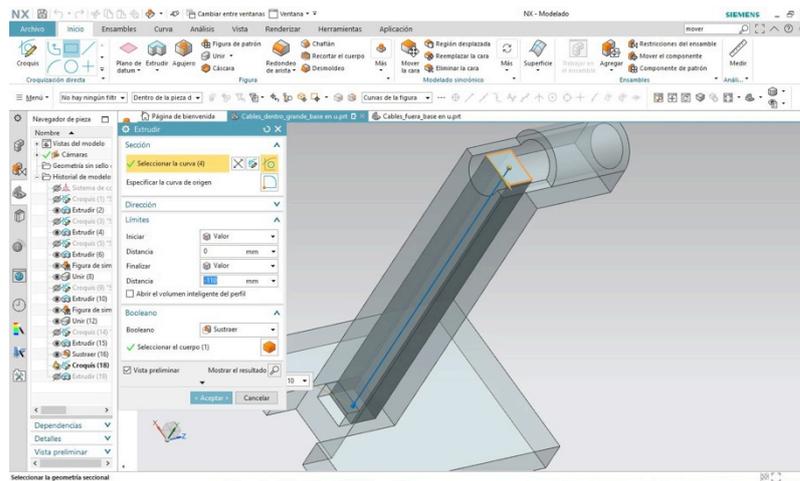


Figura 3-66 Captura del entorno de diseño CAD de Siemens NX

Se realizaron varios diseños tanto para el soporte de la placa, como para el soporte del láser (ejemplo de ello es la Figura 3-67), en la Figura 3-68 se muestra una imagen de los soportes finales una vez impresos, a los que se les ha añadido una base de goma antideslizante, para evitar desalineamientos indeseados entre el láser y la placa solar.

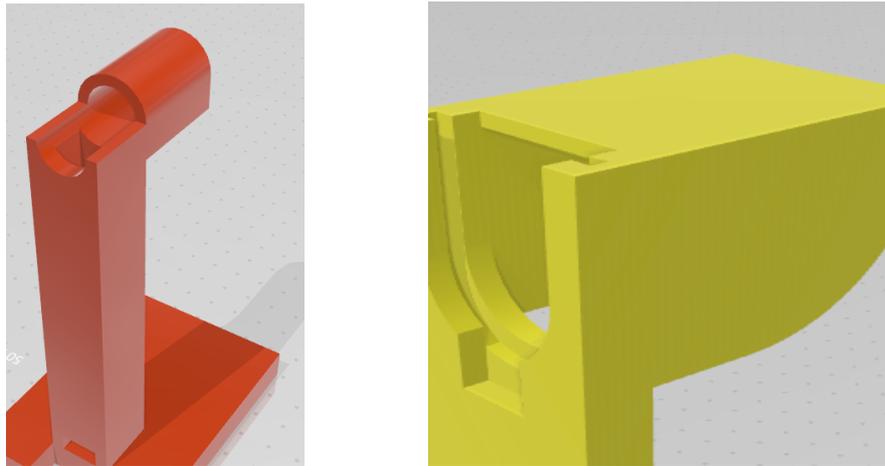


Figura 3-67 Ejemplo de posibles diseños de ambos soportes

Esta manera de proceder, pone de manifiesto el carácter multidisciplinar de este TFG, en el que se han llevado a la práctica conceptos de múltiples asignaturas del Grado: desde Fundamentos de Electrotecnia, Tecnología Electrónica y Sensores Navales hasta aspectos de Informática y Redes de Ordenadores, y, para este caso concreto, el diseño y modelado de piezas en 3D se ha visto en las asignaturas del Grado de Fundamentos de Sistemas y Tecnologías de Fabricación e Ingeniería de fabricación y calidad dimensional.



Figura 3-68 Soportes finales ya impresos

4 VALIDACIÓN Y PRUEBAS

4.1 Prototipo inicial de transmisión analógica

Las pruebas que se hicieron del prototipo desarrollado en el punto 3.2.3, fueron favorables para tratarse de un prototipo poco avanzado, con los siguientes resultados:

Distancia	Directividad del láser		
	Haz cerrado (menos de 1 mm ¹⁰)	Haz medio (entre 1 mm y 5 mm)	Haz abierto (más de 5 mm)
1 m	Señal ininteligible	Únicamente sonidos agudos	Buen enlace
3 m	Únicamente sonidos agudos	Buen enlace	Ruido alto de fondo
8 m	Buen enlace	Ruido alto de fondo	Señal enmascarada por nivel de ruido
15 m	Ruido alto de fondo	Señal enmascarada por nivel de ruido	Pérdida completa de señal

Tabla 4-1 Resultados obtenidos del prototipo del punto 3.2.3

4.2 Ecualización con el ruido de fondo de la placa solar

En primer lugar, es importante destacar que el ruido de fondo causado por la luz residual ambiente, ha sido uno de los primeros condicionantes en el diseño de las etapas previas a la recepción por puerto serie del microcontrolador. Como puede verse en la Figura 3-48, el filtro de componente de continua se alimenta con 3.3V, y no puede utilizarse la misma alimentación del operacional (5V) porque hemos comprobado en el entorno de simulación que con el circuito empleado, tendría el efecto contrario, aumentando la señal de continua (Figura 4-1).

