

Trabajo Fin de Máster
Máster Universitario en Ingeniería de
Telecomunicación

Diseño y pruebas de un AFE para comunicaciones
VLC

Autora: María Dolores Tristán del Barrio

Tutor: Vicente Baena Lecuyer

Dpto. Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2019



Trabajo Fin de Máster
Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación

Diseño y pruebas de un AFE para comunicaciones VLC

Autora:

María Dolores Tristán del Barrio

Tutor:

Vicente Baena Lecuyer

Profesor titular

Dpto. de Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2019

Trabajo Fin de Máster: Diseño y pruebas de un AFE para comunicaciones VLC

Autora: María Dolores Tristán del Barrio

Tutor: Vicente Baena Lecuyer

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2019

El Secretario del Tribunal

Agradecimientos

Cuando en 2015 entregué mi Trabajo Fin de Grado, ni me planteaba que tuviera página de Agradecimientos. Que unos años después, esta página exista en este Trabajo Fin de Máster, es fruto de mucha reflexión, y espero que también, de algo de la madurez adquirida durante todo este tiempo.

Antes que a nadie, me gustaría darle las gracias a mi familia, en concreto a mi madre, mi padre y mi tito.

Por supuesto, a mi tutor Vicente, por su ayuda y sobre todo, paciencia. También a José, y a Agustín y Andrés.

A mi pareja y a mis amigos, a los que tengo cerca y a los que están a km de distancia, a los de toda la vida, a los que me ha unido mi paso por la escuela, y a los que he conocido fuera.

A mis compañeros, como término general, y en particular, a todos mis compañeros de clase durante estos años, a mis compañeros de las prácticas en empresa y a los que me acompañaron y acompañan en otras tantas actividades, como puede ser la gente de la Asociación de Robótica ESIBot y el C.D Yong Sadeul.

Todos vosotros, de una forma u otra, habéis aportado vuestro granito de arena para que este camino sea más fácil.

Muchas gracias, de verdad.

M^aDolores Tristán del Barrio

Sevilla, 2019

Resumen

En 2011, el profesor Harald Haas acuñó el término Li-Fi, popularizando esta tecnología que pretende darle uso a la iluminación LED para transmitir información, y que parte del anterior, y amplio, campo de investigación sobre las Comunicaciones por Luz Visible o VLC. Desde entonces, y hasta el momento, han sido muchas las entidades y empresas que se han interesado en dicha tecnología, y cuyo trabajo ha servido de impulso para postularla como una de las alternativas ante la sobreexplotación del espectro radioeléctrico.

En este proyecto se complementará el Trabajo de Fin de Grado titulado *Transmisión Li-Fi sobre microprocesador Cortex M4*, presentado en 2015, en el que se implementaron en un microcontrolador ARM Cortex-M4 tanto el transmisor como el receptor digital de un sistema capaz de comunicarse a través de Li-Fi usando **DCO-OFDM**. En concreto, se abordará el diseño y el montaje de las **etapas analógicas** necesarias para acondicionar la señal desde el convertidor digital-analógico del transmisor hasta el LED, y desde el fotodiodo hasta el convertidor analógico-digital del receptor.

Para ello, en esta memoria se detallará el procedimiento por el cual se decide el **diseño** teórico, eligiendo los **componentes comerciales** que más se ajusten a las necesidades del sistema y, si es posible, comprobando mediante simulaciones en **SPICE** su funcionamiento. Una vez se cuente con los esquemáticos y los componentes, se realizará el diseño de ambas **PCBs** utilizando el software **Altium Designer**, con el objetivo de revelarlas y montarlas en el laboratorio del Departamento de Electrónica. Finalmente, se comprobará el correcto funcionamiento de las mismas, realizando tanto pruebas individuales de las PCBs de transmisor y receptor, como analizando el rendimiento del sistema completo, incluyendo la parte digital. Esto provocará la necesidad de realizar una serie de **modificaciones**, tanto en la parte digital como en en la etapa analógica del receptor, que también se explicarán a lo largo de la memoria.

De esta forma, con este TFM se podrán analizar las dificultades de implementar un sistema capaz de utilizar Li-Fi para comunicarse, al completo, integrando la parte digital con la analógica.

Índice

Agradecimientos	7
Resumen	9
Índice	11
Índice de Tablas	15
Índice de Figuras	17
1 Introducción	21
1.1 <i>Motivación del proyecto</i>	21
1.2 <i>Alcance y objetivos</i>	21
1.3 <i>Estructura del documento</i>	21
2 Comunicación Li-Fi	23
2.1 <i>Evolución histórica</i>	24
2.2 <i>Ventajas y retos</i>	25
2.3 <i>Técnicas de modulación</i>	26
2.3.1 <i>Técnicas monoportadora</i>	26
2.3.2 <i>Técnicas multiportadora: uso de OFDM</i>	27
2.4 <i>Estandarización</i>	32
2.4.1 <i>Estándar IEEE 802.15.7</i>	32
2.4.2 <i>ANSI E1.45 – ECMA-397 – ISO/IEC 17417</i>	33
2.4.3 <i>Desarrollo futuro de los estándares para Li-Fi</i>	33
2.5 <i>Aplicaciones</i>	34
2.5.1 <i>Apoyo para Wi-Fi</i>	34
2.5.2 <i>Navegación y Localización</i>	34
2.5.3 <i>Comunicación entre vehículos (V2V o Car-to-car)</i>	34
2.5.4 <i>Entornos sensibles a EMI: aviones, hospitales, minas, centrales nucleares...</i>	35
2.5.5 <i>Otras aplicaciones</i>	35
2.6 <i>Soluciones comerciales</i>	36
3 Diseño e Implementación del sistema (Parte Digital)	39
3.1 <i>Especificaciones del Sistema</i>	39
3.2 <i>Modelo en Matlab</i>	40
3.3 <i>Plataforma de desarrollo</i>	40
3.4 <i>Frecuencia de reloj del sistema</i>	41
3.5 <i>Periféricos y conexionado</i>	42
3.5.1 <i>UART y comunicación por puerto serie</i>	42
3.5.2 <i>Convertidores analógico/digital y digital/analógico</i>	42
3.6 <i>Funcionamiento general</i>	44
3.7 <i>Implementación del Transmisor</i>	46
3.7.1 <i>Formación de la trama</i>	46
3.7.2 <i>Codificador convolucional e interleaver</i>	46
3.7.3 <i>Scrambler</i>	47
3.7.4 <i>Interleaver</i>	48

3.7.5	Mapper	49
3.7.6	IFFT + Prefijo cíclico	50
3.7.7	Ajuste de los datos para el DAC	51
3.8	<i>Implementación del Receptor</i>	51
3.8.1	Sincronización	51
3.8.2	Ajuste de los datos recibidos por el ADC	52
3.8.3	Receptor	52
3.8.4	Exclusión del prefijo cíclico + FFT	53
3.8.5	Demapper	53
3.8.6	Deinterleaver	53
3.8.7	Descrambler	53
3.8.8	Decodificador de Viterbi	54
4	Diseño e Implementación del sistema (Parte Analógica - Transmisor)	55
4.1	<i>Diseño inicial</i>	55
4.2	<i>Elección inicial de componentes</i>	57
4.2.1	LED	57
4.2.2	Driver para el LED	57
4.2.3	Condensador de desacoplo	58
4.2.4	Transformador	58
4.3	<i>Cálculos preliminares</i>	59
4.4	<i>Simulación del diseño inicial y problemas encontrados</i>	61
4.4.1	Simulación del modelo simplificado	61
4.4.2	Simulación del modelo completo	62
4.5	<i>Segunda versión del diseño del transmisor: inclusión de buffer de corriente</i>	64
4.5.1	Análisis del punto de operación	68
4.5.2	Análisis transitorio	69
4.5.3	Variación con beta	70
4.5.4	Respuesta frecuencial	71
4.6	<i>Diseño de la PCB del Transmisor</i>	72
4.7	<i>Revelado y montaje de la PCB del Transmisor</i>	74
5	Diseño e Implementación del sistema (Parte Analógica - Receptor)	77
5.1	<i>Elección inicial de componentes</i>	77
5.1.1	Fotodiodo	77
5.1.2	Amplificador de transimpedancia	78
5.1.3	Transformador de señal	78
5.2	<i>Diseño de la PCB del Receptor</i>	80
5.3	<i>Revelado y montaje de la PCB del Receptor</i>	81
5.4	<i>Diseño de amplificador adicional para la etapa del receptor</i>	83
6	Pruebas Realizadas	87
6.1	<i>Polarización del seguidor de tensión en el transmisor</i>	87
6.2	<i>Comportamiento del transmisor ante la señal de entrada</i>	88
6.2.1	Comparativa con la simulación en SPICE	93
6.3	<i>Polarización de la PCB del receptor</i>	97
6.4	<i>Pruebas de alcance del transmisor con una señal senoidal a la entrada</i>	98
6.4.1	Variación de la distancia para $V_s=100\text{mVpp}$ @ 65kHz	99
6.4.2	Variación de la distancia para $V_s=200\text{mVpp}$ @ 65kHz	102
6.4.3	Variación de la distancia para $V_s=300\text{mVpp}$ @ 65kHz	103
6.4.4	Variación en la frecuencia a 20cm de distancia	105
6.5	<i>Pruebas de alcance del transmisor con una señal senoidal a la entrada y tras añadir la etapa amplificadora sintonizada en el receptor</i>	106
6.5.1	Variación en la frecuencia a 67cm de distancia	106
6.6	<i>Transmisión de una señal DCO-OFDM</i>	107

6.6.1	Resultados tras añadir la etapa amplificadora en el receptor	109
7	Resultados y Conclusiones	115
7.1	<i>Futuras líneas de trabajo</i>	116
ANEXO I:	Documentación de la PCB del Transmisor	117
	<i>BOM (Lista de materiales) y Presupuesto Aproximado</i>	117
	<i>Esquemático</i>	118
	<i>PCB</i>	119
ANEXO II:	Documentación de la PCB del Receptor	121
	<i>BOM (Lista de materiales) y Presupuesto Aproximado</i>	121
	<i>Esquemático</i>	122
	<i>PCB</i>	123
	Referencias	125
	Glosario y Abreviaturas	131

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3-1: Resumen de la configuración de los convertidores.	43
Tabla 4-1: Cálculo previo de la intensidad que recorre el LED.	60
Tabla 4-2: Variaciones en los valores de los condensadores y las resistencias de la PCB.	76
Tabla 5-1: Resultados de la salida de la etapa amplificadora para $V_{in}=20mV_{pp}$ a distintas frecuencias.	85
Tabla 6-1: Valores en DC.	88
Tabla 6-2: Polarización con el transformador y sin señal de entrada.	88
Tabla 6-3: Resultados con $V_{cc}=5V$ y señal de entrada de $f_c=65KHz$.	90
Tabla 6-4: Resultados con $V_{cc}=5V$ y señal de entrada de $f_c=1KHz$.	92
Tabla 6-5: Resultados con $V_{cc}=5V$ y señal de entrada de $f_c=200KHz$.	92
Tabla 6-6: Resultados de la comparativa para $V_s=100mV_{pp}@65KHz$.	95
Tabla 6-7: Resultados de la comparativa para $V_s=200mV_{pp}@65KHz$.	96
Tabla 6-8: Resultados de la comparativa para $V_s=300mV_{pp}@65KHz$.	97
Tabla 6-9: Polarización en el receptor.	98
Tabla 6-10: Cálculo del consumo en el receptor.	98
Tabla 6-11: Resultados para la senoide de 65KHz y 100mVpp.	100
Tabla 6-12: Resultados para la senoide de 65KHz y 200mVpp.	102
Tabla 6-13: Resultados para la senoide de 65KHz y 300mVpp.	103
Tabla 6-14: Respuesta frecuencial de la señal recibida medida experimentalmente, para $V_{s_TX}=200mV_{pp}$ / Distancia=20cm.	105
Tabla 6-15: Respuesta frecuencial de la señal recibida medida, para $V_{s_TX}=200mV_{pp}$ / Distancia=67cm.	106
Tabla 6-17: Cálculo de la MER para cada símbolo recibido.	113
Tabla 6-18: Cálculo de la MER para cada símbolo recibido tras filtrar la señal.	113

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1: Espectro electromagnético y situación de la parte correspondiente a la luz visible. (Fuente: Wikipedia)	23
Figura 2-2: Componentes principales de Li-Fi y áreas de aplicación. (Fuente: [3])	24
Figura 2-3: Transmisión de un vídeo mediante Li-Fi en el caso de no tener línea de visión directa (NLOS). (Fuente: [19])	26
Figura 2-4: Ejemplo de modulación PPM. (Fuente: [20])	27
Figura 2-5: Parte imaginaria de la señal OFDM.	28
Figura 2-6: Espectro de la señal OFDM.	28
Figura 2-7: Uso de la IFFT/FFT para generar la señal OFDM.	29
Figura 2-8: DCO-OFDM para N=16. (Fuente: [23])	29
Figura 2-9: ACO-OFDM para N=16. (Fuente: [23])	30
Figura 2-10: Transmisión de los dos símbolos OFDM unipolares resultantes al usar Flip-OFDM. (Fuente: [24])	30
Figura 2-11: Respuesta típica Tensión-Corriente de un diodo LED y señal OFDM con nivel de DC en la región cuasi-lineal. (Fuente: [25])	31
Figura 2-12: Separación en Frecuencia de los distintos tipos de PHY.	33
Figura 2-13: Escenario del uso de VLC en vehículos, luminarias urbanas y señalización de tráfico. (Fuente: [35])	34
Figura 2-14: Explicación gráfica sobre el funcionamiento de GEOLifi. (Fuente: [40])	36
Figura 2-15: Concept Art de la comunicación VLC de Disney Research. (Fuente: [47])	37
Figura 3-1: Diagrama de bloques descrito en las especificaciones de PRIME.	39
Figura 3-2: Scripts principales.	40
Figura 3-3: Placa de desarrollo STM32F4Discovery. (Fuente: [77])	40
Figura 3-4: Captura del Keil uVision5.	41
Figura 3-5: Representación del reparto del reloj del sistema que proporciona STM32CubeMX.	41
Figura 3-6: Conexión entre la placa de desarrollo y el convertidor FTDI232.	42
Figura 3-7: Detalle de la conexión entre convertidores (cable amarillo).	42
Figura 3-8: Buffer integrado en el DAC. (Fuente: [50])	43
Figura 3-9: Esquema general de funcionamiento.	44
Figura 3-10: Funcionamiento general del código implementado en [1].	45
Figura 3-11: Funcionamiento del código implementado en este proyecto.	45
Figura 3-12: Esquema general del transmisor implementado.	46
Figura 3-13: Codificador convolucional a implementar.	47
Figura 3-14: Redistribución del error en ráfaga en un sistema con codificador y entrelazador.	47
Figura 3-15: Scrambler.	48
Figura 3-16: Extracto del estándar dónde se define la fórmula del interleaver.	48

Figura 3-17: Mapeado definido para DQPSK en PRIME.	49
Figura 3-18: División del bloque de salida del interleaver para cuadrar el número de bits necesario por símbolo OFDM.	49
Figura 3-19: Colocación de las portadoras a la entrada de la IFFT.	50
Figura 3-20: Esquema de la colocación de las portadoras para una FFT de 512 puntos. (Fuente: [48])	50
Figura 3-21: Utilización del prefijo cíclico.	51
Figura 3-22: Diagrama general del receptor.	51
Figura 3-23: Resultado de la señal DCO-OFDM recibida, con el preámbulo destacado en rojo.	52
Figura 3-24: Funcionamiento del receptor.	52
Figura 3-25: Giro de la constelación recibida	53
Figura 3-26: Transformación de la secuencia pseudoaleatoria original.	54
Figura 4-1: Ejemplo del uso de un bias tee. (Fuente: [82])	55
Figura 4-2: Diseño inicial del transmisor.	56
Figura 4-3: Modelo simplificado.	56
Figura 4-4: Curva V-I del LED. (Fuente: [52])	57
Figura 4-5: Circuito de aplicación típico del CAT4101.	58
Figura 4-6: Modelo simplificado del transmisor y referencia de V-I para los cálculos.	59
Figura 4-7: Curva B-H de la ferrita T35. (Fuente: [55])	60
Figura 4-8: Esquemático para la simulación del modelo simplificado.	61
Figura 4-9: Simulación del modelo simplificado.	61
Figura 4-10: Esquemático para la simulación del modelo completo.	62
Figura 4-11: Resultados de la simulación del modelo completo.	64
Figura 4-12: Inclusión del buffer.	64
Figura 4-13: Configuración de colector común y sus características.	65
Figura 4-14: Resultados de la simulación del circuito con amplificador monoetapa.	66
Figura 4-15: Acoplamiento capacitivo entre las dos etapas en colector común.	66
Figura 4-16: Circuito simplificado con la doble etapa en CC y la resistencia equivalente del LED.	67
Figura 4-17: Resultado del análisis transitorio del circuito con doble etapa.	68
Figura 4-18: Modelo completo del circuito del transmisor y punto de operación.	68
Figura 4-19: Resultados del análisis transitorio para el modelo completo.	69
Figura 4-20: Zona de trabajo del LED.	69
Figura 4-21: Análisis transitorio para la frecuencia inferior (verde), central (azul) y superior (rojo) del espectro de PRIME.	70
Figura 4-22: Respuesta ante la variación del parámetro β de los transistores.	70
Figura 4-23: Rango de señal en el LED con β mínima (verde), β estándar (azul) y β máxima (rojo).	71
Figura 4-24: Respuesta frecuencial del circuito del transmisor: ganancia (línea continua) y fase (línea discontinua).	71
Figura 4-25: Esquemático para la PCB del transmisor.	72
Figura 4-26: Esquema interno del CAT4101. (Fuente: [53])	72
Figura 4-27: Recomendaciones para el diseño de la huella del LED P2720. (Fuente: [52])	73

Figura 4-28: PCB del transmisor.	74
Figura 4-29: Resultado del revelado de la PCB del Transmisor.	75
Figura 4-30: PCB del transmisor (1).	75
Figura 4-31: PCB del transmisor (2).	75
Figura 5-1: Respuesta espectral del fotodiodo.	77
Figura 5-2: Diagrama de funcionamiento del AD8015. (Fuente: [61])	78
Figura 5-3: Modelo de la adaptación de la salida del AD8015 a la entrada del ADC.	79
Figura 5-4: Simulación del modelo anterior.	79
Figura 5-5: Transformadores utilizados: ADTT1-6+ de Minicircuits (izq.) y DA101C de Murata (der.)	79
Figura 5-6: Esquemático para la PCB del receptor.	80
Figura 5-7: PCB del Receptor.	81
Figura 5-8: Resultado del revelado de la PCB del Receptor.	82
Figura 5-9: PCB del Receptor (1).	82
Figura 5-10: PCB del Receptor (2).	82
Figura 5-11: Captura del osciloscopio de la señal de entrada del ADC antes de añadir la etapa amplificador.	83
Figura 5-12: Etapa amplificadora añadida en el receptor.	83
Figura 5-13: Característica frecuencial teórica de la etapa amplificadora añadida en el receptor.	84
Figura 5-14: Señal a la entrada de la etapa del amplificador del receptor para su caracterización en frecuencia (V_{in}).	84
Figura 5-15: Respuesta frecuencial obtenida experimentalmente de la etapa amplificadora para $V_{in}=20mV_{pp}$.	85
Figura 5-16: Resultado de la salida de la etapa amplificadora para $V_{in}=20mV_{pp}@65kHz$.	86
Figura 6-1: Resultado del análisis de la polarización en LTSpice.	87
Figura 6-2: Fuente a la entrada V_s para la comparativa	88
Figura 6-3: Medida de las señales de entrada y salida en el transmisor.	89
Figura 6-4: Amplitud de la señal obtenida al programar $100mV_{pp}$ en la fuente de señal.	89
Figura 6-5: Armónicos de la V_s obtenida al programar $100mV_{pp}$ en la fuente de señal	90
Figura 6-6: Señales a la entrada (amarillo) y salida (azul) del transmisor para $V_s=300mV_{pp}@65kHz$.	91
Figura 6-7: FFT de la señal de salida del transmisor para $V_s=300mV_{pp}@65kHz$.	91
Figura 6-8: Señales a la entrada (amarillo) y salida (azul) del transmisor para $V_s=300mV_{pp}@1kHz$.	93
Figura 6-9: FFT de la señal de salida del transmisor para $V_s=300mV_{pp}@1kHz$.	93
Figura 6-10: Esquemático utilizado para la comparación con los resultados de laboratorio.	94
Figura 6-11: Señales a la entrada (amarillo) y salida (azul) del transmisor para $V_s=100mV_{pp}@65kHz$.	94
Figura 6-12: Señales a la entrada (verde) y salida (azul) del modelo del transmisor en SPICE para $V_s=100mV_{pp}@65kHz$.	95
Figura 6-13: Señales a la entrada (amarillo) y salida (azul) del transmisor para $V_s=200mV_{pp}@65kHz$.	95
Figura 6-14: Señales a la entrada (verde) y salida (azul) del modelo del transmisor en SPICE para $V_s=200mV_{pp}@65kHz$.	96
Figura 6-15: Señales a la entrada (amarillo) y salida (azul) del transmisor para $V_s=300mV_{pp}@65kHz$.	96

Figura 6-16: Señales a la entrada (verde) y salida (azul) del modelo del transmisor en SPICE para $V_s=300\text{mVpp}@65\text{KHz}$.	97
Figura 6-17: Esquemático del receptor.	98
Figura 6-18: Configuración para comprobar la influencia de la distancia en la señal recibida.	99
Figura 6-19: Variación de la amplitud de la señal recibida con la distancia.	100
Figura 6-20: Señal a la salida del receptor, utilizando una $V_{S_TX}=100\text{mVpp}@65\text{KHz}$, y a 7cm del transmisor.	100
Figura 6-21: Distorsión en la señal del receptor del caso: $V_{S_TX}=100\text{mVpp}@65\text{KHz}$ / Distancia=11cm.	101
Figura 6-22: Armónicos en la señal del receptor del caso: $V_{S_TX}=100\text{mVpp}@65\text{KHz}$ / Distancia=11cm.	101
Figura 6-23: Variación de la amplitud de la señal recibida con la distancia.	102
Figura 6-24: Variación de la amplitud de la señal recibida con la distancia.	103
Figura 6-25: Comparativa de la amplitud RMS de la señal recibida con la distancia, para distintas amplitudes a la entrada del transmisor (V_s).	104
Figura 6-26: Comparativa de la ganancia del sistema según la distancia, para distintas amplitudes a la entrada del transmisor.	104
Figura 6-27: Respuesta frecuencial de la señal recibida medida experimentalmente, para $V_{S_TX}=200\text{mVpp}$ / Distancia=20cm.	105
Figura 6-28: Respuesta frecuencial de la señal recibida medida experimentalmente, para $V_{S_TX}=200\text{mVpp}$ / Distancia=67cm.	107
Figura 6-33: Representación de los datos capturados en el DAC del transmisor digital.	108
Figura 6-34: Constelación resultante de la captura de datos transmitidos por el DAC.	108
Figura 6-35: Señal recibida en el ADC al transmitir la señal DCO-OFDM.	109
Figura 6-36: Configuración del sistema para las pruebas con el transmisor (a la izquierda), el receptor (a la derecha), y la nueva etapa amplificadora añadida en el mismo.	109
Figura 6-37: Señal OFDM recibida en el ADC tras añadir la etapa amplificadora.	110
Figura 6-38: FFT de la señal OFDM recibida en el ADC tras añadir la etapa amplificadora.	110
Figura 6-39: Comparativa de los datos capturados en el ADC del receptor digital con los del DAC.	111
Figura 6-40: Zoom en la comparativa de los datos capturados en el ADC del receptor digital con los del DAC.	111
Figura 6-41: Constelación de las portadoras recibidas sin demodular.	112
Figura 6-42: Constelación normalizada del receptor tras deshacer la modulación diferencial.	112
Figura 6-43: Filtro para mejorar la MER.	113

1 INTRODUCCIÓN

1.1 Motivación del proyecto

Las comunicaciones por luz visible o **VLC** (Visual Light Communication) nacen con el objetivo de ofrecer alternativas a la utilización de las bandas de radiofrecuencia. El uso de la parte más alta del espectro electromagnético facilita el acceso a anchos de banda mayores, y permite complementar las técnicas de RF ya utilizadas, sin causar interferencias. Además de los avances realizados en la utilización de medios guiados, como la fibra óptica, también existen propuestas inalámbricas, y entre ellas, **Li-Fi** (Light Fidelity) se destaca por hacer uso de la iluminación mediante diodos emisores de luz o LEDs. El incremento de los aparatos que utilizan redes inalámbricas en los últimos años, sobre todo smartphones y demás dispositivos portátiles conectados a Internet vía Wi-Fi, y su impacto en la sobreexplotación del espectro, ha constituido un impulso en la investigación de estas técnicas que pueden utilizar la iluminación ya existente en muchos edificios y vías públicas.

Este proyecto, por tanto, tiene el objetivo de estudiar las limitaciones de la implementación hardware de un transmisor y un receptor capaces de comunicarse a través de Li-Fi, continuando el trabajo realizado en [1], y centrando el desarrollo en la parte analógica del sistema. Esto servirá para identificar los posibles problemas y las limitaciones que pueden presentarse al llevar al terreno real dicho sistema.

1.2 Alcance y objetivos

Como ya se ha introducido, se cuenta con el trabajo previo expuesto en [1], en el que se desarrolló la implementación de la parte digital de un sistema de comunicación por Li-Fi, en un microprocesador ARM Cortex-M4. Además, se modeló previamente el sistema en Matlab y con ayuda de este mismo software, se realizaron diversas pruebas que demostraron la funcionalidad del mismo.

De forma complementaria a este trabajo ya realizado, en este proyecto se plantea el diseño e implementación de la parte analógica del sistema; esto contempla las etapas necesarias entre el convertidor digital-analógico y el LED en el transmisor, y la etapa entre el convertidor analógico-digital y el fotodiodo en el receptor. Para ambas, deberá decidirse un primer **diseño** del circuito, capaz de adaptar la señal para su correcta transmisión y recepción. En este punto, será decisiva la **elección de los componentes** comerciales que se utilizarán, ya que sus especificaciones provocarán algunas modificaciones en el diseño inicial. También, en el caso de ser posible, se someterán a **simulación en SPICE** los diferentes modelos del esquemático, para probar su funcionalidad y refutar los cálculos teóricos.

Una vez se cuente con el esquemático final, se pasará al software **Altium Designer** con el objetivo de diseñar las **PCBs** que luego se revelarán en el laboratorio del Departamento de Electrónica. Finalmente, tras la soldadura y el montaje de las mismas, se someterán a una serie de **pruebas** para verificar su funcionamiento.

1.3 Estructura del documento

En esta memoria se recogerá de forma lo más descriptiva posible todo el trabajo realizado, dejándose para los anexos los desarrollos más específicos del proyecto, como podría ser el esquemático detallado de las PCBs, o el código implementado. Además, se intentará apoyar al texto con esquemas, gráficas y diagramas de flujo siempre que sea conveniente.

A lo largo del segundo capítulo, con el objetivo de enriquecer y ampliar el texto al respecto que ya se hizo en

su momento en el Trabajo Fin de Grado que inspira este Trabajo Fin de Máster, se hará una breve revisión del estado del arte de las comunicaciones por luz visible en general, y de Li-Fi en particular.

El tercer capítulo constituye un resumen de dicho Trabajo Fin de Grado, y recoge el diseño del transmisor y receptor Li-Fi, sobre todo en lo que se refiere al código implementado en el microcontrolador y los recursos HW y SW utilizados, es decir, la parte digital del sistema.

Durante los capítulos cuarto y quinto, se expone todo el proceso de diseño de las PCBs de transmisor y receptor, respectivamente. Aquí se incluyen tanto los cálculos teóricos y los esquemáticos iniciales, como la elección de los componentes, las simulaciones en SPICE que sean posibles y el diseño final de la placa de circuito impreso en Altium.

En el capítulo sexto, las PCBs ya montadas serán sometidas a una serie de pruebas y análisis para poder probar su funcionalidad, e identificar los posibles problemas del diseño elegido. Finalmente, en el último capítulo, se comentarán los resultados generales y conclusiones que se pueden sacar tras el desarrollo completo del proyecto, así como las posibles mejoras y las futuras líneas de trabajo que origina.

Además del contenido en sí, se ha incluido un índice de figuras y tablas, y de abreviaturas para facilitar la comprensión del documento. En cuanto a las referencias, hay que puntualizar que en la mayoría de los casos se especifican en el texto si hay correspondencia directa. Es decir, cuando el texto escrito es resultado del conjunto de varias fuentes, éstas se incluyen al final aunque no se dispongan los enlaces en el párrafo correspondientes. Si es necesario una mención directa a cualquiera de ellas se indicará en la notación ya establecida: [número de referencia]. Esto se debe a que hay ocasiones a lo largo del texto en las que muchas fuentes contribuyen de forma homogénea y no merece la pena añadir referencias específicas que más bien emborronan y hacen más ilegible el texto escrito.

2 COMUNICACIÓN LI-FI

El término **Li-Fi** abarca la utilización del espectro de luz visible, que va **desde los 380nm hasta los 780nm**, para una comunicación inalámbrica bidireccional de alta velocidad, de forma análoga a lo que posibilita Wi-Fi en la actualidad. Sin embargo, Wi-Fi se encuentra con el principal hándicap de la sobreexplotación a la que se está sometiendo al espectro radioléctrico, sobre todo por debajo de los 10GHz. No sólo ha aumentado el consumo de ancho de banda por parte de las aplicaciones, si no también el número de dispositivos que se conectan a Internet, muchos de forma inalámbrica a través de Wi-Fi. Se espera que en 2021, el tráfico IP global alcance los **3.3 zettabytes por año** (1ZB = 10^{21} bytes), y un 63% de ese tráfico será consumido por dispositivos conectados a través de Wi-Fi [2].

Ante este problema, bautizado en parte de la literatura como *Spectrum Crunch*, Li-Fi es sólo una continuación lógica de la tendencia de utilizar frecuencias más altas para conseguir mayor ancho de banda, ya que se centra en la parte del espectro correspondiente a la luz visible, alrededor de **300 THz de ancho de banda** entre los 450 THz y 750 THz, que además, no están regulados.

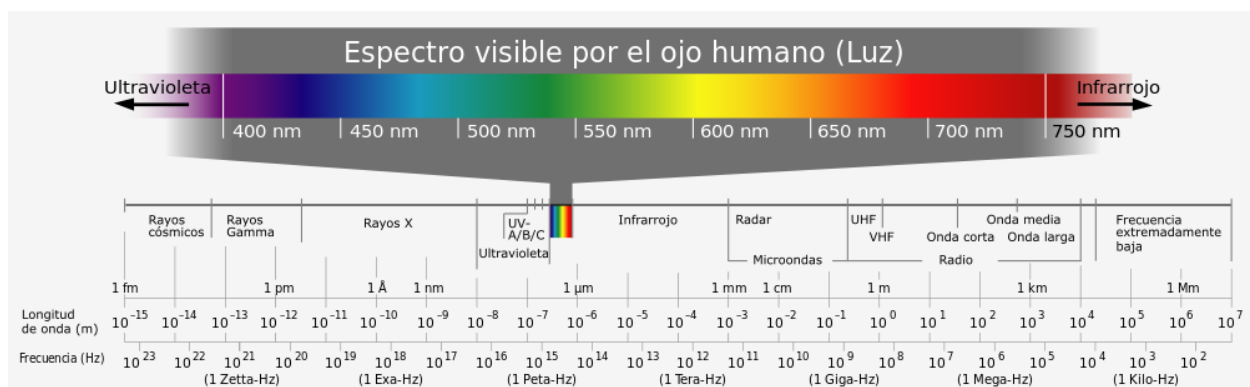


Figura 2-1: Espectro electromagnético y situación de la parte correspondiente a la luz visible.
(Fuente: Wikipedia)

También ha sido clave en el desarrollo de esta tecnología el gran avance que ha sufrido la industria de los semiconductores en los últimos años, y en concreto, la tendencia actual de sustituir la iluminación tradicional con bombillas incandescentes o fluorescentes, por **iluminación LED**. Esto se propicia debido a que estos dispositivos son entre un 60% y un 80% más eficientes en consumo, y además ofrecen mayor fiabilidad, son más duraderos y no contienen mercurio. Cabe reseñar que la mayoría del tráfico de datos móvil se consume en interiores, espacios en los que se plantea que la iluminación mediante luces LEDs pueda también aprovecharse para ofrecer puntos de acceso Li-Fi que, sin interferir con Wi-Fi, sirvan de apoyo para descongestionar el espectro radioeléctrico.

Además hay que decir que Li-Fi no surge de manera espontánea, si no que está precedido por el amplio estudio de las **Comunicaciones Inalámbricas Ópticas (OWC)** y, en concreto, de las **Comunicaciones por Luz Visible (VLC)**, tal y cómo se expondrá en el siguiente subapartado. Estos tres términos pueden resultar parecidos, pero es de interés resaltar sus diferencias:

- **OWC**: este término es de uso general para referirse a todas las formas de comunicaciones ópticas en las que no está involucrado un medio guiado como puede ser la fibra óptica. De esta forma, la utilización de infrarrojos (IR) o ultravioleta (UV) está incluido también dentro de este término.
- **VLC**: en esta tecnología, una o varias fuentes de luz hacen el papel de transmisores de información, y en el receptor, se usan fotodiodos o cámaras para detectar la señal. Aunque esta tecnología en un

principio se ideó para sustituir enlaces cableados punto a punto, debido a sus características, ya se ha demostrado su utilidad en otras muchas aplicaciones.

- **Li-Fi:** el término, más comercial, que el profesor Harald Haas acuñó en 2011, extiende la idea de las comunicaciones VLC [3]. Basa su funcionamiento en apagar y encender uno o varios diodos LED a una frecuencia mayor de la que el ojo humano es capaz de percibir, para transmitir datos ofreciendo iluminación a la vez, y además describe un sistema completo de redes inalámbricas, en el que se contemplan aspectos como la comunicación multiusuario y bidireccional (que puede resolverse utilizando infrarrojos). Como muestra la siguiente Figura, Li-Fi utiliza las VLC, pero además requiere del desarrollo de protocolos, algoritmos y modelos para su correcta integración en un sistema o infraestructura final.

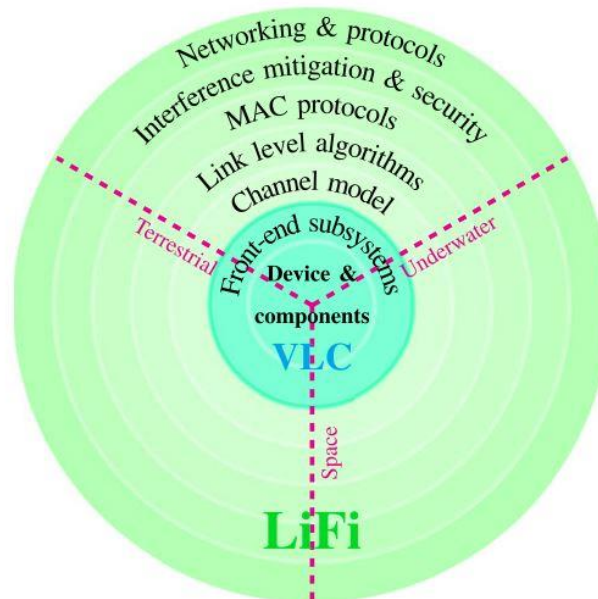


Figura 2-2: Componentes principales de Li-Fi y áreas de aplicación.
(Fuente: [3])

2.1 Evolución histórica

Las VLC tienen un largo recorrido en su investigación, desde que **en 1999 comenzaron los primeros experimentos en Hong Kong** al utilizar los LEDs como fuente de comunicación de datos [4]. Desde este primer hito, se sucedieron diversas investigaciones que se centraron en esta nueva posibilidad de explotar el espectro: ya en 2001 se demostró la posibilidad de utilizar modulaciones como OOK y OFDM gracias a las contribuciones de la Universidad de Keio de Japón. En este país, en 2003, se formaría el **VLCC (Visible Light Communication Consortium)**, con el objetivo de desarrollar un primer estándar para VLC. El trabajo de dicha entidad culminaría años más tarde, en Junio de 2007, en la publicación y reconocimiento de los estándares **JEITA: CP-1221** (“Visible optical communication system”) y **JEITA: CP-1222** (“Visible light ID system”). Como curiosidad, cabe reseñar que en 2014 el VLCC pasaría a denominarse **VLCA (Visible Light Communication Association)** [5].

A nivel global, fue en 2005 cuando se introdujo el concepto de VLC y sus posibilidades en el Wireless World Research Forum. En Europa, destaca la fundación del **Proyecto OMEGA** [6] en 2008, por parte de la Comisión Europea, que involucraba en la investigación de VLC a hasta 20 entidades europeas, tanto de la industria como académicas. De forma análoga, en 2010, se instauró en la Universidad de California de Estados Unidos el **UC-Light** (Centro para la Comunicación Ubicua con Luz) [7], para demostrar el funcionamiento de la comunicación por luz visible con LEDs y así alentar la colaboración entre la industria y la Universidad para facilitar sus salidas comerciales.

No sería hasta Julio de 2011, cuando apareciera por primera vez el término Li-Fi. En su charla de **TED Talks: Wireless Data from Every Bulb** [8], el profesor de la Universidad de Edimburgo Harald Haas consiguió

captar la atención del público utilizando una lámpara para la transmisión de un vídeo en HD, y acuñó el término Li-Fi como nombre comercial de una nueva forma de comunicación, análoga a Wi-Fi, pero basada en la utilización de luz visible e infrarroja. En Junio de ese mismo año, se aprobó el **Estándar 802.15.7 del IEEE** [9], en el que se definen para las comunicaciones a corta distancia que utilizan VLC, tanto la capa física (PHY), como la de acceso al medio compartido (MAC), con el objetivo de ofrecer tasas de datos suficientes para la transmisión de audio y vídeo. También a finales de 2011 se publica el estándar internacional **ISO/IEC 17417**, y en él se detalla otra capa PHY y MAC para la comunicación con VLC en distancias de hasta 10cm. Todos estos hitos en la popularización de la tecnología Li-Fi, promovieron la creación del **Li-Fi Consortium** [10], involucrando a empresas de todo el mundo, también en el mismo año.

En España cabe destacar el proyecto **COLIBRI** [11], coordinado desde el Grupo de Comunicaciones Ópticas Inalámbricas del Centro de Domótica Integral de la UPM, y con la colaboración de la Universidad de Las Palmas de Gran Canaria y la Universidad de la Laguna (de Santa Cruz de Tenerife), el cual comenzó en 2010.

Más cercanos a nuestros días se encuentran proyectos que se desarrollan bajo el marco del programa H2020, como puede ser el proyecto **IoRL** (Internet of Radio Light), centrado en la utilización de la iluminación inteligente en edificios para además proporcionar puntos de comunicación a más de 10Gbps [12]. Además, la ya citada Universidad de las Palmas de Gran Canaria es parte de otro de los proyectos amparados por el H2020: **VISION** (Visible light based Interoperability and Networking) [13], y en él, en colaboración con otras universidades y empresas como Osram, y Oledcomm, se pretende potenciar la formación e investigación de la aplicación de Li-Fi y VLC en ámbitos como el del transporte inteligente, la industria, o la sanidad.

Todas estas contribuciones han demostrado la posibilidad real de utilizar el espectro visible para comunicaciones, y ya existen en el mercado soluciones comerciales que hacen uso de esta tecnología y que se nombrarán en un subapartado posterior de este mismo capítulo. También en el ámbito científico y de investigación son numerosas las publicaciones, existiendo ejemplos de aplicación experimentales en los que se han alcanzado tasas mayores de 10Gb/s [14]. Entre las tendencias que mayores esfuerzos concentran, se encuentran, entre otras, por ejemplo: la búsqueda de **nuevas aplicaciones**, el uso de **micro-LEDs** combinado con las técnicas que ya existen en RF [15], la posibilidad de utilizar nuevos materiales y técnicas en la construcción de los LEDs [16] o la recepción a través de paneles solares [17] o cámaras en lugar de fotodetectores, lo que se conoce como **OCC (Optical Camera Communications)** [18].

2.2 Ventajas y retos

En resumen, las principales características de la comunicación por luz visible son: la utilización de un gran remanente de ancho de banda sin utilizar y sin regular en la parte alta del espectro radioeléctrico, la ausencia de interferencias electromagnéticas (EMI), y la posibilidad de establecer la comunicación utilizando LEDs como transmisores y fotodiodos como receptores. Esto plantea una serie de ventajas frente a otras tecnologías, como pueden ser las que utilizan la banda correspondiente a RF, pero también provoca una serie de limitaciones que suponen retos a resolver para su implantación. Las ventajas serían las siguientes:

- Al utilizar parte del **espectro no regulado**, no es necesaria licencia, lo que abarata costes y hace más accesible su uso. Además, se dispone de alrededor de **300THz de ancho banda**, 1000 veces el espectro del que se tiene actualmente en RF. Aprovecharlo en su totalidad podría ayudar a cumplir con el requerimiento creciente de ancho de banda por el aumento de usuarios y de la exigencia de las aplicaciones. Todo esto, con la ventaja adicional de no interferir con tecnologías ampliamente implantadas ya, como es el caso de Wi-Fi.
- **Aprovecha la iluminación LED** ya presente en muchos espacios de interior y exterior, como pueden ser oficinas, señales de tráfico o paneles publicitarios... Al no contener mercurio, y ofrecer **mayor eficiencia energética** que sus antecesoras, se reconoce a la tecnología LED como una alternativa más respetuosa con el medio ambiente, lo que contribuye en la actualidad a su mayor comercialización y expansión.
- Ofrece una **comunicación difícil de espiar**, ya que en todo momento se conoce dónde está confinada la luz, y cualquier pared opaca bloquearía la señal. Esto, además de aumentar la seguridad de las comunicaciones, facilita la **reutilización del espectro**.
- La **ausencia de interferencias electromagnéticas** convierte a las comunicaciones por luz visible en

candidatas perfectas para entornos sensibles a EMI, o en las que las ondas electromagnéticas pueden considerarse una amenaza, como pueden ser hospitales, aeropuertos, centrales nucleares, minas,...

Las comunicaciones por luz visible se enfrentan también a la siguiente lista de desafíos, que actualmente constituyen un amplio campo de investigación, y frente a los que ya se plantean diversas soluciones:

- La **influencia de la luz en la salud humana** es un tema sensible: variaciones indeseadas en la frecuencia o la intensidad puede causar desde náuseas hasta epilepsia. Además, la transmisión de información no puede afectar a la iluminación y tiene que posibilitar la variación del brillo de la fuente de luz sin provocar errores en la comunicación. A este respecto, ya existen modulaciones avanzadas que permiten el control de atenuación, y los estándares de VLC que existen tienen en cuenta aspectos como la seguridad humana o la calidad de la iluminación y el color.
- A pesar de que está demostrado que VLC no requiere específicamente línea de visión directa (LOS) [19], en un escenario dinámico pueden aparecer **obstáculos y sombras** que dificulten la comunicación, y que tendrán que tenerse en cuenta en el diseño del sistema. El escenario se complica si se habla de comunicaciones entre dispositivos que se mueven, así que será indispensable resolver el tratamiento de las reflexiones y de las pérdidas por obstáculos. Otro aspecto reseñable es la posible **saturación del receptor** por fuentes externas indeseadas, como puede ser la luz solar u otras fuentes de iluminación, y ante lo que se propone el uso de algoritmos de control automático de ganancia [19].



Figura 2-3: Transmisión de un vídeo mediante Li-Fi en el caso de no tener línea de visión directa (NLOS).
(Fuente: [19])

- Como es lógico, en el momento en el que el usuario apaga completamente la fuente luminosa, se corta la comunicación. Según los estudios experimentales, puede mantenerse una comunicación remanente, de menor tasa, ajustando los niveles de brillo para que el usuario perciba que la luz está apagada, pero aún así, supone un consumo “fantasma” que puede ser no deseado.

2.3 Técnicas de modulación

Como ya se ha adelantado, el sistema VLC en su versión más simple utiliza un LED que se apaga y se enciende como transmisor, y un fotodiodo como receptor. Esto constituye un **sistema IM/DD**, es decir, que modula la señal de información en la intensidad que recorre el LED, y con detección directa por parte del fotodiodo, que genera una corriente proporcional a la potencia luminosa recibida. El cómo modular la intensidad que recorrerá el LED puede resolverse con técnicas monoportadora o multiportadora, tal y cómo se aborda en RF, pero teniendo en cuenta que esta corriente debe ser una **señal real y positiva**. De esta forma, a lo largo de la literatura pueden encontrarse multitud de técnicas adaptadas para el canal óptico, y que además tienen en cuenta aspectos como el control de la atenuación del LED. A continuación se presentan algunas de ellas:

2.3.1 Técnicas monoportadora

- **OOK (On-Off Keying)**: Es una de las modulaciones más simples, con la que se transmite información

enciendiendo y apagando el LED. Normalmente, el LED encendido representará un '1' digital, y el LED apagado un '0'. Su uso está además contemplado en el estándar de VLC 802.15.7, incluyendo la posibilidad de regular la atenuación de la luz (*dimming*).

- **PPM** (Modulación por posición del pulso): En esta modulación se divide el período de la señal digital en 2^M intervalos, siendo M el número de bits por símbolo, de esta forma, el intervalo en el que se encuentre el pulso de la señal PPM determinará el símbolo enviado. Es más eficiente en términos de potencia, pero menos en su uso del espectro, y presentará errores si no hay una correcta sincronización en el receptor. Puede soportar el *dimming* en su variante **VPPM** (Variable PPM), que combina PWM (Modulación por Ancho de Pulso) y PPM, ajustando el ancho de los pulsos según el nivel de brillo deseado.

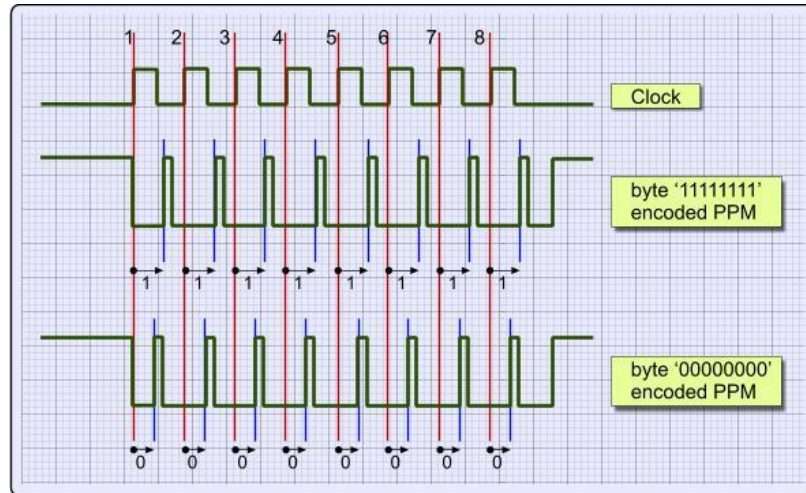


Figura 2-4: Ejemplo de modulación PPM.
(Fuente: [20])

- **PAM** (Modulación por amplitud del pulso): En esta modulación, se varía la amplitud de la señal transmitida en función de la amplitud de la señal de información. En concreto, en el caso de Li-Fi, se prefiere utilizar una QAM adaptada para ser más eficiente espectralmente, que hace uso de dos señales ortogonales y modulación en espacio, en lugar de las clásicas señal real e imaginaria [3].

2.3.2 Técnicas multiportadora: uso de OFDM

A medida que la tasa de datos requerida aumenta, las modulaciones monoportadora comienzan a sufrir de efectos indeseados, tales como la **distorsión no lineal** de la señal en el el front-end del LED, o **interferencia entre símbolos (ISI)** causada por la selectividad frecuencial de los canales ópticos inalámbricos y dispersivos. Por eso, a altas tasas, se prefieren las modulaciones multiportadora, ya que son más eficientes en ancho de banda, aunque sean menos eficientes en términos de energía. En concreto una de las principales alternativas es la técnica de modulación y multiplexión conocida como **OFDM (Multiplexión por división ortogonal de frecuencia)**, en la que se manda la información por diversas portadoras ortogonales entre sí.

En concreto, en OFDM cada portadora viene dada por una señal $\phi_k(t)$ definida como:

$$\phi_k(t) = e^{j2\pi f_k t} \cdot u(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & 0 < t < T_s \\ 0 & e. o. c \end{cases} \quad (2-1)$$

Y que cumple que cada $f_k = h/T_s$, con $0 < h < N - 1$, haciendo que el máximo de la portadora k coincida con un cero en las demás; esto hace que las subportadoras sean señales ortogonales entre sí:

$$\int_0^{T_s} \phi_j(t) \cdot \phi_i^*(t) dt = \begin{cases} T_s & si \ i = j \\ 0 & si \ i \neq j \end{cases} \quad (2-2)$$

Si se representa la parte imaginaria respecto al tiempo, puede observarse la superposición de las distintas portadoras sinusoidales (Figura 2-5) y cómo en el espectro se refleja la ortogonalidad en frecuencia de cada una (Figura 2-6):

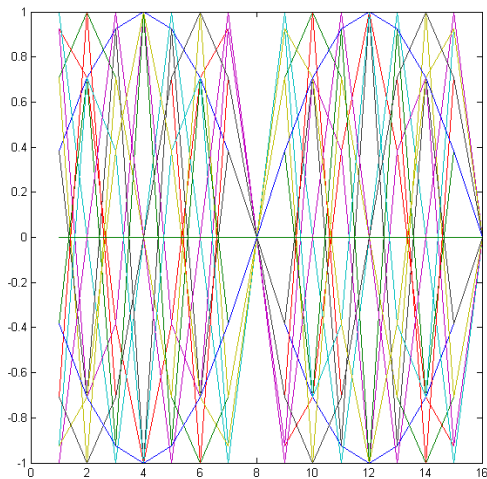


Figura 2-5: Parte imaginaria de la señal OFDM.
(16 portadoras)

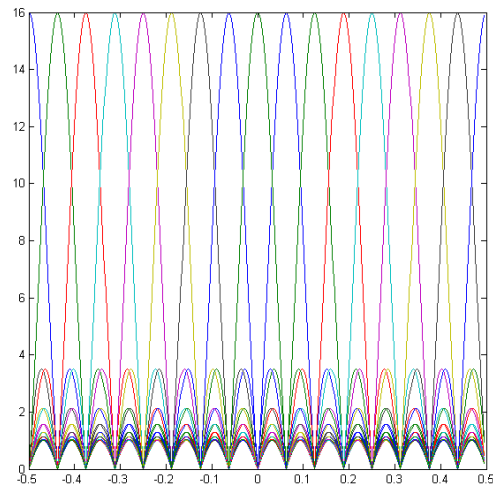


Figura 2-6: Espectro de la señal OFDM.
(16 portadoras)

La función descrita será la que se multiplicará por la salida del mapper, constituida por los distintos C_k complejos resultantes de la modulación elegida. Por lo tanto, la señal modulada OFDM quedará:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \cdot \phi_k(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \cdot e^{j2\pi f_k t} \cdot u(t) \quad (2-3)$$

La principal motivación al utilizar OFDM, como ya se anticipaba en los primeros trabajos dónde aparece esta técnica [21], es que permite transmitir por un canal lineal limitado en banda **evitando el efecto de la interferencia entre símbolos (ISI)**. Esto garantiza la robustez necesaria ante el **efecto multitrayecto del canal**, en el que, debido a la presencia de obstáculos entre transmisor y receptor, se producen reflexiones de la onda transmitida, lo que se traduce en la recepción de múltiples copias retardadas y atenuadas de la señal de partida. Además, tras lo expuesto en [22] se demostró que OFDM puede implementarse de forma relativamente sencilla utilizando la **Transformada Discreta de Fourier (DFT)**. De esta forma, si se muestrea el símbolo con N muestras cada $T_m = T_s/N$ y N es potencia de 2, es posible sustituir el banco de osciladores por un bloque que ejecute el algoritmo de cálculo rápido de la DFT, conocido como FFT (transformada rápida de Fourier).