¹⁰ Diámetro medido en superficie plana perpendicular al haz a 1 m de distancia

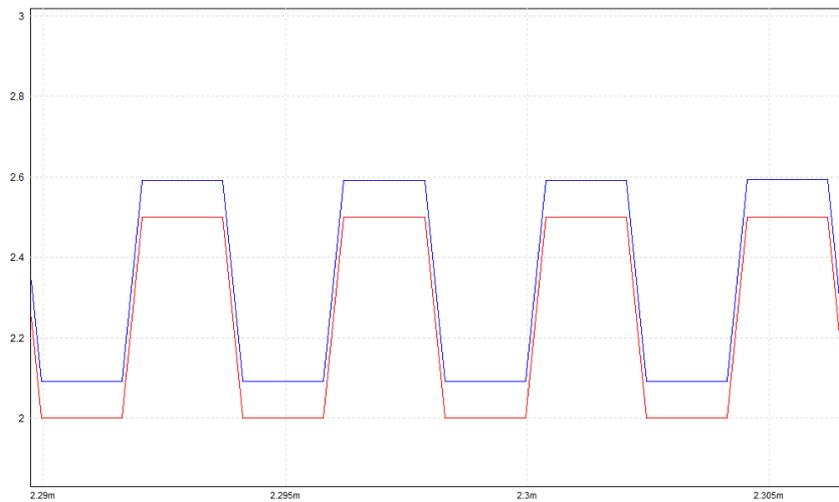


Figura 4-1 Entrada (rojo) y salida (azul) del filtro de ruido alimentado a 5V

Además, se incluyó en el esquema del repetidor regenerativo un nivel de referencia a partir del cual la respuesta de éste será un ‘0’ o un ‘1’ binario. En un principio se estableció particularmente en 1.5V mediante un divisor de tensión con dos resistencias y una alimentación de 3.3V. Posteriormente, realizando pruebas en el laboratorio (Figura 4-2), se aprecia que la respuesta del regenerador no está siendo buena, porque hay datos que se están perdiendo (véanse los picos en verde de la Figura 4-2 que no alcanzan el máximo deseado de 3.3V) aumentando la BER del sistema.

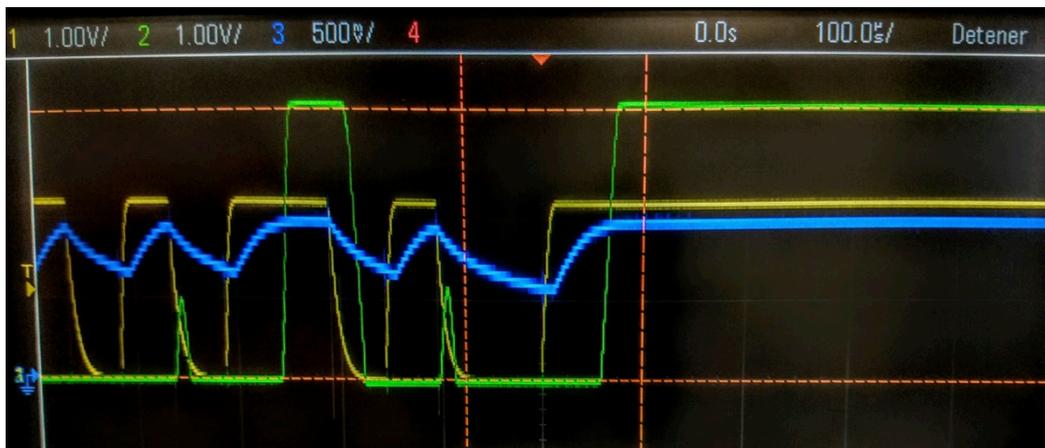


Figura 4-2 Salida del repetidor regenerativo (verde) con divisor de tensión

Por lo tanto, se decide sustituir las dos resistencias por un potenciómetro que permita regular la señal de referencia con la que el repetidor regenerativo determinará el estado de la señal: nivel binario alto ‘1’ o bajo ‘0’. Al hacer este cambio, obtenemos una notoria mejoría en el funcionamiento, ya que en realidad también se está regulando en función del nivel del ruido; la intensidad de la luz residual ambiente eleva el voltaje de la señal al completo obtenida de la placa, e introduce variaciones en los niveles teóricos del rango dinámico esperado, por lo que es conveniente que este umbral de decisión pueda adaptarse.

En la Figura 4-3 puede verse la señal del láser (amarillo) comparada con la salida del repetidor regenerativo (verde), con este esquema de funcionamiento, nos adaptamos al máximo rango de voltajes permitido sin dañar el microcontrolador, distanciando los valores binarios de voltaje del umbral de decisión teórico del Arduino DUE [45], que pueden verse en la Figura 4-4.

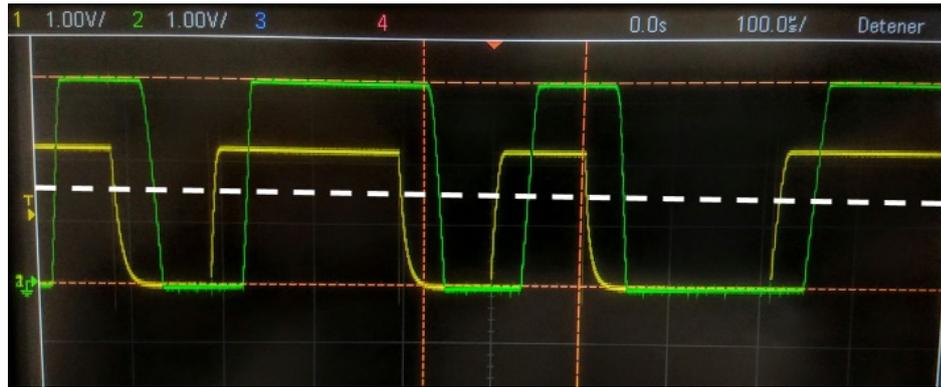


Figura 4-3 Salida del repetidor regenerativo (verde) y umbral de decisión teórico del DUE (blanco)

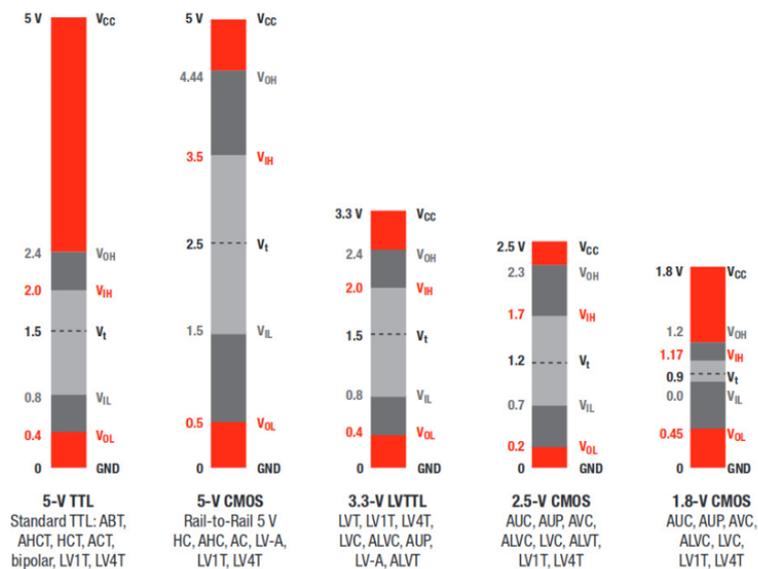


Figura 4-4 Umbral referencia (barra central) de la entrada digital de Arduino [45]

4.3 Determinación de los regímenes binarios óptimos para datos

Los dos efectos indeseables que introduce la placa, pueden apreciarse claramente en la Figura 4-5. Por un lado, se observa que la señal de la placa tiene muy largos periodos de conmutación, en especial, se crea una rampa de bajada de '1' a '0' muy prolongada. En segundo lugar, se aprecia un retardo en recepción en la placa, particularmente entre el instante en el que el láser se establece en el nivel de voltaje '1' y el instante en el que lo hace la placa.

De la Figura 4-6, podemos extraer que la etapa de regeneración permite eliminar las prolongadas rampas de subida y bajada, puesto que esta etapa solo contempla dos valores posibles de voltaje de la señal en función del resultado del comparador. El retardo, sin embargo, es un efecto que no sólo estamos acumulando, sino que se acentúa por el efecto capacitivo del condensador.



Figura 4-5 Comparación entre la señal del láser (amarillo) y la placa (verde)

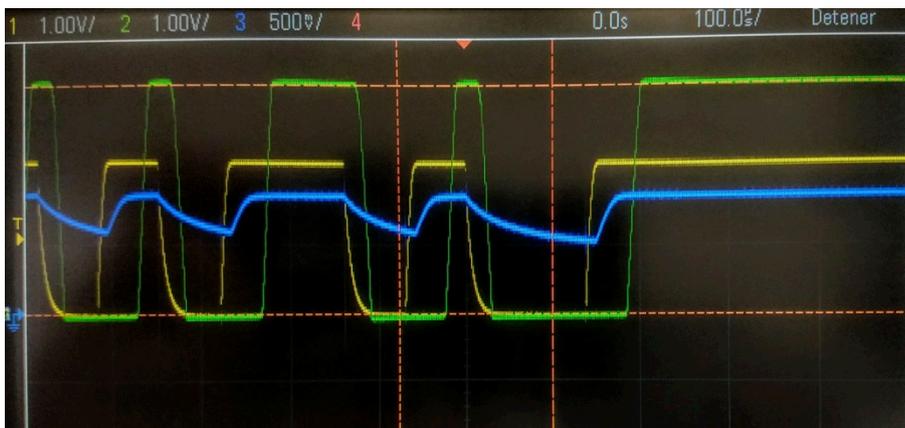
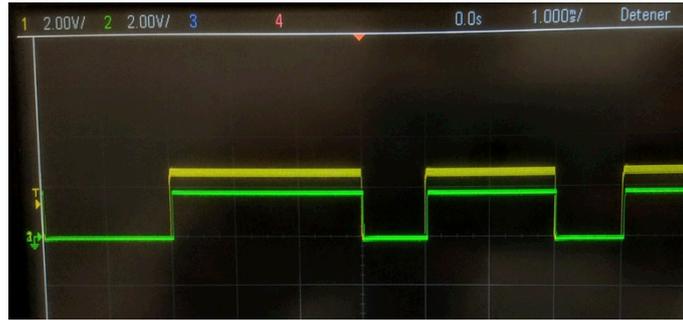


Figura 4-6 Comparación de la señal de la placa (azul) y la regenerada (verde)

Una vez establecidas estas dos variables, se procede a realizar las pruebas aumentando la tasa de baudios del enlace. Como se puede ver en la Figura 4-7, a medida que se aumenta la tasa de baudios, el tiempo de bit (tiempo a '1') se reduce considerablemente. Con esto queda patente que el Arduino DUE necesita un tiempo mínimo de bit para poder detectarlo como un '1'.