Numerosos microprocesadores, DSP y FPGA disponen de bloques digitales especialmente diseñados para ejecutar el algoritmo de forma eficiente y sencilla y, en concreto, el procesador ARM Cortex M4 que se utiliza en este TFM. Por eso, en la práctica, lo que se hace es elegir una IFFT/FFT de M número de puntos, siendo M una potencia de 2 mayor que N , y se rellenan con ceros las portadoras no utilizadas. Tras esto, y considerando que la salida de la IFFT está en el dominio del tiempo, es posible pasar dichas muestras temporales en serie por un convertidor digital/analógico para generar la señal a transmitir. En el otro lado del demodulador se realiza lo análogo con la FFT y un convertidor analógico/digital tal y como indica la Figura 2-7.

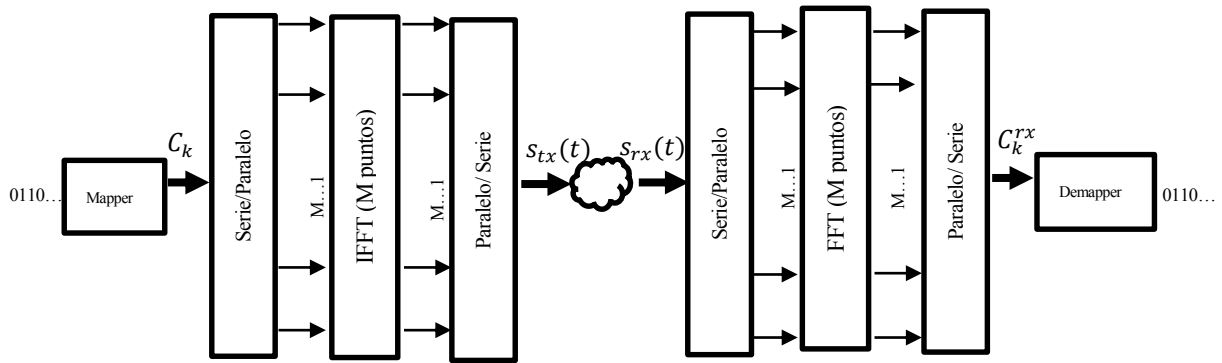


Figura 2-7: Uso de la IFFT/FFT para generar la señal OFDM.

Para hacer aún más robusto este sistema ante los efectos adversos del canal, se añaden en la cadena de transmisión y recepción algunos bloques adicionales, como el prefijo cíclico, codificador convolucional, scrambler o el interleaver, cuya funcionalidad se detallará en el siguiente capítulo.

2.3.2.1 OFDM en el canal óptico

Debido a la **naturaleza bipolar y compleja de la señal OFDM**, se hace necesaria su adaptación a los requerimientos del canal óptico: para que sea posible la modulación de la señal de información en la intensidad que recorre el LED, dicha señal **debe ser real y totalmente positiva**. El método principal para obtener una señal real a la salida de la IFFT es imponer **simetría Hermítica** a las portadoras en la entrada de la IFFT, lo que implica sacrificar la mitad de las portadoras para así obtener una señal real a su salida. Para convertir la señal bipolar en unipolar, existen diversas posibilidades, de las que surgen variantes de OFDM adaptadas al canal óptico como las siguientes:

- **DCO-OFDM** (DC- biased optical OFDM): en esta variante, se le añade a la señal OFDM un **offset de continua**, una intensidad directa positiva en DC, para así pasar la parte negativa de la señal a positiva, haciendo la señal unipolar. Esto provoca un aumento en el consumo, pero no añade pérdidas significativas en su eficiencia espectral, ya que se siguen utilizando todas las subportadoras posibles. Si \mathbf{s} es el vector dónde se colocan todas las portadoras que se modulan mediante la IFFT, la Ecuación 2-4 muestra como quedaría dicho vector al usar DCO-OFDM y cumplir la condición de simetría hermitica. La señal temporal modulada ya en OFDM, para $N=16$ se muestra en la Figura 2-8, dónde puede observarse cómo es necesario tras modular la aplicación del offset para que se elimine la parte negativa.

$$\mathbf{s} = \left[c_0 \ c_1 \ \dots \ c_{\frac{N}{2}-1} \ 0 \ c_{\frac{N}{2}-1}^* \ \dots \ c_1^* \ c_0^* \right]^T \quad (2-4)$$

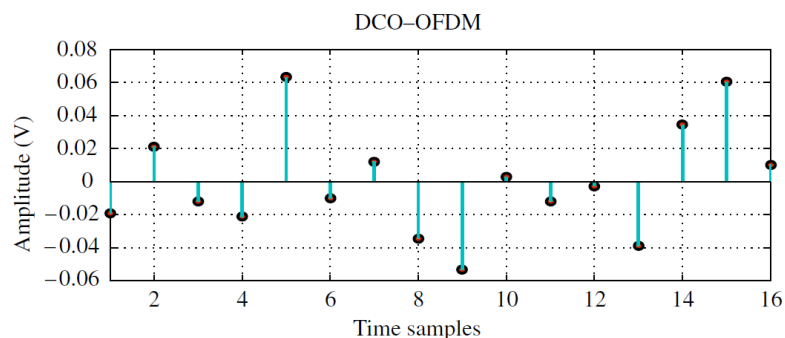


Figura 2-8: DCO-OFDM para $N=16$.
(Fuente: [23])

- **ACO-OFDM** (Asymmetrically clipped optical OFDM): este esquema, además de imponer la simetría Hermítica, utiliza únicamente las **subportadoras impares** para contener la información. Como se ve en la Ecuación 2-5, las subportadoras pares se hacen cero, por lo que la eficiencia espectral se reduce a más de la mitad. La señal OFDM a la salida será como la de la Figura 2-9, donde puede apreciarse cómo a partir de la muestra $\frac{N}{2} + 1$ la información de la primera mitad se repite con simetría impar, por lo que es posible recortar la parte negativa de la señal OFDM sin que se pierda información. Esto da como resultado una señal unipolar, tal y como deseaba, y a la cual apenas habrá que aplicar un offset en DC, lo que convierte a esta alternativa en más eficiente en términos de consumo al compararla con DCO-OFDM.

$$\mathbf{s} = \left[0 \quad c_0 \quad 0 \quad c_1 \quad \dots \quad 0 \quad c_{\frac{N}{4}-1} \quad 0 \quad c_{\frac{N}{4}-1}^* \quad 0 \quad \dots \quad c_1^* \quad 0 \quad c_0^* \right]^T \quad (2-5)$$

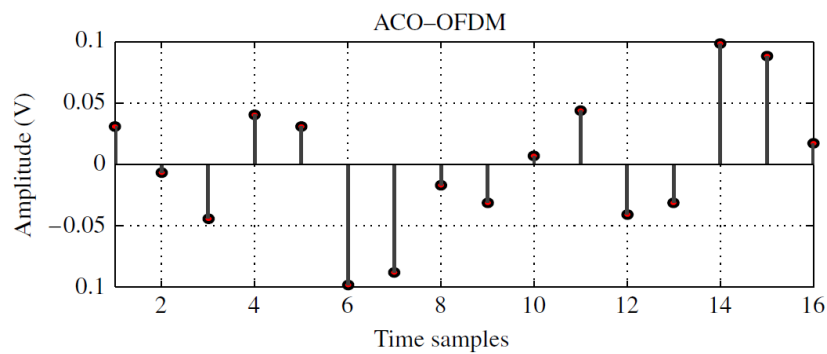


Figura 2-9: ACO-OFDM para N=16.
(Fuente: [23])

- **Flip – OFDM**: tras imponer la simetría Hermítica, en Flip-OFDM, se **descompone el símbolo OFDM** bipolar y real $\mathbf{x}(\mathbf{k})$ resultante a la salida de la IFFT en dos símbolos OFDM que se transmiten sucesivamente: el primero con la parte positiva $\mathbf{x}^+(\mathbf{k})$, y el segundo, $\mathbf{x}^-(\mathbf{k})$ con la parte negativa, pero con el signo invertido. Esto se ejemplifica para N muestras de la IFFT en la Figura 2-10, en la que se ha incluido el prefijo cíclico (CP).

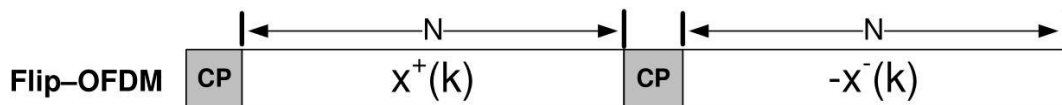


Figura 2-10: Transmisión de los dos símbolos OFDM unipolares resultantes al usar Flip-OFDM.
(Fuente: [24])

La señal OFDM bipolar original $\mathbf{y}(\mathbf{k})$ se reconstruirá en el receptor recogiendo las dos tramas consecutivas $\mathbf{y}^+(\mathbf{k})$ e $\mathbf{y}^-(\mathbf{k})$, eliminando el CP y haciendo $\mathbf{y}(\mathbf{k}) = \mathbf{y}^+(\mathbf{k}) - \mathbf{y}^-(\mathbf{k})$. Aunque Flip-OFDM es casi equivalente a ACO-OFDM en términos de eficiencia espectral, siendo su implementación menos costosa computacionalmente en la parte del receptor, esta recombinación hace que la potencia de ruido sea generalmente mayor que en las otras alternativas.

- **ADO – OFDM** (Asymmetrically clipped Direct current Biased OFDM): esta alternativa aprovecha el esquema de DCO-OFDM para las subportadoras pares, y el esquema de ACO-OFDM para las subportadoras impares. De esta forma, al usar todas las portadoras, su eficiencia espectral es mayor, aunque aumenta su complejidad. Además, en algunos escenarios, ADO-OFDM supera en términos de eficiencia energética a ACO-OFDM y DCO-OFDM.

Existen muchas más variantes avanzadas de OFDM en las que no se entrará en detalle, como pueden ser

PAM-DMT (Pulse-Amplitude-Modulated Discrete Multitone Modulation), que usa todas las portadoras pero solo modula en la parte imaginaria, o **AHO-OFDM** (Asymmetrically Hybrid Optical OFDM), que combina ACO-OFDM con PAM-DMT. Cada una presenta sus fortalezas y debilidades, pero por su sencillez, en este TFM se ha elegido implementar DCO-OFDM.

2.3.2.2 Inconvenientes de OFDM

La principal ventaja de utilizar OFDM es su robustez ante los problemas originados por el efecto multitrayecto del canal, como pueden ser la **interferencia entre símbolos (ISI)**, la **dispersión temporal de los símbolos** y **los desvanecimientos selectivos en frecuencia del canal óptico**.

Sin embargo, también existen varios aspectos que, de no tenerlos en cuenta, podrían ocasionar diversos problemas al utilizar OFDM:

- **Interferencia entre portadoras (ICI):** una de las principales características de OFDM es que las subportadoras que conforman la señal deben ser ortogonales entre sí, pero esto es algo que si no se puede cumplir produce interferencias entre las distintas portadoras. La principal causa de este problema es el error de sincronización entre transmisor y receptor, que provoca que la referencia de frecuencia no sea la misma en ambos.
- **Alta PAPR:** la PAPR se define como la **relación potencia de pico a potencia media** de la señal transmitida, y se calcula como se describe en la Ecuación 2-6; representa lo grandes que son los picos de la señal respecto a su potencia media. La alta PAPR de OFDM se debe a que la señal es el resultado de la superposición de un gran número de subportadoras que al sumarse, pueden generar dichos picos. Controlar que no saturen es esencial para evitar distorsión, además de que hay que tenerlo en cuenta a la hora de elegir el rango y punto de funcionamiento de componentes como el LED, o el nivel de offset que se elige para modulaciones como DCO-OFDM.

$$PAPR = 10 \cdot \log \left(\frac{|s|_{pico}^2}{s_{rms}^2} \right) \quad (2-6)$$

Al respecto del problema de la alta PAPR y la no linealidad del LED, en [25] se apunta como solución el situar el punto de operación dentro de la región cuasi-lineal de la característica del LED para evitar que la señal sature, aunque también se señala que habría que estudiar el balance entre la reducción de la distorsión y el empeoramiento de la BER para cada modulación.

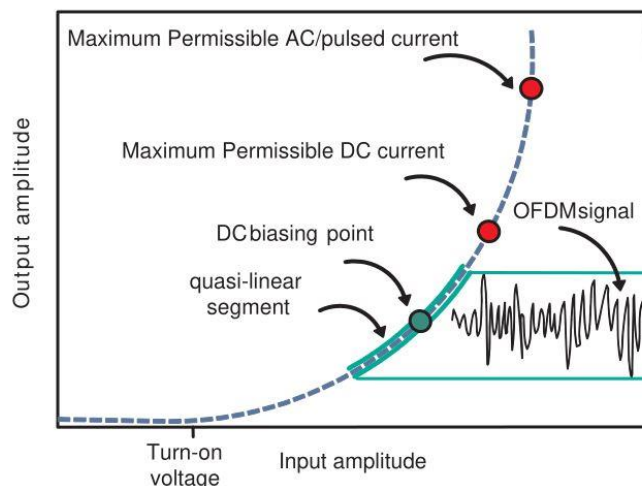


Figura 2-11: Respuesta típica Tensión-Corriente de un diodo LED y señal OFDM con nivel de DC en la región cuasi-lineal.
(Fuente: [25])

2.4 Estandarización

A continuación se ofrece una visión general de algunos de los estándares relacionados con las VLC y Li-Fi.

2.4.1 Estándar IEEE 802.15.7

En 2011, el **Grupo de Trabajo número 7 del IEEE** [9] publicó el primer borrador del estándar para redes locales y de área metropolitana **802.15.7: Comunicaciones Ópticas Inalámbricas a corta distancia utilizando Luz Visible** [9]. La última versión del mismo se publicó en Junio de 2018 [26], introduciendo múltiples modificaciones. En él se describen las capas MAC y PHY de dicha comunicación en redes de área personal, y se hablan de aspectos como las distintas topologías de red permitidas, la distribución en bandas del espectro óptico permitido (que en la versión de 2018 se amplía más allá del espectro de luz visible, alcanzando desde los 190 nm a los 10000 nm), o el soporte para la atenuación de la luz y la correcta visibilidad.

En concreto, en la versión del estándar de 2018, se consideran **hasta seis tipos de capa física PHY**, aplicables a distintos escenarios y requerimientos. Los tres primeros tipos provienen del primer borrador del estándar, y son los siguientes:

- **PHY I:** pensada para su uso en exteriores por parte de aplicaciones que requieran una baja tasa de datos y utilizando solo una fuente de luz única. En este modo se pueden usar las modulaciones OOK y VPPM, y pueden alcanzarse tasas desde 11.67 kb/s a 266.6 kb/s, según la modulación y codificación elegida. Como está pensada para el envío de tramas cortas en exteriores, soporta codificación de doble etapa, Reed Solomon (RS) y convolucional (CC) concretamente.
- **PHY II:** este tipo de capa PHY es más recomendable para aplicaciones utilizadas en interiores que requieren una tasa de datos algo mayor, ya que alcanza desde 1.25 Mb/s a 96 Mb/s. En este caso, varía el tipo de codificación, ya que se implementa un FEC de una sola etapa usando códigos Reed Solomon de longitudes mayores que en el tipo anterior. Sin embargo, se mantiene el uso de las modulaciones OOK y VPPM, así como el uso de una única fuente de luz.
- **PHY III:** con este tipo de capa física se consiguen tasas de datos en el rango desde los 12 Mb/s hasta los 96 Mb/s. La principal novedad es que aquí se utiliza la modulación en intensidad de color CSK (Color Shift Keying), que requiere del uso de LEDs RGB.

En la actualización de 2018, se añaden tres escenarios más que utilizan modulaciones distintas de OOK, VPPM y CSK, y se amplía el rango de frecuencias permitidas, incluyendo el espectro de luz ultravioleta e infrarroja. Dicha aportación pertenece al **Grupo de Trabajo IEEE 802.15.7m (TG7m)** [27], que abarca la investigación de nuevas tecnologías que se quedaban un poco fuera del ámbito estricto de las comunicaciones por luz visible del primer borrador, pero que resultan interesantes para la industria. Entre ellas se incluyen la **comunicación óptica usando cámaras (OCC) o sensores de imagen (ISC) y la identificación o guiado mediante LEDs (LED-ID)**. Los escenarios descritos en esta revisión son los siguientes:

- **PHY IV:** este modo se adecúa mejor al uso de varias fuentes de luz discretas y alcanza tasas de hasta 22 kbps. Utiliza hasta cinco modulaciones distintas, y el uso de algunas de ellas se ejemplifica con su aplicación en la comunicación entre vehículos inteligentes (V2V).
- **PHY V:** esta capa PHY está pensada para su uso con fuentes de luz que sean superficiales y difusas, como pueden ser los paneles LED de publicidad o señalización. Alcanza tasas de datos hasta los 5.71 kbps, y utilizando modulaciones que son variantes de OOK y FSK, y que posibilitan la recepción por parte de cámaras digitales y de smartphones, basadas en tecnologías CMOS.
- **PHY VI:** pensada para aplicaciones que necesiten tasas de datos del orden de kbps, utilizando como fuente de luz una pantalla de vídeo y contemplando el uso de hasta seis modulaciones avanzadas que también están diseñadas para su recepción con cámaras digitales a corta distancia.

En general, los distintos tipos de capa PHY coexisten en el espectro, pero los dispositivos que las implementan no interoperan entre sí. Como puede verse en la Figura 2-12, los tipos PHY II y PHY III pueden solaparse en el espectro, pero no lo hacen con PHY I, por lo que se plantea la coexistencia de PHY I y PHY II o PHY III utilizando Modulación por División en Frecuencia (FDM). Las capas restantes utilizan receptores muy directivos para poder coexistir usando multiplexión en espacio (SDM).

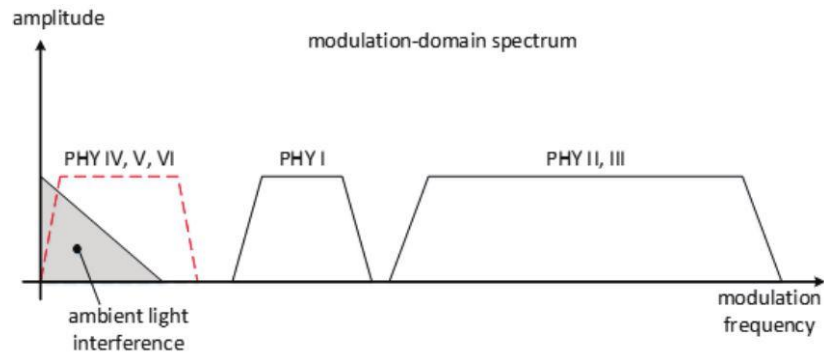


Figura 2-12: Separación en Frecuencia de los distintos tipos de PHY.

(Fuente: [26])

2.4.1.1 La modulación CSK

Utilizando **LEDs RGB**, (que integran un LED rojo, uno verde y uno azul), en el estándar del IEEE se describe esta **modulación en intensidad de color**. Para la comunicación, los bits se mapean en tres cromatismos instantáneos del LED, pero se hace de forma que se mantiene el color medio percibido constante. Tanto las bandas de colores que se usan, como las combinaciones permitidas para 4-CSK, 8-CSK y 16-CSK se establecen en el estándar. La ventaja sobre la modulación en intensidad convencional, es que, al mantener un flujo luminoso constante, no existe ruido flicker en todas las frecuencias. Además, ese flujo luminoso constante implica que la intensidad que recorre el LED también se mantendrá constante, mejorando su fiabilidad y reduciendo la intensidad que afecta a la modulación de la señal.

2.4.2 ANSI E1.45 – ECMA-397 – ISO/IEC 17417

La primera edición de este estándar internacional se publicó en diciembre de 2011, con el título de *Information technology – Telecommunications and information Exchange between systems – Short Distance Visible Light Communication (SDVLC)* [28]. En él se especifican la capa PHY y MAC para la comunicación por luz visible (desde los 380 nm hasta los 780 nm), alcanzando como máximo 10 cm de distancia entre transmisor y receptor. Es un estándar más sencillo que el 802.15.7, ya que sólo contempla el uso de la modulación OOK sobre una portadora en la frecuencia inamovible de 120 MHz, y dos tipos de codificación.

2.4.3 Desarrollo futuro de los estándares para Li-Fi

Acompañando al descubrimiento de nuevas aplicaciones para VLC, han ido surgiendo grupos de trabajo especializados cuya intención es contribuir a su futura estandarización. En lo que respecta a Li-Fi, este desarrollo está siendo incentivado principalmente por los siguientes:

- **WPAN Task Group 13 (TG13) Multi-Gigabit/s Optical Wireless Communications** [29], encargado del desarrollo del estándar **IEEE 802.15.13** [30]. En este estándar continuando el trabajo realizado para VLC y OCC en el IEEE 802.15.7, se pretende definir las capas PHY y MAC para una comunicación que alcanza hasta 10 Gbit/s a distancias de hasta 200 metros, sin necesidad de línea directa de visión. Además, se mantiene el uso del espectro de luz ultravioleta e infrarroja, aparte del de luz visible, y se tienen en cuenta conceptos como la coordinación entre los dispositivos en la topología de red, o el mantenimiento de la comunicación ante la movilidad de los usuarios.
- **802.11 Light Communications Amendment - Task Group "bb"** [31], grupo creado en 2018 que se origina a partir del grupo encargado del estándar Wi-Fi, con el objetivo de la integración de la comunicación por luz visible en el mismo. En este caso, el estándar **IEEE 802.11bb** [32] pretende estar más enfocado en cómo puede servir Li-Fi de apoyo a Wi-Fi, y en las adaptaciones de las capas PHY y MAC del mismo que serán necesarias para ello.

2.5 Aplicaciones

La utilización de una **parte no regulada del espectro electromagnético, fácilmente reutilizable**, y que además **no interfiere con las tecnologías RF tradicionales**, es una de las mejores bazas de las VLC para adentrarse en multitud de aplicaciones. A ello se le une el extendido uso actual de la **tecnología LED** y la **inexistencia de los efectos de interferencia electromagnética**, que abren otro abanico de posibles usos en los que ahora mismo se utilizan otras tecnologías, cuyo rendimiento podría verse mejorado. Como se expone a continuación, a lo largo de estos años han surgido muchas más aplicaciones en las que esta tecnología puede ser útil.

2.5.1 Apoyo para Wi-Fi

Existen aplicaciones en las que la **demanda de ancho de banda** de bajada es muy grande respecto a la del de subida, como son las descargas de vídeo, audio, retransmisiones en directo... Además, actualmente la **sobreexplotación del espectro** que utiliza Wi-Fi, en las bandas de 2'4 GHz y 5 GHz provoca problemas que pueden afectar al rendimiento de la comunicación. Utilizar Li-Fi como apoyo podría aliviar estos inconvenientes, además de aportar nuevas funcionalidades, tal y cómo pretende el estándar **IEEE 802.11bb**, anteriormente mencionado.

2.5.2 Navegación y Localización

Como la iluminación en interiores es fija, es posible utilizar las lámparas como balizas para **navegación y localización en interiores**. Esto podía resolverse tradicionalmente con GPS en interiores, pero teniendo que lidiar con los problemas derivados de la atenuación de las paredes o las EMI. De esta forma, utilizando VLC en sitios públicos como centros comerciales, museos, auditorios,... sería más sencillo ofrecer publicidad y contenido personalizado haciendo uso de las cámaras de los smartphones de los usuarios y sensores, así como obtener estadísticas y hacer análisis de mercado con la información obtenida. En este ámbito, acuerdos como el de **Google Cloud y Oledcomm** ya han llevado a cabo pruebas de concepto exitosas [33], y ya existen empresas que lo ofrecen como parte de sus servicios [34].

2.5.3 Comunicación entre vehículos (V2V o Car-to-car)

La mayoría de los vehículos modernos, así como las luminarias urbanas y las señales de tráfico, se constituyen principalmente de luces LEDs. Por eso, no es descabellado pensar en una **red de transporte inteligente**, en el que los vehículos se comuniquen entre sí, así como con las luces urbanas y señales de tráfico para el intercambio de datos de emergencias o accidentes, del estado del tráfico, o de localización. La capa PHY I del estándar **IEEE 802.15.7**, al estar enfocada a la comunicación en exteriores y con baja tasa de datos, podría ser la base idónea para desarrollar esta tecnología [35].

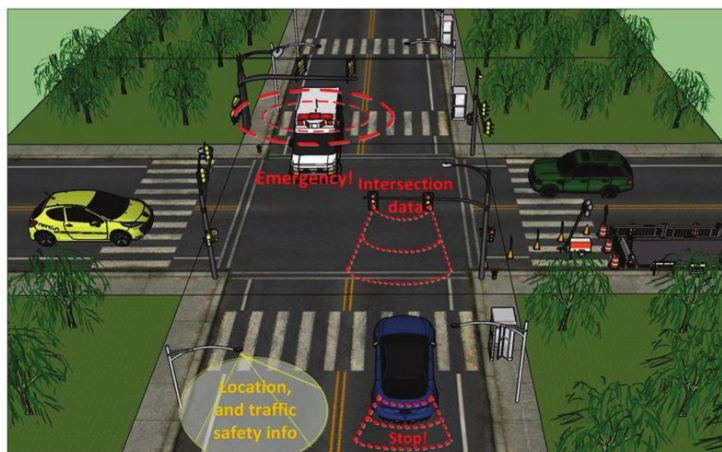


Figura 2-13: Escenario del uso de VLC en vehículos, luminarias urbanas y señalización de tráfico.
(Fuente: [35])

2.5.4 Entornos sensibles a EMI: aviones, hospitales, minas, centrales nucleares...

Es común hoy en día que las **compañías aéreas** ofrezcan a los pasajeros de aviones un servicio de acceso a datos, o Internet, pero esto suele estar ligado con las **interferencias electromagnéticas** que las tecnologías tradicionales de RF provocan en los equipos de navegación y comunicaciones de la aeronave, además de problemas de compatibilidad con el resto del equipamiento de vuelo. Con la integración de las VLC, se presenta la posibilidad de que cada lámpara de lectura de cada pasajero constituya un punto de comunicación, de cobertura suficiente para ofrecer altas tasas de transferencia de datos, y sin problemas de EMI.

Esto también puede aplicarse a **hospitales y centros de salud**, ya que los efectos de las interferencias electromagnéticas en los dispositivos médicos usados en los cuidados y tratamientos más críticos son indeseados, pero sin embargo, se mantienen las luminarias de las habitaciones encendidas, sin que interfieran con el cuidado y la salud de los pacientes.

De la misma forma, la comunicación VLC se postula como una mejor candidata en **minas y entornos submarinos**, donde las tecnologías RF tradicionales sufren grandes atenuaciones, y en el primer caso, incluso están muy limitadas en potencia para evitar incendios por la presencia de gases inflamables.

2.5.5 Otras aplicaciones

Existen muchas más aplicaciones potenciales para VLC y Li-Fi, como las que se enumeran de forma más breve a continuación:

- **Seguridad y defensa:** al contrario que las tecnologías RF, las comunicaciones basadas en el uso de luz visible no son capaces de atravesar paredes de cemento u hormigón. Esto que puede parecer en principio una debilidad, puede convertirse en una fortaleza para la seguridad de la comunicación, tan necesaria en el ámbito militar y de defensa, ya que evita de forma sencilla el espionaje.
- **Interconexión en Centros de Datos:** continuando con la idea original para la que se ideó VLC, sustituir cables a cortas distancias en enlaces punto a punto, se plantea como posible solución para aliviar el problema que supone el cableado y su organización en entornos como salas de servidores o centros de datos.
- **Comunicación industrial:** al igual que en la aplicación anterior para centros de datos, VLC puede sustituir el cableado en fábricas y otros entornos industriales para la comunicación entre máquinas (M2M). Además del ahorro en cableado, el uso de VLC supondría un mejor rendimiento en un entorno que suele tener muchos problemas con las interferencias electromagnéticas. También existe una fuerte línea de investigación sobre el aprovechamiento de la propia luz que se utiliza en las comunicaciones mediante paneles solares [17], que podría ser interesante aplicar en este ámbito, ya que conllevaría un gran ahorro energético.
- **5G de comunicaciones móviles:** como el alcance de la comunicación por luz visible se limita en cuanto aparecen paredes opacas, se facilita el establecimiento de células que cada vez requieren ser más pequeñas en la tecnología 5G de comunicaciones móviles. Esto sería posible utilizando VLC, en el escenario de una oficina, por ejemplo, con algo tan sencillo como la separación de las células utilizando biombos u otro tipo de pared.
- **Internet of Things (IoT):** aunque puede entenderse este concepto como una ampliación de la *comunicación entre máquinas* (M2M), en la mayoría de los casos se analiza aparte por tener requerimientos y funcionalidades distintos. La gran cantidad de dispositivos que pretende conectar a Internet y entre sí IoT puede traducirse en una, aún mayor, sobreexplotación del espectro de RF, conllevando problemas de interferencias y colisiones. Utilizando VLC se podría reutilizar más fácilmente el espectro, dando cabida a todos esos dispositivos. Además, pueden resultar aportaciones interesantes al respecto las investigaciones sobre la recolección de energía mediante paneles solares [17], para garantizar la autonomía de los dispositivos, o la integración con la comunicación por red eléctrica (PLC) [36].

2.6 Soluciones comerciales

Numerosas empresas se han interesado en VLC y Li-Fi, y puede afirmarse que en la actualidad esta tecnología está despegando en su lanzamiento comercial. A continuación se hace un breve repaso por algunas de estas compañías, y los productos que ofrecen:

- **PureLifi:** co-fundada en 2012 por el mismo profesor Harald Haas que acuñó el término de Li-Fi, PureLifi es una spin-off surgida de la propia investigación que llevaba a cabo la Universidad de Edimburgo sobre VLC [37]. Entre sus productos actuales se encuentra **LiFi-XC**, un sistema que utiliza Li-Fi para ofrecer comunicación inalámbrica bidireccional de hasta 43 Mbps utilizando puntos de acceso Li-Fi y un receptor USB de tamaño portátil. Entre sus casos de estudio se encuentran el despliegue de sistemas Li-Fi en más de veinte países de todo el mundo. También es reseñable la aportación de PureLifi en el estándar **IEEE 802.11bb** [38], así como su apuesta por la colaboración con otras entidades y empresas, y por la formación sobre esta tecnología, también en el ámbito más académico [39].
- **Oledcomm:** esta spin-off surge en 2012 de la investigación de la Universidad de Versalles. En su catálogo de productos también incluyen un receptor Li-Fi USB y una lámpara de mesa para utilizar como punto de acceso, que ofrece iluminación ajustable y una conexión de hasta 13Mbps de bajada usando el estándar IEEE 802.15.7r1. Sin embargo, enfocado más a clientes como museos o centros comerciales, Oledcomm ofrece un kit de localización mediante Li-Fi denominado **GEOLiFi**, que incluye tanto luces de interior y exterior que hacen de puntos de acceso y balizas, como tablets con sensores LiFi y el entorno de desarrollo para desplegar fácilmente el software necesario [40]. Además, cuenta con representación en Latinoamérica desde 2014, con su filial AméricaLifi en Chile [41].

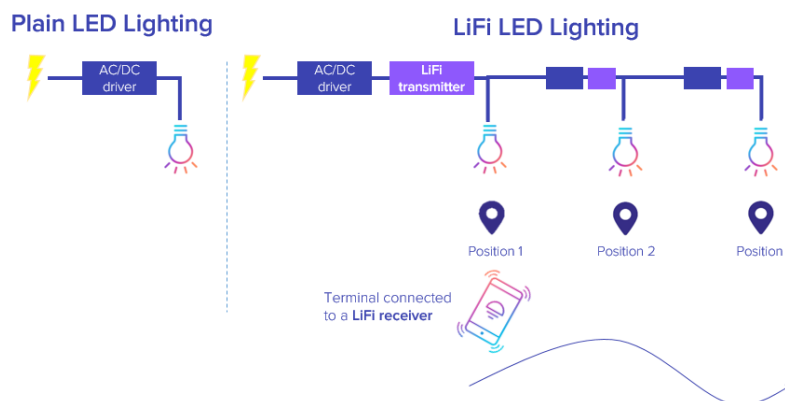


Figura 2-14: Explicación gráfica sobre el funcionamiento de GEOLifi.
(Fuente: [40])

- **VLNComm:** originaria de Estados Unidos y fundada en 2015 por investigadores de la Universidad de Harvard y Virginia, centra sus productos también en ofrecer comunicación Li-Fi [42]. En este caso, también ofrecen un receptor USB portátil (**LumiStick**), con el que utilizar Li-Fi en una conexión bidireccional de hasta 108 Mbps en el enlace de bajada, y 53 Mbps en el de subida. Además tienen entre sus productos un panel de iluminación LED con Li-Fi integrado para su instalación en interiores (**LumiNex**) o una lámpara de mesa con la misma funcionalidad (**LumiLamp**). Al igual que PureLifi, es notable su aportación en el desarrollo de los estándares del IEEE relacionados con VLC.
- **Lucibel:** esta empresa francesa se dedica principalmente a la fabricación de material de iluminación, ofreciendo soluciones personalizadas para tiendas, museos, centros de cosmética... La integración de sus productos con la tecnología Li-Fi parte de un acuerdo de cooperación con la empresa PureLifi, por el cual en 2016 lanzaron al mercado una primera versión del receptor USB y la lámpara Li-Fi que se utiliza como transmisor, precursoras del actual producto de PureLifi LiFi-XC y que esta empresa vende bajo el nombre de **ORES Lifi** [43].
- **LightBee:** esta startup surge en 2012 de la unión del Instituto para el Desarrollo Tecnológico y la

Innovación en Comunicaciones (IDeTIC) de la Universidad de las Palmas de Gran Canaria y la empresa Génesis Ingeniería. Su área de desarrollo está enfocado principalmente al desarrollo de aplicaciones móviles para VLC, como pueden ser controles de acceso o de identificación, al sector automovilístico y a la iluminación inteligente de interiores, incluyendo servicios de localización. Además, parte de su financiación proviene de proyectos públicos de investigación, como el de su solución de control de acceso **LightKey** que cuenta con financiación europea del programa H2020, o su producto para el sector automovilístico, que aún está por patentar y se enmarca en el proyecto europeo Euripides² [44].

- **FireflyLiFi**: propiedad de la empresa estadounidense LightPointe Communications, FireflyLiFi se caracteriza por ser fabricante de soluciones para oficinas, industrias, transporte y vehículos que integran VLC y LiFi, como su producto **SecureLink** [45]. Es de reseñar su aportación al uso de VLC en las redes 5G para ciudades inteligentes, tras la presentación de un prototipo de lámpara de exterior que puede utilizarse de enlace de comunicaciones usando el espectro de luz visible e integrando Wi-Fi, Li-Fi y LTE.
- **Disney Research**: la vertiente más tecnológica de Disney también se ha interesado por las comunicaciones mediante luz visible [46]. En este caso, definen el concepto de IoT como *Internet of Toys*, debido al interés que podría tener para la compañía integrar VLC en los LEDs de los juguetes. De esta forma, sin sufrir la mala fama y los inconvenientes que presentan las tecnologías RF, los juguetes que incluyan VLC podrían ofrecer todas las funcionalidades que ya existen hoy en día derivadas de la conectividad a Internet y otros dispositivos, y además, de manera mucho más llamativa para el público infantil y a bajo coste.

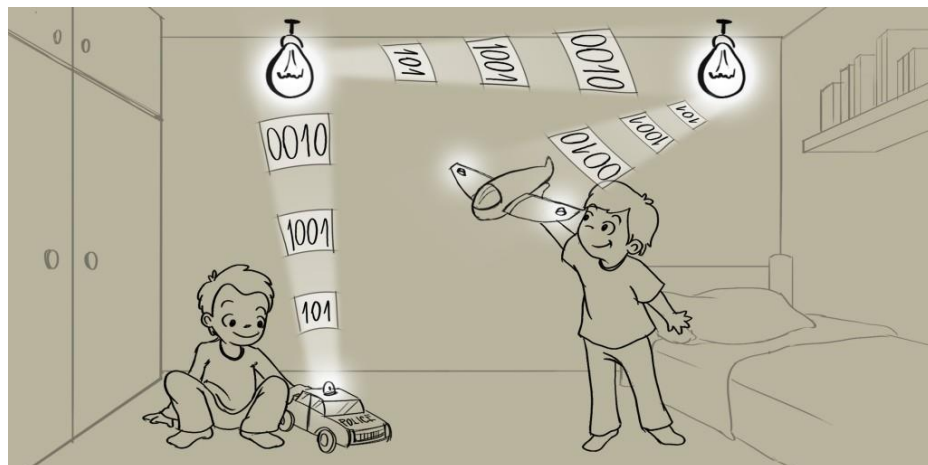


Figura 2-15: Concept Art de la comunicación VLC de Disney Research.
(Fuente: [47])

3 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA (PARTE DIGITAL)

Anterior al desarrollo de los circuitos analógicos para el transmisor y el receptor Li-Fi se sitúa el diseño e implementación del sistema digital que se encarga del procesamiento de la señal OFDM. Este trabajo se abordó en un Trabajo Fin de Grado presentado en el año 2015 [1] y en este capítulo se pretende resumirlo, así como indicar las modificaciones que se han realizado de cara a la integración con la parte analógica.

3.1 Especificaciones del Sistema

En este proyecto se partía del sistema definido para la **capa PHY del estándar PRIME (v1.3.6)** [48] para la transmisión de símbolos OFDM. En él se incluye toda la serie de bloques adicionales necesarios para una comunicación robusta utilizando OFDM, por lo que sirve de punto de partida para utilizarlo en la transmisión Li-Fi. Tal y como se muestra en la Figura 3-1, en el estándar se especifica la cadena de bloques del transmisor, dejando libertad para el diseño de la cadena analógica en el receptor. Aún así, la mayoría de los bloques realizan simplemente el procesado inverso al de su equivalente en el transmisor, y cuando no sea el caso, se detallará más minuciosamente su funcionamiento.



Figura 3-1: Diagrama de bloques descrito en las especificaciones de PRIME.

(Fuente: [48])

En el estándar PRIME se especifica el esquema de modulación OFDM para la transmisión en la banda CENELEC A del espectro, que se corresponde con las frecuencias desde los 3 kHz hasta los 95 kHz y que está reservada para el uso de los proveedores de energía eléctrica. En concreto, la capa PHY de PRIME se centra en el uso de las frecuencias desde los **41'992 kHz hasta los 88'867 kHz**, para evitar los problemas de impedancia y ruido que aparecen en las frecuencias por debajo de los 40 kHz. Cada uno de los símbolos OFDM transmitidos en la carga útil de la trama de PRIME tiene una duración de 2.24 ms y está compuesto por **1 subportadora piloto para la modulación diferencial y 96 subportadoras de datos**, lo que hace un total de 97 subportadoras. En el estándar además, se contempla el uso de las constelaciones diferenciales DBPSK, DQPSK y D8PSK, aunque se deja cierta libertad al diseñador para determinar otros parámetros como el número de puntos de la IFFT/FFT o la frecuencia de muestreo.

En [1], se determinó utilizar únicamente la modulación DQPSK, y se simplificó el sistema haciendo que la señal transmitida estuviera en banda base. Sin embargo, de cara a la integración con la parte analógica del sistema que se pretende abordar ahora, será necesario generar dicha señal en la frecuencia adecuada descrita en el estándar PRIME (en torno a los 65KHz de frecuencia central). Como se detallará más adelante, esto se conseguirá aumentando el número de puntos de la IFFT/FFT y la frecuencia de muestreo de los convertidores.

3.2 Modelo en Matlab

Antes de implementar el sistema en el microcontrolador, en [1] se modelaron los principales bloques por los que pasan los datos en Matlab, con un doble objetivo: por una parte, poder comparar la salida bloque a bloque entre ambos sistemas para comprobar su funcionamiento. Por otro lado, el empezar implementando en Matlab el sistema ayuda a comprender el funcionamiento de cada bloque, facilitando así el paso a la aplicación hardware.

De esta forma el proyecto en Matlab consta de un script **main** que llama a los scripts de transmisor (**tx**) y receptor (**rx**). En él se determina una cadena de caracteres ASCII de entrada, que tomarán los scripts de transmisor y receptor para hacerla pasar por los distintos bloques especificados en el estándar, llamando a cada función correspondiente. Si todo funciona bien, a la salida del receptor deben obtenerse los mismos caracteres ASCII que se usaron en la entrada del transmisor.

En [1] puede consultarse con más detalle toda la información sobre dicho modelo Matlab, incluyendo el código implementado.

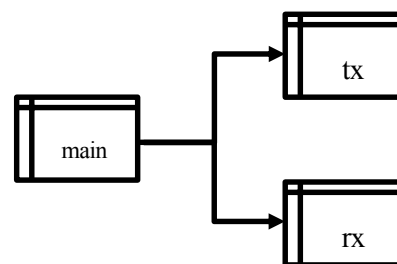


Figura 3-2: Scripts principales.

3.3 Plataforma de desarrollo

El componente central del proyecto es el microcontrolador **STM32F407VG**, cuyo core es un ARM Cortex-M4 de 32 bits. Además de contar con las interfaces típicas (I2C, GPIO, SPI, USART...), convertidores analógico-digital y digital-analógico, suficiente memoria (1MB de Flash, 112KB de SRAM,..) y alcanzar hasta 168MHz, ofrece una serie de instrucciones específicas para el procesamiento digital de señales, muy útiles para implementar algunos de los distintos bloques del transmisor y receptor. En concreto, a lo largo del código, se ha hecho uso en la medida de lo posible de la **CMSIS-DSP Software Library** [49].

Para trabajar con él, se ha elegido utilizar el kit de desarrollo **STM32F4Discovery**, que dispone de un programador y depurador propios a través de mini-USB (ST-LINK), y multitud de conexiones con el microcontrolador y los periféricos a través de pines fácilmente accesibles. Esta plataforma, además, puede encontrarse a través de múltiples proveedores a precio ajustado y cuenta con una amplia comunidad de soporte en Internet, así como software de desarrollo que facilita la programación y depuración de las aplicaciones. Para hacer más asequible el diseño del proyecto, se optó por implementar de forma separada transmisor y receptor, cada uno en una placa de desarrollo.

Para este proyecto se utiliza principalmente el entorno de desarrollo **Keil uVision5**, que sirve tanto como para editar los ficheros fuente en lenguaje C y compilarlos, así como para cargar y depurar la aplicación. También, al comienzo de la etapa de programación la herramienta **STM32CubeMX** sirvió de apoyo en lo que respecta a la configuración y uso de los periféricos.

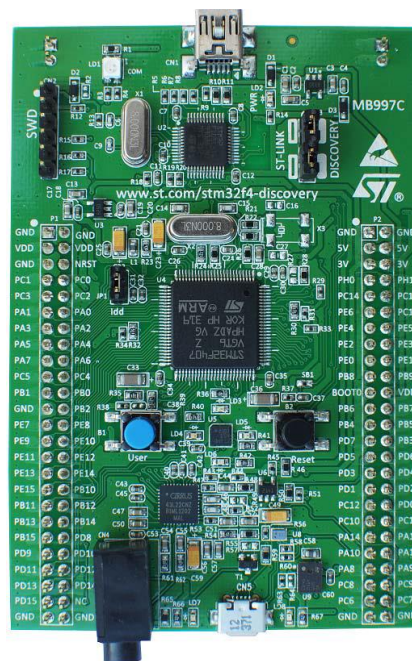


Figura 3-3: Placa de desarrollo STM32F4Discovery.
(Fuente: [77])

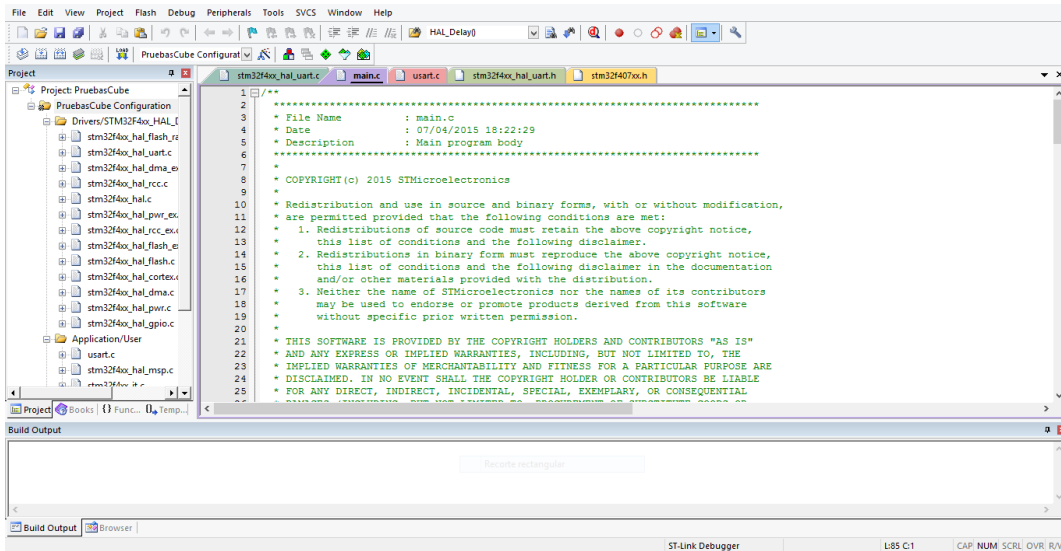


Figura 3-4: Captura del Keil uVision5.

3.4 Frecuencia de reloj del sistema

La frecuencia de reloj del sistema y el reparto del mismo entre los distintos periféricos afecta a parámetros tan importantes como la frecuencia de muestreo de los convertidores o la tasa de baudios de la UART. En este caso, se ha conseguido utilizar la máxima frecuencia de reloj del sistema configurando convenientemente los registros del RCC. Esta configuración de todos los prescalers y del oscilador principal del sistema se muestra en la Figura 3-5. Como se puede observar, en este caso el oscilador principal será el **oscilador a 8MHz** que incluye la STM32F4Discovery, y es posible determinar a qué frecuencia funcionan los relojes de los buses de los periféricos (**APB1 a 42MHz** y **APB2 a 84MHz**), para tenerlo en cuenta en la configuración de ADC y DAC.

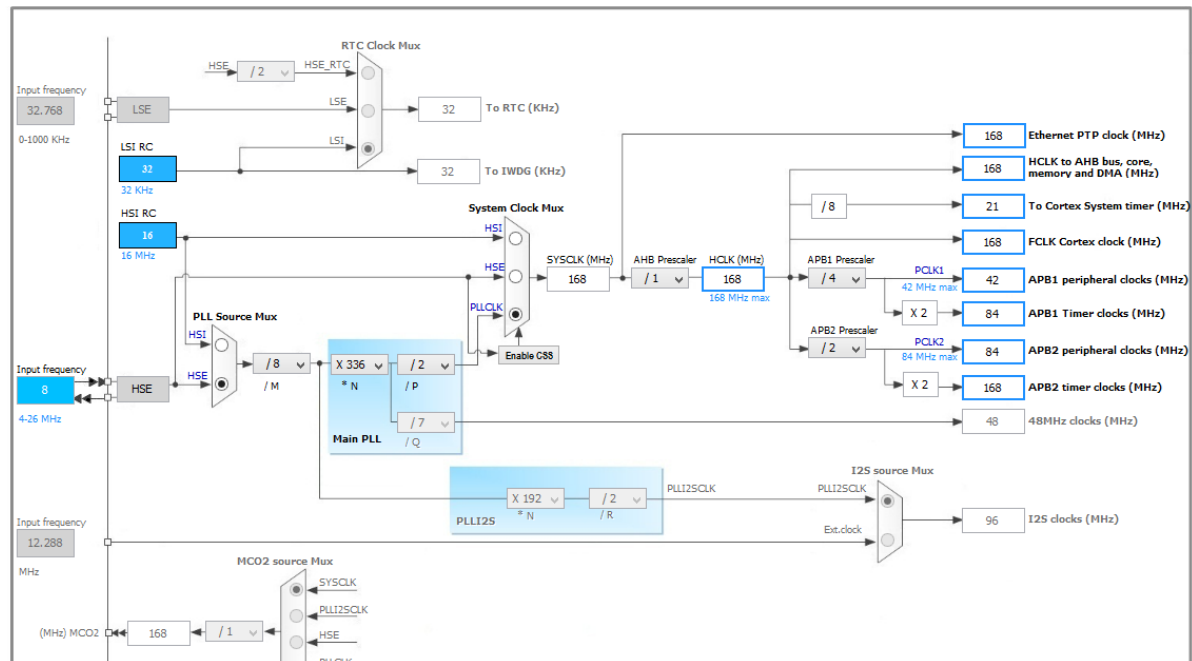


Figura 3-5: Representación del reparto del reloj del sistema que proporciona STM32CubeMX.

3.5 Periféricos y conexionado

3.5.1 UART y comunicación por puerto serie

Para poder disponer de una interfaz con el PC, necesaria a la hora de depurar el sistema, se ha utilizado la comunicación vía puerto serie, usando la **UART5** del micro y un convertor **UART-miniUSB (FTDI232)** y realizando las conexiones pertinentes, tal y cómo se muestra a continuación:



STM32F4	FTDI232
PC12 (UART5 TX)	RX
PD2 (UART5 RX)	TX
GND	GND

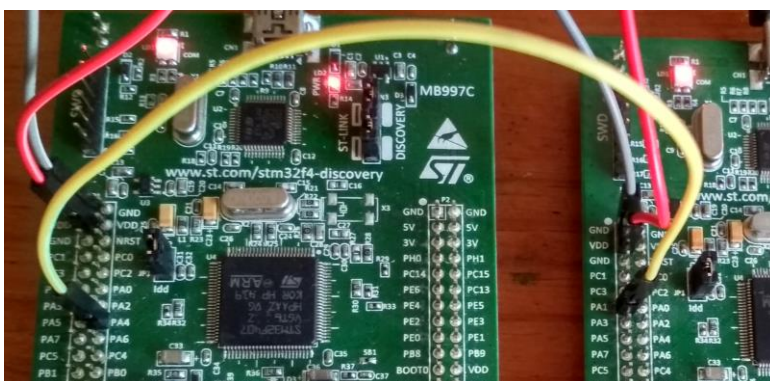
Figura 3-6: Conexionado entre la placa de desarrollo y el convertor FTDI232.

Para observar lo que se recibe por puerto serie se ha optado por utilizar la terminal del programa **Realterm**, que permite guardar en ficheros los datos. La configuración utilizada de la **UART5** es la siguiente:

- 9600 baudios
- Sin bit de paridad
- 8 bits de datos
- 1 bit de parada
- Sin control de flujo

3.5.2 Convertidores analógico/digital y digital/analógico

Al separar transmisor y receptor en placas distintas, a la hora de hacer las pruebas, el DAC de la placa que funciona como transmisor debe comunicarse con el ADC de la placa del receptor. En este caso, en el que no se contaba aún con la parte analógica del sistema, dicha comunicación se realizó con el conexionado directo a través de un cable, tal y como se muestra en la Figura 3-7:



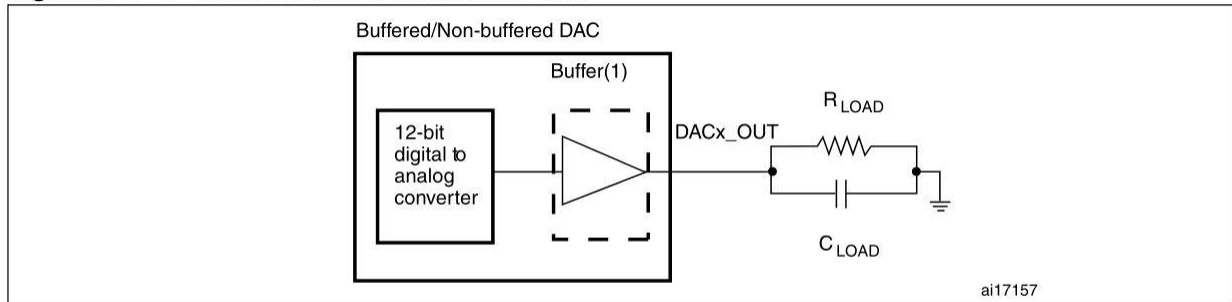
Transmisor	Receptor
PA4 (DAC1 OUT)	PA1 (ADC1 IN)
VDD	VDD
GND	GND

Figura 3-7: Detalle de la conexión entre convertidores (cable amarillo).

Cabe destacar en la configuración de los convertidores el uso de la **DMA** para pasar directamente los datos a memoria, y así no tener que cargar con esa tarea al procesador. Además, en ambos el disparo se controla a través de los temporizadores disponibles, estableciendo así la frecuencia de muestreo.

Como novedad frente a [1], en este proyecto se debe tener en cuenta para el diseño analógico tanto la impedancia de salida del DAC como la impedancia de entrada del ADC. Según lo expuesto en [50], se activará el buffer de salida integrado configurando el registro **DAC_CR**, con el objetivo de mejorar la **impedancia de salida del DAC**, cuyo valor máximo pasará a ser de **15 kΩ**.

Figure 52. 12-bit buffered /non-buffered DAC



1. The DAC integrates an output buffer that can be used to reduce the output impedance and to drive external loads directly without the use of an external operational amplifier. The buffer can be bypassed by configuring the BOFFx bit in the DAC_CR register.

Figura 3-8: Buffer integrado en el DAC.
(Fuente: [50])

La intensidad a la salida de los DAC de microcontroladores como éste suele ser bastante pobre, así que con esto se pretende que al menos pueda aprovecharse la máxima posible para atacar a la carga que supondrá el LED y la demás circuitería del transmisor. A través de simulaciones, detalladas en capítulos posteriores, se establecerá si es suficiente activar el buffer integrado o es necesario otro buffer o amplificador en la etapa analógica. Por otro lado, **la impedancia máxima de entrada del ADC** también está determinada en [50] y es de **50 kΩ**.

También, como ya se ha comentado, será necesario multiplicar por cuatro la frecuencia de muestreo de los convertidores para situar la señal de salida en torno a los 65 kHz. Esto hace que, si anteriormente se utilizaba un contador de 0 a 1344, generando una frecuencia de muestreo de 62.5 kHz, ahora los convertidores se dispararán cuando el contador llegue a 336, lo que resulta en una **frecuencia de muestreo de 250 kHz**.

Teniendo en cuenta todo esto, de forma más detallada, la configuración final de los convertidores se resume en la Tabla 3-1:

	DAC1 (Canal 1)	ADC 1 (Canal 1)
Pin	PA4	PA1
Resolución	12 bits	12 bits
Alineación de los datos	A la derecha	A la derecha
Disparo	Timer 6	Timer 2
Frecuencia de muestreo	250 kHz (Contador de 0 a 336)	250 kHz (Contador de 0 a 336)
DMA	DMA1, Canal 7, Stream5 (Modo circular activado)	DMA2, Canal 0, Stream0. (Modo circular desactivado)
Buffer	Buffer de salida ON	-

Tabla 3-1: Resumen de la configuración de los convertidores.

3.6 Funcionamiento general

En el esquema de la Figura 3-9 se muestra el funcionamiento general de la implementación en el microcontrolador del sistema. En dicho esquema se ha querido mostrar de forma gráfica que cada bloque engloba una funcionalidad específica desarrollada en código C en su función o funciones correspondientes, incluyendo la gestión y configuración de los periféricos, como pueden ser los convertidores o la UART. Para las pruebas se toman como datos a la entrada una cadena de caracteres de longitud conocida (49 caracteres) cuya información se repartirá en el número necesario de símbolos OFDM (10 en este caso).

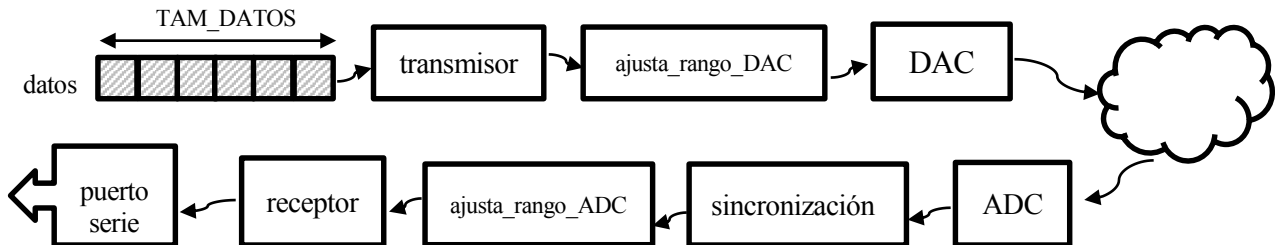


Figura 3-9: Esquema general de funcionamiento.

Aunque se haya elegido utilizar dos STM32F4Discovery, una para el transmisor y otra para el receptor, el código es el mismo en ambas, eligiéndose el modo de funcionamiento al principio de la ejecución del código según el nivel de la entrada digital **PC6**.

Además, para facilitar las pruebas con las etapas analógicas, se han realizado una serie de modificaciones en el funcionamiento general que es importante señalar. En [1], tanto transmisor como receptor funcionaban a ráfagas, por lo que el transmisor tomaba los datos de entrada determinados de antemano, los procesaba, y los enviaba mediante el DAC en bucle. Por su parte, el receptor comenzaba su ejecución intentando sincronizarse con el preámbulo que se incluye al principio de la transmisión. En el momento en el que establecía que la sincronización era correcta, se tomaban los datos del ADC y se procesaban, terminando la ejecución tras mandar los resultados de dicho procesado por la UART en el caso de ser necesario. Todo este proceso se señalizaba mediante algunos de los LEDs que incluye la placa, identificando algunos de los estados en los que se encontraba la ejecución del código.

En este caso, el funcionamiento del transmisor será bastante similar, ya que sigue funcionando a ráfagas, procesando desde el principio hasta el final de la cadena de bloques los datos fijos a la entrada. Sin embargo, no se comenzarán a enviar los datos por el DAC en bucle hasta que se pulse el botón de usuario. Por otro lado, la parte del receptor se ha simplificado para que sólo recoja las muestras obtenidas por el ADC, con el objetivo de realizar el posterior procesado mayormente en Matlab. Para este propósito se ha tenido que calcular un **umbral de ruido**, a partir del cuál se consideran válidas las muestras recogidas, y el buffer del ADC comienza a llenarse. Este buffer es el que luego puede transmitirse a través de la UART al PC, para recoger los datos en un fichero de texto y poder tratarlos con Matlab.

En la siguiente página puede compararse el funcionamiento general anterior, descrito en la Figura 3-10, con el actual, en la Figura 3-11. Además, a pesar de haber eliminado todo el procesado del receptor en este nuevo código, en los siguientes apartados se explicará de forma resumida el funcionamiento que se tenía en el código de [1] del mismo, para complementar la explicación sobre el transmisor y así facilitar la comprensión sobre el posterior procesado que se desea realizar en Matlab.

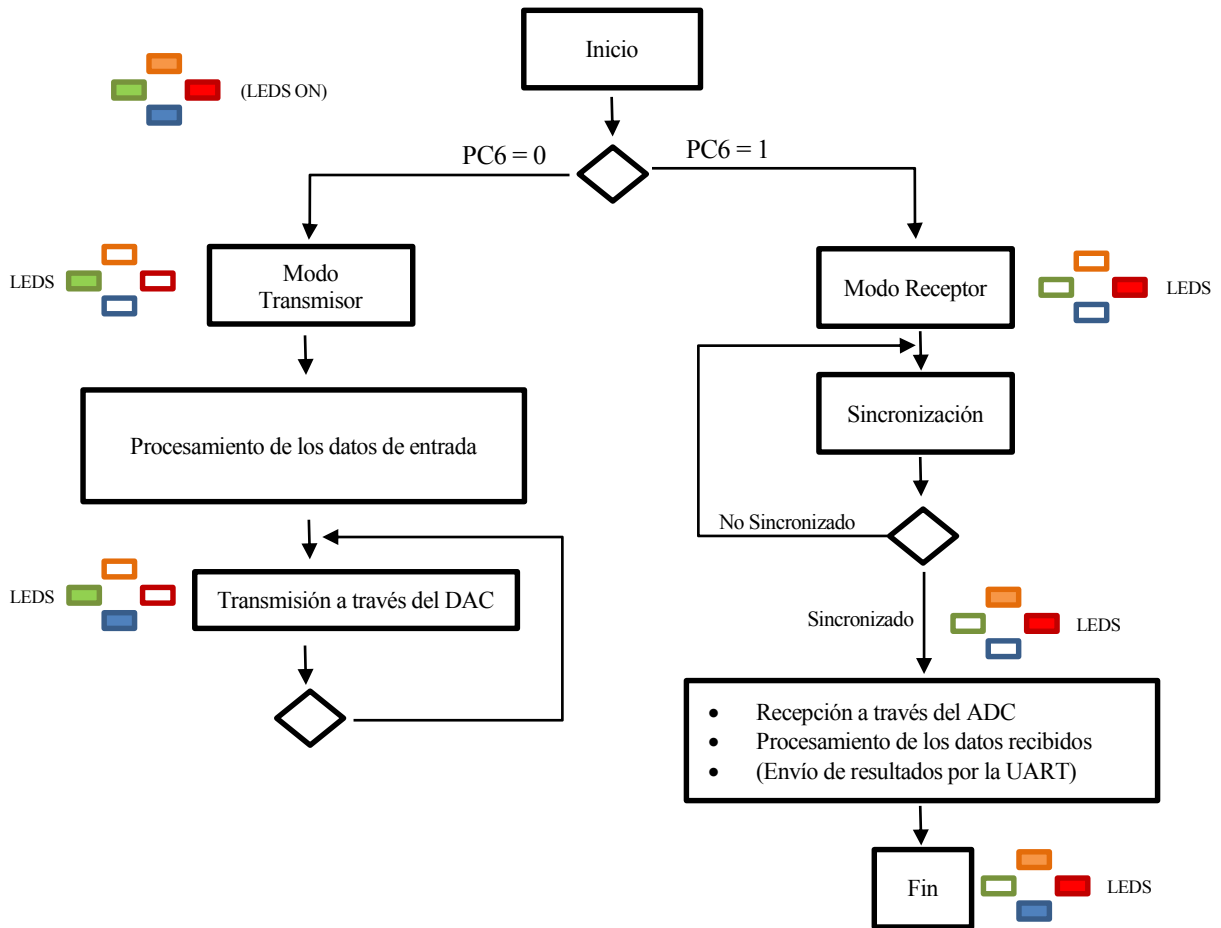


Figura 3-10: Funcionamiento general del código implementado en [1].

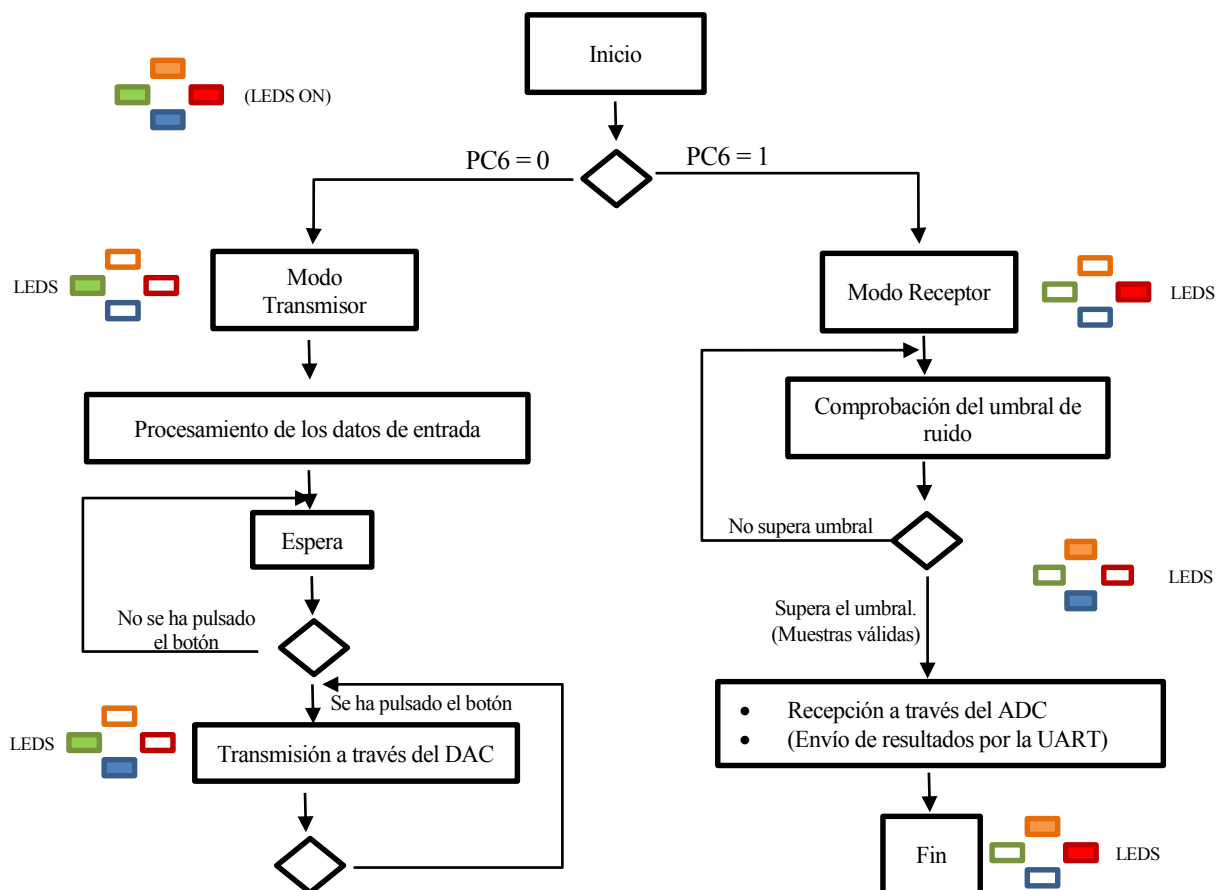


Figura 3-11: Funcionamiento del código implementado en este proyecto.

3.7 Implementación del Transmisor

A continuación se detalla la implementación en el microcontrolador de cada uno de los bloques requeridos en la transmisión de la señal OFDM, cuyo flujo se esquematiza en la Figura 3-12. Además, al ser la primera vez en la memoria que se presentan dichos bloques, se explicará con un poco de más detalle la funcionalidad de cada uno y lo que aportan al sistema. En la mayoría de los casos, la división del código en funciones se ha realizado de forma análoga a la división en bloques propuesta por el estándar PRIME, mostrado anteriormente en la Figura 3-1. Sin embargo, también se han tenido que añadir otras funciones encargadas del acondicionamiento de los datos y la configuración de los periféricos.

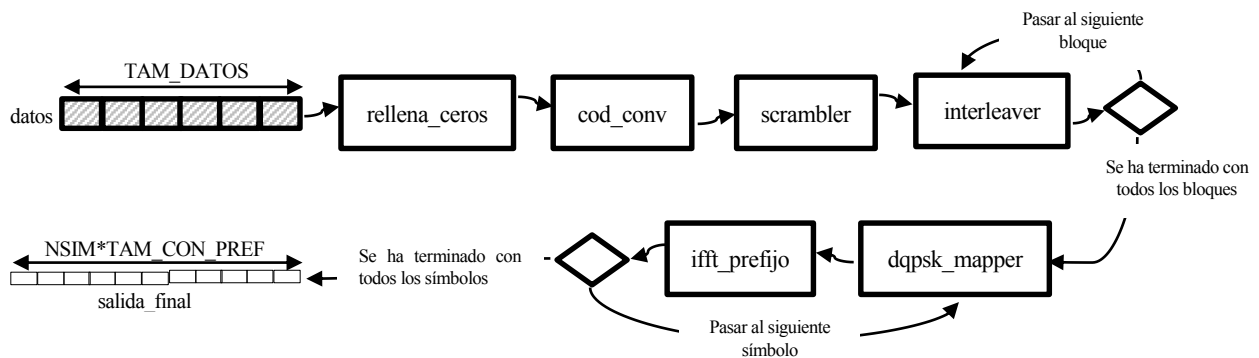


Figura 3-12: Esquema general del transmisor implementado.

En [1] puede consultarse el código implementado en C, así como el detalle de cada una de las funciones incluidas.

3.7.1 Formación de la trama

Para cubrir los casos en los que la cantidad de bits a la entrada no es exactamente múltiplo del número de bits que caben en un símbolo OFDM, el primer paso es rellenar la cadena de caracteres con los ceros que sean necesarios al final. Tanto el número de datos a la entrada, como el tamaño calculado para las cadenas de bits de entrada y salida a cada bloque, se establecen a través de macros en el fichero **main.h**, para que sea el compilador el que realice los cálculos previos necesarios.

3.7.2 Codificador convolucional e interleaver

Para mejorar la tasa de error de bit en recepción (BER), se incluye en el sistema un bloque encargado de añadir **información redundante** a los bits transmitidos: **el codificador de canal o FEC**. En este caso se utilizará un **codificador convolucional**, que trabaja de forma continua sobre un flujo de datos de cualquier tamaño. Si se toma como ejemplo el codificador convolucional definido en PRIME, representado en la Figura 3-13, los parámetros que lo definen serían:

- **n = 2**. Número de bits de la palabra codificada a la salida.
- **k = 1**. Número de bits de los datos a la entrada.
- **m = 7**. Longitud del código. Incluye los bits que se van almacenando en cada registro de desplazamiento así como el bit actual de la entrada.
- **Polinomios generadores = 1111001 y 1011011** respectivamente. Indican en cada posición si se contribuye a la XOR de cada salida (1=sí se contribuye, 0=no).

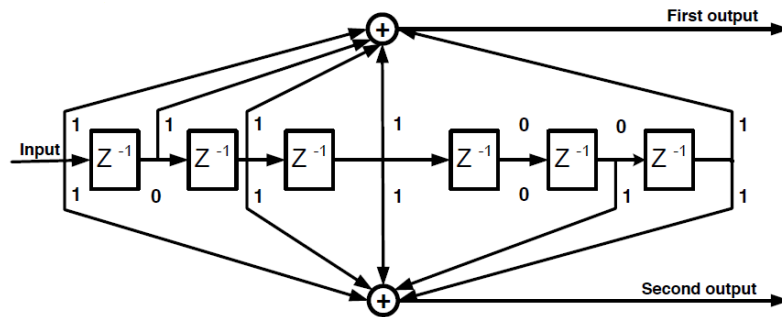


Figura 3-13: Codificador convolucional a implementar.

(Fuente: [48])

Es recomendable que el codificador de canal vaya acompañado de un interleaver o entrelazador, por eso en el sistema definido en el estándar PRIME también se incluyen dichos bloques. Como se detallará en posteriores apartados, el interleaver se encarga de entremezclar los datos redistribuyendo los bits erróneos en el caso de que se produzcan errores en ráfaga. De esta forma, en el receptor, al FEC le llegan los bits erróneos de forma distribuida, tal y como se muestra en la Figura 3-14. Esto ayuda a que se consigan tasas de error mucho más bajas, ya que el decodificador de Viterbi, una de las implementaciones más comunes para el decodificador, se aprovecha de ello en su funcionamiento.

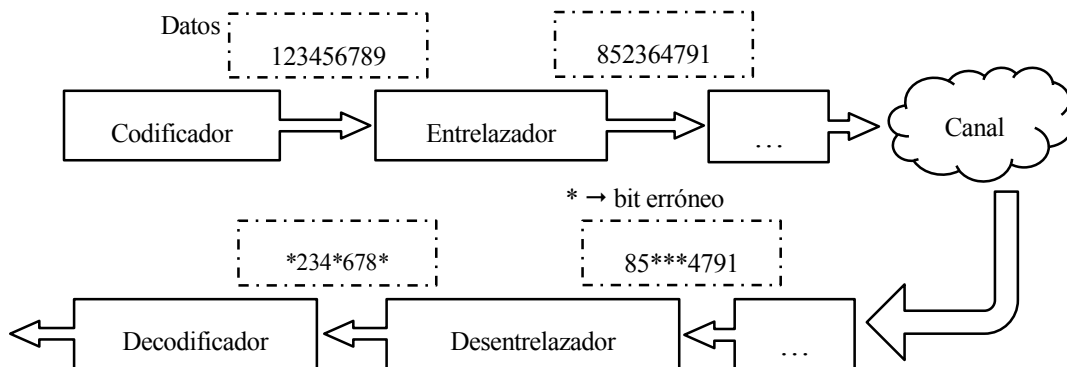


Figura 3-14: Redistribución del error en ráfaga en un sistema con codificador y entrelazador.

Como puede observarse, el codificador convolucional trabaja con un flujo continuo de bits, por lo que su implementación en el microcontrolador procesará toda la cadena completa de bits de información a la entrada, más los ceros incluidos al final. También, al ser $n=2$, el número total de bits que pasa al siguiente bloque se duplica.

3.7.3 Scrambler

Para no dificultar el procedimiento de sincronización, así como para evitar picos indeseados de amplitud a la salida de la IFFT, es conveniente que la cadena de bits no contenga secuencias repetidas periódicamente, ni largas cadenas de unos o ceros. Para esto se incluye este bloque, que aleatoriza el flujo de datos calculando la XOR con una secuencia generada por un conjunto de registros de desplazamiento. En el caso del estándar PRIME, la secuencia pseudoaleatoria es de 127 bits y se calcula usando los registros de desplazamiento mostrados en la Figura 3-15:

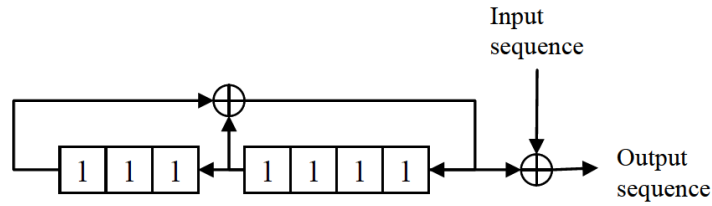


Figura 3-15: Scrambler.

(Fuente: [48])

Para implementar el scrambler, en lugar de generar continuamente la secuencia pseudoaleatoria con el registro de desplazamiento, se guarda dicha secuencia ya calculada de 127 bits en memoria para ir haciendo la XOR byte a byte, ya que se cuenta con memoria suficiente. Para conservar la ciclicidad de la secuencia al pasarla a un vector de bytes, hay que concatenarla repetida ocho veces como mínimo, obteniendo así un vector de 127 bytes. Teniendo este vector en memoria, la función del scrambler simplemente lo recorre tantas veces como sea necesario haciendo la XOR con el vector de bytes de entrada.

3.7.4 Interleaver

Este bloque, como ya se ha adelantado, entremezcla de nuevo los datos para redistribuir los posibles errores en ráfagas que introduce el canal. Para realizar esto, en el estándar PRIME se utiliza un interleaver de bloque que actúa sobre un grupo de N_{BPS} bits (número de bits por símbolo OFDM). Dicho número depende de las portadoras ocupadas y del número de bits por portadora. En el caso de la implementación que se realizó en [1], al utilizar una modulación DQPSK, el número de bits por portadora es igual a dos. Además, en cada símbolo OFDM hay 96 portadoras de información ocupadas, por lo que el interleaver trabajará sobre bloques de $N_{BPS} = 96 \cdot 2 = 192$ bits.

Tal y como se muestra en la Figura 3-16, el estándar define la fórmula mediante la cuál se obtienen los índices de los bits que se van transmutando a la salida del entrelazador. Al igual que lo que se hace en la implementación del scrambler, ya que se dispone de memoria suficiente, se calculan con anterioridad los valores obtenidos en dicha fórmula y se guardan en un vector para utilizarlos directamente.

Let $N_{CBPS} = 2 \times N_{BPS}$ be the number of coded bits per OFDM symbol in the cases convolutional coding is used. All coded bits must be interleaved by a block interleaver with a block size corresponding to N_{CBPS} . The interleaver ensures that adjacent coded bits are mapped onto non-adjacent data subcarriers. Let $v(k)$, with $k = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1$, be the coded bits vector at the interleaver input. $v(k)$ is transformed into an interleaved vector $w(i)$, with $i = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1$, by the block interleaver as follows:

$$w((N_{CBPS} / s) \times (k \text{ mod } s) + \text{floor}(k/s)) = v(k) \quad k = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1$$

The value of s is determined by the number of coded bits per subcarrier, $N_{CBPSC} = 2 \times N_{BPS}$. N_{CBPSC} is related to N_{CBPS} such that $N_{CBPS} = 96 \times N_{CBPSC}$ (payload) and $N_{CBPS} = 84 \times N_{CBPSC}$ (header)

$s = 8 \times (1 + \text{floor}(N_{CBPSC}/2))$ for the payload and
 $s = 7$ for the header.

Figura 3-16: Extracto del estándar dónde se define la fórmula del interleaver.

(Fuente: [48])

3.7.5 Mapper

En el estándar PRIME se define un mapper capaz de realizar tanto DBPSK como DQPSK y D8PSK, pero en [1] sólo se implementó la variante para DQPSK (ver Figura 3-17). Por lo tanto, se toma la salida del interleaver de dos en dos bits, y según la posición de la constelación que representa, se le suma la fase correspondiente a la fase acumulada de los bits anteriores para realizar la modulación diferencial. En el caso de DQPSK, el incremento de fase mínimo es de $\frac{\pi}{2}$, la portadora de referencia al inicio es $1 + 0j$ y la fase a sumar que depende de los bits a transmitir se muestra en el cuadro de la Figura 3-17.

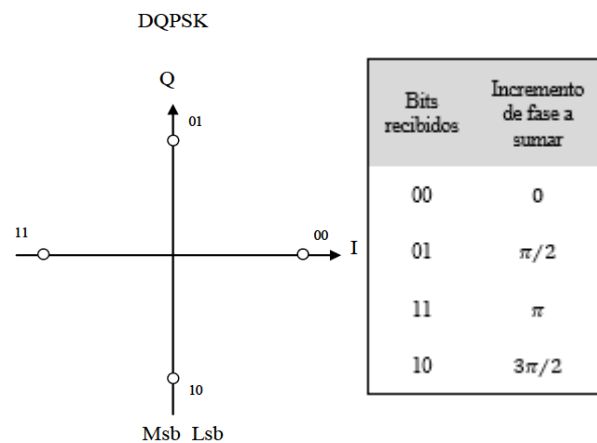


Figura 3-17: Mapeado definido para DQPSK en PRIME.

(Fuente: [48])

Además, en el estándar se establece que se disponen de 96 portadoras de información, teniendo que insertar al principio la portadora de referencia. Esto hace un total, para DQPSK, de 192 bits de información por símbolo OFDM, lo que encaja con el tamaño del bloque de bits que procesa el interleaver. Sin embargo, en este proyecto aparece la necesidad de adaptar este esquema de transmisión al canal óptico, y por tanto, asegurar que la señal transmitida sea real imponiendo la simetría hermitica en la entrada de la IFFT. Esto provoca que finalmente, sólo se disponga de **48 portadoras de información realmente útiles en cada símbolo OFDM**, o lo que es lo mismo, sólo pueden transmitirse **96 bits de información por símbolo OFDM**. Para solventar este requerimiento adicional, se dividen los bloques de 192 bits procesados por el interleaver a la entrada del mapper por la mitad, tal y cómo se representa en la Figura 3-18, obteniéndose así, los 96 bits que se necesitan para obtener las 48 portadoras de información. Finalmente, la salida del mapper pasa directamente como entrada a la función que coloca las portadoras para hacer la IFFT, por lo que, siguiendo el formato que necesita esta función en el vector de salida, cada portadora estará representada por su parte real e imaginaria colocadas consecutivamente, tal y cómo se detalla en el siguiente apartado.

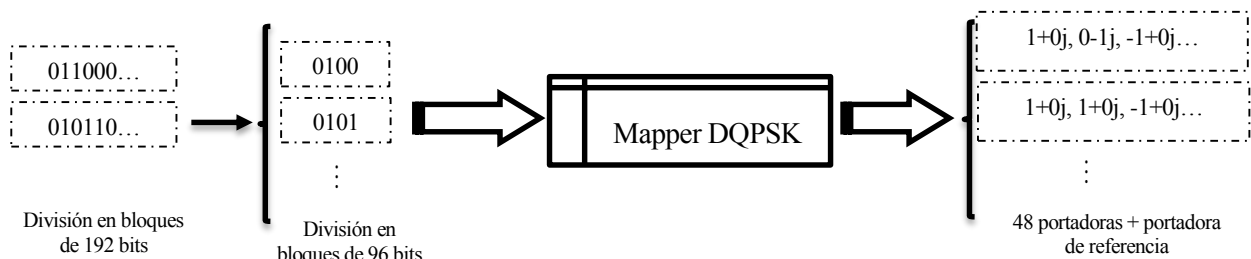


Figura 3-18: División del bloque de salida del interleaver para cuadrar el número de bits necesario por símbolo OFDM.

3.7.6 IFFT + Prefijo cíclico

Tal y como se ha adelantado en el apartado anterior, ya que la salida de la IFFT debe ser real, en el vector de entrada las portadoras deben estar dispuestas cumpliendo la condición de **simetría Hermítica**, representada en la Figura 3-19:

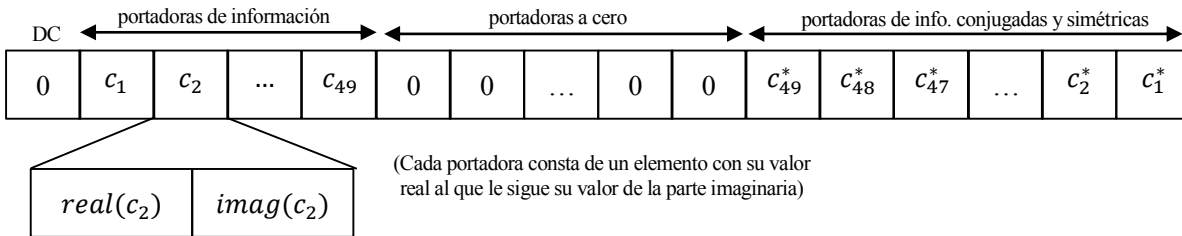


Figura 3-19: Colocación de las portadoras a la entrada de la IFFT.

Ya que el resultado del mapper sigue este formato de [parte real | parte imaginaria] para todas las portadoras, sólo hay que copiarlas en el lugar correspondiente del vector de entrada de la IFFT. A partir de aquí, para implementar la IFFT utilizada en [1] de 128 puntos, se hace uso de las funciones de la librería *arm_math.h*. Incluyendo esta librería se pueden utilizar todas las funciones especializadas de procesamiento digital de la señal que incluye la CMSIS-DSP Software Library [49].

Como novedad en este proyecto, y con el objetivo de situar la frecuencia central de la señal transmitida dónde establece el estándar, **se ha sustituido la IFFT de 128 puntos por una de 512 puntos**, multiplicando por cuatro el tamaño del vector de entrada. También, para situar correctamente las portadoras, se ha seguido el esquema descrito en [48] y mostrado en la Figura 3-20, pero insertando el símbolo completo ya montado como se ha enseñado en la Figura 3-19.

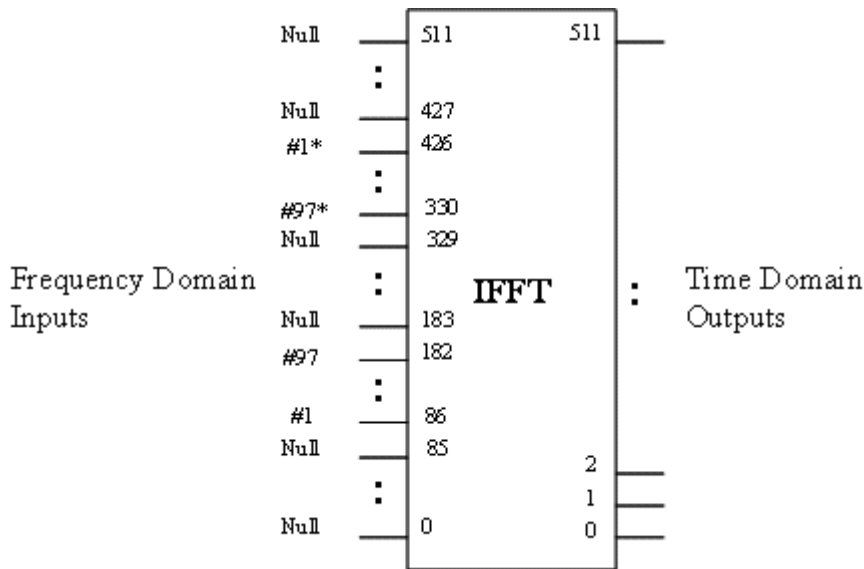


Figura 3-20: Esquema de la colocación de las portadoras para una FFT de 512 puntos. (Fuente: [48])

Además, en la misma función se aprovecha para añadir el prefijo cíclico, lo que consiste en coger un número de muestras determinado del final del símbolo (NCP muestras, con $NCP = 12$) y colocarlas al principio. La propiedad de periodicidad de la IFFT/FFT garantiza que esta operación tendrá como resultado una señal periódica y el símbolo no sufrirá ninguna interrupción abrupta añadida, por lo que su ancho de banda no aumenta. Aunque al utilizar el prefijo cíclico se tira parte de la capacidad de transmisión, evita aumentar el espectro transmitido a la vez que hace al sistema aún más robusto ante la interferencia entre símbolos.

Esto se ilustra en la Figura 3-21, donde s_n es el símbolo actual, cuya duración es T'_s , incluyendo su duración original T_s y el prefijo cíclico PC.

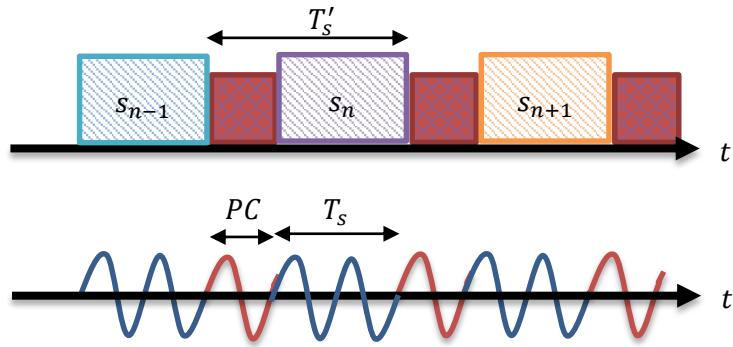


Figura 3-21: Utilización del prefijo cíclico.

3.7.7 Ajuste de los datos para el DAC

Antes de pasar los datos al DAC se hace necesario ajustar el rango de los mismos para que se adecúen al rango utilizado en los convertidores, que va en tensión desde 0 a 3.6V. Para ello se utiliza una función que realiza las siguientes transformaciones:

1. Del vector de datos resultado de la IFFT, se tomará sólo las partes reales, ya que al disponer los datos de entrada con simetría hermítica, las partes imaginarias resultan ser cero.
2. Se saturan los valores obtenidos al rango, en aritmética flotante, desde -0.2 a 0.2.
3. Se multiplica el resultado por 3 para aumentar el rango de señal a la salida, sin sobrepasar el rango del DAC y del ADC.
4. Se multiplica por $2^{bits\ de\ resolución-1} - 1 = 2047$ al tener configurado el DAC con 12 bits de resolución.
5. Se suma el valor medio (+2047) para que la señal sea unipolar.
6. Se pasa de variables tipo float a uint16.

Estas transformaciones dan como resultado una señal con un máximo de 2.87V y un mínimo de 0.72V, en torno a un valor medio de 1.795V. Por tanto, se cuenta aproximadamente, con un rango de 2Vpp de máximo.

3.8 Implementación del Receptor

Tras repasar la implementación en el microcontrolador del transmisor, se comentarán a continuación las funciones que se implementaron en [1] para la cadena análoga del receptor, esquematizada en la Figura 3-22.

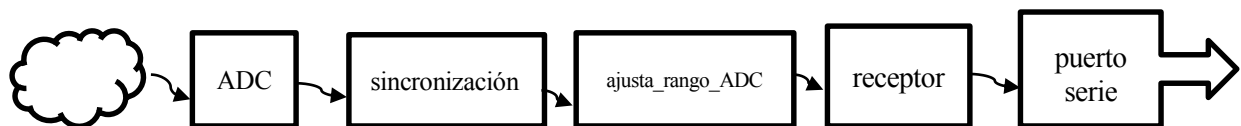


Figura 3-22: Diagrama general del receptor.

Como ya se ha dicho, el estándar deja bastante libertad al respecto, por lo que la solución que se presentó no es la única que podría funcionar. Además, se incluyeron los bloques anteriores de sincronización, configuración de los convertidores y ajuste del rango de la entrada.

3.8.1 Sincronización

Para que el receptor pueda identificar el principio de la trama se ha añadido un **preámbulo compuesto de 32 muestras de un símbolo OFDM elegido de forma aleatoria**. Mientras que en [1], este preámbulo se detectaba mediante un algoritmo que iba buscando el máximo del **producto escalar** del mismo y el buffer de sincronización dónde va entrando cada muestra que se recibe por el ADC, en este caso, se utilizará para establecer el umbral mínimo de ruido que sirve de disparo para almacenar los datos recogidos por el ADC.

De forma experimental, se ha calculado este umbral observando la señal recibida a través del osciloscopio, en la que tal y cómo se muestra en la Figura 3-23, puede distinguirse el preámbulo con los picos máximos de tensión, y así calcular el valor en bits equivalente en el ADC del umbral que debe detectarse.

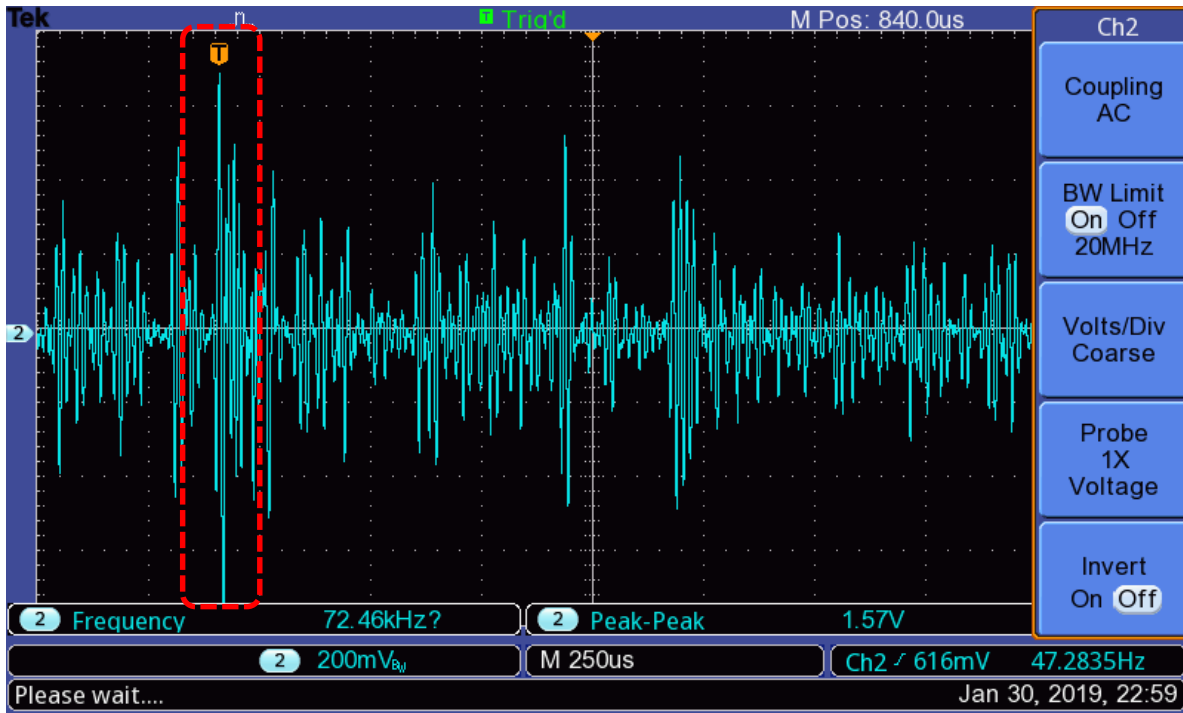


Figura 3-23: Resultado de la señal DCO-OFDM recibida, con el preámbulo destacado en rojo.

3.8.2 Ajuste de los datos recibidos por el ADC

Tras la sincronización, se tiene el vector con los datos que deberán procesarse en el receptor. Sin embargo, antes es necesario deshacer las transformaciones que se realizan en la última etapa del transmisor para ajustar los datos al rango de señal aceptado por el DAC. Por esta razón, se incluye antes de pasar por el receptor una función que realiza las transformaciones análogas para la obtención de los valores originales.

3.8.3 Receptor

Aquí se engloban todos los bloques de la cadena de bloques del receptor, que es análoga a la presentada en la Figura 3-1 para el transmisor PRIME. En general, las funciones implementadas aquí simplemente realizan el procesado inverso al realizado en el transmisor, aunque, en el caso de que sea necesario, se detallarán con más detenimiento aquellas funciones cuyo funcionamiento sea más complejo.

En la Figura 3-24 se esquematiza el flujo que se sigue, y en ella cabe destacar que se observa cómo el resultado del deinterleaver incluye todos los bloques procesados, al igual que el del demapper, mientras que la función que elimina el prefijo cíclico y realiza la FFT, da como salida un solo símbolo cada vez, con objeto de que sea la entrada del demapper sin necesidad de guardar todos los símbolos recibidos.

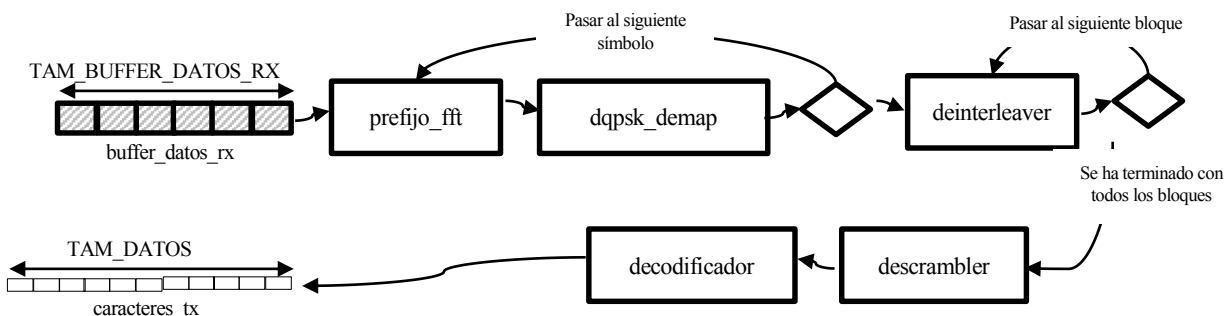


Figura 3-24: Funcionamiento del receptor.

3.8.4 Exclusión del prefijo cíclico + FFT

En este primer bloque, se desecha el prefijo cíclico de 12 muestras y se le pasa el vector resultado directamente a la función de la librería CMSIS-DSP que realiza la FFT. Cabe resaltar que dicha función es la misma que la que hace la IFFT en el transmisor (`arm_cfft_f32`), y sólo se debe cambiar el parámetro de entrada llamado `ifftFlag` cuyo valor en este caso es 0.

Al disponer a la entrada de la FFT de una señal real, a su salida se obtiene el vector de portadoras original con simetría hermitica, del cual deben extraerse las 49 portadoras útiles.

3.8.5 Demapper

A partir del vector con las 48 portadoras de datos y la de referencia, debe obtenerse la máxima información posible sobre los bits que representan, según el mapeado realizado en el transmisor utilizando DQPSK. Sin embargo, teniendo en cuenta que al final de la cadena el decodificador de Viterbi realizará una “*soft decision*” se deberá pasarle un valor real con la información sobre en qué lugar de la constelación está el bit en vez del bit decidido en sí (0 ó 1).

Aprovechando las funciones de la librería CMSIS-DSP, se realiza el siguiente procesado:

1. Se obtiene la fase de origen, multiplicando el vector de portadoras por sí mismo, conjugado y desplazado en una muestra. Esto da como resultado, tal y cómo se muestra a continuación, un vector cuyas portadoras contienen la fase diferencial, que realmente conforma la fase de origen.

Vector de portadoras recibido, conjugado y desplazado	$[e^{-j\varphi_0} e^{-j\varphi_1} e^{-j\varphi_2} e^{-j\varphi_3} e^{-j\varphi_4} e^{-j\varphi_5} \dots]$	(3-1)
Vector de portadoras recibido	$[e^{j\varphi_1} e^{j\varphi_2} e^{j\varphi_3} e^{j\varphi_4} e^{j\varphi_5} e^{j\varphi_6} \dots]$	
Resultado de la multiplicación	$[e^{j\varphi_1-\varphi_0} e^{j\varphi_2-\varphi_1} e^{j\varphi_3-\varphi_2} e^{j\varphi_4-\varphi_3} \dots]$	

2. Para facilitar la demodulación, a continuación se gira la constelación recibida, multiplicando el vector obtenido en el paso 1 por $e^{j\pi/4}$, o lo que es lo mismo, por $\frac{\sqrt{2}}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2}j \approx 0.707 + 0.707j$.
3. Tras el giro de la constelación, la información del primer bit de cada portadora queda en la parte imaginaria, mientras que la información del segundo bit queda en la parte real, por lo finalmente, se reordena la salida para que al interleaver la información le llegue siguiendo el esquema: [info 1er bit | info 2o bit | info 1er bit | info 2o bit |...].

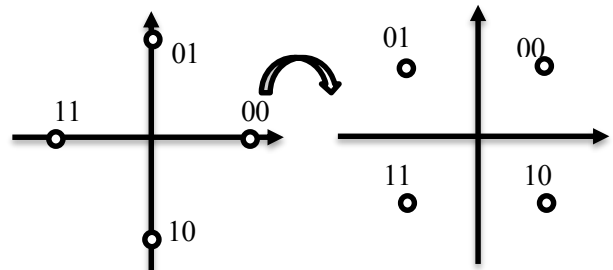


Figura 3-25: Giro de la constelación recibida

3.8.6 Deinterleaver

El primer paso tras la llamada a esta función, análoga al interleaver o entrelazador del transmisor, es reordenar la matriz de datos en bloques de 192 bits. Para ello, será necesario tomar bits de cada dos símbolos OFDM. Adicionalmente, a partir del demapper se trabaja con variables tipo *float*, que almacenan la información sobre cada bit recibido, lo que simplifica la forma de trabajar del deinterleaver, respecto a la del interleaver: en este caso no se trabajará a nivel de bit, si no que se intercambiarán los valores directamente con un bucle *while*, siguiendo el orden de los índices obtenidos con la fórmula definida en el estándar.

3.8.7 Descrambler

Como ya se ha hecho en el transmisor, para implementar el descrambler se guardará directamente en memoria la secuencia pseudoaleatoria definida en el estándar. La diferencia principal radica en que, de nuevo, al trabajar en este caso con variables flotantes, se transformará la secuencia original como se muestra en la Figura 3-26: la XOR con un 1 se interpretará en este caso como un cambio de signo, o lo que es lo mismo, la multiplicación

de la variable con un -1. De forma análoga, la XOR con un 0, pasará a ser el producto de la variable por 1, conservando el signo. Tampoco será necesario concatenarla repetida para conservar la ciclicidad de la secuencia, si no que directamente se dispondrá de un vector de 127 variables flotantes de valor 1 si en la secuencia original había un 0 y -1 en el caso contrario.

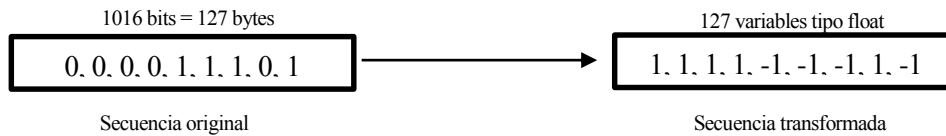


Figura 3-26: Transformación de la secuencia pseudoaleatoria original.

3.8.8 Decodificador de Viterbi

Para decodificar el resultado de una codificación convolucional suele utilizarse un bloque que implemente el algoritmo de Viterbi ya que resulta ser el más eficiente cuando m es menor que 10. En general, para decodificar hay que comparar los bits recibidos con todas las posibles secuencias que podrían obtenerse con el codificador, seleccionando la más parecida. La ventaja de utilizar el algoritmo de Viterbi es que, si se reciben L bits, en vez de tener que comparar con las 2^L posibles secuencias recibidas, se irán descartando las secuencias no válidas a lo largo de la ejecución del algoritmo, quedando sólo las válidas para comparar (esto se conoce como principio de optimalidad).

Debido a su complejidad, no se implementó este último bloque. De ser necesario, se tomará una función cedida por el GIT del departamento de Ingeniería Electrónica de la ESI que por motivos de confidencialidad no puede ser incluida en este proyecto.

4 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA (PARTE ANALÓGICA - TRANSMISOR)

Entre la salida del convertidor digital-analógico y el LED de alta potencia encargado de transmitir la señal OFDM, es necesario incluir una etapa analógica que actúe de interfaz entre ambos. Los requisitos que deben cumplirse en este diseño se desgranarán a lo largo de este capítulo, pero pueden resumirse en:

- La necesidad de mantener un **punto de operación estable para el LED** elegido. En este caso, en el que se contempla el uso de LEDs de alta potencia, los requerimientos en intensidad pueden ser muy exigentes. Esto se debe a que la respuesta del LED, y por tanto, la luminosidad que se consigue, es muy sensible a las fluctuaciones en la intensidad que lo recorre. Para resolver esto se deberá diseñar un circuito que actúe de driver, o buscar un integrado comercial adecuado para ello.
- Resolver el **correcto acoplamiento de la señal de información** proveniente del DAC. El orden de la intensidad que recorre los LEDs de alta potencia en su punto de operación suele situarse en las centenas de miliamperios, valores muy alejados a los que se manejan en las salidas analógicas de los microcontroladores. Por tanto, será necesario acondicionar dicha señal para aprovechar el máximo rango posible que permita el LED, y acoplarla a la corriente en DC que establece su punto de operación, sin que ambas señales interfieran entre sí. Tal y cómo se mostrará a continuación, existen diversas soluciones para resolver este problema, pero en este proyecto se ha elegido utilizar un transformador de ferrita para ello y también se estudiará la inclusión de una etapa de amplificación para la señal, utilizando componentes discretos.

Por tanto, en este capítulo, se pretende detallar el procedimiento de diseño de la etapa analógica del transmisor, haciendo hincapié en la resolución de los problemas que surgirán a lo largo del mismo. Además, se mostrarán las simulaciones realizadas para demostrar la viabilidad del diseño teórico, y se indicarán las aproximaciones y modelos utilizados en las distintas etapas del diseño.

4.1 Diseño inicial

Al revisar el trabajo previo existente en la literatura, referente al diseño de circuitos utilizados en transmisión de señales a través de VLC, se observa la generalización del uso de estructuras que, como se muestra en la Figura 4-1, hacen uso de una configuración bias-tee para poder resolver el acoplamiento de la señal de información a la corriente DC necesaria para polarizar el LED. En otros diseños, en los que el LED utilizado no es de alta potencia, es posible utilizar un driver con transistores para conseguir la corriente necesaria para la polarización directamente desde las salidas del microcontrolador, como en [51].

En este proyecto se partirá del esquemático de la Figura 4-2 para el diseño de la etapa del transmisor:

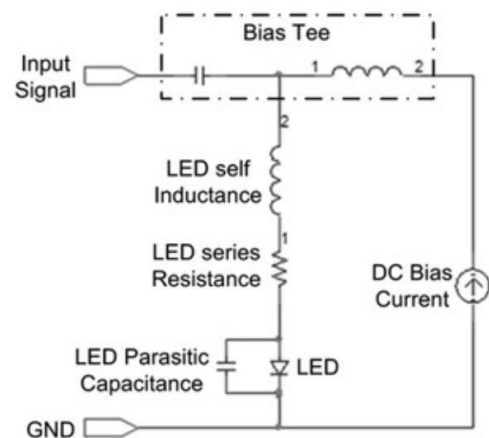


Figura 4-1: Ejemplo del uso de un bias tee.
(Fuente: [82])

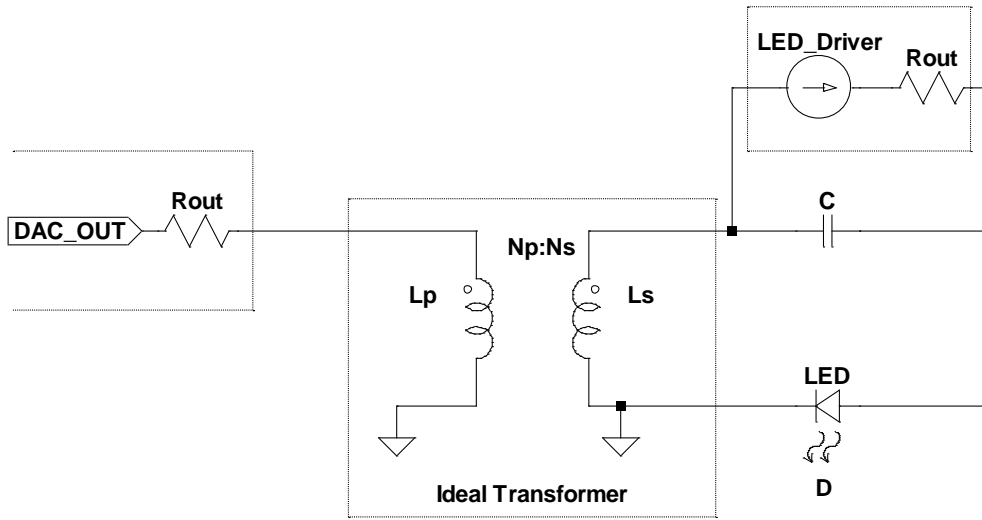


Figura 4-2: Diseño inicial del transmisor.