A tasas mayores que las presentadas en la Figura 4-7, la placa solar no conmuta lo suficientemente rápido para llevar a cabo una regeneración fidedigna. La señal no consigue alcanzar un tiempo mínimo de permanencia en '1', sino que pasan a ser picos que no necesariamente superan el umbral de detección, ocurriendo lo que se aprecia en la Figura 4-8, donde el comparador no da como válidos ciertos picos de la señal que sí deberían serlo. Esto se traduce en un aumento inadmisibles de la tasa de error de bit (*BER*), que viene dada por las limitaciones físicas de la placa, no del propio sistema.

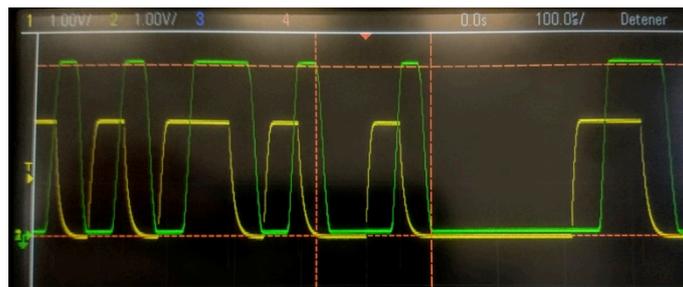
Por lo tanto, el régimen de baudios óptimo para la transmisión de datos es de 14000 baudios, que se traduce en 126 Kbps. Sin olvidar que esta limitación viene determinada por las características del sensor empleado.



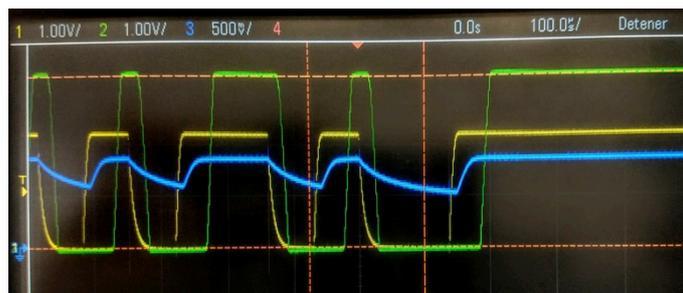
(a) 300 bauds



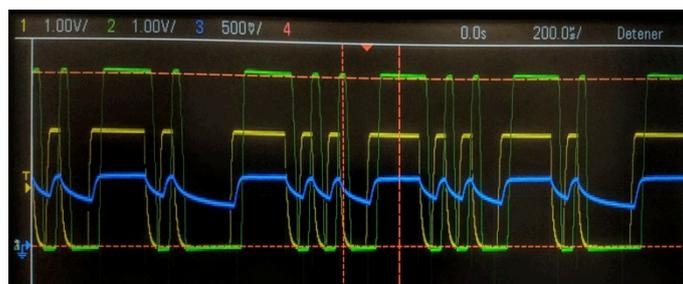
(b) 1200 bauds



(c) 4800 bauds



(d) 9600 bauds



(e) 14000 bauds

Figura 4-7 Señal de láser (amarillo), respuesta de la placa solar (azul) y del repetidor regenerativo (verde) a diferentes tasas de baudios

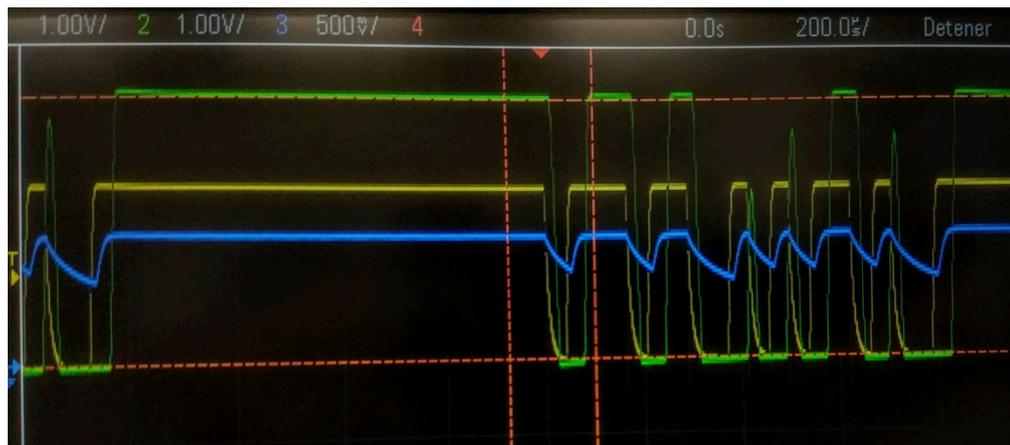


Figura 4-8 Señal de láser (amarillo), respuesta de la placa solar (azul) y del repetidor regenerativo (verde) para transmisión a 19200 baudios

4.4 Determinación de los regímenes binarios óptimos para voz.

En lo que respecta al análisis en el osciloscopio, las pruebas para la transmisión de voz son exactamente iguales puesto que, al fin y al cabo, en lo que respecta a la comunicación, en ambos casos se trata de dos Arduino DUE con un enlace digital transmitiendo a la misma tasa y con el mismo tamaño de símbolo.