En este caso, el acoplamiento de la señal de información se realizará a través de un transformador de ferrita discreto, y se buscará un integrado comercial capaz de proporcionarle la corriente necesaria al LED elegido. Además, se añade una capacidad de desacoplo para evitar que la señal de información afecte al driver del LED, y se modela también la resistencia de salida del DAC.

Teniendo en cuenta que la relación de transformación del transformador ideal es $n = \frac{n_p}{n_s}$, puede obtenerse el siguiente modelo equivalente muy simplificado, que servirá para realizar los cálculos iniciales:

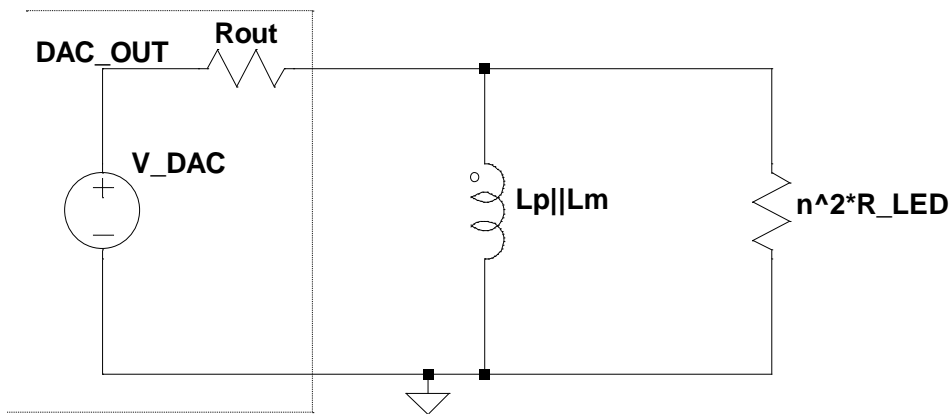


Figura 4-3: Modelo simplificado.

Aquí se observa cómo la resistencia equivalente de la carga que se tiene en el secundario del transformador se ve en el primario multiplicado por n^2 . Además, se tiene en cuenta la intensidad parásita de magnetización que recorre la inductancia del primario, representada por L_m , ya que puede tener mucha importancia en el porcentaje de intensidad real que le llega a la carga.

Para llegar a este modelo tan simplificado, se debe suponer que la impedancia del condensador $Z_C = \frac{1}{j2\pi fC}$ es despreciable a la frecuencia de trabajo, y despreciarse las resistencias parásitas de dicho condensador, así como del driver, en paralelo frente a la del LED. Por ello, será crucial en la fase de elección de componentes descartar aquellos con los que no sea posible cumplir esas simplificaciones.

4.2 Elección inicial de componentes

4.2.1 LED

El LED elegido finalmente es uno de los de luz blanca de la familia **OSRAM Synios P2720**, en concreto el KW DMLQ31.SG [52]. El principal criterio para elegirlo, ha sido que se ajuste a las necesidades de las aplicaciones de iluminación con consumos en torno a 1W, además de su disponibilidad. En la hoja de características de este componente se encuentra la curva característica V-I mostrada en la Figura 4-4, que será importante a la hora de establecer el punto de operación y el rango de la señal. En el datasheet se establece como intensidad típica unos 350 mA, ofreciendo un flujo luminoso alrededor de los 100 lm.

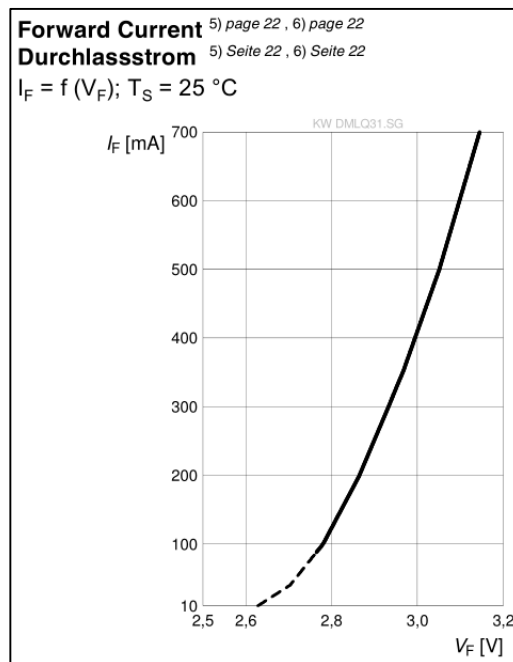


Figura 4-4: Curva V-I del LED.
(Fuente: [52])

Como ya se ha comentado, será importante establecer la resistencia de pequeña señal que presenta el LED. Ya que este dato concreto no se especifica en el datasheet, se hará un cálculo aproximado a partir de la curva V-I. Para ello, se toman dos puntos en la zona lineal intermedia y se calcula la resistencia a partir de la pendiente de la siguiente forma:

$$m = \frac{[400 - 250]mA}{[3 - 2.9]V} = \frac{150 mA}{0.1 V} = 1500 mS \rightarrow R_{LED} = \frac{1}{1500 mS} = \mathbf{0.667\Omega} \quad (4-1)$$

A pesar de ser un cálculo teórico aproximado, se tomará como válido para las simulaciones en las que no se utilice el modelo completo SPICE del LED elegido.

4.2.2 Driver para el LED

Una vez establecido el rango de intensidad necesario para que el LED elegido funcione, es posible buscar un driver adecuado. En este caso, el elegido es el **CAT4101** de ON Semiconductor [53], un driver capaz de ofrecer hasta 1A de intensidad constante a uno o varios LEDs. Además de por su disponibilidad, se ha elegido por requerir una alimentación de 5V, ajustada a lo que proporciona la SMT32F4Discovery, por necesitar pocos componentes externos, y por disponer de una entrada adicional para poder controlar el brillo del LED utilizando PWM, algo interesante si quiere investigarse a posteriori la posibilidad de regularlo para mejorar el alcance del transmisor.

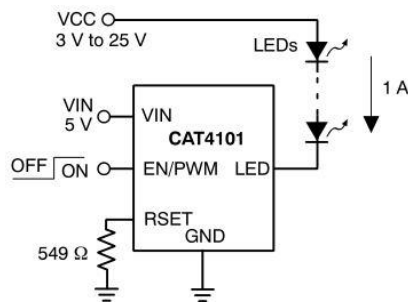


Figure 1. Typical Application Circuit

Figura 4-5: Circuito de aplicación típico del CAT4101.

(Fuente: [53])

Tal y cómo se observa en la Figura 4-5, para proporcionar una intensidad determinada en el pin **LED** sólo hay que ajustar el valor de la resistencia conectada al pin **RSET**. Hay que tener en cuenta que el pin **LED** actúa como sumidero de corriente, por lo que deberá ir conectado al cátodo del LED, mientras se mantiene la alimentación correspondiente en el ánodo.

4.2.3 Condensador de desacoplo

Como se ha adelantado, será necesario incluir un condensador de desacoplo en el secundario del transformador, cuya impedancia a la frecuencia de trabajo Z_C tendrá que ser lo suficientemente pequeña como para que la máxima intensidad posible de la señal de información llegue a la carga constituida por el LED. Además, en continua, este condensador actuará como un circuito abierto, haciendo que la intensidad en DC proporcionada por el driver polarice correctamente el LED.

Para elegir un modelo de condensador que cumpla dichos requisitos, el razonamiento ha sido el siguiente:

- Con una hoja de Excel se calcula el módulo de la impedancia $|Z_C| = \frac{1}{2\pi f C}$ para los valores comerciales de condensador, así como para todo el ancho de banda ocupado por el espectro de PRIME: desde $f_1 = 41'992 \text{ kHz}$ hasta $f_2 = 88'667 \text{ kHz}$, con $f_c = 65'429 \text{ kHz}$. Con esto pueden descartarse los valores de capacitancia cuya impedancia teórica sea mucho mayor que la resistencia parásita calculada del LED. En concreto, se consideran válidos los valores de capacitancia que cumplen en todas las frecuencias que $|Z_C| < 0.05 * R_{LED}$, resultando $C_{\min} = 150 \mu\text{F}$.
- Teniendo el valor de capacitancia, puede pasarse a buscar un componente comercial; al tener que disponer de un condensador de mínimo $150 \mu\text{F}$, se limita el campo de búsqueda, ya que para estos valores lo que más abunda principalmente son condensadores electrolíticos de tantalio y aluminio.
- Ser cuidadosos al elegir un valor de capacitancia cuya impedancia no sea excesiva a la frecuencia de funcionamiento puede servir de bien poco si el modelo finalmente escogido tiene una resistencia parásita en serie R_s demasiado grande, ya que la impedancia total que ofrece el condensador será $Z_C^{total} = R_s + Z_C$. Por eso, como requisito adicional, se elegirá un condensador cuya resistencia en serie no sea mayor de $40 \text{ m}\Omega$, ya que así, R_C no superará teóricamente el 10% de la resistencia calculada para el led. De esta forma, se puede escoger un valor de capacitancia mayor de los $150 \mu\text{F}$ mientras se cumpla el criterio de la resistencia R_s .

Siguiendo estos criterios, así como el del precio y la disponibilidad, finalmente se escoge un **condensador de polímero de $220 \mu\text{F}$ de la serie A750 de KEMET** (modelo A750BG227M0JAAE020), cuya resistencia $R_s = 20 \text{ m}\Omega$. Esta resistencia, sumada a la impedancia teórica para ese valor de capacitancia en la frecuencia central de PRIME, da como $|Z_C^{total}|$ aproximadamente unos **$31 \text{ m}\Omega$** , alrededor de un 5% de la resistencia serie calculada para el LED.

4.2.4 Transformador

Por su sencillez, como primera opción se ha elegido utilizar un transformador realizado enrollando cable de cobre a un núcleo de ferrita. En este caso, se parte del modelo de toroide de ferrita **R 25.3 x 14.8 x 10.0** de la

marca **EPCOS** [54], en concreto, del **material T35** [55], cuya base es un compuesto de manganeso y zinc. Tras los primeros cálculos teóricos y simulaciones, se decidirá si este modelo puede utilizarse en el sistema, ya que si las intensidades que lo recorren superan la intensidad máxima de saturación del núcleo, habrá que escoger otro modelo que sí que soporte dichas corrientes.

4.3 Cálculos preliminares

Con los componentes ya escogidos, pueden realizarse una serie de cálculos previos en el modelo simplificado para analizar el comportamiento del circuito. Para ello se seguirán la referencia de voltajes y corrientes de la siguiente Figura:

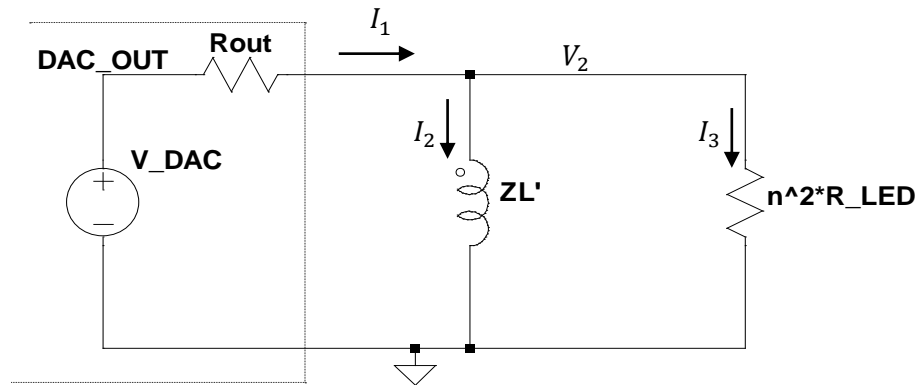


Figura 4-6: Modelo simplificado del transmisor y referencia de V-I para los cálculos.

Se desea obtener el porcentaje de la intensidad total que recorre la resistencia del LED, ya que deberá ser lo mayor posible. La intensidad restante recorre el primario del transformador, y debe ser lo más pequeña posible. De esta forma se tiene:

$$I_2 = \frac{V_2}{Z_L'}; I_3 = \frac{V_2}{n^2 R_{LED}} \quad (4-2)$$

Para calcular la tensión V_2 se aplican las ecuaciones de Kirchhoff:

$$I_1 = I_2 + I_3 \rightarrow \frac{V_{DAC} - V_2}{R_{out}} = \frac{V_2}{Z_L'} + \frac{V_2}{n^2 R_{LED}} \rightarrow V_{DAC} = \frac{R_{out} V_2}{Z_L'} + \frac{R_{out} V_2}{n^2 R_{LED}} + \frac{V_2}{R_{out}} \rightarrow$$

$$V_2 = \frac{V_{DAC}}{\frac{R_{out}}{Z_L'} + \frac{R_{out}}{n^2 R_{LED}} + 1} \quad (4-3)$$

En estas ecuaciones, R_{LED} ha sido calculada anteriormente, y V_{DAC}^{max} y R_{out} se toman de los datos proporcionados por el datasheet del DAC. Además, hay que tener en cuenta que $Z_L' = 2\pi f L'$ y que la inductancia dependerá del material del núcleo y las vueltas del bobinado de la siguiente forma:

$$L = N^2 \cdot A_L \text{ con } \left\{ \begin{array}{l} N: \text{número de vueltas} \\ A_L: \text{factor de inductancia} \end{array} \right\} \quad (4-4)$$

Con ayuda de una hoja de Excel se calcula la inductancia y las intensidades resultantes con un número de vueltas desde 1 hasta 10 en ambos bobinados, y con el factor A_L del núcleo de ferrita ya elegido. Los resultados, que se muestran en la Tabla 4-1, son del orden de los **0.2 mA** para la intensidad que recorre el LED, lo que ya apunta a la **necesidad de utilizar un buffer** para que ésta sea mayor. Además, al aumentar el número de vueltas del bobinado, mejora la relación entre la intensidad que se pierde en el transformador y la que le llega a la carga. De esta forma se tomará en primera instancia $n_1 = n_2 = 5$, ya que se trata de número

de vueltas asumible para hacer el transformador de forma manual, y además mantiene una relación I_{L1}/I_{RLED} en torno al 1%.

Transformador							Cálculo intensidades			
n_1	n_2	n	L_1 [nH]	Z_{L1} [Ω]	L_2 [nH]	Z_{L2} [Ω]	V_{out2} [V]	I_{L1} [A]	I_{Req_LED} [A]	$\%I_{L1}/I_{RLED}$ [A]
1	1	1	5400	2,2054	5400	2,2054	1,23E-04	5,57E-05	1,84E-04	30,24%
2	2	1	21600	8,8216	21600	8,8216	1,49E-04	1,69E-05	2,23E-04	7,56%
3	3	1	48600	19,8486	48600	19,8486	1,55E-04	7,80E-06	2,32E-04	3,36%
4	4	1	86400	35,2864	86400	35,2864	1,57E-04	4,45E-06	2,35E-04	1,89%
5	5	1	135000	55,1350	135000	55,1350	1,58E-04	2,87E-06	2,37E-04	1,21%
6	6	1	194400	79,3943	194400	79,3943	1,59E-04	2,00E-06	2,38E-04	0,84%
7	7	1	264600	108,0645	264600	108,0645	1,59E-04	1,47E-06	2,38E-04	0,62%
8	8	1	345600	141,1455	345600	141,1455	1,59E-04	1,13E-06	2,39E-04	0,47%
9	9	1	437400	178,6372	437400	178,6372	1,59E-04	8,93E-07	2,39E-04	0,37%
10	10	1	540000	220,5398	540000	220,5398	1,60E-04	7,23E-07	2,39E-04	0,30%

Tabla 4-1: Cálculo previo de la intensidad que recorre el LED.

Además, se realiza un primer cálculo sobre la intensidad que puede saturar el núcleo del transformador. Para ello, se calcula la intensidad de saturación teórica tomando de la curva B-H para el material elegido de la ferrita el valor de B_{sat} , y eligiendo el menor valor de H_{sat} correspondiente. En este caso, para la frecuencia que se utiliza en la hoja de características, de 10 kHz y a temperatura ambiente, se obtiene $H_{sat} = 150 \frac{A}{m}$.

Dynamic magnetization curves
(typical values)
($f = 10$ kHz, $T = 25$ °C)

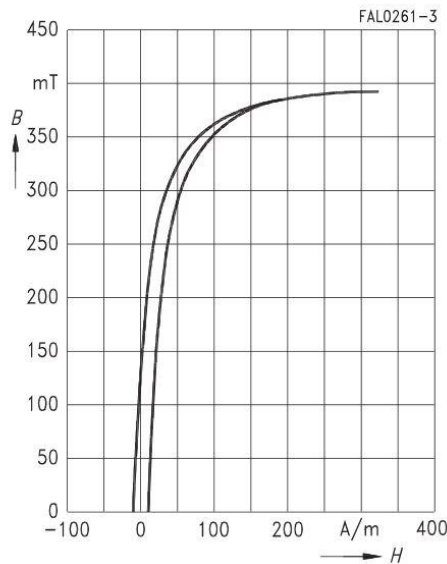


Figura 4-7: Curva B-H de la ferrita T35.
(Fuente: [55])

Según la definición de intensidad de campo magnético H de la ecuación siguiente, puede obtenerse la I_{sat} de pico que corresponde al valor de H_{sat} que se ha sacado.

$$H \left[\frac{A}{m} \right] = \frac{I[A] \cdot n_1}{l_e[m]} \rightarrow I_{sat}^{peak} = \frac{150 \left[\frac{A}{m} \right] \cdot 60.07 \cdot 10^{-3} [m]}{5} \cong 1.80 A \quad (4-5)$$

No hay que olvidar que el valor medio de dicha intensidad será $I_{sat}^{avr} = \frac{I_{sat}^{peak}}{\sqrt{2}} = 1.27 A$.

4.4 Simulación del diseño inicial y problemas encontrados

Llegados a este punto, se utilizará LTSpice para simular el diseño inicial, haciendo especial hincapié en la intensidad que recorre el LED y teniendo en cuenta la resistencia de salida del DAC de 15 k Ω . Se realizará un análisis transitorio, tomando como fuente a la entrada una senoide a la frecuencia central de PRIME, con valor medio en 1.7 V y 1 V de amplitud, representando la salida del DAC.

Primero se simulará el modelo más simplificado, para después contrastarlo con un modelo más elaborado, que incluye la influencia de las pérdidas del transformador, así como de los demás componentes despreciados en la simplificación.

4.4.1 Simulación del modelo simplificado

El esquemático mostrado en la Figura 4-8 es el que representa todas las simplificaciones explicadas al principio de este capítulo, ya con los valores de los componentes concretos que se han elegido.

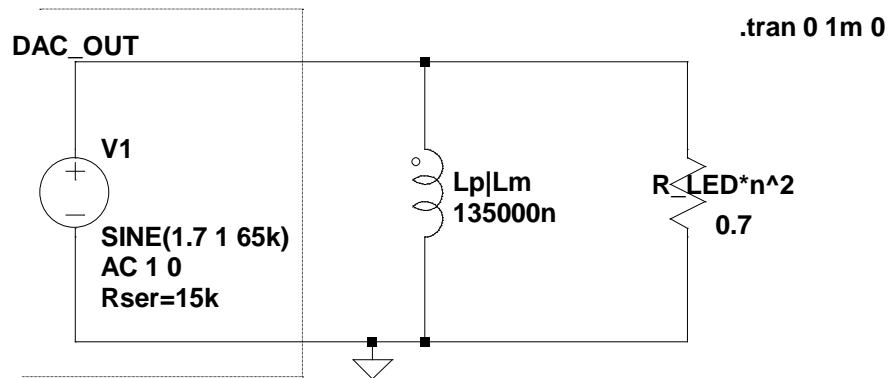


Figura 4-8: Esquemático para la simulación del modelo simplificado.

Ante la entrada senoidal, se desea visualizar qué voltaje real ofrece el DAC teniendo en cuenta su resistencia de salida, así como la intensidad que recorre el LED y la que constituye las pérdidas por el transformador. Esto se ha representado en la Figura 4-9, que se muestra a continuación.

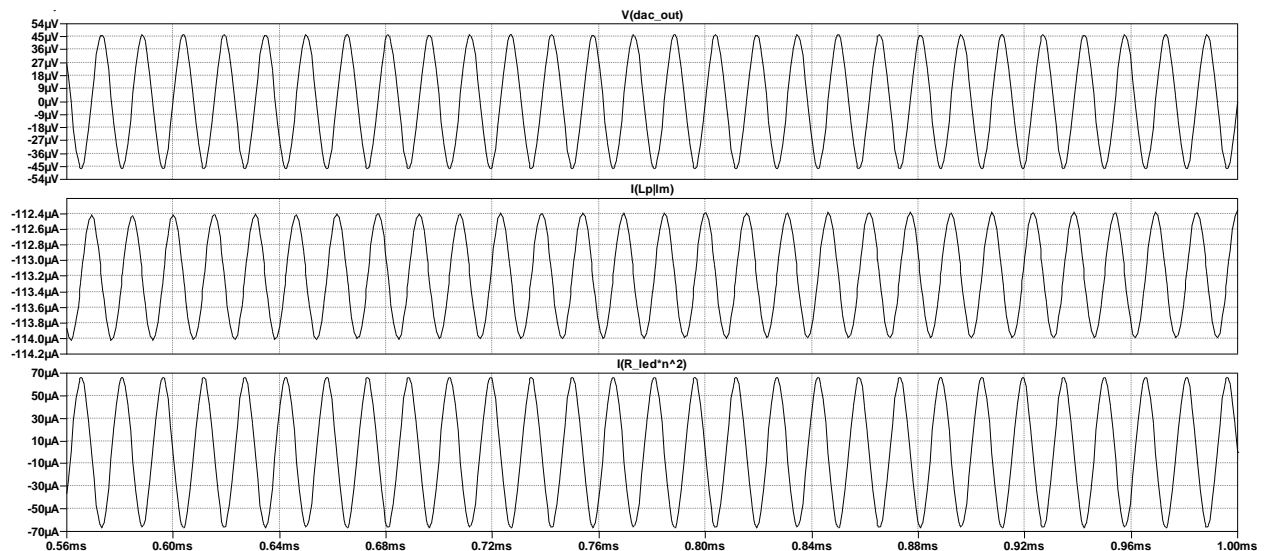


Figura 4-9: Simulación del modelo simplificado.

La intensidad que recorre el LED resultante tiene una amplitud matemática de unos 60 μA , lo que resulta del todo insuficiente para el sistema, y apunta a la **necesidad de una etapa intermedia**. Además, el voltaje real que proporciona el DAC, debido a la resistencia de salida que se tiene, es del orden de los 45 μV de amplitud. Como contraparte, se observa que las pérdidas del transformador no van a resultar problemáticas, en principio.

4.4.2 Simulación del modelo completo

A pesar de que el modelo simplificado ha mostrado que será necesario incluir una etapa intermedia, se ha decidido en este punto del desarrollo montar el modelo completo y simularlo también, teniendo en cuenta las pérdidas del transformador y la circuitería completa situada en el secundario. Con esto se pretende validar las suposiciones realizadas en el modelo ideal, al esperarse unos resultados similares en la simulación.

En lo que respecta al esquemático usado, mostrado en la Figura 4-10, se ha incluido el modelo SPICE proporcionado por OSRAM para el LED, y se ha modelado el driver con una fuente de corriente constante. En este paso ya se ha supuesto una **zona de trabajo alrededor de los 400 mA**; esto deriva, si se observa la Figura 4-4, en una caída de tensión en el LED de unos 3 V, y en un rango de señal de unos 200 mA de amplitud para la corriente, como máximo.

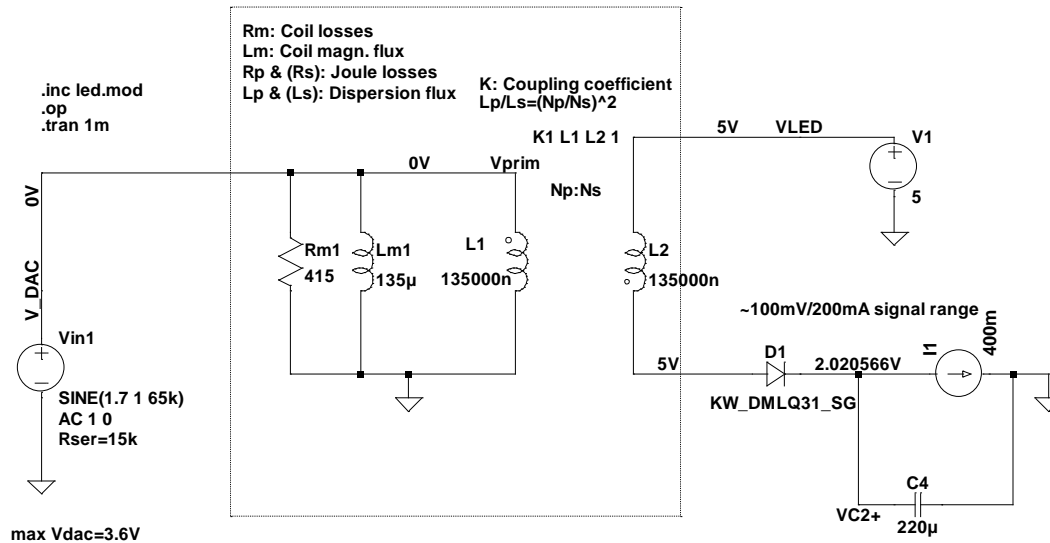


Figura 4-10: Esquemático para la simulación del modelo completo.

Para incluir el transformador se ha añadido la directiva de LTSpice que permite acoplar dos bobinas, en este caso de forma ideal, ya que el factor de acoplamiento K se hace igual a la unidad. En el modelo de transformador ideal se tiene la siguiente relación entre la tensión V_1 y la intensidad I_1 en los terminales del primario, y la tensión V_2 e intensidad I_2 en el secundario:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{I_2}{I_1} = n \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} V_2 = \frac{V_1}{n} \\ I_2 = n \cdot I_1 \end{array} \right\} \quad (4-6)$$

Siendo n la relación de transformación, y n_1 y n_2 el número de vueltas en el bobinado del primario y del secundario, respectivamente. Además, hay que tener en cuenta que se toma como referencia la intensidad positiva entrante al terminal de la bobina señalado por un punto.

A este modelo ideal se le han añadido los componentes parásitos convenientes para discernir qué cantidad de la corriente que se inyecta en el transformador pasa realmente al LED, y cuánta se pierde debido a los efectos del transformador real, siguiendo el modelo de pérdidas completo propuesto en la Figura 2.1 de [56]. En este caso se han obviado todos los efectos y pérdidas de los conductores que constituyen el bobinado, dejando sólo las siguientes:

- **Rm**: resistencia en paralelo que representa las pérdidas resistivas del propio núcleo. En ella se incluyen las pérdidas por histéresis y por corrientes Eddy.
- **Lm**: inductancia no lineal en paralelo, que permite modelar la corriente de magnetización.
- **Lp** y **Ls**: modelo del transformador ideal sin pérdidas mencionado anteriormente.

A continuación se detallan los cálculos para obtener los valores teóricos de R_m y L_m a partir de los datos aportados por [55] y [54], con el objetivo de incluirlos en la simulación de SPICE.

4.4.2.1 Cálculo de Rm

Tal y cómo se apunta en [57], existe una relación entre el factor de pérdidas $\tan \delta$ y la resistencia R_m tal que:

$$\tan \delta = \frac{R_m}{2\pi f L} \quad (4-7)$$

Para la frecuencia de funcionamiento, una de las gráficas de [55] proporciona el factor de pérdidas relativo $\frac{\tan \delta}{\mu_i}$, que se relaciona con el factor de pérdidas particular $(\tan \delta)_c$ para el núcleo escogido de la siguiente forma:

$$(\tan \delta)_c = \frac{\tan \delta}{\mu_i} \cdot \mu_e \quad (4-8)$$

Finalmente, la permeabilidad efectiva, puede obtenerse de:

$$\mu_e = \frac{L[H] \cdot 10^{10}}{4\pi \cdot n_1^2} \cdot \sum \frac{\ell}{A} [mm^{-1}] \quad (4-9)$$

Por tanto, para los datos de la ferrita utilizada, una relación de transformación $n=1$ y un número de vueltas del bobinado primario $n_1=5=n_2$, se obtiene:

$$R_m = \frac{L^2 \cdot f \cdot 10^{10}}{2 \cdot n_1^2} \cdot \frac{\tan \delta}{\mu_i} \cdot \sum \frac{\ell}{A} = \frac{(135000 \cdot 10^{-9} H)^2 \cdot 10^{10}}{2 \cdot 5^2} \cdot 1.5 \cdot 10^{-5} \cdot 1.17 mm^{-1} \rightarrow R_m = 415 \Omega \quad (4-10)$$

Para obtener L, se ha utilizado el coeficiente de inductancia del material A_L , siendo:

$$A_L [nH] = \frac{L [nH]}{n_1^2} \quad (4-11)$$

4.4.2.2 Cálculo de Lm

La inductancia de magnetización está relacionada con el parámetro de reluctancia \mathfrak{R} y con el número de vueltas del bobinado primario de la siguiente forma:

$$L_m = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}} \quad (4-12)$$

Y la reluctancia está relacionada con la permeabilidad μ .

$$\mathfrak{R} = \frac{I_e}{\mu \cdot A_e} = \frac{I_e}{\mu_0 \mu_r \cdot A_e} \quad (4-13)$$

Conociendo los parámetros del toroide de [54] y que $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} = 4\pi \cdot 10^{-10} \frac{H}{mm}$ y $\mu_r \cong \mu_e$, queda que:

$$\mathfrak{R} = \frac{60.07 [mm]}{4\pi \cdot 10^{-10} \left[\frac{H}{mm} \right] \cdot 5027 \cdot 51.26 [mm^2]} \rightarrow L_m = 135 \mu H \quad (4-14)$$

Finalmente, con el modelo completo tal y cómo se ha explicado, se obtienen los resultados mostrados en la Figura 4-11. Tal y cómo se esperaba, la intensidad que recorre el LED ronda los 60 μA de amplitud, de forma similar a lo obtenido en el modelo simplificado. Por ello, el siguiente paso será el diseño de una etapa intermedia que mejore este comportamiento.

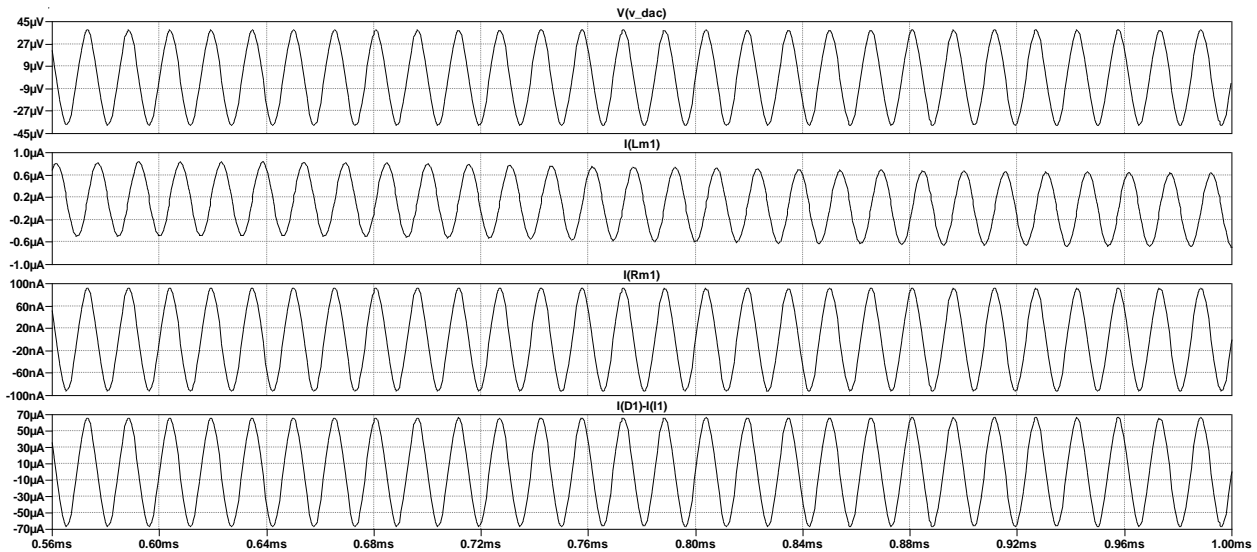


Figura 4-11: Resultados de la simulación del modelo completo.

4.5 Segunda versión del diseño del transmisor: inclusión de buffer de corriente

Como ya se ha comentado, al elegir el punto de polarización del LED, en torno a los 400 mA, también se ha decidido la zona de trabajo que limitará el rango de señal a la salida. **Como máximo, se desean 200 mA de amplitud en corriente recorriendo el LED**, pero el DAC sólo es capaz de ofrecer apenas 60 μA a la resistencia equivalente del LED, incluso activando el buffer interno del que dispone. Esto se debe a que se forma un divisor resistivo entre la resistencia de salida del DAC y la resistencia del LED, haciendo que la tensión que cae en ésta última sea:

$$V_{LED} = V_{DAC} \cdot \frac{R_{LED}}{R_{out} + R_{LED}} = V_{DAC} \cdot \frac{0.7 \Omega}{15 \text{ k}\Omega + 0.7 \Omega} \rightarrow V_{LED} \cong 0.000047 \cdot V_{DAC} \quad (4-15)$$

Al ser insuficiente, se hace indispensable la inclusión de un buffer de corriente, y llegados a este punto, se presentan multitud de posibilidades para su implementación. Por ejemplo, se podría utilizar un integrado comercial con amplificadores operacionales, y utilizarlo con una configuración de seguidor de tensión, ya que no se busca tener ganancia en voltaje, si no en corriente. Otra de las opciones, y que resulta ser por la que se ha optado en este proyecto, es utilizar componentes discretos, en este caso **transistores BJT**, para implementar el buffer siguiendo alguna configuración típica de amplificador de corriente. La posibilidad de realizar simulaciones en SPICE de su comportamiento, así como la disponibilidad de los componentes que se necesitan, son las principales razones para elegir esta alternativa como primera opción.

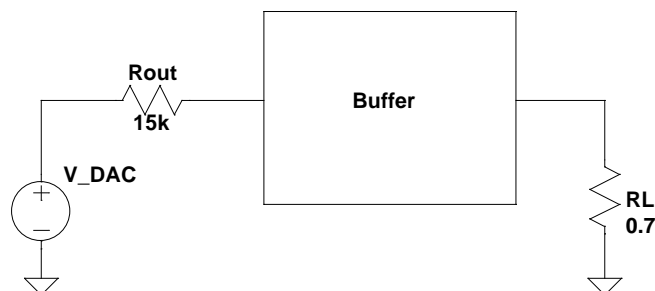
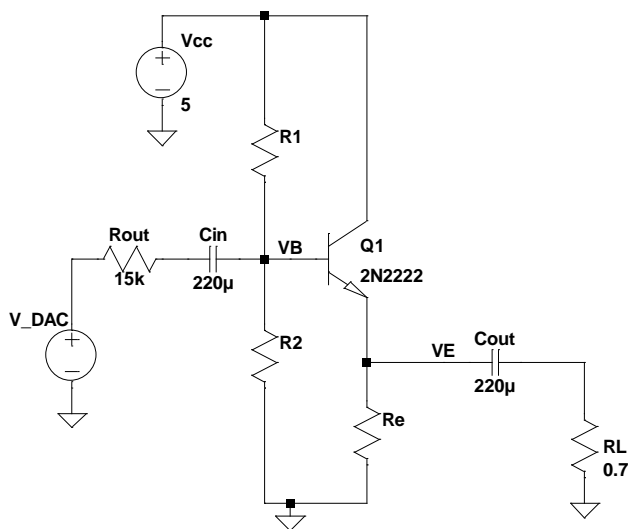


Figura 4-12: Inclusión del buffer.

La siguiente decisión que hay que tomar es elegir la configuración del amplificador que se adecúe más a las necesidades del diseño, proporcionando la suficiente ganancia en corriente. En este caso, **el buffer deberá tener una impedancia de entrada grande**, en comparación a los 15 kΩ de la resistencia de salida del DAC. Además, **la impedancia de salida debe ser pequeña**, para que la gran parte de la intensidad a la salida caiga en la resistencia de carga equivalente de 0.7Ω.

Analizando las diferentes posibilidades, se llega a la conclusión de que la topología más conveniente es la del **seguidor de tensión, o amplificador en colector común**. De forma teórica, tal y cómo se resume en [58], esta etapa presenta las siguientes características:



$R_o \cong \frac{R_{out}}{(\beta + 1)}$
$R_i \cong [(\beta + 1)(R_L R_e)]$
$A_v \cong 1 \text{ o } A_v < 1$
$A_i \cong \beta + 1$

Figura 4-13: Configuración de colector común y sus características.

Como se muestra, el amplificador en colector común consigue aumentar la impedancia de entrada y disminuir la de salida, y por lo tanto, es idóneo para funcionar como buffer de corriente. Por otro lado, en esta configuración no se obtiene ganancia en tensión, y el voltaje en el emisor será el de la base, menos la caída base-colector que se espera del funcionamiento en activa del BJT. Hay que reseñar que, en la Figura 4-13, se representa la configuración con polarización fija y acoplamiento capacitivo a la entrada y a la salida. Éste será el esquema elegido, tras comprobar mediante simulación en SPICE que la polarización directa con el propio DAC era inviable.

Con el objetivo de obtener a la salida una $V_E = \frac{V_{CC}}{2} = 2.5 \text{ V}$ e $I_E = 200 \text{ mA}$, se obtiene el siguiente valor para la resistencia del emisor:

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{V_{CC}/2}{I_E} = 12.5 \Omega \quad (4-16)$$

Para obtener un primer valor de las resistencias de polarización, se realizan los siguientes cálculos:

$$V_B = V_E + 0.7V = 3.2 \text{ V}$$

$$V_B = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_B}{V_{CC}} = 0.64 \quad (4-17)$$

$$\frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + 1} = 0.64 \rightarrow \frac{1}{0.64} - 1 = \frac{R_1}{R_2} \rightarrow 0.5625 \cdot R_2 = R_1 \rightarrow R_2 \cong 1.8 R_1$$

Con esto es posible establecer una relación entre los valores de R_1 y R_2 , que a la entrada del amplificador forman una resistencia equivalente $R_B = R_1 || R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$. Para un primer cálculo se tomará $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$ y

$R_2 = 1'8 K\Omega$, obteniéndose $R_B = 643 \Omega$. Simulando este circuito se obtiene una intensidad en el LED con una amplitud cercana a los 5mA, tal y cómo muestra la Figura 4-14.

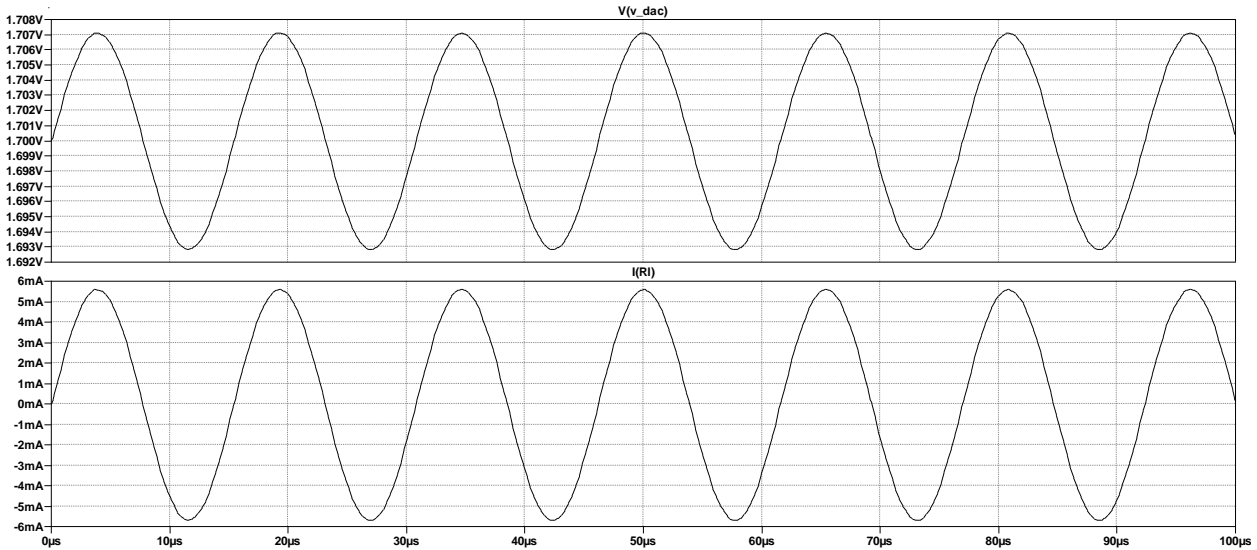


Figura 4-14: Resultados de la simulación del circuito con amplificador monoetapa.

Tras reajustar los valores de los componentes para intentar aumentar la ganancia total, se llega a la conclusión de que **una única etapa es insuficiente para los requisitos de intensidad del LED**, por lo que el siguiente paso del desarrollo será **diseñar el buffer de corriente con doble etapa en colector común**.

En este caso, se diseñará la primera etapa (CC1) para ayudar a aumentar la impedancia de entrada, mientras que el objetivo de la segunda etapa (CC2) será disminuir la impedancia de salida, manteniendo el rango de señal para que la salida sufra la menor distorsión posible. De nuevo, se utilizará acoplamiento capacitivo para separar la polarización de ambas etapas, tal y cómo muestra la Figura 4-15.

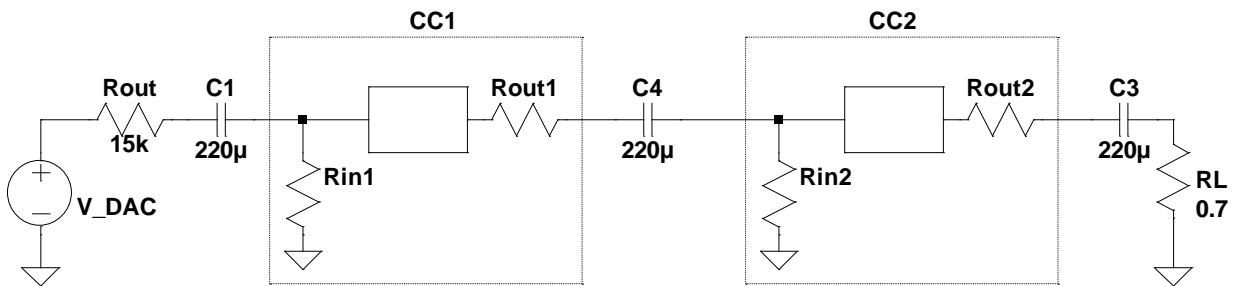


Figura 4-15: Acoplamiento capacitivo entre las dos etapas en colector común.

Se comenzará el diseño por la etapa a la salida, ya que supondrá la carga de la etapa anterior. En este caso, se elegirá una $V_E = 3.5 V$ ya que, observando la curva estática del BJT, se acerca más al punto medio, dónde el rango posible de señal es más amplio. Por lo tanto, el cálculo de la resistencia del emisor queda:

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{3.5 V}{200 mA} = 17.5 \Omega \rightarrow R_E = 18 \Omega \quad (4-18)$$

La relación $\frac{R_E}{R_L} \cong 26$, y la intensidad que entra por la base puede aproximarse, si se toma un caso desfavorable, como $\beta = 50$ por $I_B = \frac{I_E}{\beta+1} \cong \frac{200 mA}{50} = 4 mA$.

En este caso también se supone una $R_2 \cong 10 R_1$, para que la mayoría de la intensidad que proporciona la fuente de alimentación vaya al transistor. De esta forma, se puede calcular la R_B aproximada como se indica a continuación:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_B}{I_B} = \frac{5V - 3.2V}{4mA} = 450\Omega \quad (4-19)$$

Esto da $R_1 = 495\Omega \cong 470\Omega$ y $R_2 = 4.7k\Omega$. La impedancia de entrada total de la etapa CC2 con estos valores, y por tanto, la resistencia de carga total que verá la etapa CC1, será:

$$R_i^{CC2} \cong R_1 || R_2 || [(\beta + 1)(R_L || R_e)] = 470\Omega || 4.7k\Omega || 35\Omega \cong 32\Omega \quad (4-20)$$

Para el diseño de la etapa CC1 se seguirá un procedimiento similar, aunque en este caso, más que en el rango de señal, el desarrollo se centrará más en aumentar la impedancia de entrada total. Ésta tendrá una expresión similar a la de la Ecuación 4-20, pero sustituyendo R_L por R_i^{CC2} , por ello se escogerán valores de R_e , R_1 y R_2 mayores que en la segunda etapa.

En concreto, R_e debe ser mayor de 32Ω , por lo que se decide utilizar $R_e \cong 3 \cdot R_i^{CC2} \cong 91\Omega$, siendo de esta forma el producto $(\beta + 1)(R_L || R_e) \cong 1.2k\Omega$. Para conservar la proporcionalidad con la segunda etapa, y hacer que la impedancia de entrada total sea mayor, se eligen $R_1 = 4.7k\Omega$ y $R_2 = 47k\Omega$.

Con todos los valores de los componentes decididos, se cuenta con el circuito de la Figura 4-16 para la simulación:

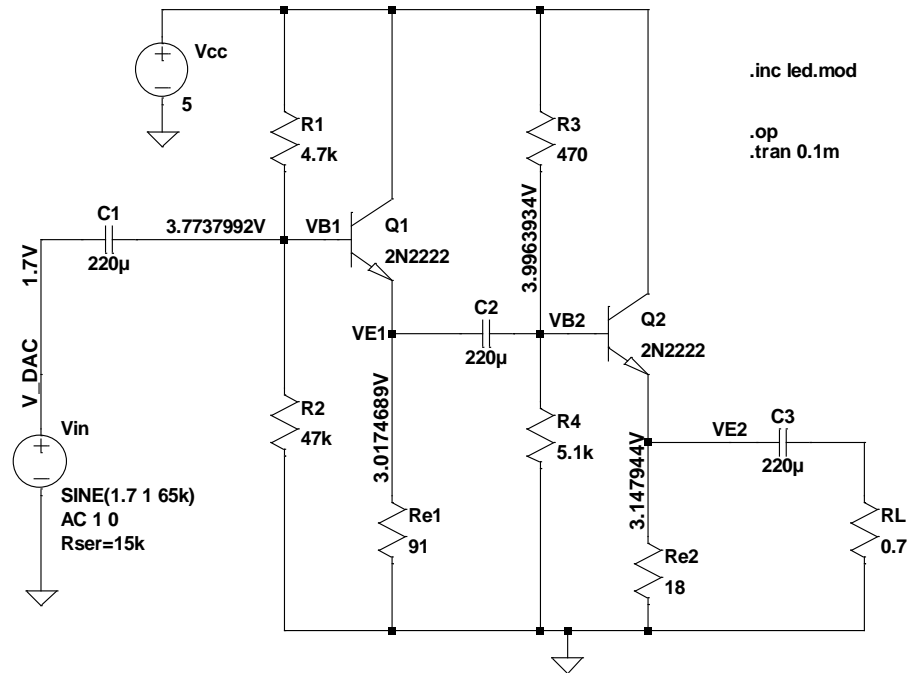


Figura 4-16: Circuito simplificado con la doble etapa en CC y la resistencia equivalente del LED.

También se puede calcular los valores teóricos para R_{in} y R_{out} :

$$R_{in} \cong R_1^{CC1} || R_2^{CC1} || [(\beta + 1)(R_i^{CC2} || R_e^{CC1})] = 4'7k\Omega || 47k\Omega || [(\beta + 1)(32\Omega || 91\Omega)] \cong 941\Omega \quad (4-21)$$

$$R_{out} \cong \frac{R_1^{CC2} || R_2^{CC2} || R_{out}^{CC1}}{(\beta + 1)} = \frac{R_1^{CC2} || R_2^{CC2} || \frac{R_s || R_1^{CC1} || R_2^{CC1}}{(\beta + 1)}}{(\beta + 1)} = \frac{470\Omega || 5'1k\Omega || 65\Omega}{(\beta + 1)} \cong 1\Omega \quad (4-22)$$

Como puede observarse en dichos resultados, se ha logrado mejorar las resistencias de entrada y salida del circuito. Hay que tener en cuenta que en todos estos cálculos se han despreciado las resistencias parásitas de los transistores, y que se ha tomado el caso desfavorable en el que β se encuentra en su valor mínimo. Como este parámetro, que es dependiente de la temperatura, tiene gran influencia en el resultado para ambas ecuaciones, en la simulación con SPICE también se comprobará cómo afecta al circuito su variación.

Sin embargo, lo primero que se será un análisis transitorio con una senoide a 65 kHz a la entrada del circuito de la Figura 4-16, para comprobar que el rango de la intensidad que recorre el LED es suficiente, tal y como se ha venido haciendo anteriormente.

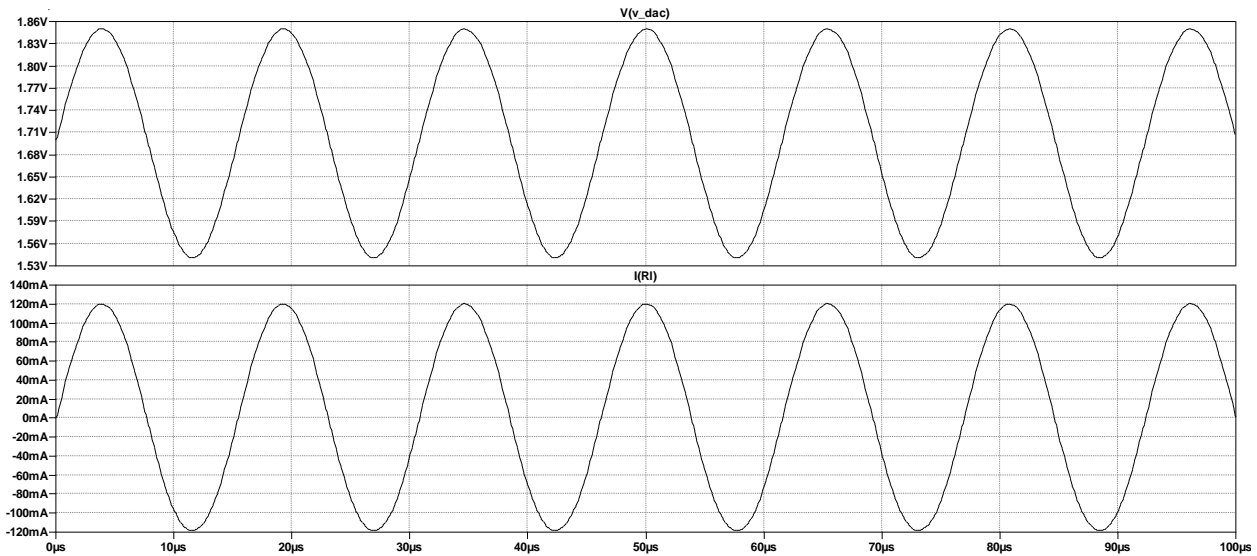


Figura 4-17: Resultado del análisis transitorio del circuito con doble etapa.

En este caso, el resultado es bastante más aceptable, ya que se alcanzan alrededor de 120 mA de amplitud matemática de la señal en la intensidad que recorre la resistencia equivalente del LED. A pesar de que no se llegan a los 200 mA que se propusieron al principio, se tomará esta solución como válida; teniendo en cuenta que la intensidad máxima que soportan los BJT 2N2222A es de 500 mA, de esta forma se mantiene un margen más conservador entre el consumo del circuito (aproximadamente de 240 mA) y los límites de los BJT, teniendo un rango de señal suficiente para la aplicación.

Ya que se ha validado la posibilidad de usar esta configuración, se someterá el modelo completo del transmisor a las siguientes simulaciones de SPICE:

4.5.1 Análisis del punto de operación

El circuito del modelo completo se presenta en la Figura 4-18, que se muestra a continuación.

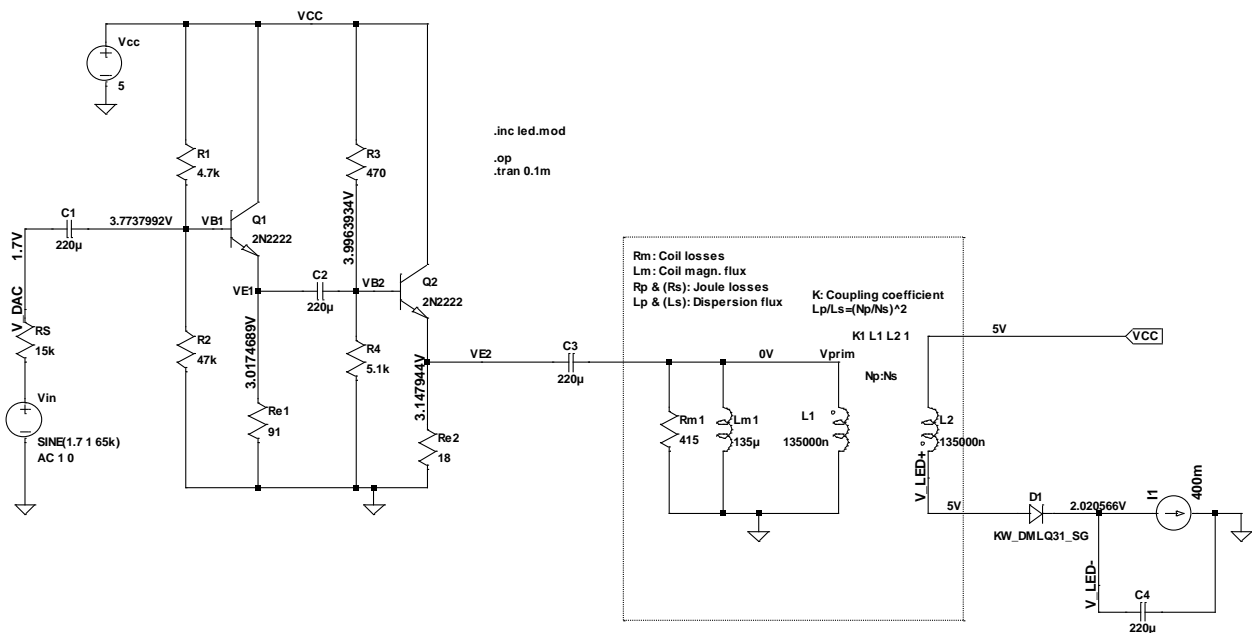


Figura 4-18: Modelo completo del circuito del transmisor y punto de operación.

LTSpice permite visualizar el resultado del análisis del punto de operación directamente sobre los nodos del circuito, tal y cómo se ha hecho en la Figura 4-18. Esto permite detectar errores en la polarización de componentes como los transistores o los condensadores electrolíticos, que deberán mantener una polaridad positiva, o en la caída de tensión del LED, que según la hoja de características, debía ser de unos 3V en el punto de operación elegido. Como se explicó en el apartado 4.4.2 de la memoria, en este modelo se incluye el modelo de pérdidas del núcleo del transformador, así como el modelo Spice del LED facilitado por OSRAM. También se han añadido a las resistencias que forman el buffer una tolerancia del 10%, para acercar el modelo a las desviaciones que se producen en los valores de los componentes comerciales. El transistor BJT NPN se obtiene de la librería estándar de LTSpice, y sus parámetros corresponden al 2N2222 de NXP.

Cabe reseñar, que en los resultados del análisis .OP, se observa cierta desviación del punto de operación de los BJT, respecto a los cálculos previos, dónde se eligió $V_E = 3.5 V$. Esto es algo que se esperaba, ya que en el desarrollo se hicieron simplificaciones como ignorar las resistencias parásitas del propio transistor, y se han tenido que ajustar los resultados a los valores estándar de los componentes comerciales. Como se verá a continuación, a pesar de esto, el circuito ofrece una respuesta aceptable, por lo que no se realizarán reajustes adicionales.

4.5.2 Análisis transitorio

Como se ha hecho anteriormente, se utilizará una fuente senoidal a 65 kHz y de 1V de amplitud para simular la salida del DAC, y se realizará un análisis .tran para ver cómo es la intensidad que recorre el LED. Los resultados se muestra en la Figura 4-19, utilizando el esquemático de la Figura 4-18.

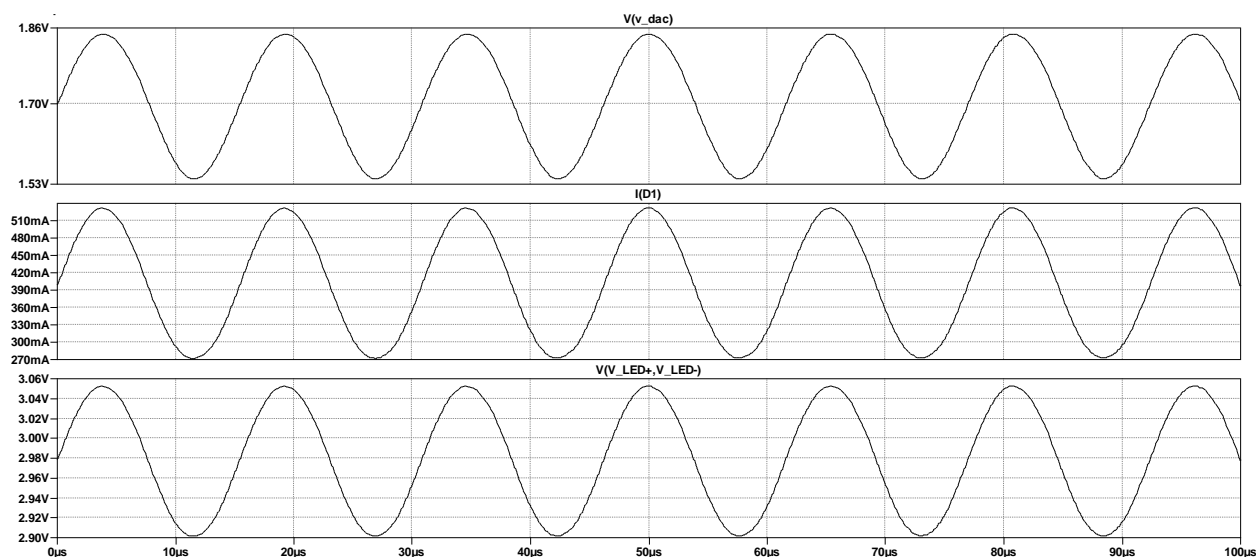


Figura 4-19: Resultados del análisis transitorio para el modelo completo.

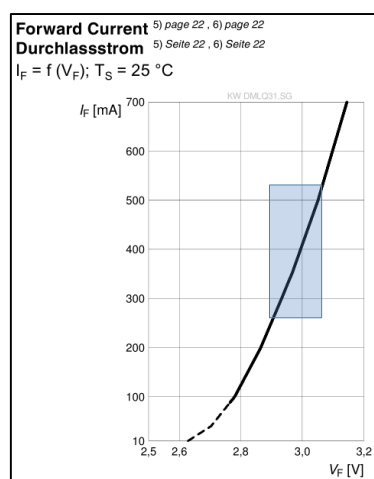


Figura 4-20: Zona de trabajo del LED.

En esta Figura se ha representado el voltaje a la salida del DAC, que es menor del nominal, ya que la fuente cuenta con la resistencia de salida de 15 k Ω del que dispone éste cuando se activa el buffer interno, tal y como indica [50]. Además, se han representado tanto la intensidad como la tensión del LED, cuya amplitud es de 130 mA y 70 mV, respectivamente. Esto resulta en un rango de señal que abarca la zona de trabajo del LED señalada en azul en la Figura 4-20. A pesar de que en principio se deseaba mayor amplitud del rango de señal, con este diseño se consigue una respuesta del LED teóricamente bastante lineal, disponiendo de margen tanto por arriba como por abajo respecto a los límites del componente. Se ha aceptado esta concesión de los requisitos iniciales porque, como se verá en el próximo apartado, la variación con la beta de los transistores podrá hacer variar dicha respuesta, por lo que es preferible disponer de ese margen, antes de forzar más a los transistores, cuyo límite máximo de intensidad está alrededor de los 500 mA.

Ya que LTSpice permite también realizar análisis cambiando los parámetros de los componentes, resulta interesante analizar la respuesta temporal ante la misma senoide anterior, variando su frecuencia para que corresponda a la frecuencia superior (89 kHz), central (65 kHz) e inferior (42 kHz) del espectro de PRIME. Como se observa en los resultados obtenidos de la Figura 4-21, la amplitud se mantiene en todas las frecuencias elegidas, por lo que en el análisis frecuencial que se realizará posteriormente la respuesta en magnitud deberá ser lineal en toda la banda.

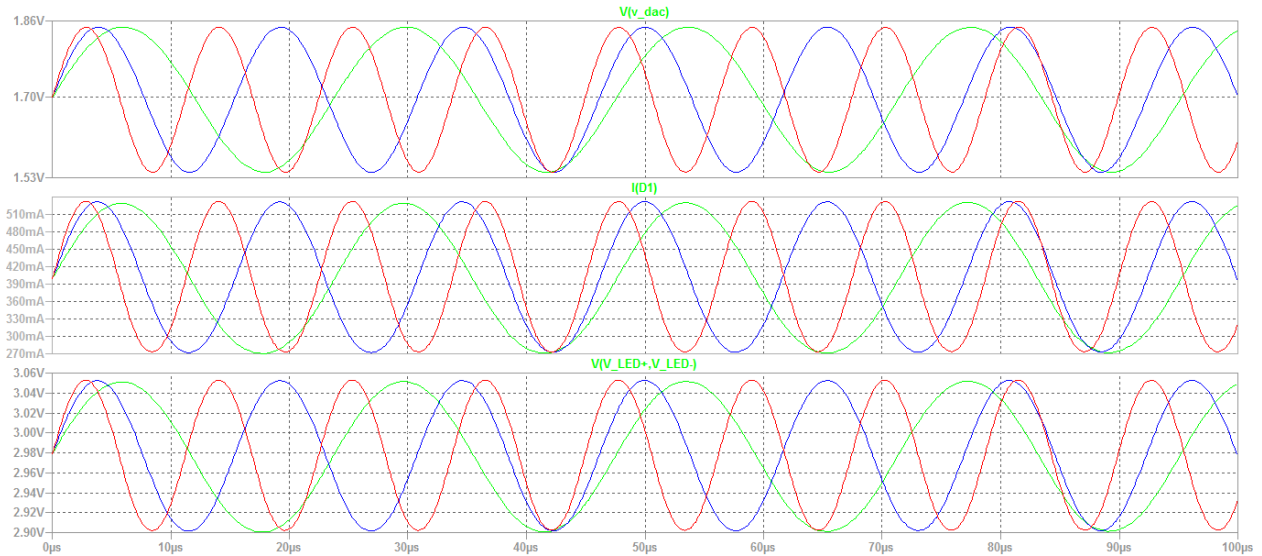


Figura 4-21: Análisis transitorio para la frecuencia inferior (verde), central (azul) y superior (rojo) del espectro de PRIME.

4.5.3 Variación con beta

De la misma forma que en el análisis transitorio con diversas frecuencias, se puede utilizar la directiva **.step** para cambiar el parámetro β de los transistores BJT. En el modelo Spice, este parámetro corresponde a **BF**, y en este caso se hará recorrer un rango desde $\beta = 50$ hasta $\beta = 500$, aumentándola de cincuenta en cincuenta. Como en el caso anterior, se utilizará una senoide a 65 kHz de 1V de amplitud a la entrada, obteniéndose el resultado mostrado en la Figura 4-22.

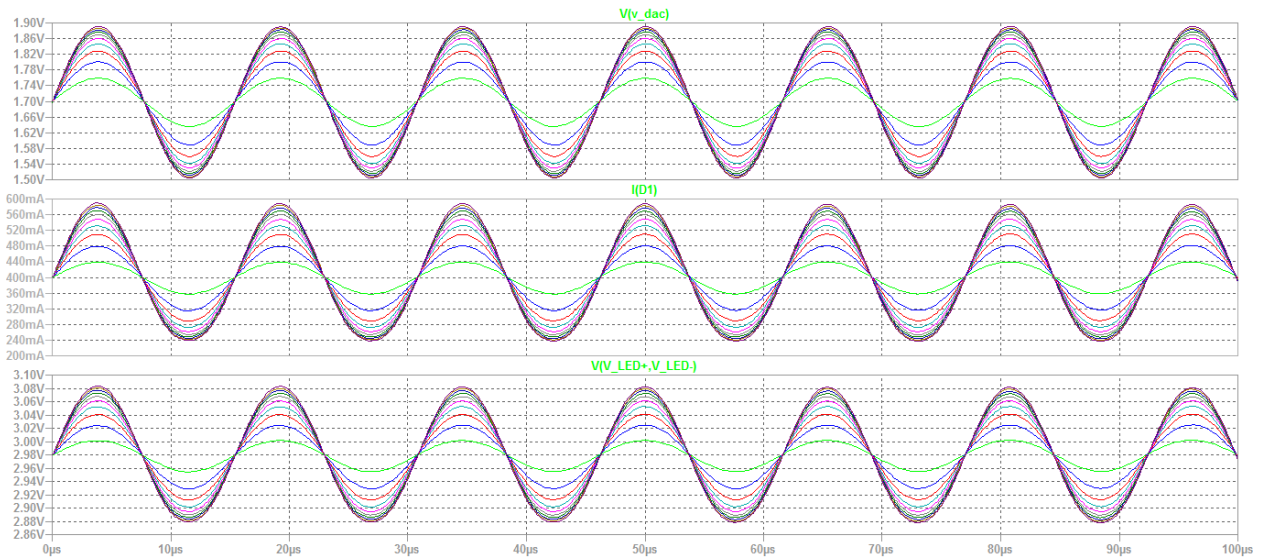


Figura 4-22: Respuesta ante la variación del parámetro β de los transistores.

Con el valor máximo de β se tiene una amplitud pico a pico de 350 mA, aproximadamente, mientras que en el peor caso de $\beta = 50$, se pasa a tener 40 mA. Con esto, se demuestra la importancia de este parámetro en el comportamiento del circuito, que a su vez depende de la temperatura. Además, en este análisis se pretende comprobar que el rango de señal, en el peor de los casos, no aumente tanto que haya riesgo de quemar los

transistores o salir de la zona de funcionamiento lineal del LED. Teniendo en cuenta que el 2N2222 elegido tiene un valor estándar de $\beta = 200$, en la siguiente Figura se representa de forma aproximada cómo varía el rango de señal en el LED con la β estándar, la máxima y la mínima.

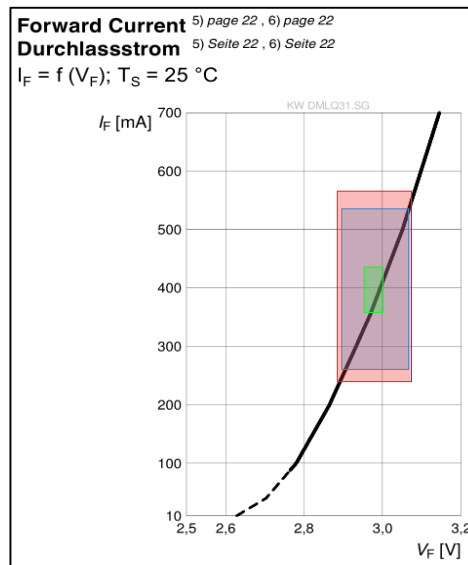


Figura 4-23: Rango de señal en el LED con β mínima (verde), β estándar (azul) y β máxima (rojo).

4.5.4 Respuesta frecuencial

Será interesante comprobar mediante un análisis **.ac** que que el circuito tenga una respuesta totalmente lineal en ganancia para todas las frecuencias de la banda en la que se va a transmitir. Esto se verifica si se analiza el resultado de dicho análisis, mostrado en la Figura 4-24: en el rango desde los 42 kHz hasta los 89 kHz se mantiene una ganancia de -4.5 dB y un desfase de 0°.

Al contrario que otras implementaciones, la configuración de emisor común tiene la propiedad de no invertir la señal de entrada, por lo que el desfase nulo es lo esperado.

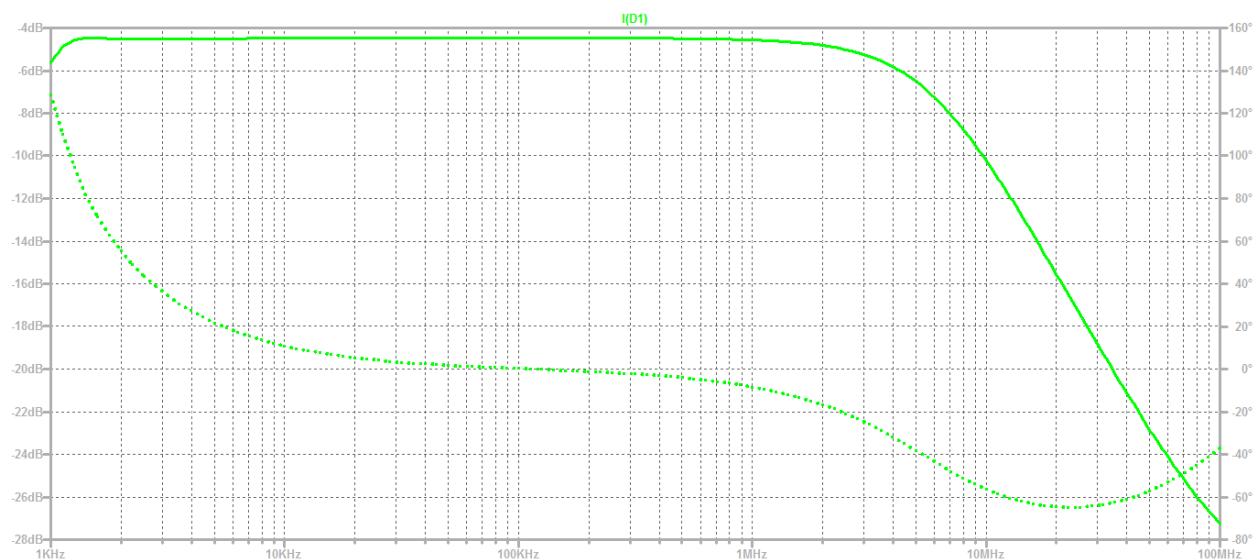


Figura 4-24: Respuesta frecuencial del circuito del transmisor: ganancia (línea continua) y fase (línea discontinua).

4.6 Diseño de la PCB del Transmisor

Tras comprobar mediante simulación que el diseño explicado anteriormente es válido, se pasará al diseño de la PCB. Para ello, se utilizará el software **Altium Designer**, un paquete ampliamente extendido en la industria y que también cuenta con una licencia educativa gratuita durante un período de tiempo limitado. El primer paso es hacer el esquemático, para lo que es necesario contar con todos los componentes que se quieren utilizar, asociando su símbolo del esquemático con la huella adecuada. En este proyecto lo que se ha elegido es crear una librería propia de componentes, y utilizar de base las librerías estándar de las que dispone Altium. Además, para algunos de los componentes, como el driver del LED, se han utilizado los recursos que facilita RS Amidata a través de Library Loader. A continuación se detalla con más detenimiento el listado de los componentes, cuyo conexionado aparece en el esquemático de la Figura 4-25.

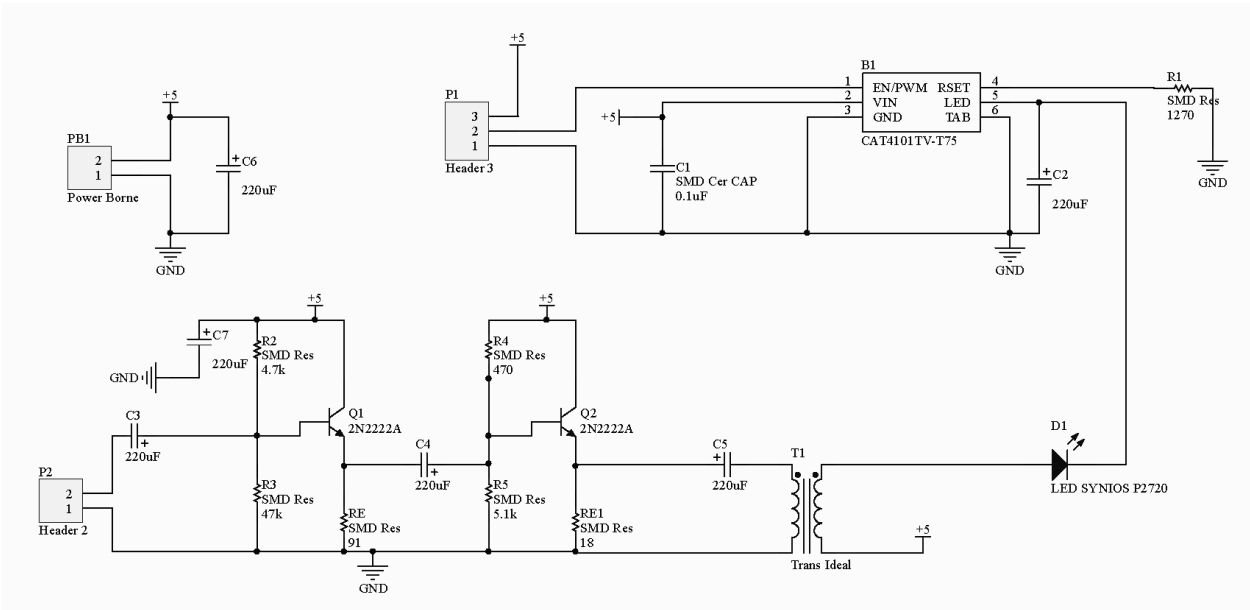


Figura 4-25: Esquemático para la PCB del transmisor.

- B1:** este componente es el driver que proporciona la intensidad constante de **400 mA** al LED. Se trata del integrado **CAT4101 de ON Semiconductor** [53], y su encapsulado es del tipo **TO-263**, con 5 pines. El esquema interno de este dispositivo se muestra en la Figura 4-26, donde se identifica la fuente de corriente constante en el pin **LED** como sumidero. Para el caso en el que se quiere tener una intensidad de 400 mA, se indica en el datasheet que la resistencia conectada al pin **RSET** debe tener un valor de $1270\ \Omega$. Además, se recomienda añadir una capacidad cerámica de bypass de $0.1\ \mu\text{F}$ en el pin de alimentación **VIN**, cuyo voltaje será de 5 V. Por si es necesario a la hora de las pruebas, se ha elegido permitir la conexión con el pin **EN/PWM** a través de una hilera de tres pines; en el supuesto en el que no se desee ajustar el brillo del LED, este pin estará conectado a la tensión de alimentación con un jumper para que el componente permanezca activo.

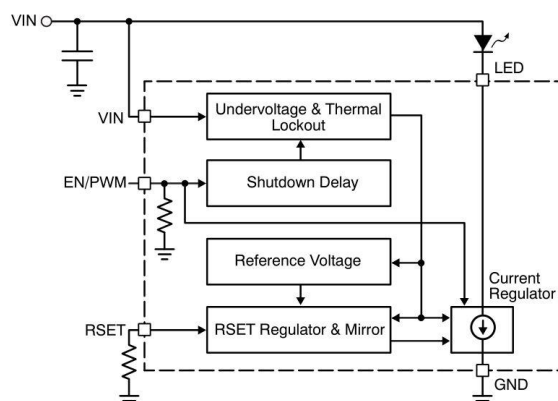


Figura 4-26: Esquema interno del CAT4101.
(Fuente: [53])

- **D1:** este es el **LED Osram SYNIOS P2720**, cuyo cátodo debe ir al pin **LED** del driver. En este caso, la huella del componente, que es de montaje superficial, ha tenido que hacerse de cero siguiendo las recomendaciones de la hoja de características que se ven en la Figura 4-27.

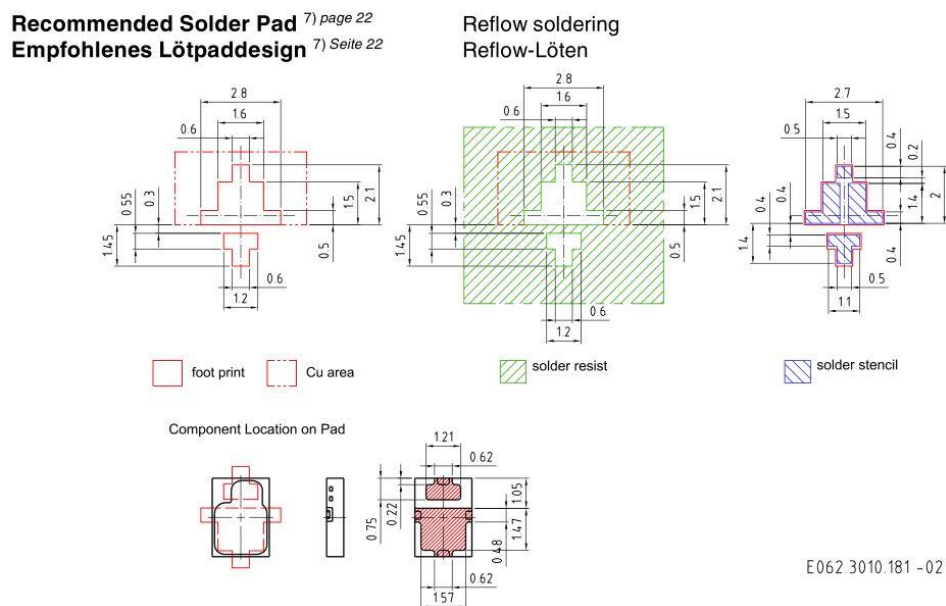


Figura 4-27: Recomendaciones para el diseño de la huella del LED P2720.
(Fuente: [52])

- **T1:** este transformador constará de un núcleo de ferrita toroidal, al que se enrollará cable de cobre para formar los dos bobinados que se necesitan. Ya que el tamaño final y la localización de los agujeros para las bobinas dependen de cómo se construya manualmente dicho transformador, se ha optado por utilizar una huella aproximada, a partir del tamaño del toroide del núcleo **R 25.3 x 14.8 x 10.0 (EPCOS)** [54].
- **Q1 y Q2:** éstos son los dos transistores **BJT 2N2222** que forman la etapa del buffer, y cuyo encapsulado corresponde al estándar **TO-18**.
- **C1:** como se ha explicado anteriormente, C1 es el condensador SMD de bypass de $0.1 \mu\text{F}$ que va conectado al pin **VIN** del driver.
- **C2:** en este caso, esta capacidad es la que permite desacoplar la señal de información con la corriente constante que el driver le proporciona al LED. Se trata de un condensador electrolítico de $220 \mu\text{F}$ de la marca **KEMET** [59] con encapsulado THD, cuya huella también se ha tenido que hacer de forma manual.
- **C3, C4, C5:** estos condensadores desacoplan las etapas del buffer, y son del mismo tipo que C1.
- **C6, C7:** con el objetivo de estabilizar la tensión de la fuente de alimentación, se han añadido estos dos condensadores en los puntos que se han considerado más críticos: la entrada directa de los terminales de la fuente, y la alimentación del buffer de transistores. Al utilizarse un valor de capacitancia grande, para este propósito se ha podido reutilizar el mismo condensador electrolítico KEMET que en los casos anteriores.
- **R1:** ésta es la resistencia que es necesario conectar al pin **RSET**, para que la corriente que suministra el driver sea de 400 mA. Ya que en la hoja de características se recomienda situar esta resistencia lo más cerca posible del driver, se ha elegido un encapsulado **SMD 1206**, cuyo tamaño facilita este propósito, sin comprometer demasiado la dificultad en la realización de la soldadura manual.
- **R2, R3, R4, R5, RE, RE1:** el encapsulado de las resistencias que forman el buffer de corriente de los transistores, será del mismo tipo que en R1.
- **PB1:** la entrada de la fuente de alimentación se realizará a través de una borna tipo Phoenix.
- **P1, P2:** éstos son los pines que se han incluido para poder conectar más fácilmente la señal PWM que

ajusta el brillo del LED con el driver, y la entrada de la señal de información proveniente del DAC, respectivamente.

Con todo esto, y teniendo en cuenta que la PCB va a revelarse de forma manual en el laboratorio del Departamento de Electrónica, utilizándose una única cara de cobre, el resultado del diseño con Altium se muestra en la Figura 4-28.

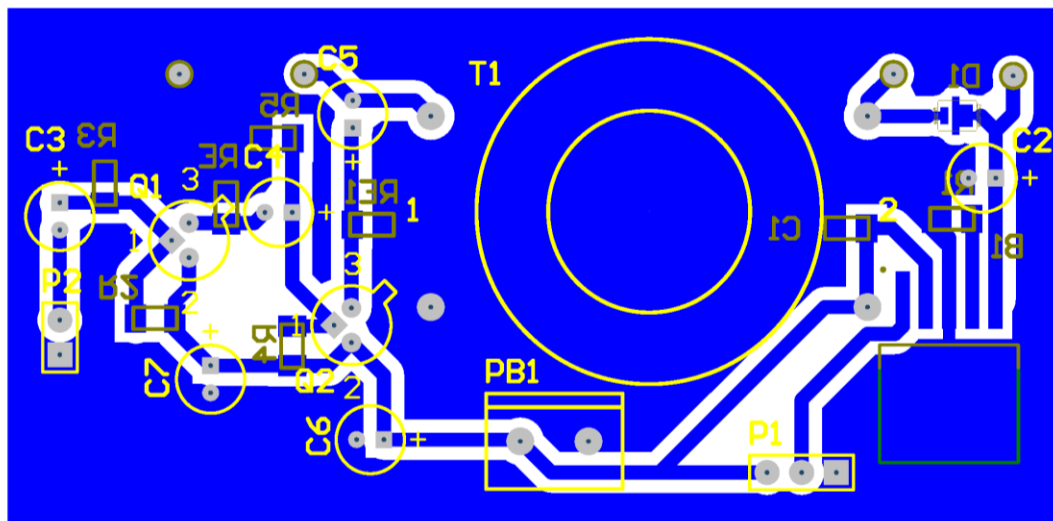


Figura 4-28: PCB del transmisor.

Cabe resaltar la inclusión de un par de testpoints para facilitar las medidas, tanto a la entrada del transformador como en el LED. En la cara dónde están las pistas de cobre (en azul) se disponen los componentes superficiales, mientras que en la otra estarán los que tienen encapsulado THD, diferenciados en la Figura con un color amarillo oscuro y amarillo claro, respectivamente. El espaciado entre el plano de tierra y la anchura de las pistas se han intentado adecuar en la medida de lo posible al procedimiento de revelado mediante ácido, dejando margen para las posibles deficiencias que suelen presentarse en este procedimiento.

4.7 Revelado y montaje de la PCB del Transmisor

Como ya se ha comentado, el revelado manual mediante ácido puede conllevar algunas deficiencias en la PCB, por lo que, como precaución añadida, se revelarán dos copias de las PCB a la vez. El resultado puede verse en la Figura 4-29, en el que se observa cómo en una de ellas el ácido ha atacado de forma más agresiva parte del plano de tierra.

La disponibilidad de parte de los componentes de la PCB también hará que, en el resultado final, parte de las huellas de las resistencias y condensadores SMD utilizadas varíen en tamaño y valor. En la Tabla 4-2, se indica dicha variación en los valores, teniendo en cuenta que, previamente se ha sometido el modelo SPICE a las mismas para comprobar que no afectara al resultado final.

Finalmente, en la Figura 4-30 y en la Figura 4-31 puede observarse el resultado final del montaje de la PCB del transmisor, incluido el transformador.

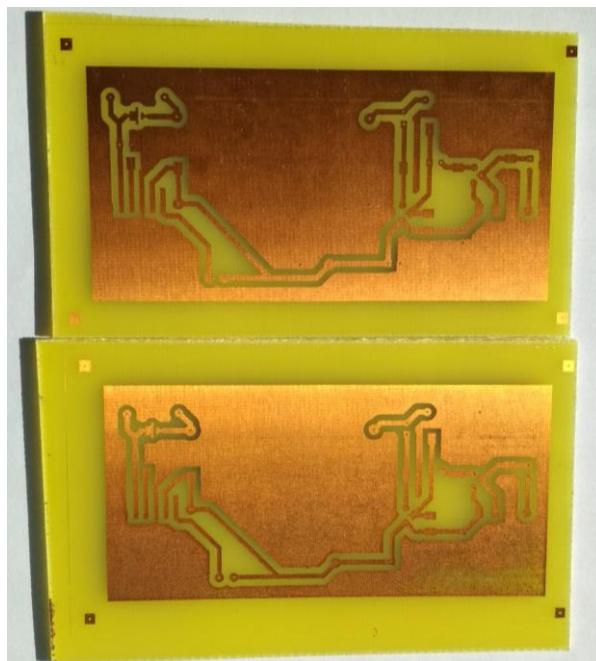


Figura 4-29: Resultado del revelado de la PCB del Transmisor.



Figura 4-30: PCB del transmisor (1).

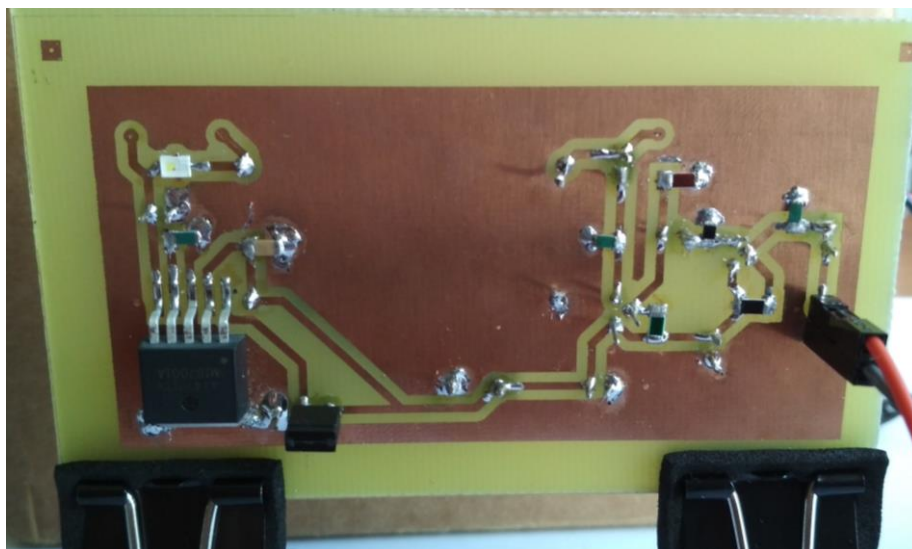


Figura 4-31: PCB del transmisor (2).

Componente	Valor
C1	0.1uF → 0.1uF
R1	1270Ω → 1240Ω
R2	4,7kΩ → 4,75kΩ
R3	47kΩ → 47,5kΩ
R4	470Ω → 475Ω
R5	5,1kΩ → 5,11kΩ
RE	91Ω → 86,6Ω
RE1	18Ω → 15Ω

Tabla 4-2: Variaciones en los valores de los condensadores y las resistencias de la PCB.

5 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA (PARTE ANALÓGICA - RECEPTOR)

El circuito del receptor tendrá el objetivo de adecuar la señal detectada por el fotodiodo a la entrada del ADC del microcontrolador. Por ello, el primer paso será incluir un amplificador de transimpedancia, para convertir la corriente que proporciona el fotodiodo en una tensión proporcional a la entrada del ADC. En este capítulo se detallará como se ha diseñado el circuito del receptor, a partir de los modelos escogidos de fotodiodo y amplificador. En este caso, no se cuenta con un modelo de simulación SPICE, por lo que se seguirán las recomendaciones de los datasheets de cada componente a la hora de establecer el conexionado entre ellos. También por este motivo, tras realizar algunas de las pruebas de recepción de la señal OFDM, se vio conveniente realizar algunas modificaciones sobre el circuito inicial que también se explicarán en su apartado correspondiente.

5.1 Elección inicial de componentes

5.1.1 Fotodiodo

El fotodiodo elegido es el modelo **OSD15-5T de Centronic** [60]. Este dispositivo tiene una responsividad típica de **0.21A/W** para una longitud de onda de 436nm, siendo su respuesta espectral la de la Figura 5-1. Como se puede observar, se cubre el espectro visible, que se establece desde los 380nm hasta los 780nm aproximadamente.

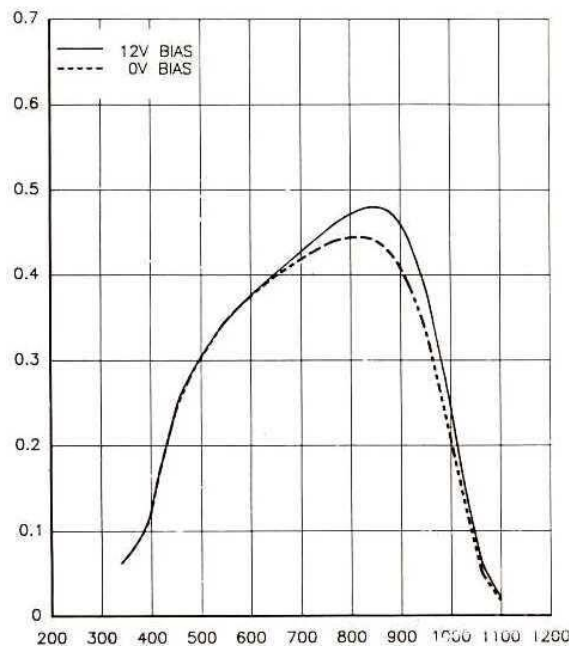


Figura 5-1: Respuesta espectral del fotodiodo.

Según la hoja de características, la potencia de ruido equivalente será $NEP = 5.5 \times 10^{-14} W\sqrt{Hz}$. Este parámetro define la mínima potencia que debe incidir en el fotodiodo para generar una corriente igual a la corriente de ruido total del propio fotodiodo. Por lo tanto, mientras menor sea este parámetro, mejor será la sensibilidad, definiéndose de la siguiente forma:

$$NEP_{(B=1Hz)} = \frac{I_{ruido} \left[\frac{A}{\sqrt{Hz}} \right]}{Sensibilidad @ \lambda_{pico} \left[\frac{A}{W} \right]} \quad (5-1)$$

Además, otro parámetro importante será la capacidad equivalente que ofrece el diodo al someterlo a la tensión inversa para que funcione como detector. Esta capacidad disminuye cuando aumenta la tensión inversa aplicada V_r , y en este modelo, alcanza valores máximos de 80 pF para $V_r = 12V$, y de 390 pF para $V_r = 0V$. Esta figura limita el rango dinámico del dispositivo, ya que la respuesta será más lenta cuánto mayor sea, algo que en principio no debería ser preocupante en este sistema, ya que la frecuencia de trabajo es relativamente baja, de decenas de kilohercios.

5.1.2 Amplificador de transimpedancia

El amplificador de transimpedancia en este caso será el **AD8015 de Analog Devices** [61], un amplificador con salida diferencial optimizado para receptores ópticos. Como se ha comentado, este componente, además de proporcionar ganancia a la señal, convierte la corriente generada por el fotodiodo en una salida diferencial de voltaje. Es posible hacerlo funcionar con la alimentación de +5V, y tiene una respuesta adecuada en ganancia y frente al ruido hasta frecuencias de centenares de MHz.

En la Figura 5-2 se presenta el diagrama funcional del dispositivo, destacando el pin I_{IN} , que constituye la entrada del amplificador, y por tanto, deberá estar conectado al fotodiodo. Los pines **+OUTPUT** y **-OUTPUT** representan la salida diferencial en tensión, sin embargo, el ADC que se quiere utilizar no dispone de entrada diferencial, por lo que se incluirá un transformador de señal para realizar la conversión necesaria, tal y cómo se detallará en el siguiente apartado.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

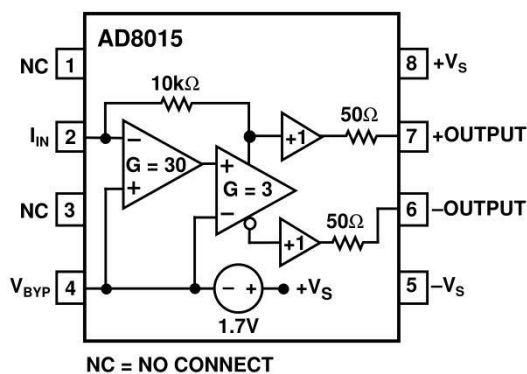


Figura 5-2: Diagrama de funcionamiento del AD8015.

(Fuente: [61])

En la hoja de características del AD8015 se incluyen varios casos de aplicación que ayudan a entender cómo deben realizarse las conexiones con el dispositivo, por lo que se seguirá la recomendación que se propone de añadir un condensador conectado a +V_S en el pin V_{BYP}, en este caso, de 4.7 nF, para mejorar la inmunidad ante del ruido. Uno de sus puntos sensibles, es la influencia de la capacidad parásita del fotodiodo elegido en el funcionamiento del amplificador, ya que se advierte de la importancia de que la capacidad vista en el pin I_{IN} sea lo menor posible.

5.1.3 Transformador de señal

Como se ha adelantado, se ha tomado la decisión de incluir un transformador de señal para adecuar la salida diferencial del amplificador de transimpedancia a la entrada del ADC. Estos transformadores también reciben el nombre de *balun* por su capacidad de poder pasar señales balanceadas o diferenciales a no balanceadas, y viceversa. En este caso, además, se añadirá el nivel de continua necesario para que la señal sea unipolar, y esté

situada correctamente en el rango de voltaje permitido a la entrada del ADC: de 0V a 3.6V. Esto se conseguirá utilizando un divisor resistivo, que añadirá el offset necesario a la señal que se acopla en el transformador, tal y cómo muestra el modelo simulado en LTSpice de la Figura 5-3.

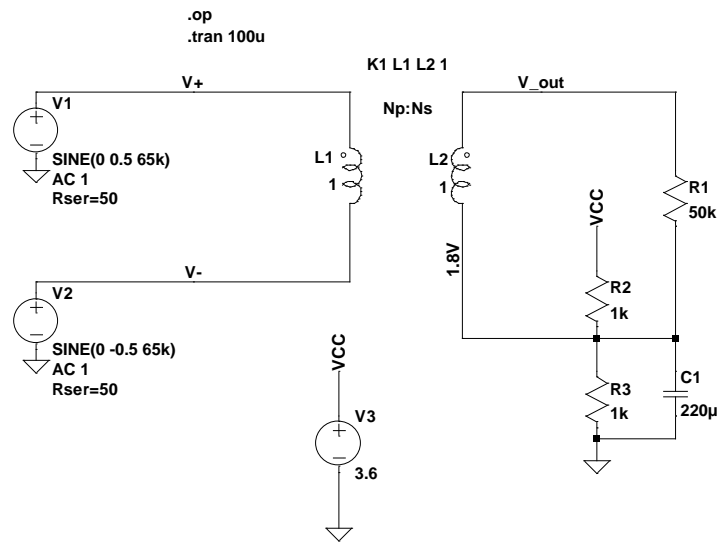


Figura 5-3: Modelo de la adaptación de la salida del AD8015 a la entrada del ADC.

En la gráfica siguiente puede comprobarse cómo, efectivamente, la señal diferencial aplicada de 1Vpp que modela la salida del amplificador, pasa a ser una señal unipolar, con 1.8V de valor medio y 2Vpp.

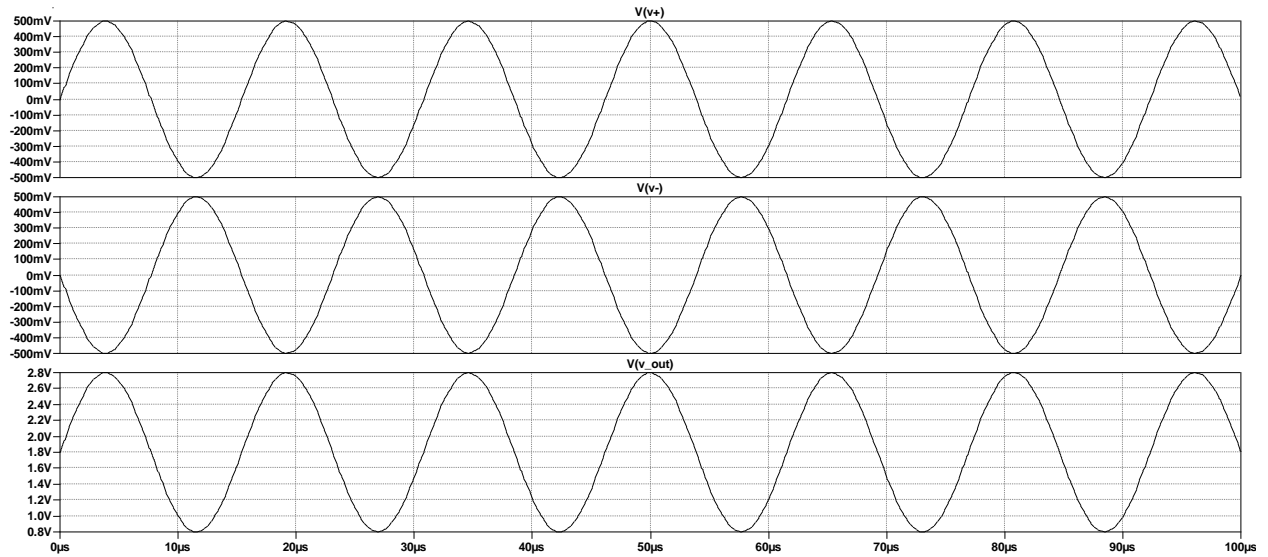


Figura 5-4: Simulación del modelo anterior.

En este caso, se dejarán las huellas en la PCB de dos modelos distintos de transformador de señal; por una parte, el **DA101C de Murata** [62], indicado para su uso en aplicaciones de audio. Por otro lado, también se incluirá el modelo **ADTT1-6+ de Minicircuits** [63], que incluye pines adicionales para insertar y extraer el modo común de la señal diferencial. Cabe reseñar que en ambos la relación de transformación es 1:1, y presentan buenas características en las frecuencias de la banda de trabajo.

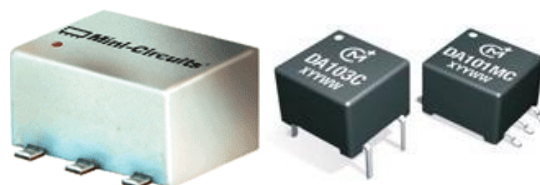


Figura 5-5: Transformadores utilizados: ADTT1-6+ de Minicircuits (izq.) y DA101C de Murata (der.)

5.2 Diseño de la PCB del Receptor

En este caso, en el que no se cuenta con la posibilidad de realizar ninguna simulación del modelo completo del receptor, se pasa directamente al diseño en **Altium** de la PCB. Al igual que en el caso del transmisor, en una fase previa se recolectan o se elaboran a mano las huellas de los componentes que se quieren utilizar. En lo que se refiere al conexionado de los mismos, se sigue el esquemático de la Figura 5-6, en el que se identifican los componentes que se enumeran a continuación:

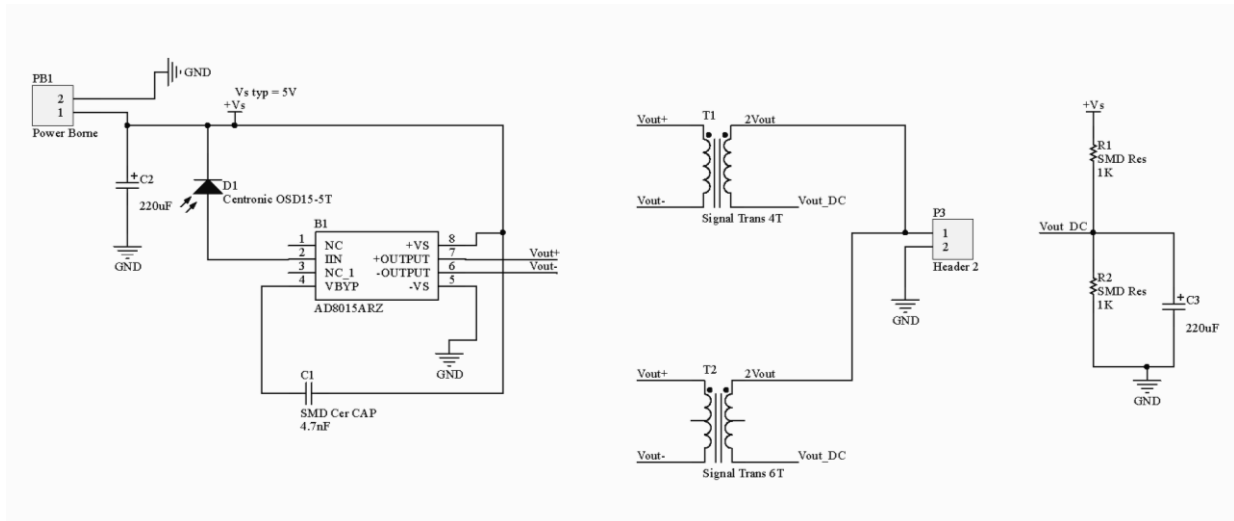


Figura 5-6: Esquemático para la PCB del receptor.

- **B1:** este es el amplificador de transimpedancia **AD8015 de Analog Devices**, cuyas características ya se han comentado. Su símbolo y huella se han obtenido a partir de lo que ofrece la aplicación Library Loader de RSAmidata, y en el esquemático se observa cómo se ha añadido la capacidad cerámica de bypass **C1** que se recomienda en el datasheet. Cabe destacar que, al contar con un encapsulado de pequeño tamaño y múltiples pines, será un elemento bastante crítico a la hora del rutado de la PCB.
- **C1:** en este caso, para la capacidad de bypass del amplificador, se ha elegido utilizar una de montaje superficial de tamaño 1206.
- **C2, C3:** mientras que la función de C2 es la de estabilizar la tensión de la fuente de alimentación, C3 ayuda a establecer el punto medio en DC en el divisor de tensión. Ambos son el modelo de condensador electrolítico de 220 μ F de la marca KEMET, ya utilizado en el transmisor.
- **D1:** el fotodiodo, de la marca Centronic, se polarizará en inversa, y la intensidad que genera irá al pin **I_{IN}** del amplificador de transimpedancia, tal y cómo se muestra en el esquemático.
- **P3:** tras los transformadores, se dispondrá de la salida del receptor ya adaptada a la entrada del ADC, por lo que se han dispuesto un par de pines para facilitar el acceso a la misma.
- **PB1:** al igual que en el transmisor, la entrada de la fuente de alimentación se realizará a través de una borna tipo Phoenix.
- **R1, R2:** éstas son las resistencias que forman el divisor resistivo, y serán resistencias SMD con encapsulado 1206.
- **T1, T2:** para poder utilizar ambos transformadores de señal, se rutarán los dos en paralelo, siendo **T1** el **DAC101C** de Murata y **T2** el **ADTT1-6+** de Minicircuits. Además, a la salida de los mismos se añadirá el offset generado por el divisor de tensión para la adaptación al ADC.

Una vez se ha decidido este conexionado, y se cuentan con todas las huellas de los componentes, se pasa a realizar el diseño de la PCB como tal, para su posterior revelado manual en el laboratorio del Departamento de Electrónica. Como en el caso del transmisor, se contará con una única cara de cobre, y se intentará en la medida de lo posible adaptar el diseño a la revelación mediante ácido. Finalmente, el resultado se muestra en la Figura 5-7.