En lo que respecta a la calidad del sonido en relación a la tasa de baudios, la mejoría es proporcional al aumento de dicho régimen de transmisión. Por debajo de 2400 baudios, se perciben únicamente chasquidos que poco tienen que ver con la señal de voz. Hasta 9600 baudios, los chasquidos se convierten en sonidos no comprensibles cuya intensidad se acentúa en las vocales. Para 14000 baudios, obtenemos una señal de voz inteligible pero todavía se oye un sonido denominado comúnmente “enlatado” por la baja calidad del audio reproducido. Además, se perciben dificultades en el enlace para reproducir la voz si el habla es acelerada. Es en 19200 baudios cuando se alcanza una calidad óptima de audio, ya que aumentando más la tasa binaria, el enlace se pierde casi por completo.

En el punto 4.3 hemos visto que la tasa de 19200 baudios introduce un aumento en la tasa de error de bit (*BER*) que es inadmisiblesi se pretende realizar un enlace para transmisión de ficheros. Sin embargo, no ocurre lo mismo cuando lo que pretendemos transmitir es audio. Aunque se pierdan ciertos fonemas debido a una *BER* elevada, la interacción entre el oído y el cerebro humano proporciona una elevada capacidad para interpolar dichas pérdidas [46]. Ocurre de forma semejante con la transmisión de imágenes o video: el hecho de perder píxeles o incluso fotogramas completos no supone la pérdida de validez para el sistema, ya que ver la imagen a saltos no supone mucho si luego el enlace se recupera. Aun así, si quisiéramos implementar en este sistema la transmisión de video en tiempo real, sería necesario disponer de un láser y un sensor adecuado para ello.

4.5 Comprobación de filtrado en el acondicionamiento del micrófono

Para comprobar la efectividad en el filtrado del circuito de acondicionamiento del micrófono se ha realizado la simulación en PSIM, inyectando varias fuentes de ruido: una en serie con el micrófono y una segunda fuente de ruido a la salida del amplificador de pequeña señal, simulando el ruido que introducen este tipo de etapas.

La Figura 4-9 muestra los resultados de dicha simulación, donde se aprecia claramente un componente de ruido fuerte en la salida del APS (señal roja, en la parte superior) que en la etapa de filtrado se elimina (señal azul, parte inferior), quedando una señal muy limpia a la salida del sistema.

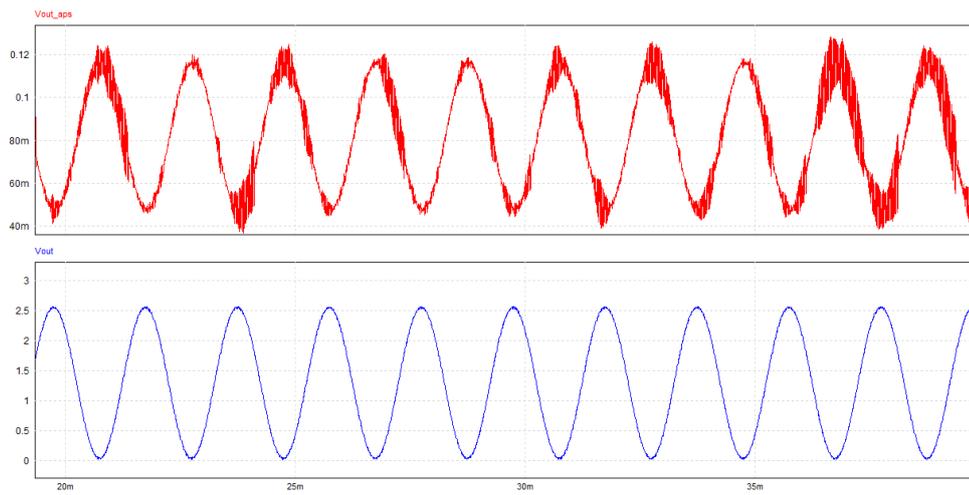


Figura 4-9 Señal con ruido de la salida del APS (roja) y señal filtrada (azul)

5 CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

5.1 Conclusiones

La conclusión fundamental obtenida con este TFG, es que no sólo se han alcanzado los objetivos marcados, sino que también se han sobrepasado al haber extendido el prototipo a la transmisión de voz y datos en formato digital.

En primer lugar, se ha realizado un prototipo de comunicaciones FSOC, en un inicio con un esquema muy básico de funcionamiento en el que se empleaban circuitos ajenos a este TFG para transmitir analógicamente la salida *Jack* de un dispositivo y su reproducción en recepción.

Posteriormente se desarrolló un sistema también analógico, de funcionamiento semejante al anterior, pero con acondicionamiento de la señal del micrófono. Durante el desarrollo del mismo, cabe reseñar la gran importancia de las herramientas de simulación de circuitos como PSIM, no sólo para ver el comportamiento de ciertos esquemas, sino con funcionalidades extremadamente prácticas como el análisis de respuesta en frecuencia.

El salto cualitativo se produce con el desarrollo del prototipo de FSOC que puede operar de forma digital. La transmisión digital abre las puertas a un abanico grande de posibilidades, en este TFG se ha trabajado más en la línea de desarrollar un sistema de fonía; por los objetivos y por el propio título del trabajo. Pero como se ha demostrado, la implementación de nuevas prestaciones en muchos casos pasa por añadir únicamente nuevas líneas de código.