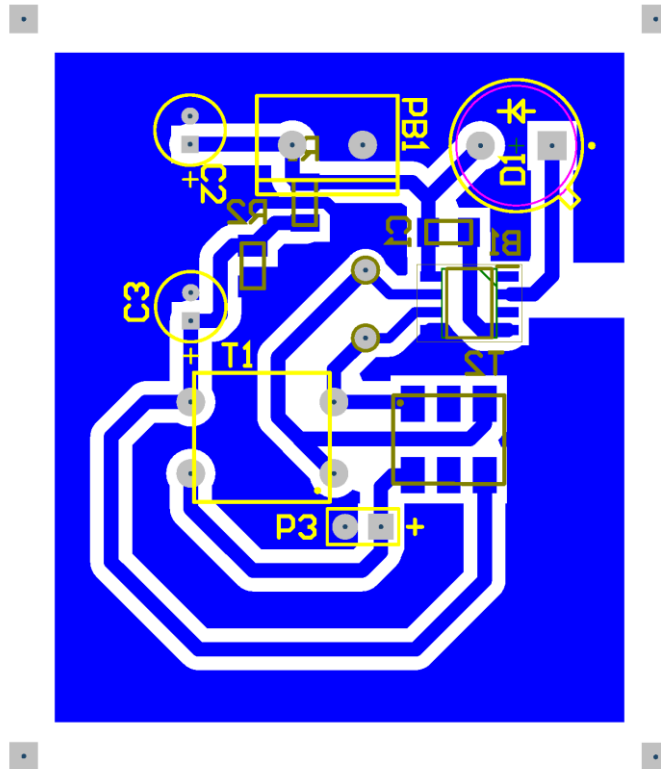


Figura 5-7: PCB del Receptor.

De nuevo, en la cara dónde están las pistas de cobre (en azul) se disponen los componentes superficiales, representados en color amarillo oscuro. En la otra cara estarán los componentes THD, que en la Figura se ven de color amarillo más claro. Como ya se adelantó, el componente más crítico es el amplificador de transconductancia, y en el rutado se ha intentado ampliar todo lo posible la separación entre las pistas que van a sus pines. Por esta razón, ha sido posible ampliar la anchura de todas las pistas excepto las dos que van a la salida de dicho componente. También cabe resaltar el recorte del plano de tierra alrededor de los pines que se dejan sin conectar, adyacentes al pin I_{IN} . Este espacio se ha dejado conscientemente debido a la recomendación de la hoja de características del amplificador, en la que se insta a minimizar lo máximo posible la capacidad parásita del pin I_{IN} , evitando que haya plano de tierra u otras pistas metálicas en sus proximidades.

Tanto las pistas, así como los pads y el espaciado con el plano de tierra se han ampliado en la medida de lo posible para facilitar la fase de revelado. También se han incluido un par de testpoints para facilitar las medidas de la señal de tensión diferencial que proporciona el amplificador, antes de pasar por el transformador de señal.

5.3 Revelado y montaje de la PCB del Receptor

Como ya se hizo en la parte del transmisor, se ha elegido revelar dos copias de la PCB a la vez, y el resultado se muestra en la Figura 5-8. En este caso, el ácido ha atacado de forma menos agresiva y se han tenido que retirar algunos restos de cobre posteriormente. El resultado final del montaje de la PCB se muestra en la Figura 5-9 y en la Figura 5-10, dónde se observa que el transformador que se ha elegido soldar primero para pasar las pruebas es el **ADTT1-6+** de Minicircuits.

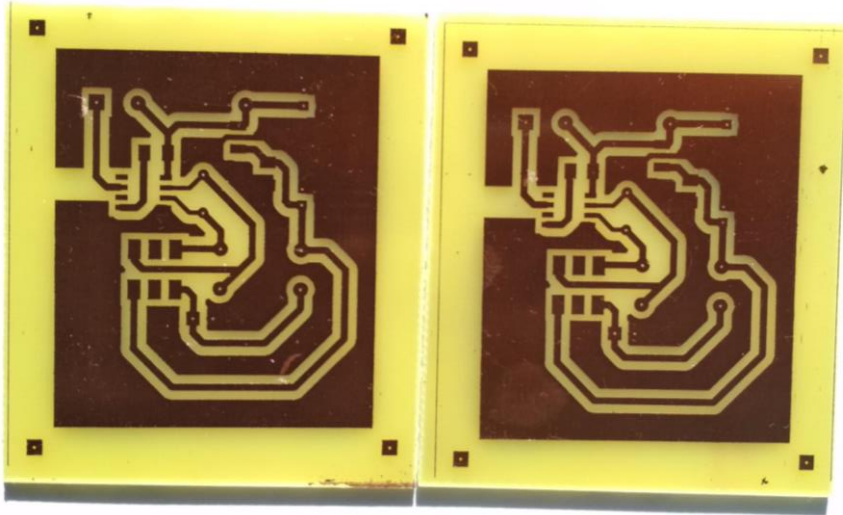


Figura 5-8: Resultado del revelado de la PCB del Receptor.

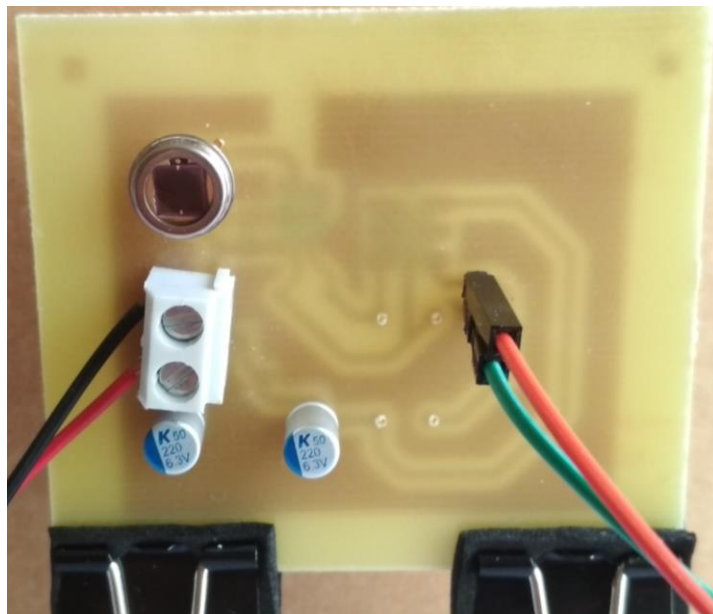


Figura 5-9: PCB del Receptor (1).

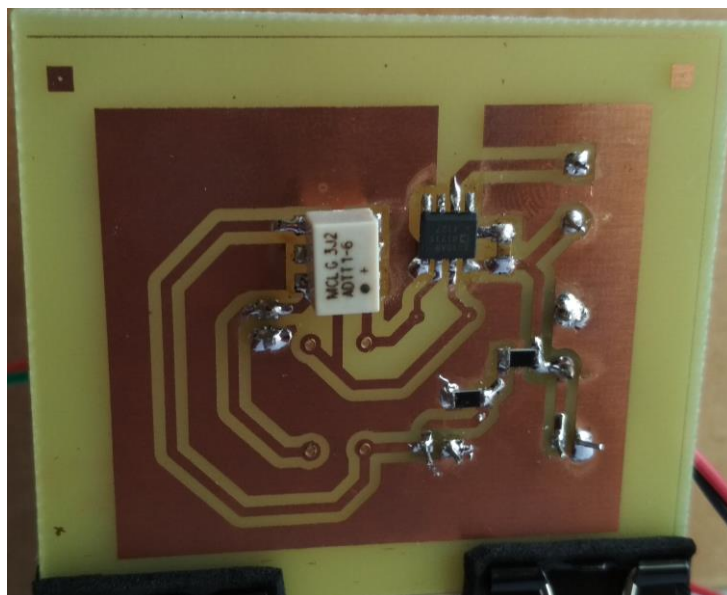


Figura 5-10: PCB del Receptor (2).

5.4 Diseño de amplificador adicional para la etapa del receptor

Como ya se ha comentado en la introducción de este capítulo, en el caso de la etapa del receptor, no ha sido posible partir de un modelo de simulación de SPICE, por lo que no se ha podido ver la respuesta del sistema en las condiciones de trabajo hasta el momento de tener la PCB ya montada. En este punto, y tras comprobar el funcionamiento básico de la etapa, en las primeras pruebas de recepción con la señal OFDM ya situada en la frecuencia de 65 kHz, la señal que llegaba al convertidor analógico-digital tenía una amplitud de 40 mVpp aproximadamente, tal y cómo se muestra en la Figura 5-11. Esto dificultaba la tarea de identificar el preámbulo, y distinguir la señal del ruido que capta el fotodiodo, cuyo ancho de banda, además, es bastante amplio.

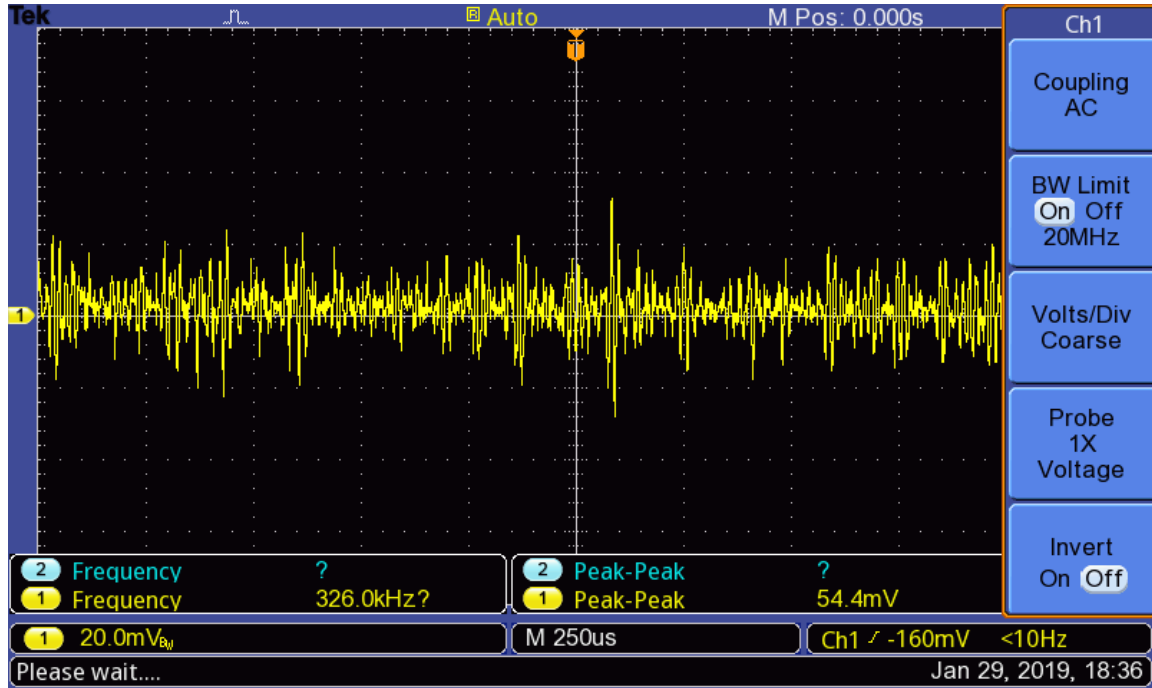


Figura 5-11: Captura del osciloscopio de la señal de entrada del ADC antes de añadir la etapa amplificadora.

Debido a esto, se decidió disponer en una placa de pruebas la **etapa amplificadora en emisor común y sintonizado** a, aproximadamente, 65kHz, de la Figura 5-12. Este circuito aporta ganancia en tensión a la señal, y además, filtra a la frecuencia central deseada, tal y cómo se muestra en la simulación teórica de su característica frecuencial de la Figura 5-13. Adicionalmente, el divisor resistivo del final, le añade a la señal un **offset de 1.7V**, situándola en la mitad aproximadamente del rango aceptado por el ADC.

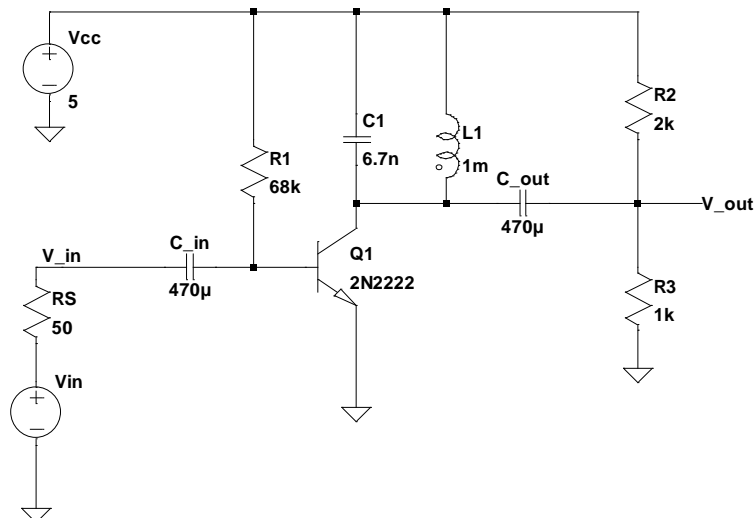


Figura 5-12: Etapa amplificadora añadida en el receptor.

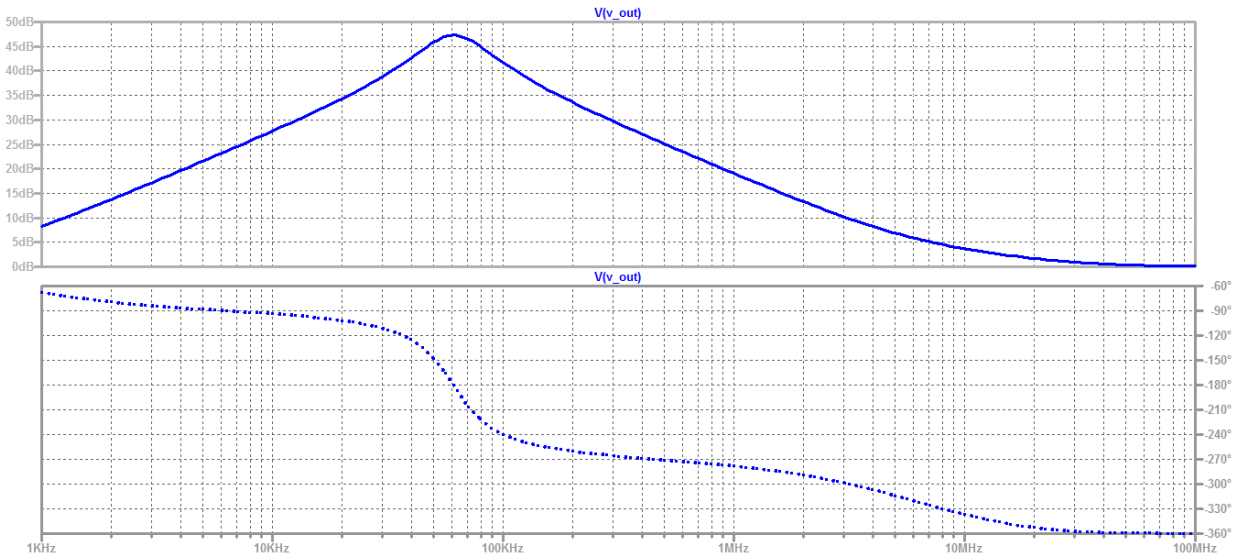


Figura 5-13: Característica frecuencial teórica de la etapa amplificadora añadida en el receptor.

Como se puede observar, el circuito aporta una ganancia teórica muy grande, y en concreto, su máximo de 47.2 dB se alcanza en 62 kHz. De forma práctica, utilizando la señal senoidal de **20mVpp** que se muestra en la Figura 5-14, generada con la fuente del laboratorio, se obtuvo la característica frecuencial del circuito cuyos resultados se muestran en la Tabla 5-1 y la Figura 5-13 .

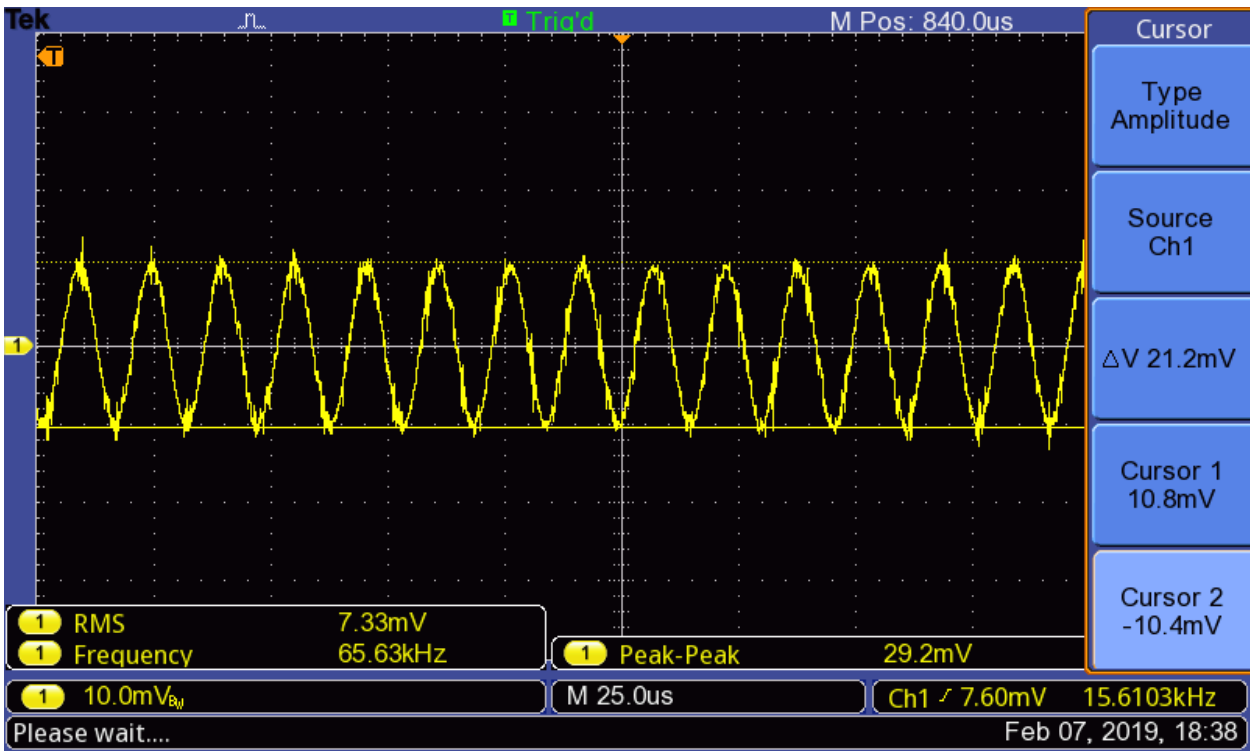


Figura 5-14: Señal a la entrada de la etapa del amplificador del receptor para su caracterización en frecuencia (V_{in}).

f_{in}	V_{out_pp}	V_{out_RMS}	f_{in}	V_{out_pp}	V_{out_RMS}	f_{in}	V_{out_pp}	V_{out_RMS}
1kHz	118 mVpp	40.4 mV	90kHz	3.56 Vpp	1.22 V	190kHz	1.24 Vpp	420 mV
10kHz	504 mVpp	160 mV	100kHz	3.04 Vpp	1.04 V	200kHz	1.20 Vpp	393 mV
20kHz	976 mVpp	332 mV	110kHz	2.60 Vpp	891 mV	300kHz	712 mVpp	247 mV
30kHz	1.64 Vpp	543 mV	120kHz	2.28 Vpp	776 mV	400kHz	520 mVpp	181 mV
40kHz	2.30 Vpp	806 mV	130kHz	1.98 Vpp	689 mV	500kHz	408 mVpp	143 mV
50kHz	3.32 Vpp	1.14 V	140kHz	1.80 Vpp	620 mV	600kHz	352 mVpp	118 mV
60kHz	4.20 Vpp	1.48 V	150kHz	1.66 Vpp	564 mV	700kHz	312 mVpp	103 mV
65kHz	4.48 Vpp	1.58 V	160kHz	1.52 Vpp	517 mV	800kHz	252 mVpp	86.3 mV
70kHz	4.28 Vpp	1.59 V	170kHz	1.40 Vpp	479 mV	900kHz	232 mVpp	76.2 mV
80kHz	4.28 Vpp	1.44 V	180kHz	1.28 Vpp	442 mV	1MHz	204 mVpp	67.1 mV

Tabla 5-1: Resultados de la salida de la etapa amplificadora para $V_{in}=20mV_{pp}$ a distintas frecuencias.

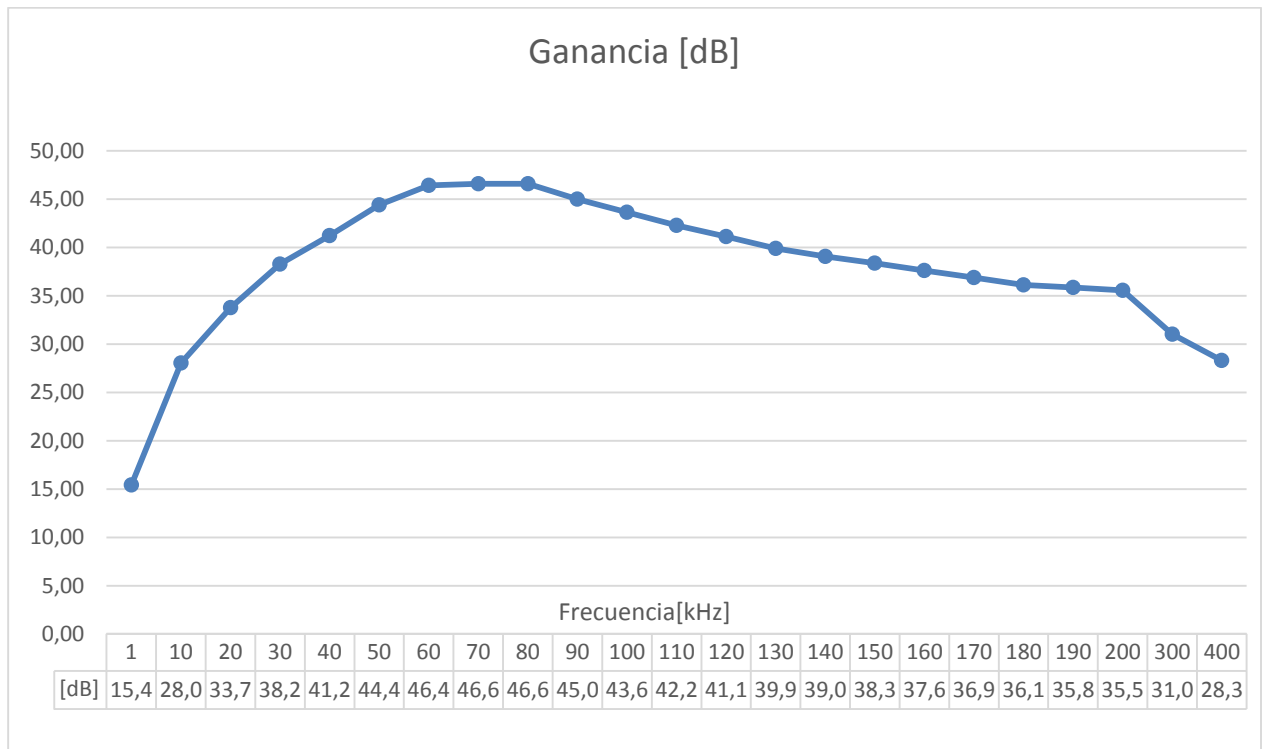


Figura 5-15: Respuesta frecuencial obtenida experimentalmente de la etapa amplificadora para $V_{in}=20mV_{pp}$.

También se muestra en la Figura 5-16 la respuesta temporal ante el mismo seno de 20mVpp a la frecuencia de interés de 65kHz.

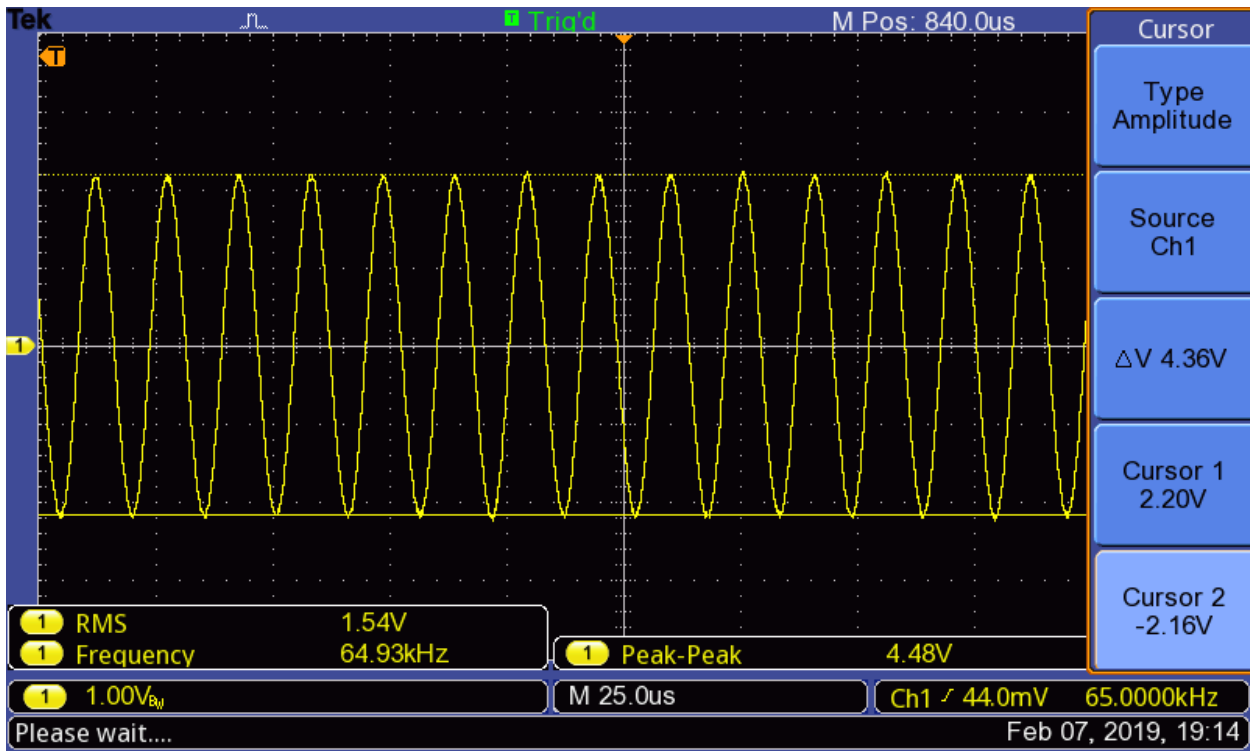


Figura 5-16: Resultado de la salida de la etapa amplificadora para $V_{in}=20mV_{pp}@65kHz$.

Sin embargo, hay que hacer notar que la gran ganancia que aporta la etapa también provoca **bastante distorsión** en cuanto la amplitud a la entrada supera los 20mV_{pp}, aproximadamente. Por ejemplo, en el caso de 40mV_{pp} a la entrada, se aprecia algo de distorsión al bajar de los 40 kHz, frecuencia que está muy cerca de la mínima utilizada en la banda de transmisión de PRIME (41'992 kHz). Además, al hacerse más notable cuánto mayor es la amplitud de la tensión de entrada, puede que afecte, sobre todo, a las portadoras del extremo inferior de la banda utilizada, y a los picos máximos que resultan de la modulación OFDM.

En el apartado de pruebas se explicará con más detalle cómo, a pesar de esto, la inclusión de esta etapa ha mejorado la respuesta del receptor, pero ya se adelanta que **la señal recibida ha pasado de tener 40mV_{pp} a 400mV_{pp}**. Esta mejora resuelve de forma bastante aceptable el problema de detección del preámbulo que se tenía, y ayuda a distinguir la señal frente al ruido que provoca el fotodiodo. Como contraparte, el filtrado que realiza la etapa hace que la **ganancia no sea igual para todas las portadoras**, el divisor resistivo que se integró en la PCB queda inutilizado, el **consumo** de la etapa completa pasa a ser aproximadamente el doble, y parte del sistema está separado de la PCB en una placa de pruebas, lo que no es recomendable.

6 PRUEBAS REALIZADAS

Tras el montaje de sendas PCBs, se realizarán diversas pruebas a ambos diseños, con el objetivo de comprobar su funcionamiento y analizar su rendimiento. En este capítulo se entrará en más detalle en los tests realizados, así como en el análisis de los resultados obtenidos.

6.1 Polarización del seguidor de tensión en el transmisor

En un paso previo a la soldadura del transformador, el primer objetivo será comprobar el correcto comportamiento en polarización, sin presencia de señal de información, con un circuito abierto a la entrada y a la salida, tal y cómo muestra la Figura 6-1. En esta simulación se han utilizado los valores de las resistencias que, por disponibilidad, se han utilizado finalmente.

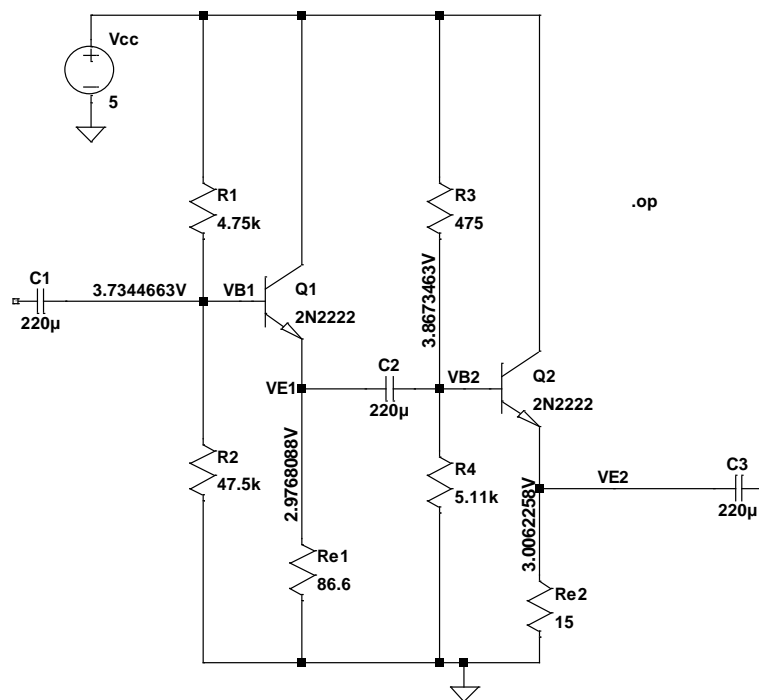


Figura 6-1: Resultado del análisis de la polarización en LTSpice.

En la Figura, se han marcado los nodos de interés que se analizarán con el multímetro. Utilizando una fuente de alimentación a 5V, se obtienen los siguientes valores en DC:

	Valor en LTSpice	Valor real	Diferencia
VB1	3.73 V	3.64 V	- 0.09 V
VE1	2.98 V	2.98 V	0 V
VB2	3.87 V	3.83 V	- 0.04 V
VE2	3.00 V	3.21 V	+ 0.21 V

Tabla 6-1: Valores en DC.

Con estos resultados, se determina que en el primer transistor Q1 se tiene una $V_{BE}=0.66$ V, mientras que en Q2 se obtiene $V_{BE}=0.62$ V, y ambas confirman que los dos transistores están funcionando en directa.

La diferencia entre la simulación y el resultado obtenido puede estar causada por la variación de los parámetros de los transistores BJT, como puede ser la beta, que además de ser dependiente de la temperatura, puede variar de un transistor concreto a otro.

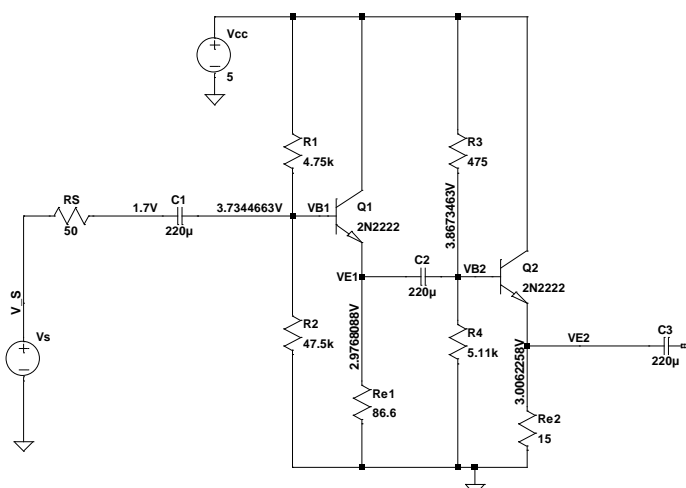
6.2 Comportamiento del transmisor ante la señal de entrada

En este caso, también se comprobará en un paso previo la polarización del circuito, ya con el transformador soldado, y antes de disponer de señal a la entrada. Los resultados obtenidos, que se muestran en la Tabla 6-2, son algo distintos del caso anterior, y también se indica la diferencia con los resultados en SPICE.

	Valor en LTSpice	Valor real	Diferencia
VB1	3.73 V	3.50 V	- 0.23 V
VE1	2.98 V	2.83 V	- 0.15 V
VB2	3.87 V	3.73 V	- 0.14 V
VE2	3.00 V	3.10 V	+ 0.10 V

Tabla 6-2: Polarización con el transformador y sin señal de entrada.

Una vez que se ha comprobado la polarización, se utilizará una fuente de señal V_s para aplicar una senoide de tensión en la entrada del circuito del transmisor. De esta forma, puede comprobarse que el seguidor de tensión realiza su función y que la señal que transmite el LED es correcta, incluyendo el nivel de continua que le proporciona el driver. Además, se hará una estimación del consumo midiendo la intensidad que proporciona la fuente de alimentación con un multímetro, y se utilizará la FFT del osciloscopio para ver la característica frecuencial de la salida, con el objetivo de identificar los armónicos indeseados.

Figura 6-2: Fuente a la entrada V_s para la comparativa

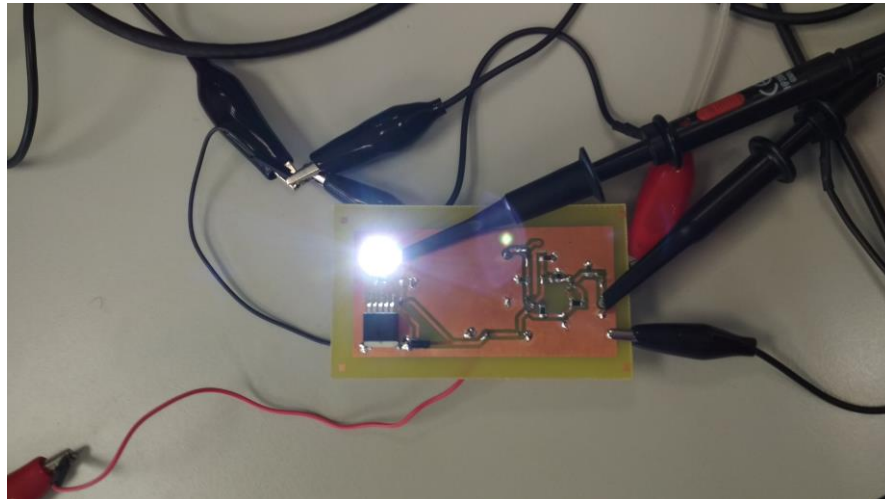


Figura 6-3: Medida de las señales de entrada y salida en el transmisor.

Como comprobación previa, se muestra a continuación un ejemplo de la captura realizada en el osciloscopio, al medir la salida de la fuente de señal al programar $V_s=100\text{mVpp}$.

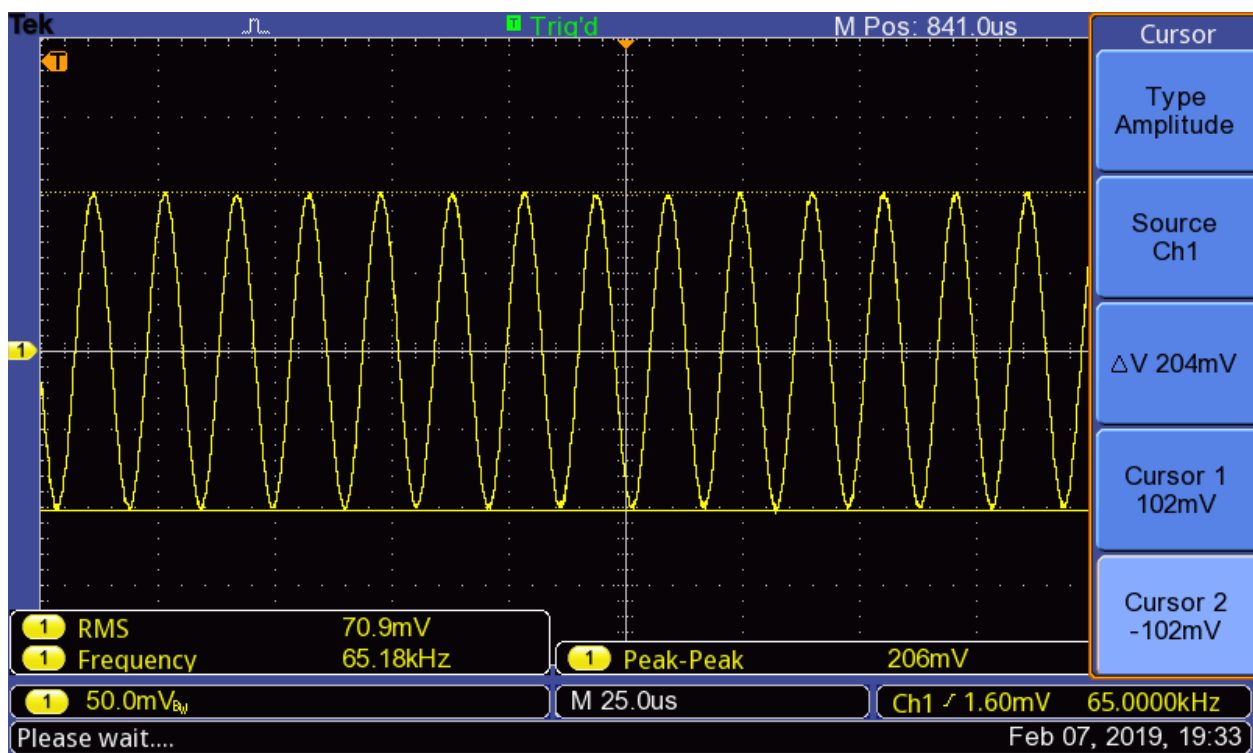


Figura 6-4: Amplitud de la señal obtenida al programar 100mVpp en la fuente de señal.

Además, también se ha comprobado que la señal generada no contenga otros armónicos importantes, aparte del fundamental. De nuevo, para el caso en el que se programan 100mVpp en la fuente, se muestra la FFT de la señal resultante en la Figura 6-5.

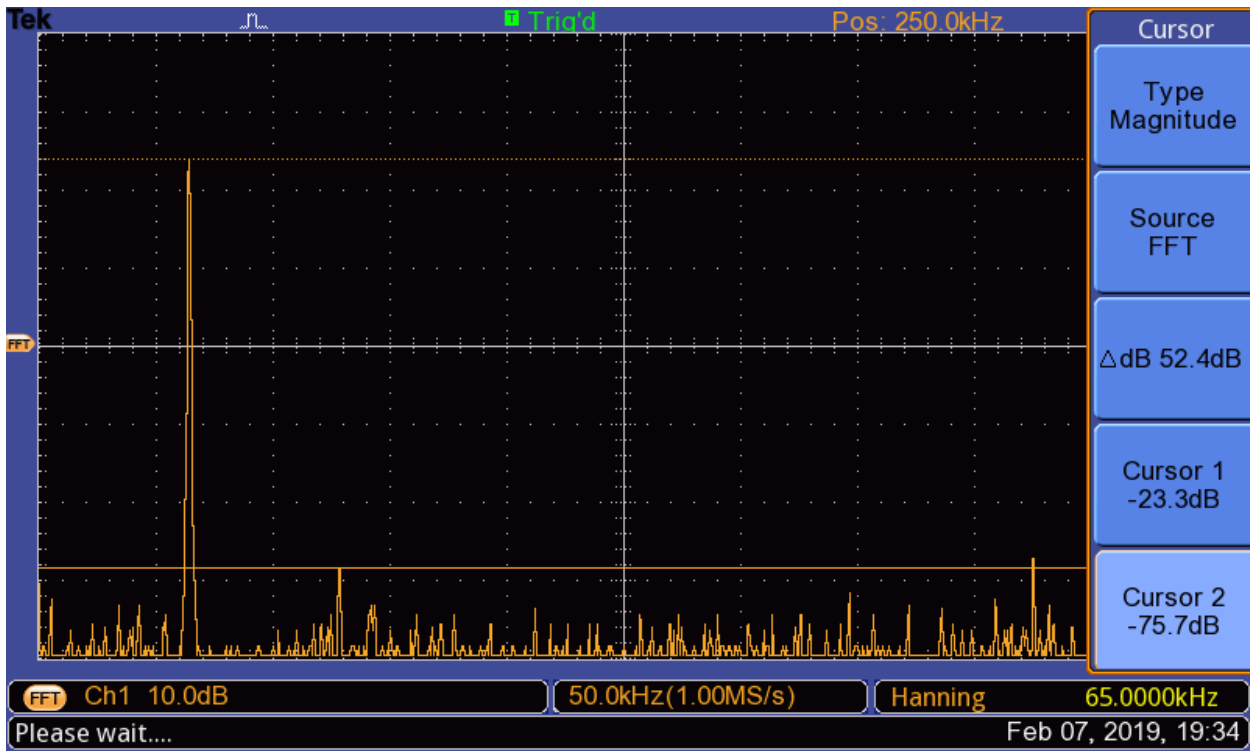


Figura 6-5: Armónicos de la V_s obtenida al programar 100mVpp en la fuente de señal

De esta forma, en la columna de V_s de las tablas que se muestran a continuación, se apuntará el valor de la amplitud de la **tensión interna del generador**. También se hará una estimación del consumo teniendo en cuenta la intensidad que cede la fuente de alimentación, y se anotará el valor de la **amplitud (en V_{pp} y V_{RMS}) del voltaje V_{in} que se mide a la entrada del circuito, al aplicar V_s** . Finalmente, en el apartado de la FFT se indicará la magnitud de los armónicos más importantes que aparecen en la respuesta frecuencial, y el valor del coeficiente de distorsión armónica del orden correspondiente.

En primer lugar, se utilizarán 5V de tensión de alimentación y una senoide de 65KHz con distinta amplitud a la entrada, obteniéndose los resultados de la Tabla 6-3.

V_s	I_{cc}	Consumo	V_{in}	V_{out}	FFT		
					@65KHz	@130KHz	@195KHz
100mVpp	643mA	3.215W	202mVpp	70mVpp	-32.9dBV	-67.7dBV	-
			69.7mV _{RMS}	23.8mV _{RMS}		HD2= -34.8dB	
200mVpp	637mA	3.185W	400mVpp	144mVpp	-26.9dBV	-55.3dBV	-
			139mV _{RMS}	47.7mV _{RMS}		HD2= -28.4dB	
300mVpp	632mA	3.160W	600mVpp	200mVpp	-23.3dBV	-46.9dBV	-62.9dBV
			209mV _{RMS}	68.6mV _{RMS}		HD2= -23.6dB	HD3= -39.6dB

Tabla 6-3: Resultados con $V_{cc}=5V$ y señal de entrada de $f_c=65KHz$.

Como ejemplo, para una V_s de 300mVpp, en la Figura 6-6 se observa la señal a la entrada del circuito (en amarillo) y la señal de la tensión resultante en el ánodo del LED (en azul). La FFT correspondiente puede verse en la Figura 6-7.

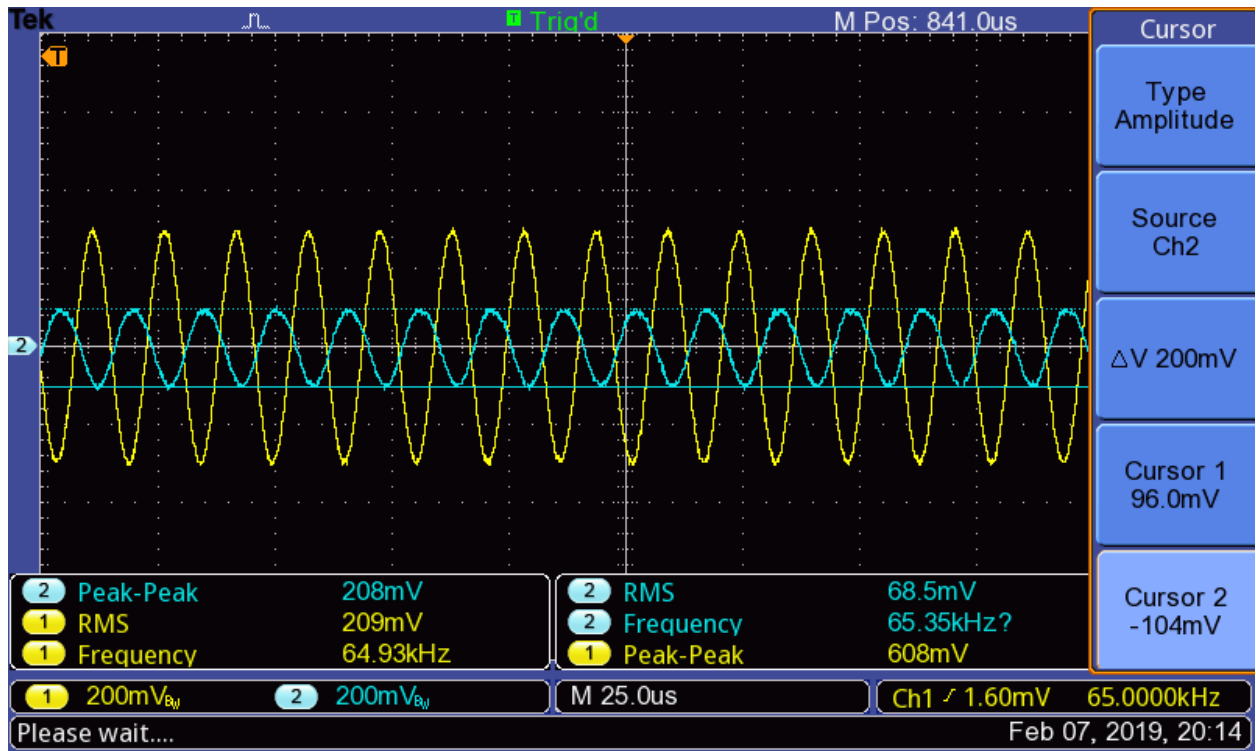


Figura 6-6: Señales a la entrada (amarillo) y salida (azul) del transmisor para $V_s=300\text{mVpp}@65\text{KHz}$.

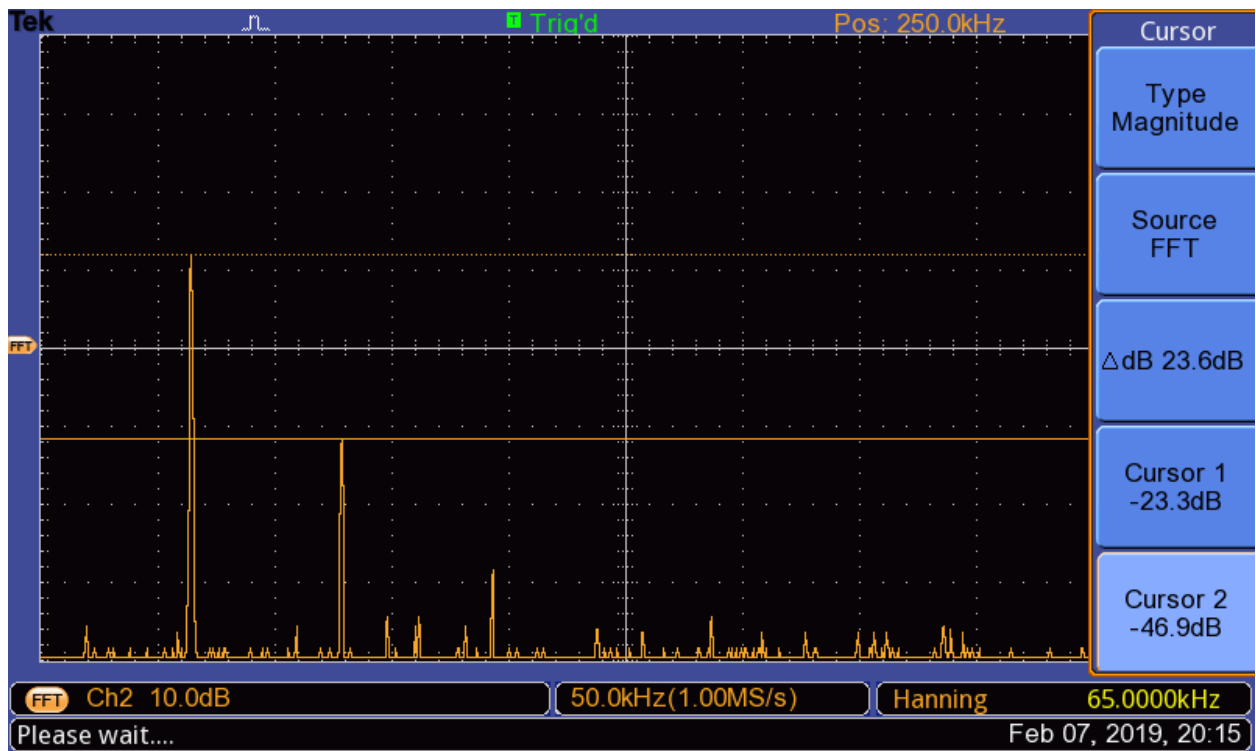


Figura 6-7: FFT de la señal de salida del transmisor para $V_s=300\text{mVpp}@65\text{KHz}$.

Se repetirá el mismo procedimiento para obtener los resultados de senoides a las frecuencias de 1KHz y 200KHz respectivamente, y así poder ver el comportamiento del circuito a una frecuencia bastante más baja y más alta, que la f_c del estándar PRIME utilizada en la fase de diseño.

Vs	Icc	Consumo	Vin	Vout	FFT		
					@1KHz	@2KHz	@3KHz
100mVpp	640mA	3.200W	200mVpp	56mVpp	-34.5dBV	-57.7dBV	-
			69.1mV _{RMS}	19.6mV _{RMS}		HD2= -23.2dB	
200mVpp	630mA	3.150W	400mVpp	112mVpp	-28.5dBV	-47.7dBV	-51.3dBV
			138mV _{RMS}	38.7mV _{RMS}		HD2= -19.2dB	HD3= -22.8dB
300mVpp	623mA	3.115W	600mVpp	144mVpp	-26.5dBV	-38.9dBV	-42.1dBV
			208mV _{RMS}	48.2mV _{RMS}		HD2= -12.4dB	HD3= -15.6dB

Tabla 6-4: Resultados con Vcc=5V y señal de entrada de f_c=1KHz.

Con una señal de 200 KHz se obtienen los resultados de la Tabla 6-5:

Vs	Icc	Consumo	Vin	Vout	FFT		
					@200KHz	@400KHz	@600KHz
100mVpp	645mA	3.225W	206mVpp	44mVpp	-36.5dBV	-	-
			69.9mV _{RMS}	14.6mV _{RMS}			
200mVpp	643mA	3.215W	400mVpp	88mVpp	-30.5dBV	-	-
			139mV _{RMS}	29.3mV _{RMS}			
300mVpp	639mA	3.195W	600mVpp	128mVpp	-27.3dBV	-	-
			210mV _{RMS}	44.2mV _{RMS}			

Tabla 6-5: Resultados con Vcc=5V y señal de entrada de f_c=200KHz.

Además de estos resultados, cabe reseñar el efecto de distorsión que sufre la señal a la salida con 1KHz a la entrada, mostrado en la Figura 6-8 y la Figura 6-9. Como se espera, puede percibirse que dicha distorsión es más notable cuánto mayor es la amplitud de la entrada.

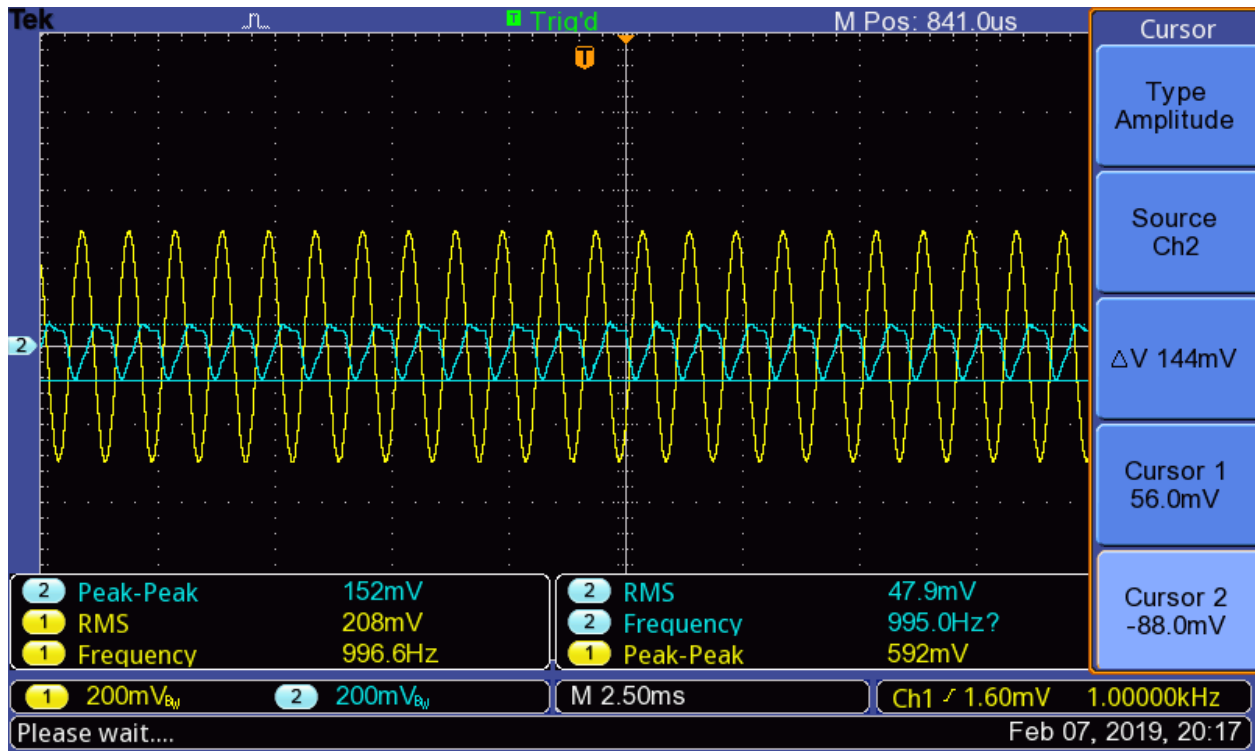


Figura 6-8: Señales a la entrada (amarillo) y salida (azul) del transmisor para $V_s=300\text{mVpp}@1\text{KHz}$.

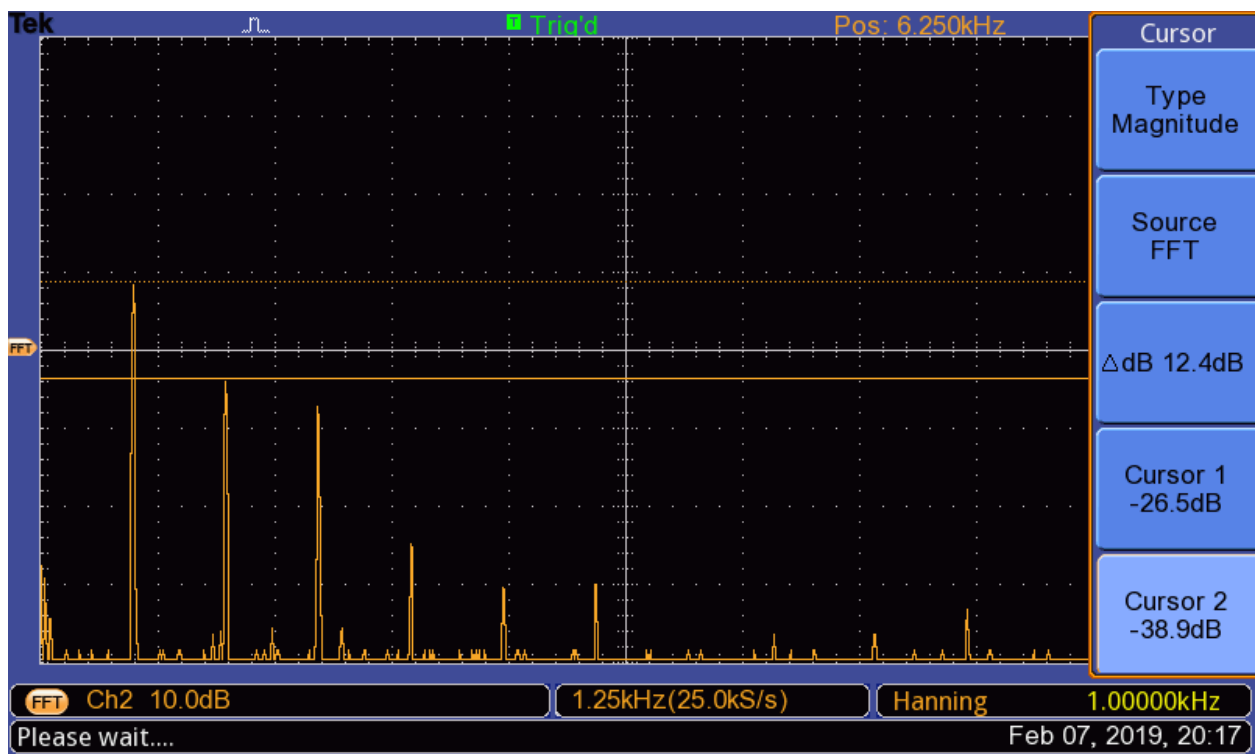


Figura 6-9: FFT de la señal de salida del transmisor para $V_s=300\text{mVpp}@1\text{KHz}$.

6.2.1 Comparativa con la simulación en SPICE

Resulta interesante analizar la desviación del modelo de SPICE que se ha venido utilizando en toda la fase de diseño con el transmisor real, comparando el resultado de las gráficas obtenidas con el osciloscopio y las que resultan de un análisis .TRAN. Para esto, hay que reseñar que al utilizar la fuente de alimentación del laboratorio se tendrán **50Ω de impedancia de salida**, en lugar de los 15kΩ del DAC que se han tenido en cuenta en el procedimiento de diseño. Tal y cómo se muestra en el esquemático de la Figura 6-10, la señal a la entrada tendrá además una frecuencia de 65KHz y estará centrada en 0V.

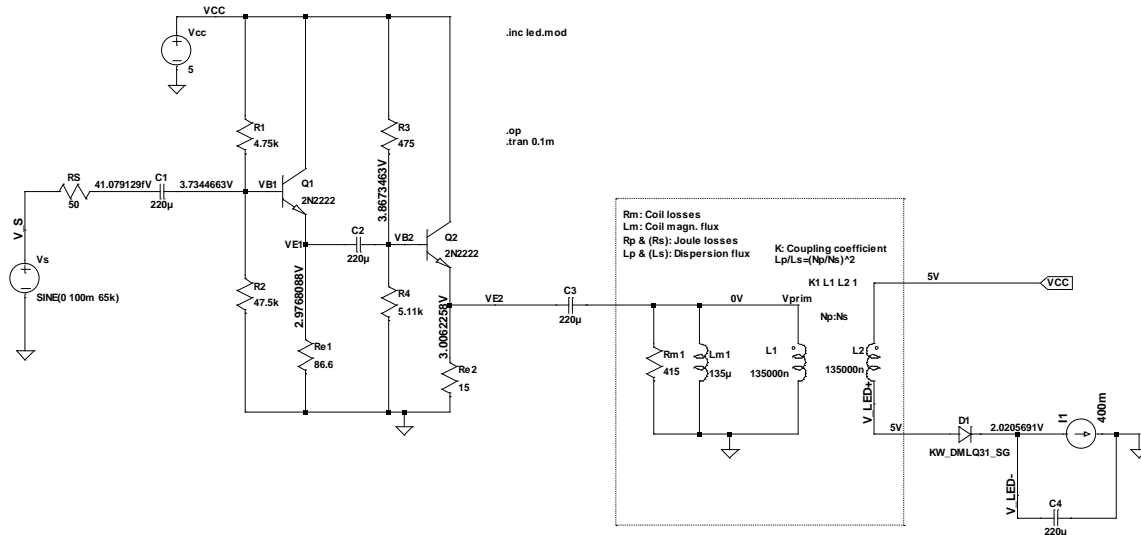


Figura 6-10: Esquemático utilizado para la comparación con los resultados de laboratorio.

6.2.1.1 Resultados con $V_s=100mV_{pp}$

A continuación se presentan los resultados, tanto en SPICE como en las medidas del osciloscopio, al utilizar una señal generada de 100mVpp de amplitud. Hay que tener en cuenta que, para facilitar la comparativa, ya que el osciloscopio está programado para mostrar la respuesta AC, será necesario restarle a la tensión en el ánodo del diodo el offset de continua.

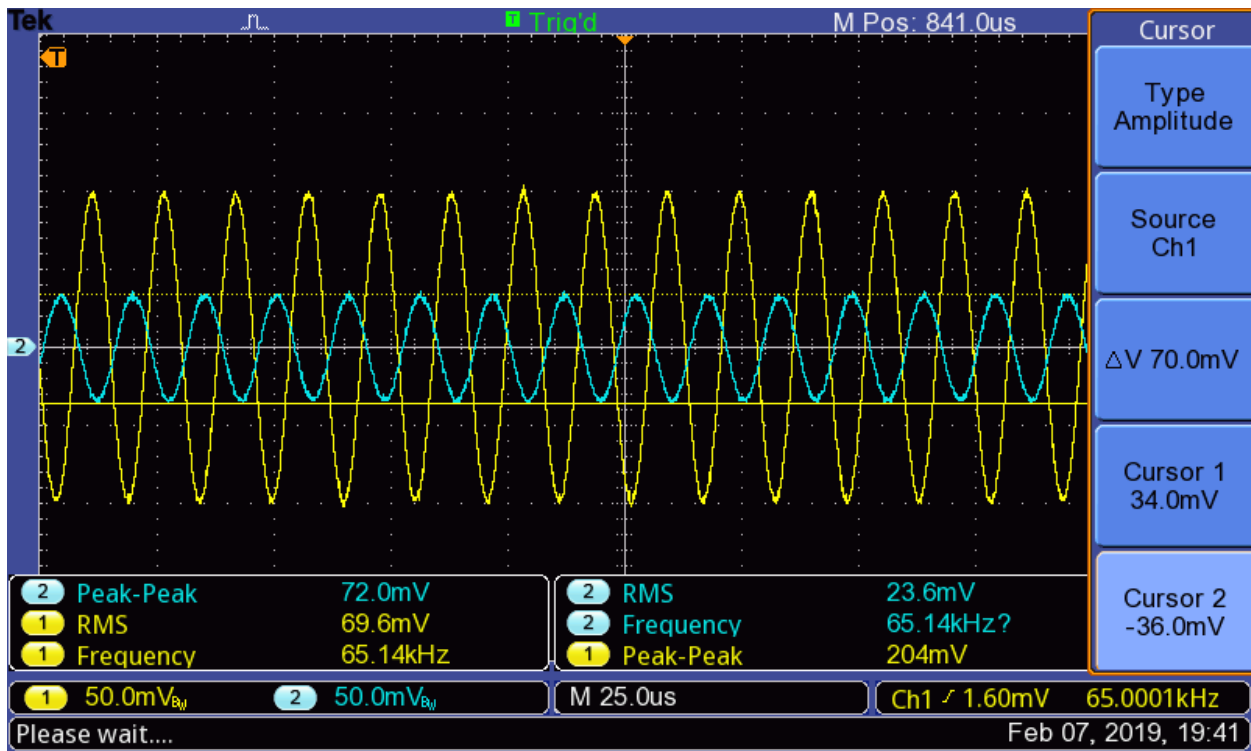


Figura 6-11: Señales a la entrada (amarillo) y salida (azul) del transmisor para $V_s=100mV_{pp}@65KHz$.

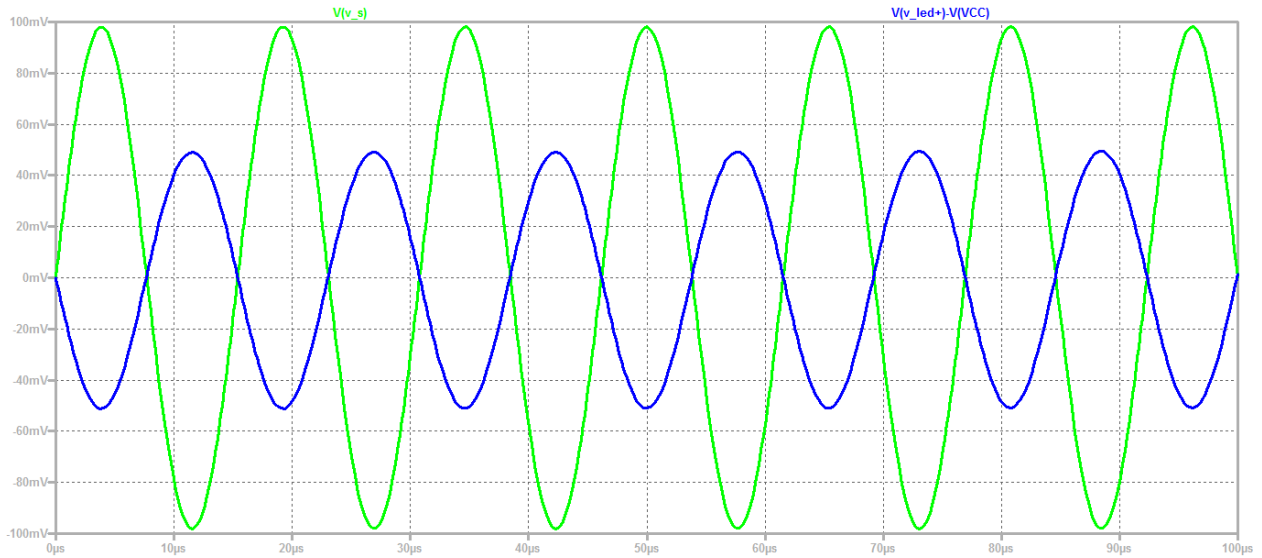


Figura 6-12: Señales a la entrada (verde) y salida (azul) del modelo del transmisor en SPICE para $V_s=100\text{mVpp}@65\text{KHz}$.

<i>Simulación en SPICE</i>		<i>Circuito real</i>	
Vin	Vout	Vin	Vout
196 mVpp	100 mVpp	202mVpp	70mVpp

Tabla 6-6: Resultados de la comparativa para $V_s=100\text{mVpp}@65\text{KHz}$.

6.2.1.2 Resultados con $V_s=200\text{mVpp}$

Repitiendo el mismo procedimiento para una señal generada de 200mVpp se tiene:

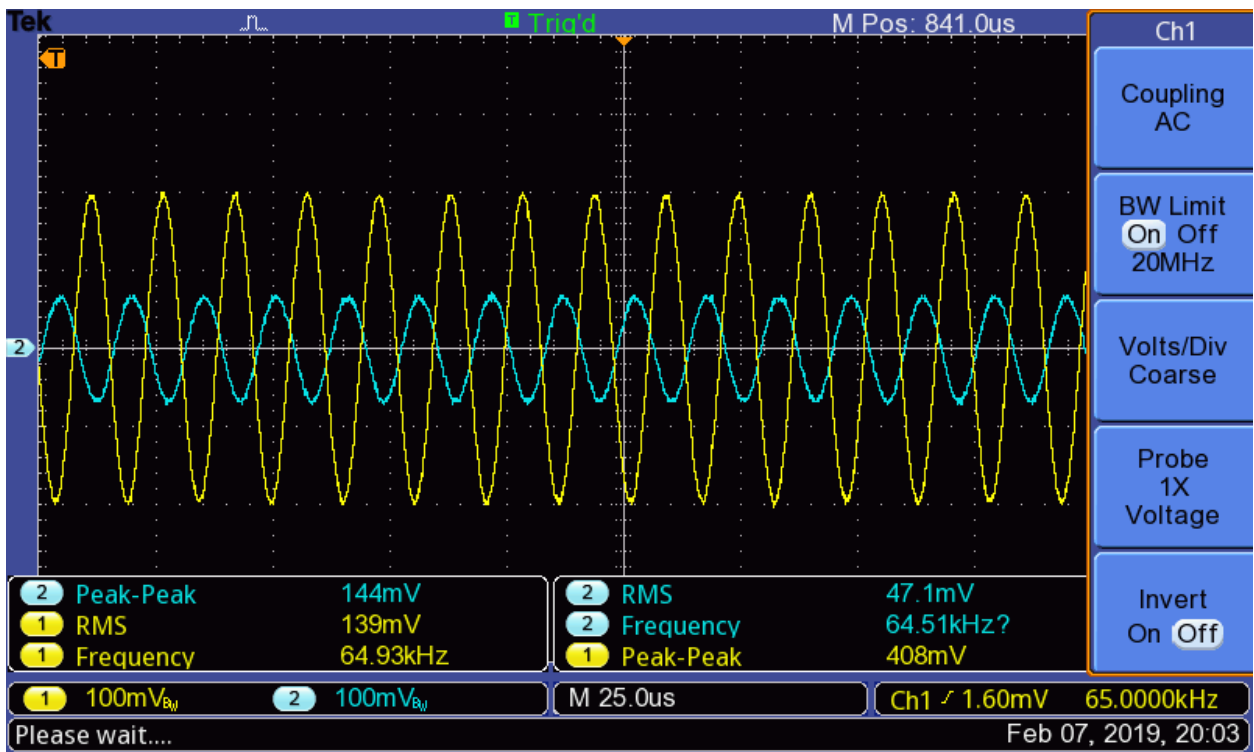


Figura 6-13: Señales a la entrada (amarillo) y salida (azul) del transmisor para $V_s=200\text{mVpp}@65\text{KHz}$.

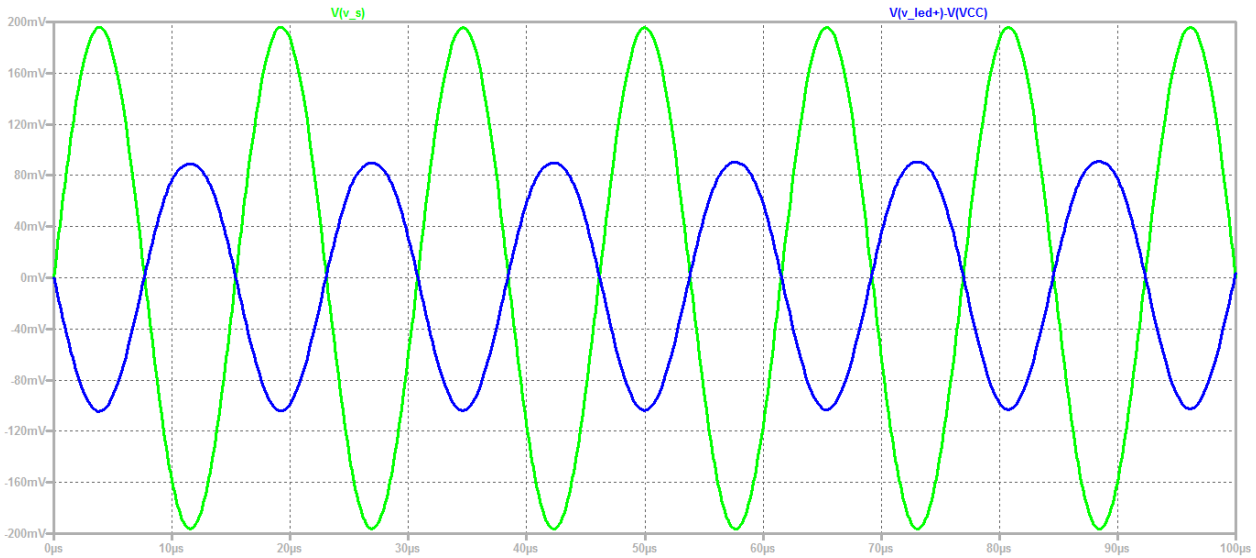


Figura 6-14: Señales a la entrada (verde) y salida (azul) del modelo del transmisor en SPICE para $V_s=200\text{mVpp}@65\text{KHz}$.

<i>Simulación en SPICE</i>		<i>Circuito real</i>	
Vin	Vout	Vin	Vout
392 mVpp	193 mVpp	400 mVpp	144 mVpp

Tabla 6-7: Resultados de la comparativa para $V_s=200\text{mVpp}@65\text{KHz}$.

6.2.1.3 Resultados con $V_s=300\text{mVpp}$

Finalmente, usando una señal generada de 300mVpp se tiene:

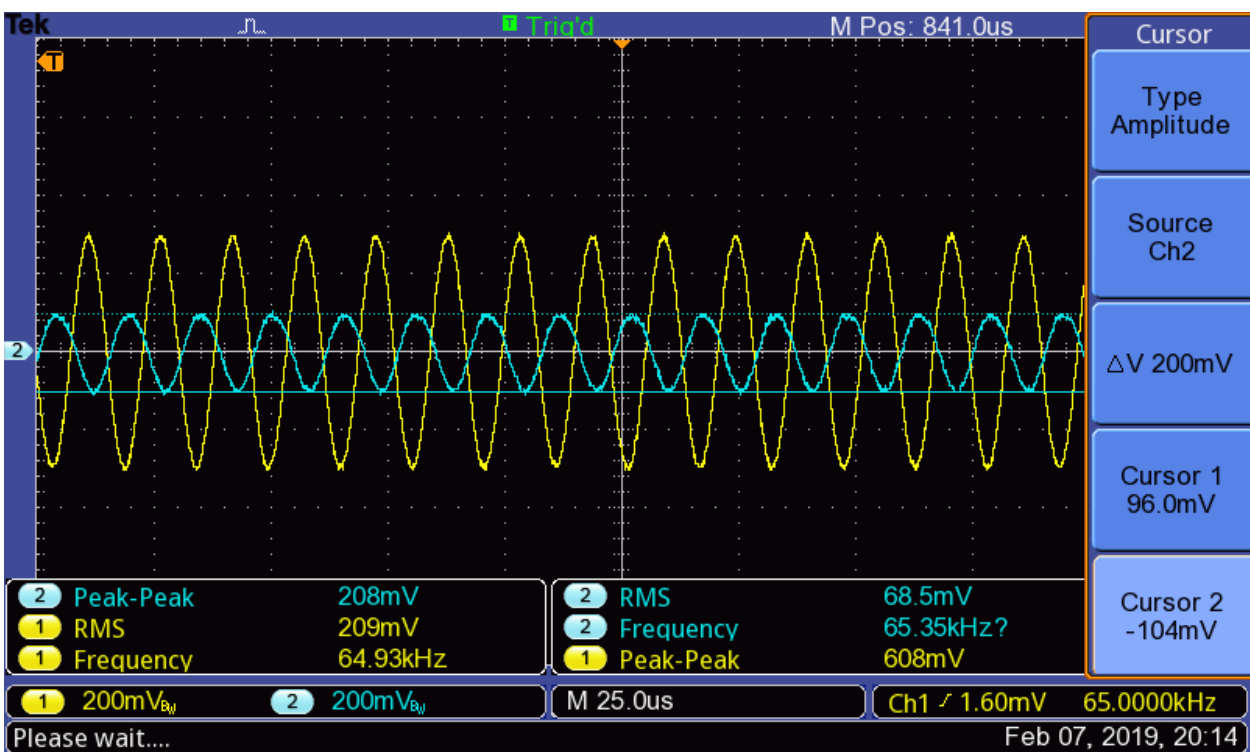


Figura 6-15: Señales a la entrada (amarillo) y salida (azul) del transmisor para $V_s=300\text{mVpp}@65\text{KHz}$.

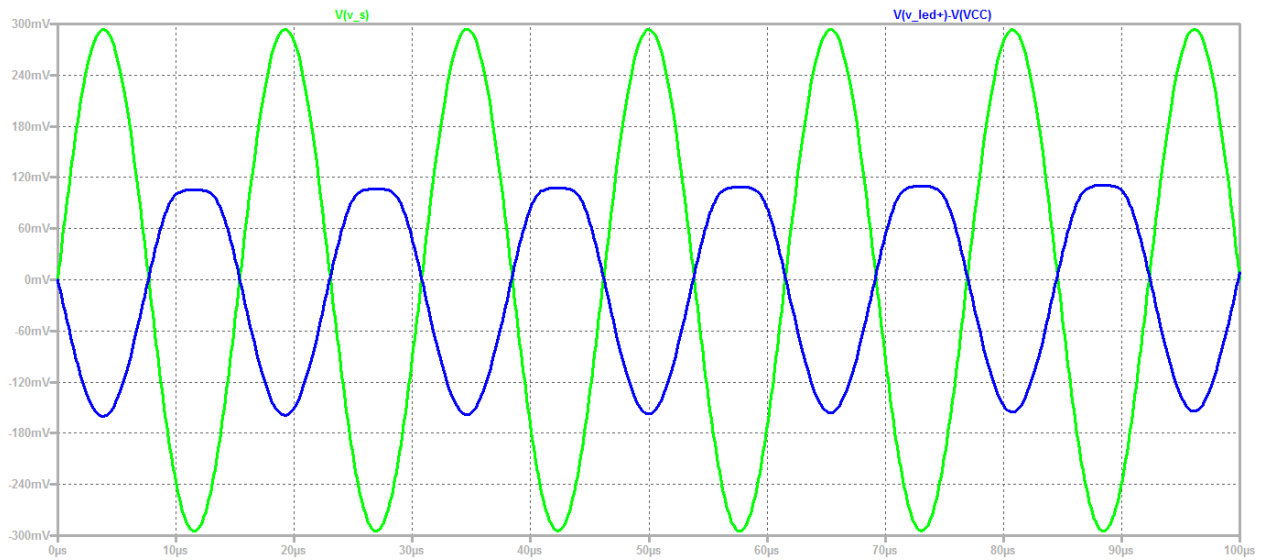


Figura 6-16: Señales a la entrada (verde) y salida (azul) del modelo del transmisor en SPICE para $V_s=300\text{mVpp}@65\text{KHz}$.

<i>Simulación en SPICE</i>		<i>Circuito real</i>	
Vin	Vout	Vin	Vout
588 mVpp	265 mVpp	608 mVpp	200 mVpp

Tabla 6-8: Resultados de la comparativa para $V_s=300\text{mVpp}@65\text{KHz}$.

En este último caso, parece que las pérdidas que no se han modelado en el circuito en SPICE, y que provocan cierta diferencia en los resultados, a la vez ayudan a que la amplitud a la salida no sufra tanta distorsión.

6.3 Polarización de la PCB del receptor

Las pruebas de funcionamiento del circuito del receptor no pueden ser contrastadas con una simulación de SPICE, por lo que en principio, a la hora de comprobar su polarización, sólo se cuenta con la información de los datasheets para determinar si los valores que se medirán con el multímetro entran dentro de lo esperado o no. A este respecto, si se tiene el esquemático de la Figura 6-17, en [61] se indica que en el pin **VBYP** del amplificador de transconductancia se establecerá una tensión 1.8V por debajo de la tensión de alimentación en el pin **VS**. Además, se sabe que tanto en **VOUT+** como en **VOUT-** el offset deberá ser el mismo, y que en el divisor de tensión que se ha añadido para hacer la señal unipolar deberán establecerse 2.5V, la mitad justamente de la tensión de alimentación.

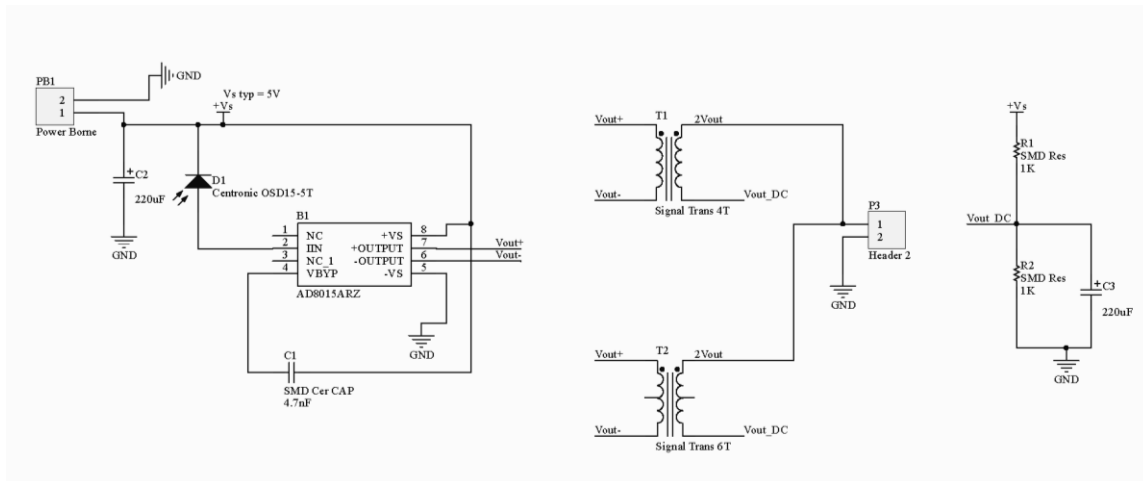


Figura 6-17: Esquemático del receptor.

Teniendo en mente todo esto, se procede a realizar las medidas, cuyos resultados se muestran en la Tabla 6-9.

IIN	VBYP	VOUT+	VOUT-	Vout_DC
3.13V	3.15V	3.73V	3.62V	2.45V

Tabla 6-9: Polarización en el receptor.

Además, también se han realizado medidas de la tensión y la intensidad proporcionadas por la fuente a la entrada para calcular el consumo del circuito montado en la PCB del receptor:

Vcc	Icc	Consumo
5V	28mA	140mW

Tabla 6-10: Cálculo del consumo en el receptor.

6.4 Pruebas de alcance del transmisor con una señal senoidal a la entrada

Una vez comprobado el funcionamiento por separado de cada uno de los circuitos, es el momento de comprobar que la comunicación mediante el LED es posible. Además, se querrá determinar la influencia de la amplitud en la señal de entrada y de la distancia entre ambos en la señal recibida, para lo que se ha dispuesto la configuración de la Figura 6-18.

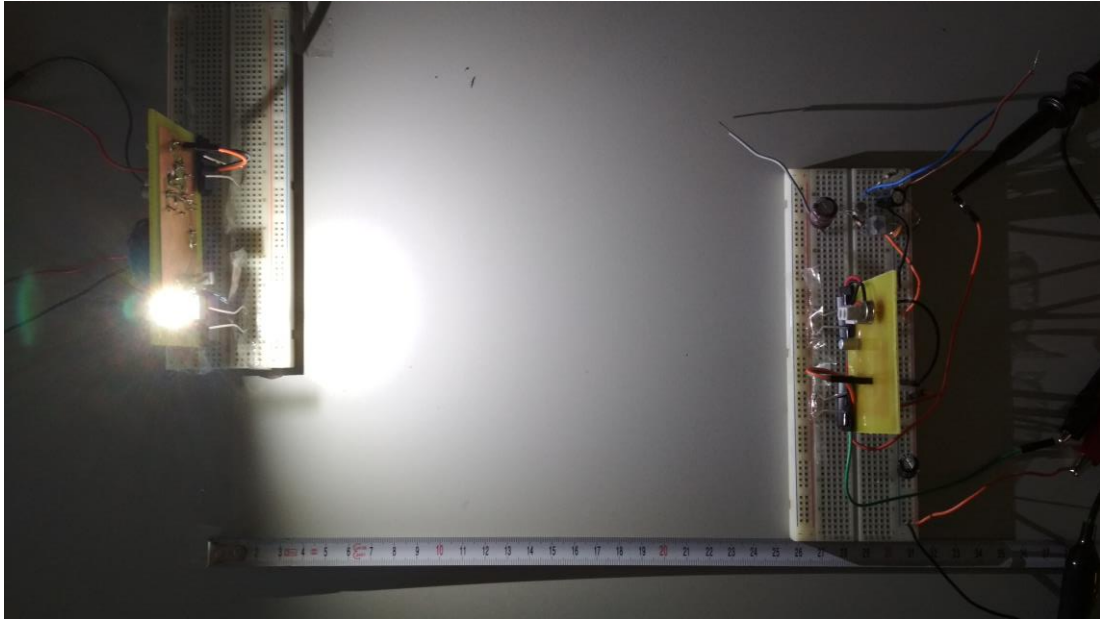


Figura 6-18: Configuración para comprobar la influencia de la distancia en la señal recibida.

Como puede observarse, se ha intentado establecer una trayectoria lo más directa posible de la luz, entre el LED y el fotodiodo. Además, de esta forma se cuenta con una medida aproximada de la distancia entre ambas placas, y el receptor puede moverse para ver cómo varía la señal recibida. En la sala dónde se realizaron las pruebas también se permitió la presencia de luz natural, procedente de las ventanas del laboratorio, pero no se encendieron las lámparas del techo, debido a las interferencias que producían.

A continuación se detallan los resultados de las pruebas realizadas, en las que, como en el caso anterior, se medirá con el osciloscopio la amplitud de la señal a la salida del receptor y su respuesta frecuencial con la FFT.

6.4.1 Variación de la distancia para $V_s=100\text{mVpp}$ @ 65kHz

Aplicando una senoide generada de 65KHz y 100mVpp a la entrada del transmisor, y variando la distancia entre transmisor y receptor, se obtienen los siguientes resultados, resumidos en la Tabla 6-11 y en la Figura 6-19.

Distancia TX-RX	V_{RX_RMS}	V_{RX_pp}	FFT			
			@65KHz	@130KHz	@195KHz	@260KHz
7cm	1.03mV	4.16mVpp	-62.1dBV	-	-	-
9cm	7.82mV	22.4mVpp	-41.7dBV	-59.3dBV	-	-
11cm*	43.9mV	164mVpp	-28.1dBV	-42.1dBV
12cm	31.3mV	93.6mVpp	-30.5dBV	-65.3dBV	-	-
13cm	26.8mV	80.8mVpp	-31.7dBV	-67.7dBV	-	-
15cm	17.5mV	57.6mVpp	-35.3dBV	-	-	-
17cm	14.2mV	46.4mVpp	-36.1dBV	-60.5dBV	-	-
19cm	21.7mV	64mVpp	-33.7dBV	-71.3dBV	-	-
21cm	18.6mV	57.6mVpp	-34.9dBV	-69.7dBV	-	-

23cm	15.3mV	45.6mVpp	-36.9dBV	-72.5dBV	-	-
25cm	12.9mV	39.2mVpp	-38.1dBV	-74.5dBV	-	-

Tabla 6-11: Resultados para la senoide de 65KHz y 100mVpp.

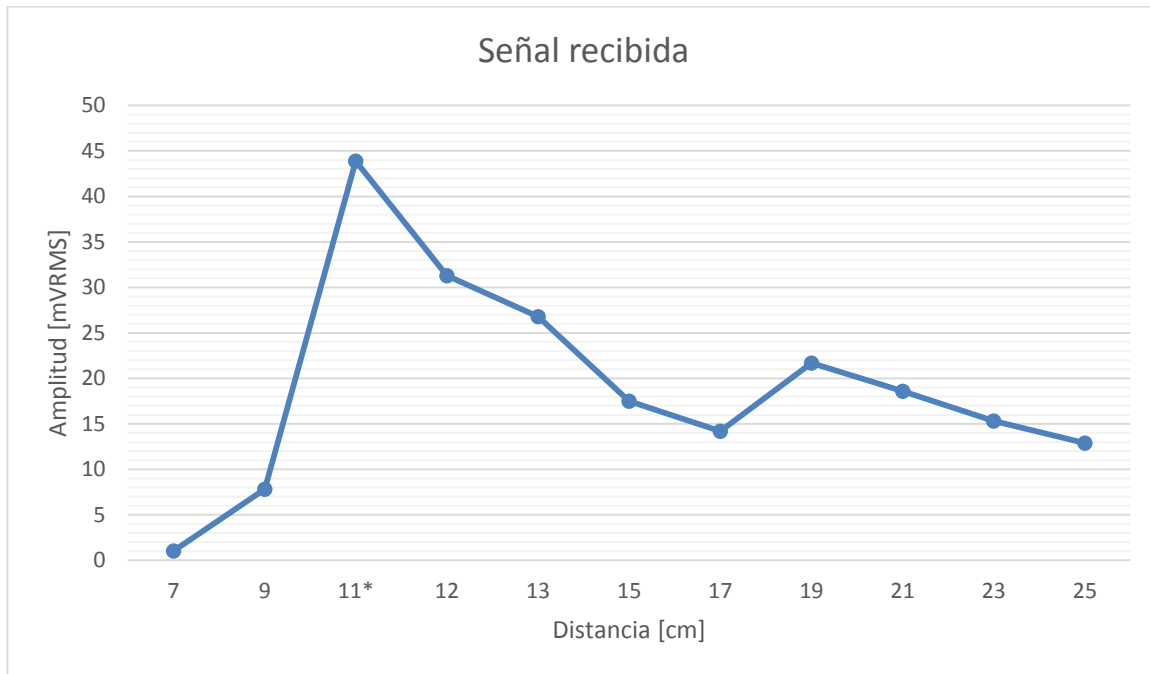
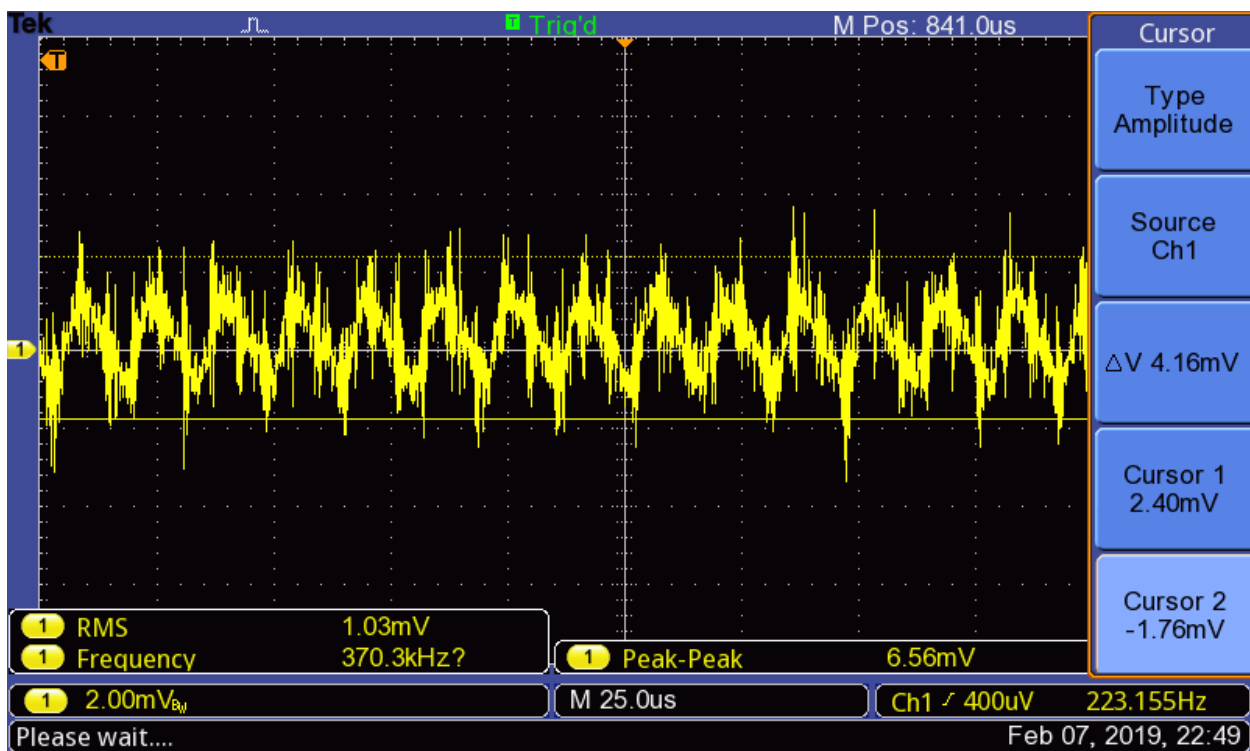


Figura 6-19: Variación de la amplitud de la señal recibida con la distancia.

Cabe reseñar que a distancias demasiado cortas, por debajo de los 9cm, la señal recibida es prácticamente indistinguible del ruido, tal y cómo muestra en la siguiente captura del osciloscopio:

Figura 6-20: Señal a la salida del receptor, utilizando una $V_{S_TX} = 100\text{mVpp}@65\text{KHz}$, y a 7cm del transmisor.

También se observa cómo hay una cierta distancia, en este caso los 11 cm, en el que la señal presenta mucha más amplitud, pero también mucha más distorsión, contando con la aparición de numerosos armónicos en la respuesta frecuencial, tal y cómo se muestra en la Figura 6-21 y la Figura 6-22. A partir de este punto, cuánto más se aleja el receptor, menor es la amplitud recibida, pero también se mejora la distorsión y es más fácil distinguir el armónico principal de los demás. Posiblemente esto sea causado por una saturación en el fotodiodo, ya que depende de la potencia luminosa que incide en el mismo.

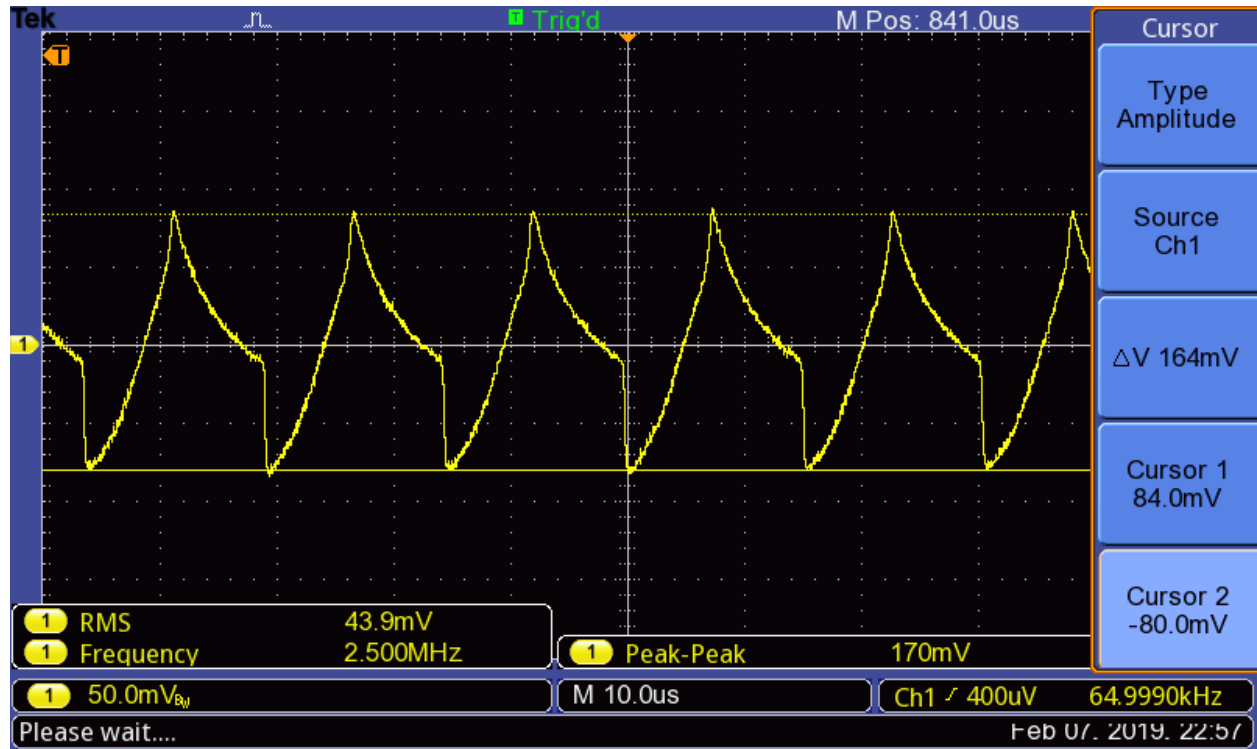


Figura 6-21: Distorsión en la señal del receptor del caso: $V_{S_TX}=100mV_{pp}@65kHz$ / Distancia=11 cm.

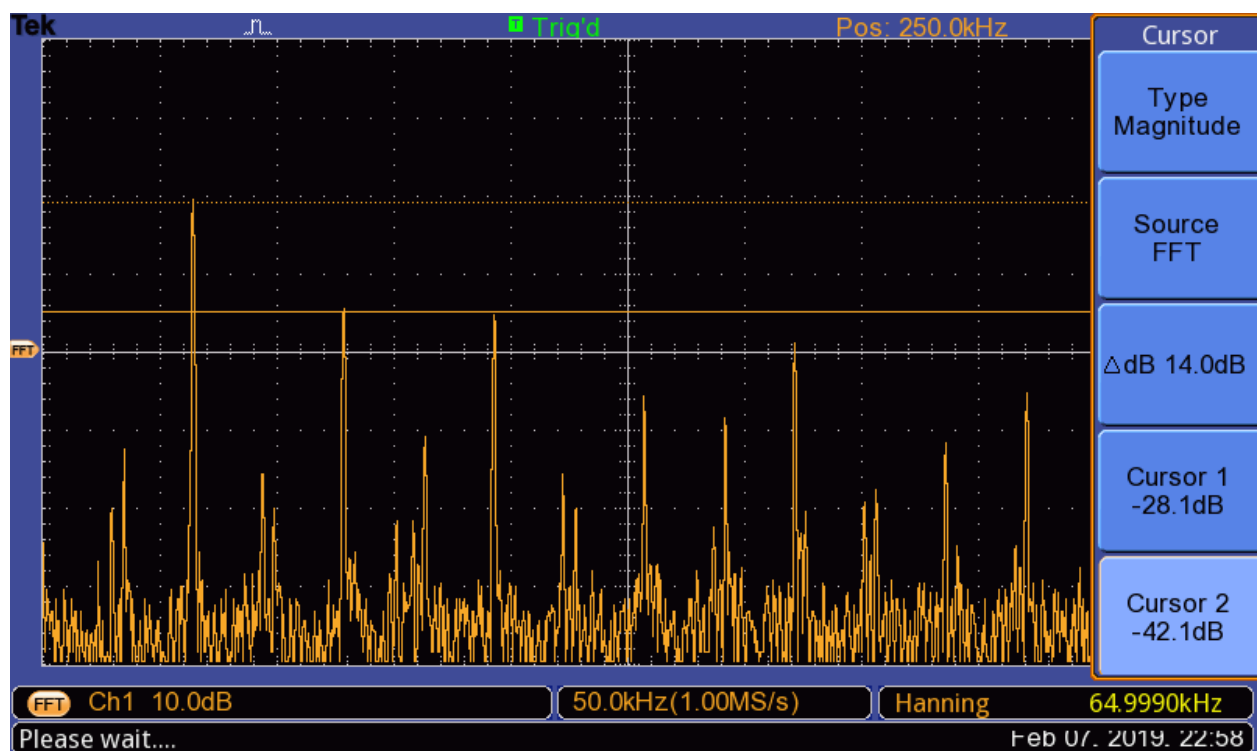


Figura 6-22: Armónicos en la señal del receptor del caso: $V_{S_TX}=100mV_{pp}@65kHz$ / Distancia=11 cm.

6.4.2 Variación de la distancia para $V_s=200\text{mVpp}$ @ 65kHz

Aplicando una senoide de 65KHz y 200mVpp, y variando la distancia entre transmisor y receptor, se obtienen los siguientes resultados, resumidos en la Tabla 6-12 y la Figura 6-23.

Distancia TX-RX	V_{RX_RMS}	V_{RX_pp}	FFT			
			@65KHz	@130KHz	@195KHz	@260KHz
7cm	817uV	3.92mVpp	-68.5dBV	-73.7dBV	-82.5dBV	-
9cm*	7.64mV	25.2mVpp	-42.9dBV	-51.7dBV
11cm*	65.1mV	230mVpp	-24.5dBV	-34.9dBV
12cm	60.6mV	178mVpp	-24.1dBV	-56.1dBV	-64.5dBV	-
13cm	51.3mV	152mVpp	-26.1dBV	-56.5dBV	-	-
15cm	37.3mV	110mVpp	-28.9dBV	-61.3dBV	-	-
17cm	32.2mV	100mVpp	-29.7dBV	-55.7dBV	-	-
19cm	44.8mV	130mVpp	-27.3dBV	-58.9dBV	-	-
21cm	37.1mV	106mVpp	-28.9dBV	-59.7dBV	-	-
23cm	30mV	90mVpp	-30.9dBV	-60.5dBV	-	-
25cm	25.8mV	78mVpp	-32.1dBV	-61.7dBV	-	-

Tabla 6-12: Resultados para la senoide de 65KHz y 200mVpp.

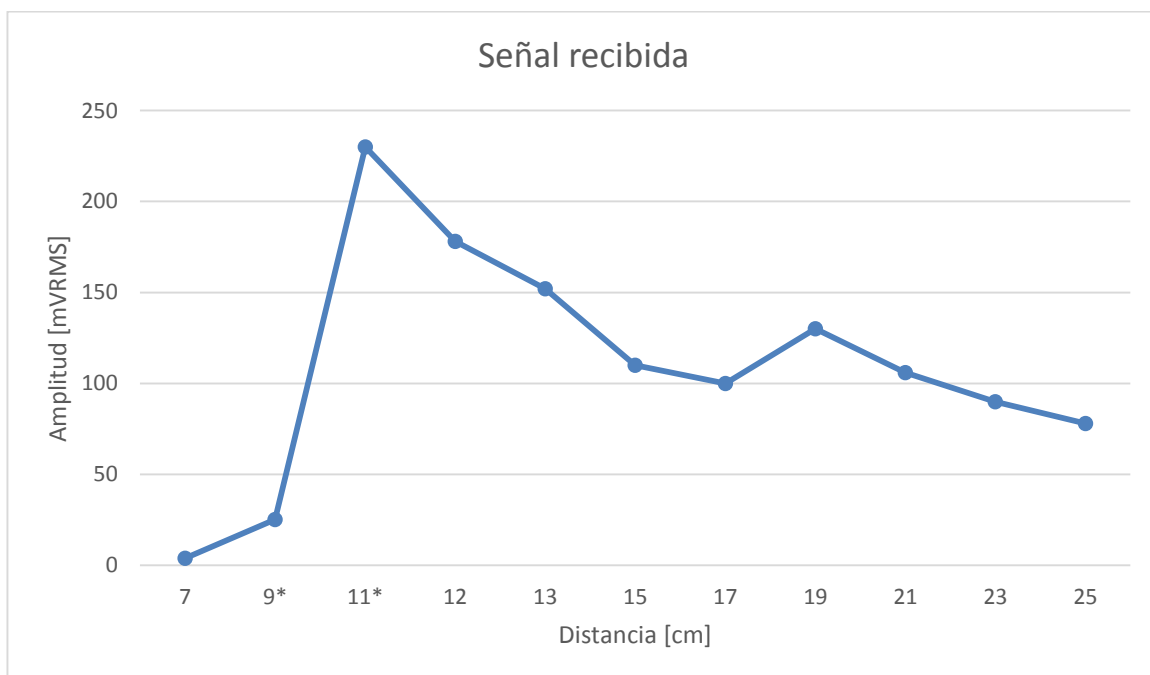


Figura 6-23: Variación de la amplitud de la señal recibida con la distancia.

Como en el caso anterior, existe una cierta distancia a la que el fotodiodo satura, y la señal recibida sufre gran distorsión. Al tener más amplitud a la entrada, este efecto en esta ocasión se mantiene desde una distancia de 9cm a 11 cm, que son los puntos señalados en la Figura anterior con un asterisco.

6.4.3 Variación de la distancia para Vs=300mVpp @ 65kHz

Aplicando una senoide de 65KHz y 300mVpp a la entrada del transmisor, y variando la distancia entre transmisor y receptor, se obtienen los resultados resumidos en la Tabla 6-13 y la Figura 6-24.

Distancia TX-RX	V _{RX_RMS}	V _{RX_pp}	FFT			
			@65KHz	@130KHz	@195KHz	@260KHz
7cm	1.28mV	5.68mVpp	-61.7dBV	-64.9dBV		-
9cm*	16.1mV	56mVpp	-36.9dBV	-43.3dBV
11cm*	99.1mV	332mVpp	-20.5dBV	-32.9dBV
12cm*	98.6mV	280mVpp	-20.5dBV	-47.3dBV
13cm	76mV	220mVpp	-22.9dBV	-46.9dBV	-62.5dBV	-61.3dBV
15cm	57.1mV	172mVpp	-25.3dBV	-47.3dBV	-64.9dBV	-61.7dBV
17cm	51.6mV	168mVpp	-26.1dBV	-47.3dBV	-58.5dBV	-59.3dBV
19cm	49.8mV	160mVpp	-26.5dBV	-50.1dBV	-	-
21cm	43.7mV	132mVpp	-27.7dBV	-50.5dBV	-	-
23cm	39.4mV	128mVpp	-28.9dBV	-50.5dBV	-	-
25cm	21.5mV	76mVpp	-29.3dBV	-50.5dBV	-	-

Tabla 6-13: Resultados para la senoide de 65KHz y 300mVpp.