La primera limitación importante provocó el cambio del Arduino UNO al DUE, este último con capacidad de hasta dos posibles modelos en la conversión de digital a analógica, mientras que el primero comenzaba a saturarse al utilizar puerto serie, en paralelo con los comandos del CDA. Un hecho a tener muy en cuenta, expuesto en el apartado 4.4, es la restricción en la tasa de transmisión a causa de las limitaciones técnicas de los elementos utilizados (principalmente la placa y el láser). Sin estas limitaciones, el siguiente factor que podría restringir el ancho de banda es la propia tasa máxima del Arduino DUE, cerca de 250.000 baudios. Si mantuviésemos el tamaño de los símbolos predeterminado, esto se traduce en tasas de hasta 2 Mbit/s, un ancho de banda razonablemente alto.

Por último, es importante destacar la gran influencia de un buen apuntamiento. En las experiencias obtenidas de este TFG, se percibieron notables mejorías cuando se pudo disponer de los soportes desarrollados con tecnología 3D. Pero para algunos de los propósitos en potencia de estos sistemas (como la comunicación de banda ancha entre buques), son de poca utilidad los soportes estáticos.

5.2 Líneas futuras

Se proponen una serie de aspectos en los que este proyecto podría seguir evolucionando para pasar de la fase de prototipo a un sistema avanzado del que se pueda hacer uso tanto en entornos comerciales y domésticos, como en el ámbito militar, cuya aplicación e implantación deriva en grandes ventajas ya comentadas anteriormente.

Para implementar sistemas más capaces y con mejores prestaciones debe hacerse un estudio en profundidad de los componentes que se encuentran actualmente en el mercado, y cuáles y de qué forma pueden influir de forma notoria en el enlace por láser. De la placa solar empleada ya se han expuesto los inconvenientes encontrados, podría hacerse una investigación teórico-práctica no solo del funcionamiento de otras células fotoeléctricas sino de otros componentes fotosensibles; fotodiodos, fototransistores, sensores CCD o sensores CMOS.

Si se quisiera utilizar este método de comunicación en buques, se ve necesario a todas luces el desarrollo de una plataforma de estabilización y apuntamiento de los haces en ambos sentidos de la comunicación. Dos propuestas surgen en este sentido; adaptar el TFG “Diseño e implementación de un sistema de seguimiento y estabilización para sistemas de comunicaciones basados en láser en plataformas navales” [5] o desarrollar un método manual sencillo de apuntamiento, combinado con una superficie de gran tamaño (formada con matrices de más fotorreceptores o una placa solar de mayor densidad y dimensiones) que pueda acoplarse convenientemente a la superficie del barco (con un sistema de persiana, por ejemplo).

Para la mejora concreta del sistema de voz, una posible trayectoria de trabajo sería confeccionar este sistema o uno semejante por duplicado y tratar de alcanzar el funcionamiento en modo *full duplex*. En este sentido, podría incluirse también el uso de otras tecnologías inalámbricas para interconexión en la estación transmisora o receptora, como el *Bluetooth*.

A pesar de que las comunicaciones ópticas ya son de por sí seguras al tratarse de enlaces punto a punto sin dispersión de la señal transmitida, se podrían añadir medidas de seguridad para la información tales como cifrado de datos, autenticación, certificados... En esta línea de trabajo, se proponen modificaciones no tanto de hardware sino de software; reformar el código para poner en funcionamiento protocolos de detección, prevención y corrección de errores (ARQ, CRC, *checksum*...).

Con un prototipo operativo, estable, a larga distancia y seguro, las siguientes líneas futuras pasarían por añadir funcionalidades al sistema actual, como la conexión por USB/Bluetooth u otra interfaz con un equipo de sobremesa/tableta digital/etc. de forma que se puedan transmitir documentos u otros archivos de forma directa, así como videoconferencia, imagen, etc.

Por último, y quizá la que podría entrañar una dificultad mayor, es el desarrollo de un dispositivo que posibilite las comunicaciones en dos sentidos con la necesidad de un único láser; modulación retro-reflectora. Para ello: la estación transmisora emite lo que debe, finalizando con una cadena de *stop*, hecho esto, mantiene el láser encendido con el voltaje correspondiente al nivel binario ‘1’. La estación receptora recibe la cadena completa incluido el aviso de que tiene el turno para transmitir (marcado por el *stop*); en ese momento, mediante un modulador óptico, inserta en el propio haz que envía de vuelta (con dos reflectores), el mensaje que quiere transmitir, marcando de nuevo la finalización con un *stop*. La Figura 5-1, hace más ilustrativa esta explicación.

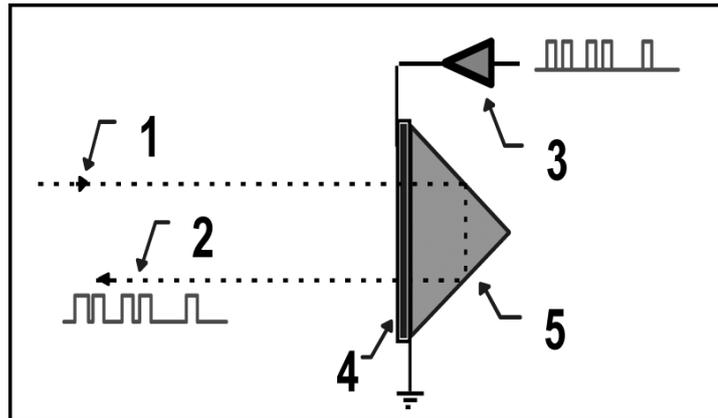


Figura 5-1 Esquema de modulación retro-refractora [47]

6 BIBLIOGRAFÍA

- [1] J. Bray, *Innovation and the Communications Revolution: From the Victorian Pioneers to Broadband Internet*, 2002.
- [2] C. Lee, "661Tbps through a single optical fiber," *Ars Technica*, 8 January 2018.
- [3] «Introduction to 10GbE/25GbE/40GbE/100GbE Fiber Optic Cabling,» Fiber Transceiver Solution , 17 Mayo 2017. [En línea]. Disponible: <http://www.fiber-optic-transceiver-module.com/introduction-to-10gbe25gbe40gbe100gbe-fiber-optic-cabling.html>. [Último acceso: 13 Enero 2020].
- [4] S. R. Nelatury, "Free Space Optical Communications: An Overview," *European Scientific Journal*, vol. 12, 2016.
- [5] G. B. Díaz-Montenegro, *Diseño e implementación de un sistema de seguimiento para sistemas de comunicaciones basados en LASER en plataformas navales*, Marín, Pontevedra: Universidad de Vigo - Centro Universitario de la Defensa, 2019.
- [6] F. G. d. T. Landín, *Estudio y desarrollo de un sistema de comunicaciones punto a punto basado en láser para buques de la Armada*, Marín, Pontevedra: Universidad de Vigo - Centro Universitario de la Defensa, 2019.
- [7] «Environmental Protection Agency,» United States Environmental Protection Agency, 19 Enero 2017. [En línea]. Disponible: <https://www.epa.gov/indoor-air-quality-iaq/technical-overview-volatile-organic-compounds>. [Último acceso: 2020 Enero 13].
- [8] A. C. Casado, «Universidad de Málaga, Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación,» 2005. [En línea]. Disponible: <https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/1605/1605.07290.pdf>. [Último acceso: 2020 Enero 13].
- [9] J. C. Fernández, «Estudio de técnicas de modulación para enlaces ópticos,» Universidad Politécnica de Cataluña, Barcelona, 2010.
- [10] "Multipath Fading," [En línea]. Disponible: <https://www.electronics-notes.com/articles/antennas-propagation/propagation-overview/multipath-fading.php>. [Último acceso: 28 01 2020].
- [11] T. Jhonson, «Heliograph,» *Journal of Arizona History*, vol. 99 , pp. 1-3, 2014.
- [12] E. T. S. d. I. d. Telecomunicación, «Museo de la Telecomunicación Vicente Miralles Segarra,»

- Universidad Politécnica de Valencia, Marzo 2019. [En línea]. Disponible: <http://museotelecomvlc.etsit.upv.es/viewer.php?type=item&id=10#prettyPhoto>. [Último acceso: 13 Enero 2020].
- [13] J. Hecht, *City of Light: The Story of Fiber Optics*, Oxford: Oxford University, 1999.
- [14] G. Overton, "LaserFocusWorld," 30 Marzo 2011. [En línea]. Disponible: <https://www.laserfocusworld.com/fiber-optics/article/16562030/record-10-tbps-singlechannel-fiber-optic-transmission-demonstrated-by-zte>. [Último acceso: 18 02 2020].
- [15] T. O. S. (OSA), "159 Tbit/s C+L Band Transmission over 1045 km 3-Mode Graded-Index Few-Mode Fiber," in *Optical Fiber Communication Conference*, San Diego, California, 2018.
- [16] M. J. Ablowitz, «Optical solitons: Perspectives and applications,» *Chaos*, vol. 10, nº 3, pp. 471-474, 2000.
- [17] A. Alkholidi, «Effect of Clear Atmospheric Turbulence on Quality of Free Space Optical Communications in Western Asia,» de *Optical Communications Systems*, Rijeka, Croacia , InTech, 2012, pp. 42-74.
- [18] S. Arnon, "Performance of an Optical Wireless Communication System as a Function of Wavelength," in *22nd Convention on Electrical and Electronics Engineers in Israel*, Tel-Aviv, Israel, 2002.
- [19] D. Kedar, "Urban optical wireless communication networks: The main challenges and possible solutions," *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. IEEE XPLORE, p. 7, 2004.
- [20] M. A. Heald, *Physics of waves*, Dover Publications, 2012.
- [21] D. Killinger, «Free Space Optics for Laser Communication Through the Air,» *Optics and Photonics News*, vol. 13, nº 10, pp. 36-42, 2002.
- [22] L. Yang, «Performance Analysis of Free-Space Optical Communication Systems With Multiuser Diversity Over Atmospheric Turbulence Channels,» *IEEE Photonics Journal*, vol. 6, nº 2, 2014.
- [23] M. A. Vorontsov, "Bit Error Rate in Free Space Optical Communication Systems," *OSA (Optical Society of America)*, vol. 19, no. 4, pp. 753-758, 2002.
- [24] «Mostcom Mobile Terminals,» Mostcom, 2013. [En línea]. Disponible: <http://www.moctkom.ru/mobile-terminals/>. [Último acceso: 6 Febrero 2020].
- [25] M. Yucel, «The comparison of for different erbium doped fibers and erbium doped fiber amplifier configurations,» de *4th International Conference on Electrical and Electronic Engineering (ICEEE)*, Ankara, 2017.
- [26] Y. Z. G. T. J. L. Zhi-Chun Zhao, «Research progress about the effect and prevention of blue light on eyes,» *International Journal of Ophthalmology (US National Library of Medicine)* , vol. 11, nº 12, p. 1999–2003, 2018.
- [27] C. J. Chen, *Elements of human voice*, New Jersey, EU: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 2016.
- [28] T. J. M. Leo L. Beranek, « Cellphone acoustics,» de *Acoustics: Sound Fields and Transducers*, San Diego, Academic Press, 2012, pp. 391-406.
- [29] «Electrónica Embajadores,» Junio 2008. [En línea]. Disponible: <https://www.electronicambajadores.com/es/Productos/Detalle/SO1AEL1/sonido/accesorios-de>

- microfono/panasonic-wm-034cz102-capsula-microfono-elecetret-omnidireccional. [Último acceso: 7 Febrero 2020].
- [30] F. Peralta, «Señal de voz - Wikipedia,» 9 Enero 2020. [En línea]. Disponible: https://es.wikipedia.org/wiki/Señal_de_voz. [Último acceso: 11 Febrero 2020].
- [31] «Electronicos Caldas,» Octubre 2009. [En línea]. Disponible: https://www.electronicoscaldas.com/datasheet/MO093803-2_DB-Unlimited.pdf. [Último acceso: 9 Febrero 2020].
- [32] «SeedStudio,» 2010. [En línea]. Disponible: <https://www.seedstudio.com/document/HLM1230.pdf>. [Último acceso: 9 Enero 2020].
- [33] F. L. M. Pasachoa, «Sigma Light,» 2 Diciembre 2011. [En línea]. Disponible: <https://sites.google.com/site/httpssitessignalightcomsite/modulacion-ask>. [Último acceso: 2 Febrero 2020].
- [34] L. B. R. A. Gary Cook, «Photovoltaic fundamentals,» U.S. Department of Energy, Washington, 1995.
- [35] J. C. Peña, «Universidad de Las Palmas de Gran Canaria,» Enero 2004. [En línea]. Disponible: <https://www2.ulpgc.es/hege/almacen/download/29/29861/filtros.pdf>. [Último acceso: 12 Febrero 2020].
- [36] «Electronics Tutorials,» Aspencore, [En línea]. Disponible: <https://www.electronicstutorials.ws/diode/schottky-diode.html>. [Último acceso: 12 Febrero 2020].
- [37] S. Dutta, "Electronics Engineering," NBCAFE, 18 Junio 2015. [En línea]. Disponible: <http://www.electronicengineering.nbcafe.in/r-2r-ladder-da-converter/>. [Último acceso: 26 Febrero 2020].
- [38] «Farnell,» [En línea]. Disponible: <http://www.farnell.com/datasheets/1682211.pdf>. [Último acceso: 2 Marzo 2020].
- [39] F. Schiano, "Schiano Robotics," alterVista, 15 Febrero 2009. [En línea]. Disponible: schianorobotics.altervista.org/Arduino_DUE__DAC_MCP4922.pdf. [Último acceso: 27 01 2020].
- [40] «Arduino.cc,» Arduino, 23 Diciembre 2019. [En línea]. Disponible: <https://www.arduino.cc/en/Reference/Wire>. [Último acceso: 22 Febrero 2020].
- [41] M. Rodwell, *Audio Amplifier Circuit*, Santa Barbara: University of California Laboratory Manual, 2003.
- [42] J. C. Macho, «PromeTec,» 3 Diciembre 2018. [En línea]. Disponible: <https://www.prometec.net/bus-i2c/>. [Último acceso: 28 Febrero 2020].
- [43] Texas Instruments, «LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier,» Mayo 2004. [En línea]. Disponible: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm386.pdf>. [Último acceso: 26 Febrero 2020].
- [44] A. G. Dopico, «Departamento de Arquitectura y Tecnología de Sistemas Informáticos (DATSI),» Universidad Politécnica de Madrid, 7 Mayo 2006. [En línea]. Disponible: https://www.datsi.fi.upm.es/docencia/Informatica_Industrial/DMC/LCD-Blue-I2C.htm. [Último acceso: 17 Febrero 2020].
- [45] Texas Instruments, «Logic Guide,» 2017. [En línea]. Disponible:

- <http://www.ti.com/lit/sg/sdyu001ab/sdyu001ab.pdf>. [Último acceso: 2 Marzo 2020].
- [46] J. Higgins, *An Introduction to SNG and ENG Microwave*, Oxford: Elsevier Focal Press, 2004.
- [47] W. R. M. F. J. M. L. M. B. C. J. M. a. L. Z.-S. Rita Mahon, «Underwater optical modulating retro-reflector links,» *OSA Technical Digest Series (CD)*, vol. 3, n° Naval Laser Applications (LSTuB), pp. 3-6, 2010.
- [48] "Acoustic Glossary," Gracey & Associates , [En línea]. Disponible: <http://www.acoustic-glossary.co.uk/sound-pressure.htm>.
- [49] D. Carter, "Washington University in St. Louis," 7 Noviembre 2009. [En línea]. Disponible: https://classes.engineering.wustl.edu/ese488/Lectures/Lecture5a_QNoise.pdf. [Último acceso: 11 Febrero 2020].
- [50] L. Kim, "Audio Probe," AUDIOPROBE Inc., Marzo 2017. [En línea]. Disponible: <http://audio-probe.com/en/documentation/clock-jitter-and-audio-quality/?ckattempt=2>. [Último acceso: 17 Febrero 2020].