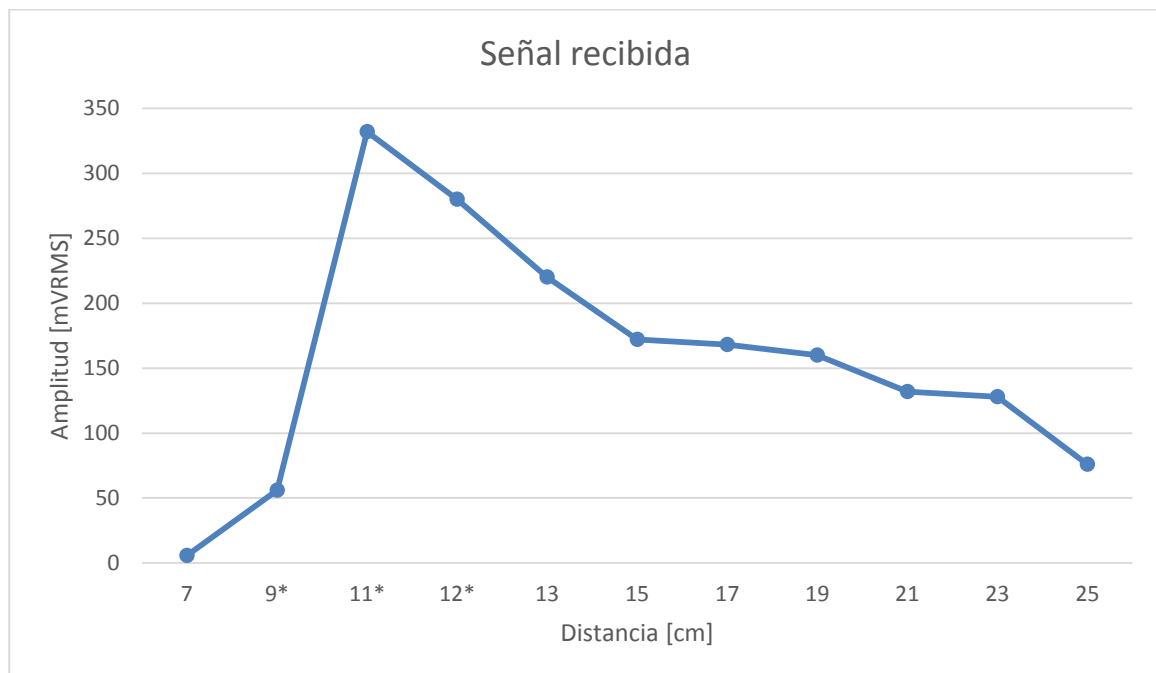


Figura 6-24: Variación de la amplitud de la señal recibida con la distancia.

De nuevo, en el rango desde los 9 a los 12 cm se produce la saturación de la señal recibida, lo que hace que la amplitud aumente, pero se tengan numerosos armónicos en la respuesta frecuencial, tal y como se esperaba.

En la Figura 6-25 se aprecia la comparativa de la amplitud recibida con las tres amplitudes a la entrada utilizadas a lo largo de este apartado. Además, si se calcula la ganancia en decibelios para los tres casos mostrados, según la Ecuación siguiente, puede hacerse la comparación mostrada en la Figura 6-26:

$$Ganancia [dB] = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{RX} (RMS)}{V_s^{TX} (RMS)}\right) \quad (6-1)$$

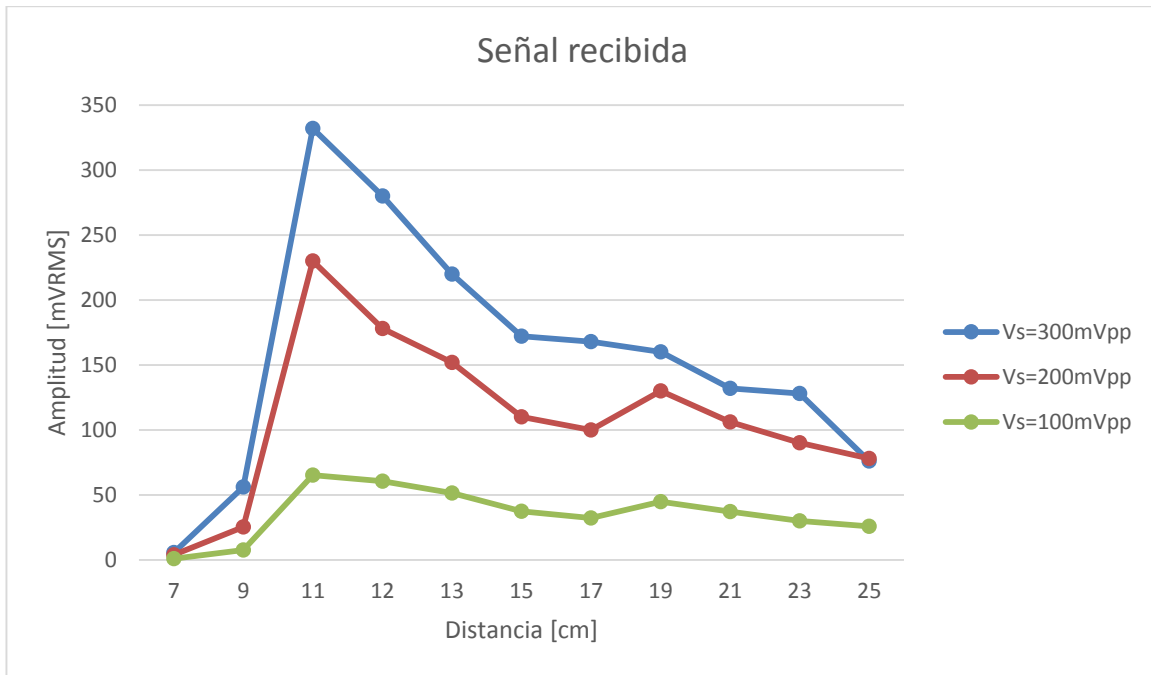


Figura 6-25: Comparativa de la amplitud RMS de la señal recibida con la distancia, para distintas amplitudes a la entrada del transmisor (Vs).

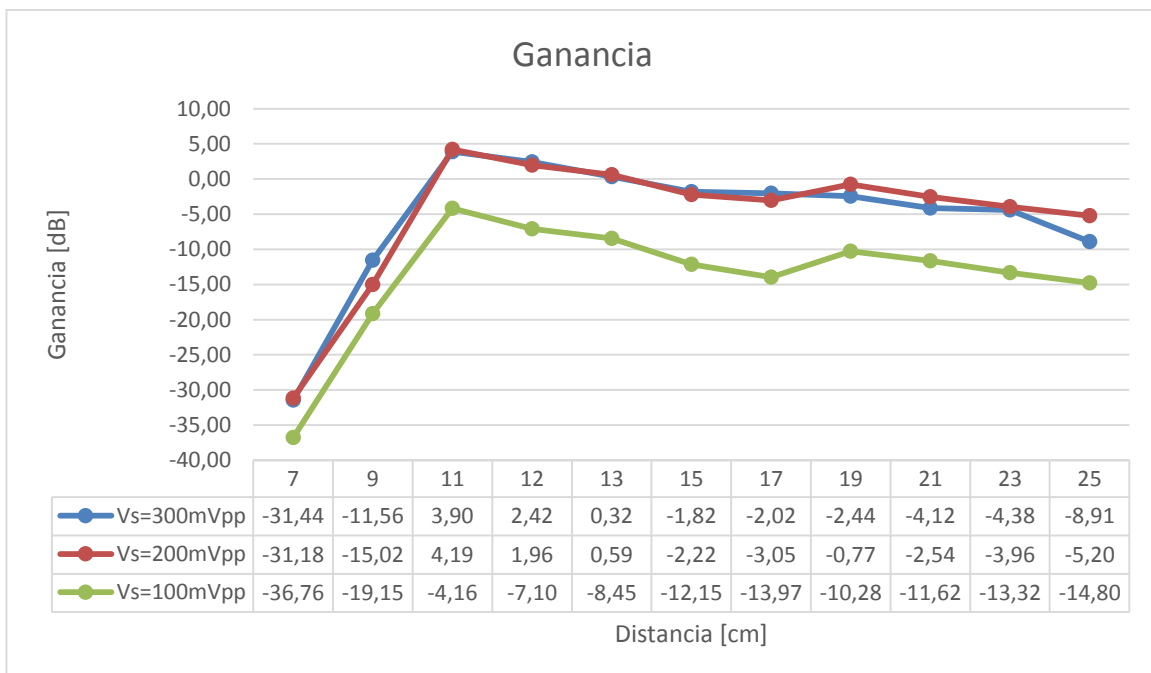


Figura 6-26: Comparativa de la ganancia del sistema según la distancia, para distintas amplitudes a la entrada del transmisor.

En general, como se esperaba, al aumentar la distancia entre transmisor y receptor, la señal recibida se va haciendo más pequeña. Sin embargo, al parecer, por el efecto de las reflexiones, o de la influencia de la luz externa en el fotodiodo, se observan ciertas fluctuaciones que hacen variar esta tendencia, aumentando la amplitud de la señal recibida.

6.4.4 Variación en la frecuencia a 20cm de distancia

También se ha querido analizar la variación de la señal recibida con la frecuencia aplicada en la señal de entrada del transmisor. Los resultados obtenidos, aplicando una $V_s=200\text{mVpp}$ y con una distancia de 20 cm entre transmisor y receptor, se han resumido en Tabla 6-14, y la ganancia resultante se muestra en la Figura 6-27.

Frecuencia a la entrada	V_{RX_RMS}	V_{RX_pp}	Frecuencia a la entrada	V_{RX_RMS}	V_{RX_pp}
10kHz	13.7mV	45.6mVpp	90kHz	31.5mV	94.4mVpp
20kHz	23.3mV	72mVpp	100kHz	30.8mV	90.4mVpp
30kHz	28.4mV	85.6mVpp	200kHz	22.1mV	67.2mVpp
40kHz	31.3mV	92.8mVpp	300kHz	16.4mV	52mVpp
50kHz	32.5mV	96.8mVpp	400kHz	12.8mV	41.6mVpp
60kHz	32.7mV	98.4mVpp	500kHz	10.4mV	33.6mVpp
70kHz	32.7mV	98.4mVpp	1MHz	5.15mV	18.8mVpp
80kHz	32.2mV	96mVpp			

Tabla 6-14: Respuesta frecuencial de la señal recibida medida experimentalmente, para $V_{s_TX}=200\text{mVpp}$ / Distancia=20cm.

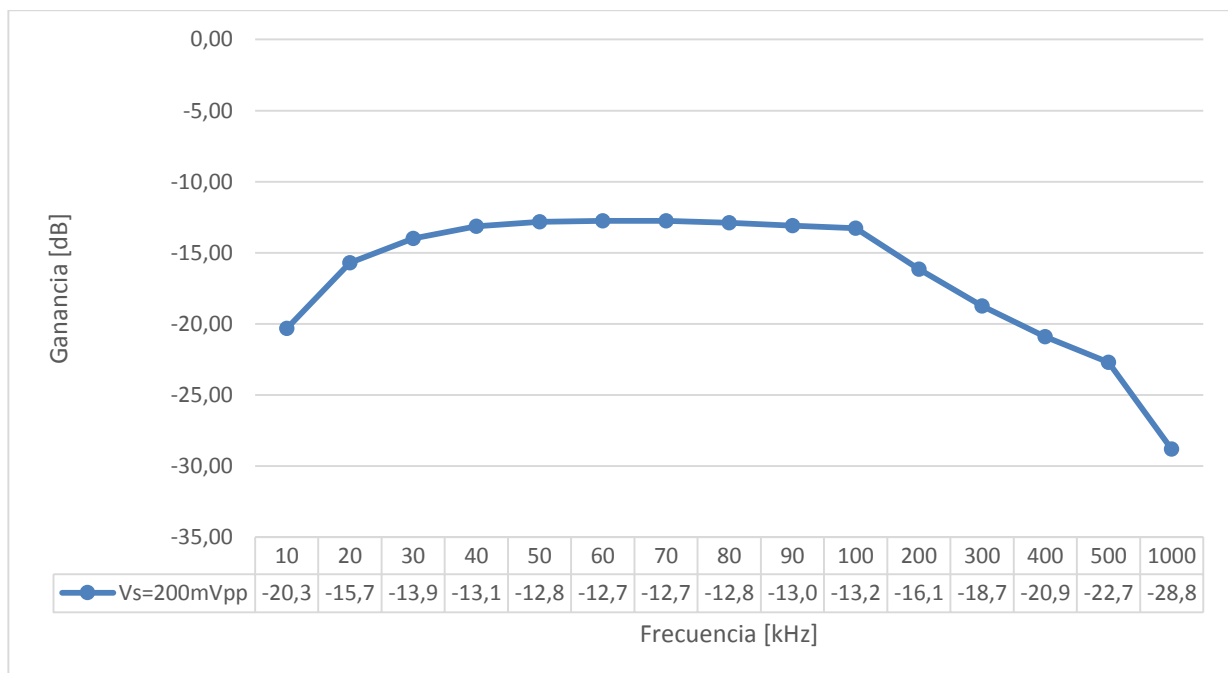


Figura 6-27: Respuesta frecuencial de la señal recibida medida experimentalmente, para $V_{s_TX}=200\text{mVpp}$ / Distancia=20cm.

6.5 Pruebas de alcance del transmisor con una señal senoidal a la entrada y tras añadir la etapa amplificadora sintonizada en el receptor

En este apartado, se pretendía comparar el alcance que se tiene sin y con la etapa amplificadora que se ha añadido posteriormente en el diseño del receptor. Ésta aporta ganancia a la señal recibida, y además, realiza un filtrado alrededor de los 65kHz de frecuencia central.

Por esto, se decidió realizar la misma prueba que en el apartado 6.4.2, en la que se medía con el osciloscopio la señal de salida del receptor, utilizando a la entrada del transmisor una V_s de 200mVpp de amplitud a 65 kHz, y variando la distancia entre transmisor y receptor. Sin embargo, lo primero que se observó es que, con las distancias de 7cm a 25cm utilizadas en el caso sin etapa adicional, la señal que le llegaba al amplificador era demasiado grande, y lo saturaba. Si se recuerda el análisis del comportamiento de dicha etapa, que se realizó en el apartado 5.4 de la memoria, esto sucedía con señales a la entrada de más de **20mVpp**. Esto tiene sentido, ya que según los resultados obtenidos para el caso sin amplificador (véase la Tabla 6-12), esta amplitud recibida se supera para todo el rango de distancia que va desde los 9cm hasta los 25cm.

En definitiva, lo que puede deducirse de todo esto, es que **la etapa añadida en el receptor hace que el rango de distancia admisible entre transmisor y receptor pase a comprender distancias mucho mayores**. A pesar de que esto le quita el sentido a realizar la comparativa, y puede parecer inútil mantener este apartado, es algo de lo que se quería dejar constancia en el texto, ya que puede resultar interesante de cara a posibles mejoras del sistema. Por ejemplo, se plantea la posibilidad de controlar la atenuación del brillo del LED para evitar la saturación del receptor, usando el driver propuesto, que acepta una señal PWM para ello.

6.5.1 Variación en la frecuencia a 67cm de distancia

Por el motivo explicado anteriormente, si se quisiera seguir un proceso de pruebas análogo al del caso de la etapa sin amplificador, no tendría sentido utilizar una distancia de 20cm para analizar la respuesta en frecuencia de la señal recibida, con la etapa del amplificador sintonizado incluida.

Es por esto que, en este caso, aplicando una $V_s=200mVpp$ **se ha elegido una distancia para la que la señal en el receptor tenga 1.6Vpp de amplitud a 65kHz**, aproximadamente. Este rango de señal está en los límites del rango que acepta el convertidor analógico-digital del receptor digital, por lo que determina la distancia mínima para la que, bajo estas condiciones, y recordando que se utiliza la fuente de señal del laboratorio (con 50Ω a la salida) para aplicar la señal de entrada en el transmisor, el ADC no saturaría.

De forma experimental, se obtiene que dicha distancia debe ser de 67 cm entre transmisor y receptor, y los resultados obtenidos se han resumido en Tabla 6-14, mostrando la ganancia resultante en la Figura 6-27.

Frecuencia a la entrada	V_{RX_RMS}	V_{RX_pp}	Frecuencia a la entrada	V_{RX_RMS}	V_{RX_pp}
10kHz	55mV	184mVpp	90kHz	429mV	1.26Vpp
20kHz	136mV	396mVpp	100kHz	352mV	1.04Vpp
30kHz	227mV	648mVpp	200kHz	95.7mV	280mVpp
40kHz	335mV	960mVpp	300kHz	44.8mV	144mVpp
50kHz	467mV	1.40Vpp	400kHz	26.8mV	84mVpp
60kHz	572mV	1.64Vpp	500kHz	16.7mV	62mVpp
70kHz	594mV	1.70Vpp	1MHz	7.51mV	35.2mVpp
80kHz	524mV	1.50Vpp			

Tabla 6-15: Respuesta frecuencial de la señal recibida medida, para $V_{S_TX}=200mVpp$ / Distancia=67cm.

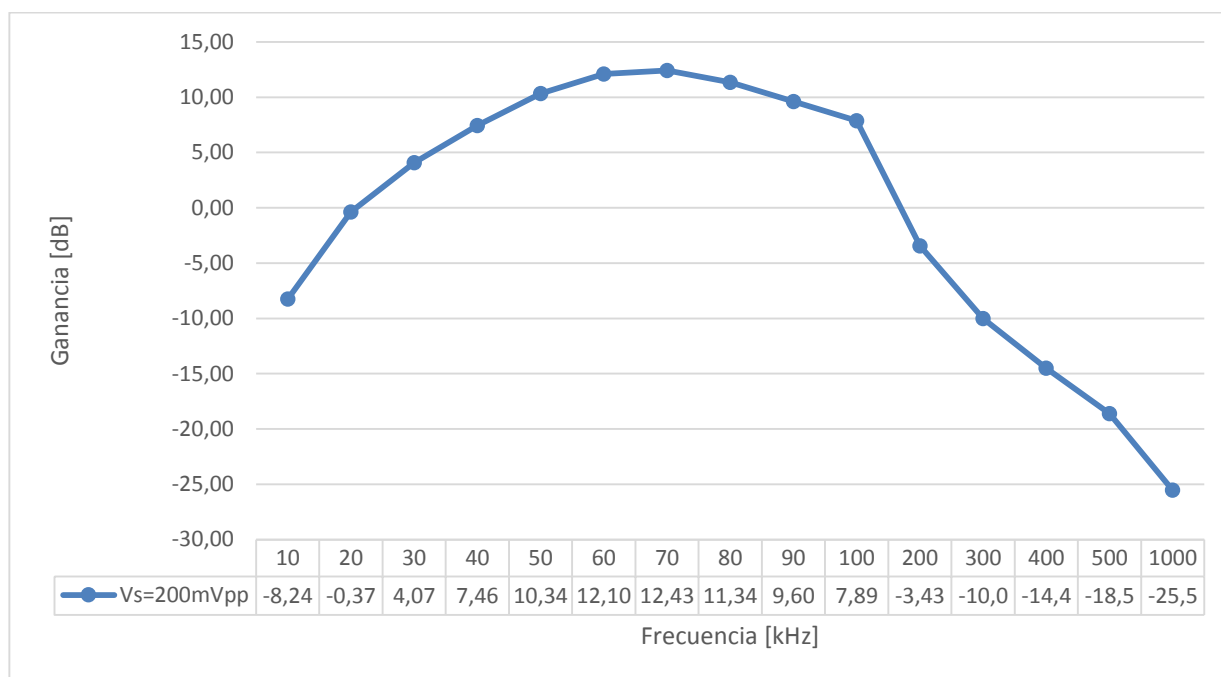


Figura 6-28: Respuesta frecuencial de la señal recibida medida experimentalmente, para $V_{S_TX}=200mV_{pp}$ / Distancia=67cm.

Ya que no se han realizado bajo las mismas condiciones, no puede hacerse una comparación directa entre los resultados de la Figura 6-28 y la Figura 6-27. Sin embargo, es posible hacer notar cómo el efecto del filtro de la etapa añadida hace que la respuesta haya pasado de ser plana para las frecuencias hasta 100kHz, a aumentar la ganancia de forma algo más selectiva, alrededor de los 65KHz, tal y cómo se deseaba.

6.6 Transmisión de una señal DCO-OFDM

Como ya se ha ido adelantando, el objetivo final de este proyecto es completar el sistema Li-Fi, utilizando la parte digital que ya se abordó en el desarrollo de [1]. Por tanto, es importante comprobar que al integrar ambas etapas, todo funciona, y el receptor es capaz de capturar la señal OFDM sin problemas.

Para esto, se conectará la salida del DAC (**PA4**) del transmisor digital a la entrada de la PCB del transmisor, a través de los pines correspondientes. Esta misma salida del DAC también se capturará una vez a través de la UART, para luego poder realizar una comparación con la señal recibida procesando los datos con Matlab, y en las siguientes Figuras puede verse la representación de la señal transmitida en tiempo (tras revertir las transformaciones para ajustar su rango), y la constelación normalizada resultante:

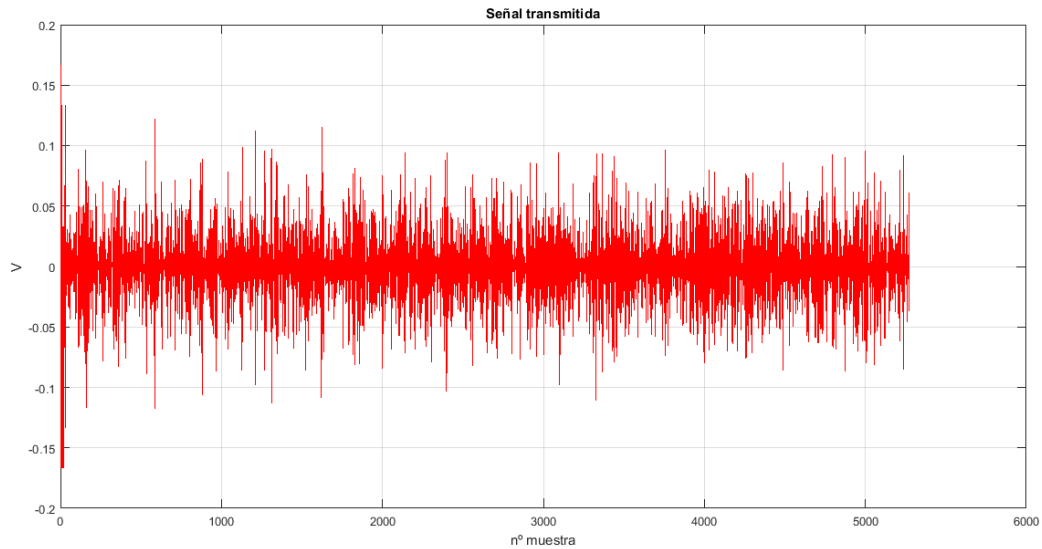


Figura 6-33: Representación de los datos capturados en el DAC del transmisor digital.

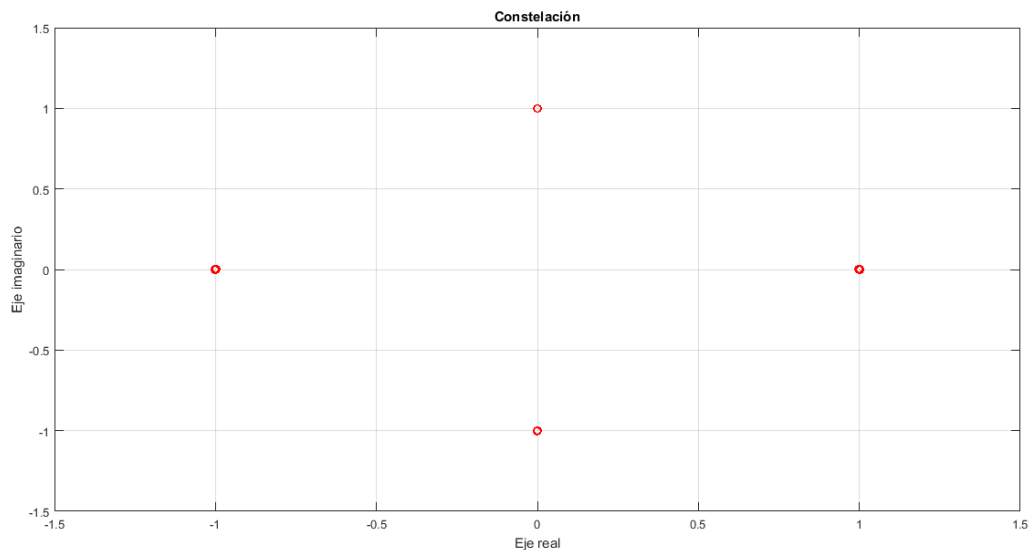


Figura 6-34: Constelación resultante de la captura de datos transmitidos por el DAC.

Con esto, se ha podido comprobar que la constelación transmitida es la DQPSK que se implementó en el sistema de la parte digital. También, en la Figura 6-33, puede apreciarse el preámbulo al principio de la señal, de mayor amplitud que la señal de datos, para que sea más fácil de discernir según el nivel de ruido calculado.

Hecho esto, se puede pasar a medir la señal recibida por el convertidor analógico-digital con el osciloscopio, cuya captura se muestran en la Figura 6-35. Tras varias pruebas, se obtiene que, en el mejor de los casos, la **amplitud de la señal recibida apenas supera los 40mVpp**, y que el fotodiodo también **capta interferencias a alta frecuencia** que dificultan mucho la labor de detectar el preámbulo correctamente.

Por estas razones, como ya se ha adelantado, se decide modificar el receptor, añadiendo en una placa de pruebas una etapa amplificadora sintonizada, para aumentar el rango de la señal recibida y así diferenciarla con mayor facilidad del ruido, y que además sea capaz de filtrar las interferencias de alta frecuencia que dificultan la detección del preámbulo.

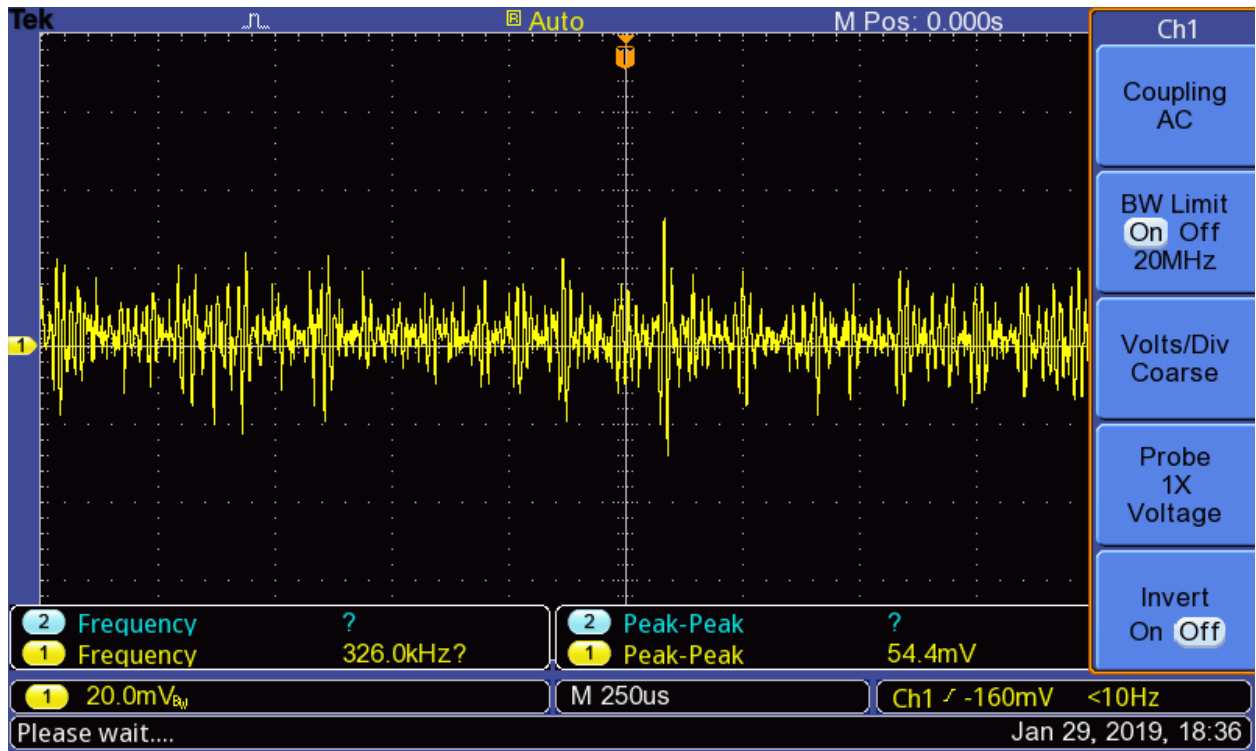


Figura 6-35: Señal recibida en el ADC al transmitir la señal DCO-OFDM.

6.6.1 Resultados tras añadir la etapa amplificadora en el receptor

En la Figura 6-36 se puede ver la configuración final para este test, con el receptor conectado a la etapa del amplificador que se ha dispuesto en la placa de pruebas.

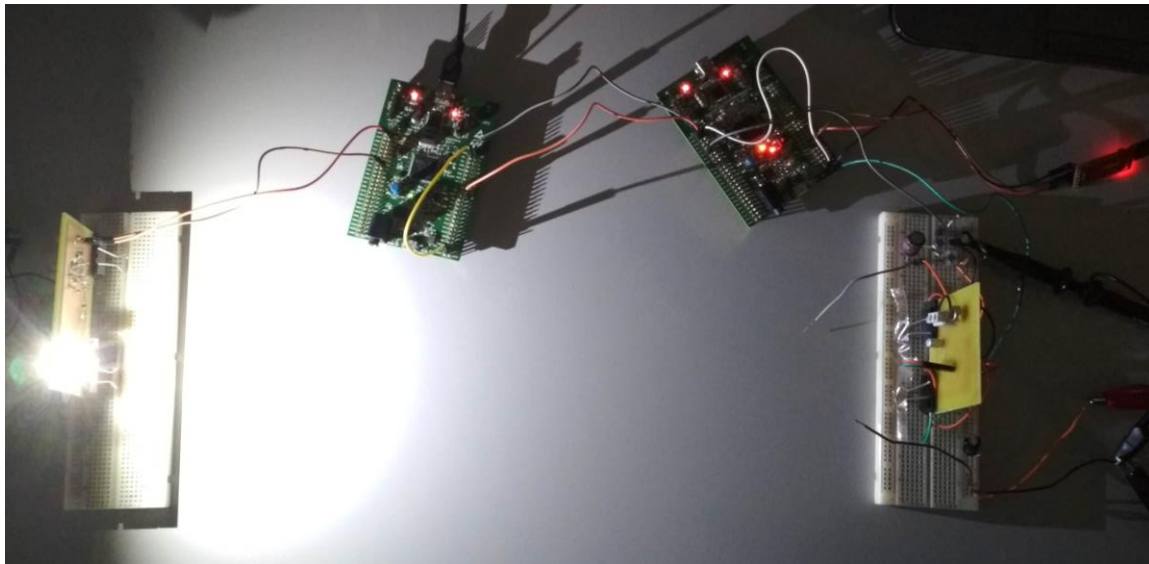


Figura 6-36: Configuración del sistema para las pruebas con el transmisor (a la izquierda), el receptor (a la derecha), y la nueva etapa amplificadora añadida en el mismo.

Tras haber comprobado que la nueva etapa por sí sola es capaz de aumentar mucho la ganancia en voltaje de la entrada, y filtrar alrededor de los 65kHz, se pasa a capturar con el osciloscopio la señal que le llega en este caso al ADC, mostrada en la Figura 6-37 y la Figura 6-38.

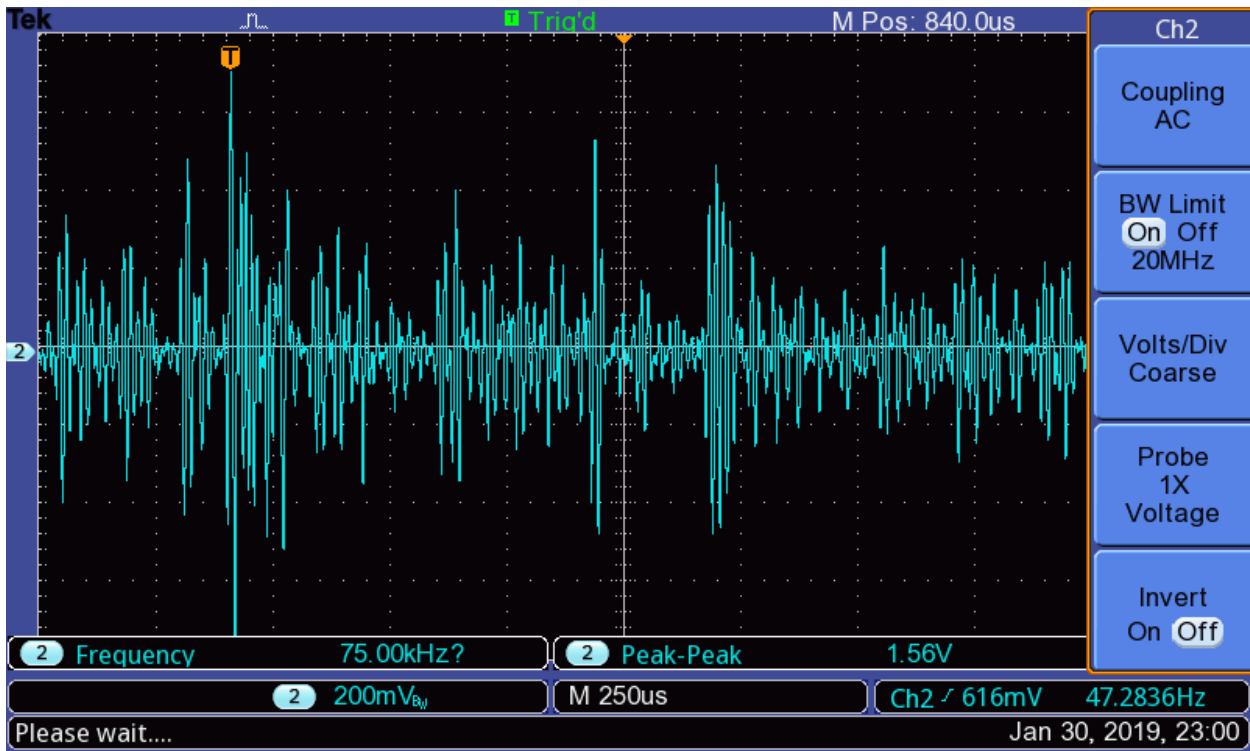


Figura 6-37: Señal OFDM recibida en el ADC tras añadir la etapa amplificadora.

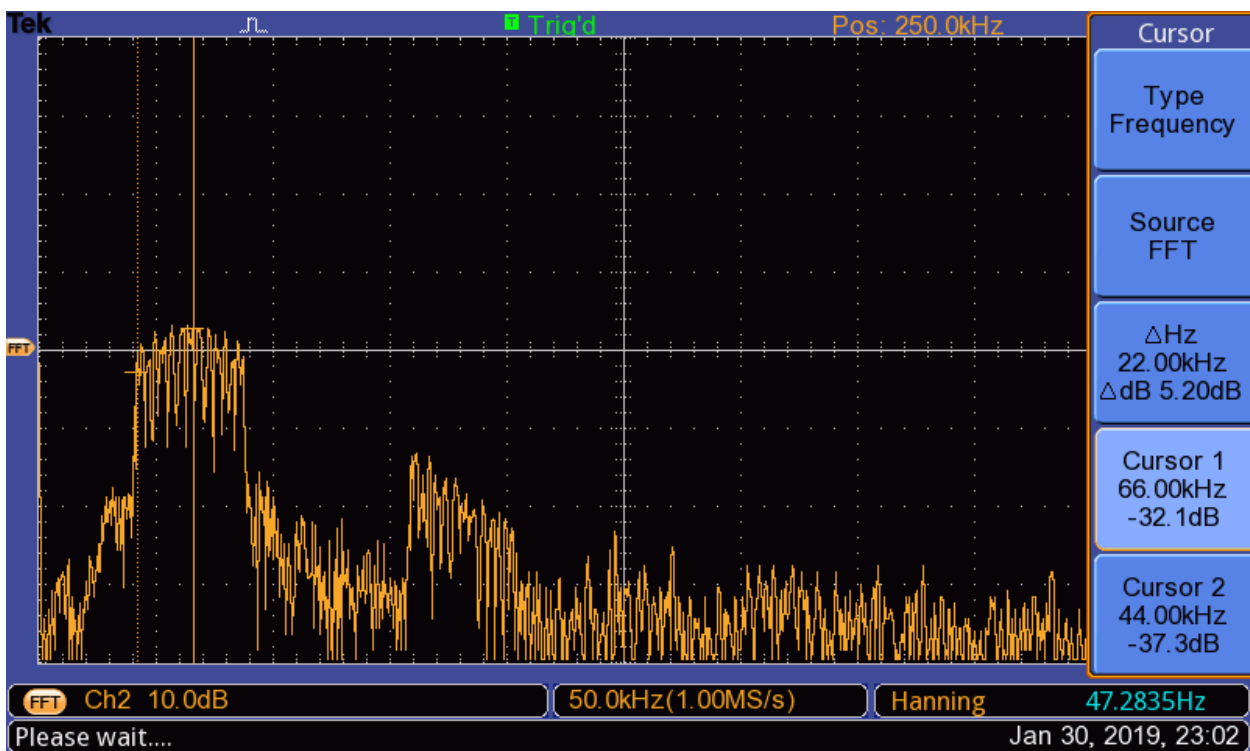


Figura 6-38: FFT de la señal OFDM recibida en el ADC tras añadir la etapa amplificadora.

En esta ocasión, el preámbulo alcanza una amplitud máxima de 1.6Vpp, lo que está en los límites del rango válido del convertidor, y hace más fácil su detección. El umbral del receptor que para estas pruebas se ha establecido es de, aproximadamente, unos 2.6V, ya que se cuenta con un nivel medio a la entrada del ADC de 1.7V.

Adicionalmente, la nueva etapa proporciona una gran ganancia en la tensión recibida, que pasa a

superar los 400mVpp, y en la FFT se ve con más claridad cómo actúa el filtro a 65kHz que se ha añadido, y que **elimina el efecto de las interferencias de alta frecuencia** que hacían disparar el umbral del receptor sin presencia de señal transmitida.

Con todo esto, se concluye que esta etapa mejora significativamente la respuesta del receptor, y es posible capturar mediante la UART los datos recibidos por el ADC (**PA1**), representados respecto al tiempo y en comparación con la salida del DAC capturada anteriormente, en la Figura 6-39.

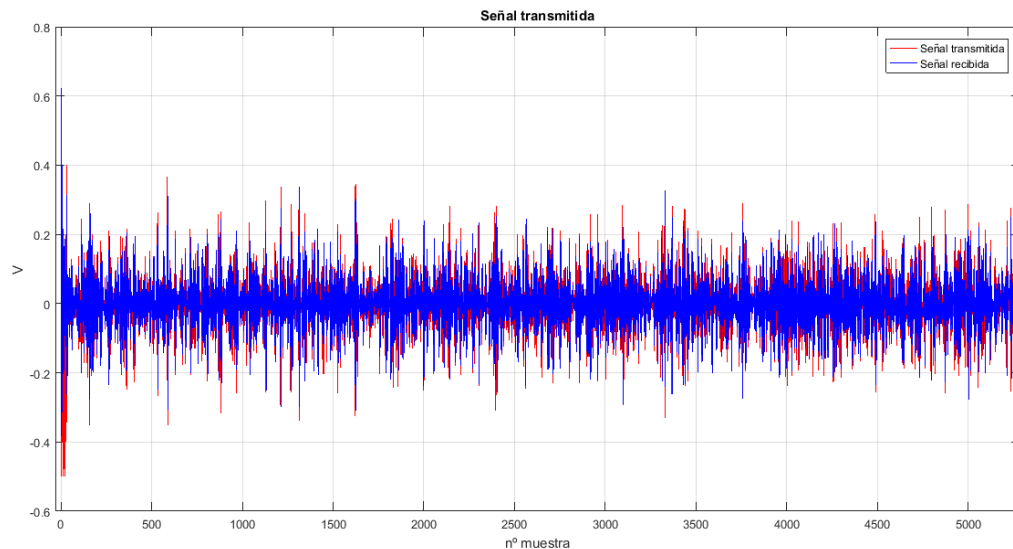


Figura 6-39: Comparativa de los datos capturados en el ADC del receptor digital con los del DAC.

Como se esperaba, al principio de la trama se ve claramente el preámbulo, que ha permitido disparar sin dificultad el umbral programado en el receptor. Sin embargo, y a pesar de esto, **la sincronización entre transmisor y receptor no ha sido totalmente perfecta**, y se ha tenido que ajustar de forma manual la diferencia que existía entre ambas señales, de unas pocas muestras de retraso. Si se hace zoom, también se puede observar cómo, además, la señal recibida ofrece ciertas diferencias que pueden achacarse a los efectos del ruido, o de la atenuación selectiva del filtro de la nueva etapa amplificadora.

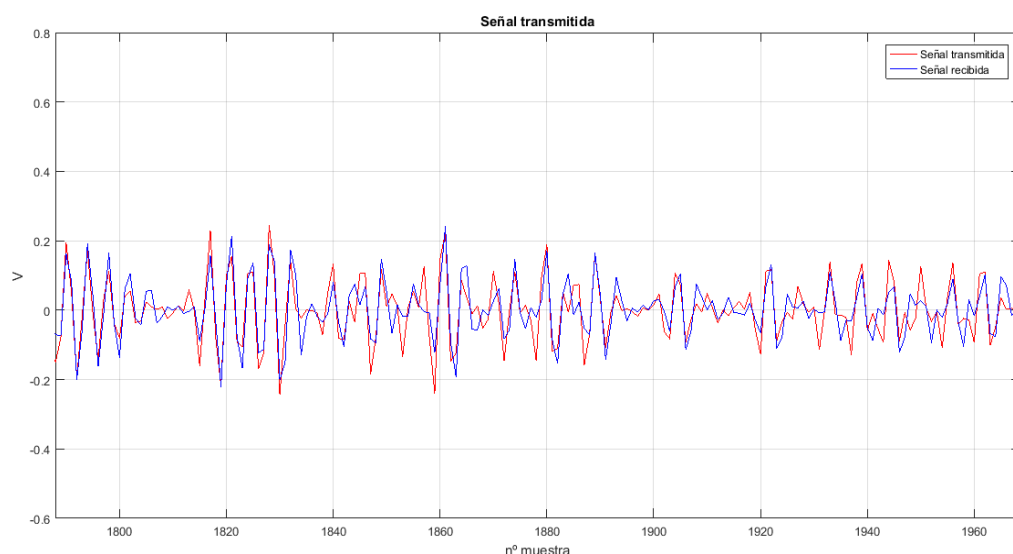


Figura 6-40: Zoom en la comparativa de los datos capturados en el ADC del receptor digital con los del DAC.

A partir de aquí, puede procesarse la señal recibida con Matlab, y extraer las portadoras de información de cada símbolo para obtener la constelación recibida, que se muestra en la Figura 6-41 en comparación con la

constelación de la captura del DAC. (Ambas han sido normalizadas para poder realizar dicha comparativa.)

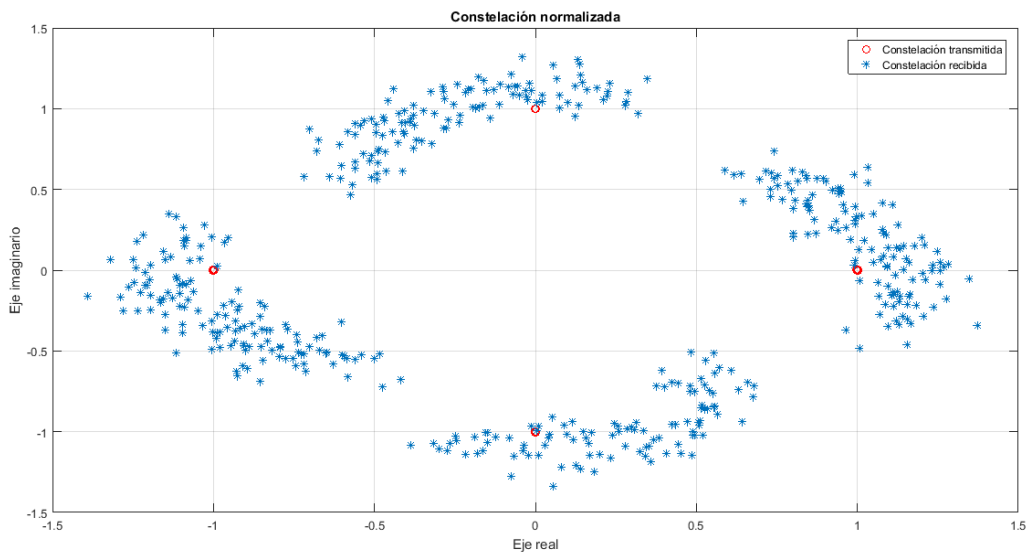


Figura 6-41: Constelación de las portadoras recibidas sin demodular.

Hay que hacer notar, que lo que se representa es la constelación antes de deshacer la modulación diferencial, y que en ella se pueden diferenciar varios efectos:

- El del **ruido**, que hace que la nube de puntos sufra cierta dispersión alrededor del punto ideal.
- El de la **diferencia de temporización** entre transmisor y receptor, que provoca la rotación de la nube de puntos.
- El de la **atenuación selectiva del filtro** incluido en la nueva etapa del receptor, que aumenta la diferencia en la amplitud recibida de las distintas portadoras, esparciendo radialmente las nubes de puntos.

Si se deshace la modulación diferencial, siguiendo el procedimiento descrito en el apartado 3.8.5, puede obtenerse la fase de origen, representada en la Figura 6-42.

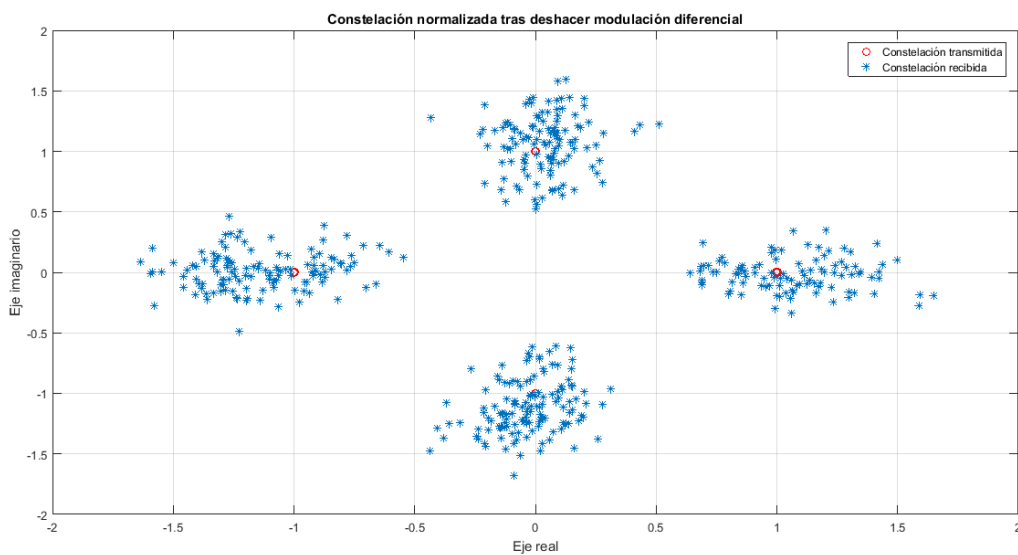


Figura 6-42: Constelación normalizada del receptor tras deshacer la modulación diferencial.

El efecto que se aprecia es el teóricamente esperado al utilizar una modulación diferencial, que ayuda precisamente a eliminar los efectos de la desincronización temporal entre transmisor y receptor. Por esto, la nube de puntos ya no sufre esa rotación tan acusada vista en la Figura anterior, aunque sí que persisten los otros efectos comentados.

Teniendo en cuenta que se han normalizado ambas constelaciones para que las nubes de puntos estén centradas sobre el valor ideal, puede calcularse la MER (Modulation Error Ratio) [64] en Matlab según la Ecuación siguiente:

$$MER [dB] = \frac{Pot. de la constelación ideal}{Pot. del error} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{n=1}^N (I_n^2 + Q_n^2)}{\sum_{n=1}^N ((I_n - \tilde{I}_n)^2 + (Q_n - \tilde{Q}_n)^2)} \right) \quad (6-2)$$

Donde I_n y Q_n representan los valores en fase y cuadratura del símbolo n en la constelación ideal, mientras que \tilde{I}_n y \tilde{Q}_n son los valores en fase y cuadratura del símbolo real recibido. Con esta medida puede determinarse el rendimiento en términos de SNR del sistema, ya que aporta información cuantitativa sobre la dispersión que han sufrido las nubes de puntos de la constelación recibida respecto al punto ideal. En este caso, en el que se representan juntos los diez símbolos recibidos, se pueden obtener con Matlab la MER para cada uno de ellos:

Símbolo n°	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
MER (dB)	11.28	9.77	12.99	9.81	10.78	11.29	10.20	11.43	10.87	10.13

Tabla 6-17: Cálculo de la MER para cada símbolo recibido.

Esto resulta en una MER media de **10.76 dB** para el total de los símbolos recibidos. Con el objetivo de intentar mejorar un poco este resultado, se calculan los coeficientes del filtro FIR paso de banda mostrado en la Figura 6-43, utilizando la función `designfilt` de Matlab.

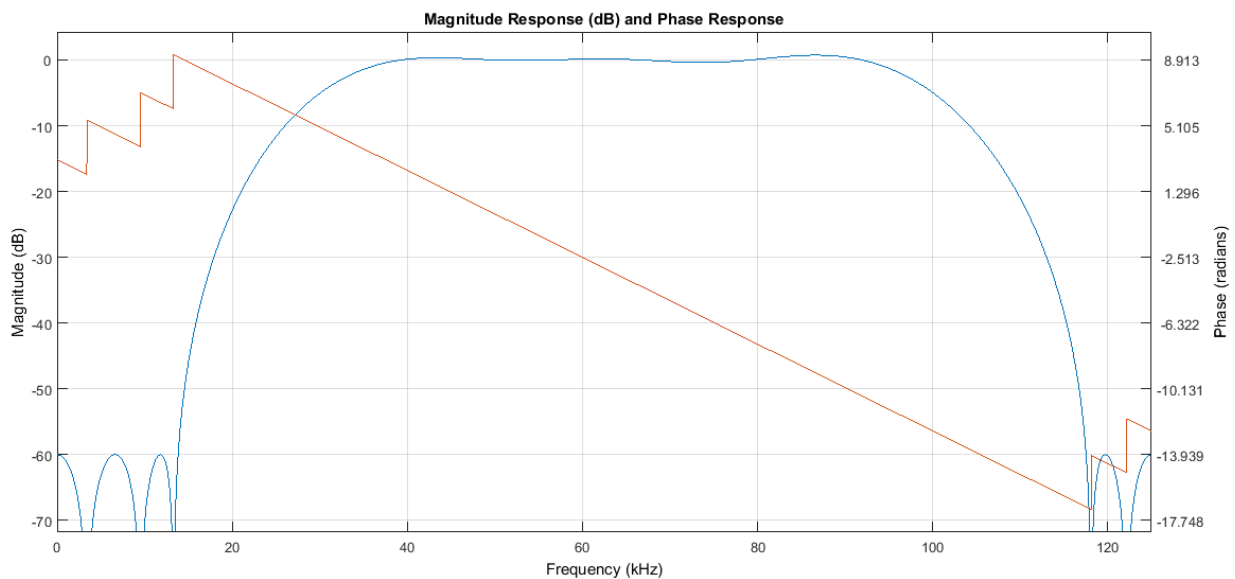


Figura 6-43: Filtro para mejorar la MER.

Si se vuelve a repetir el proceso anterior, pero esta vez con la señal filtrada (resultado de la función `filtfilt`), se mejora un poco la MER media, que pasa a ser de **11.94dB**. Los resultados para cada símbolo se muestran a continuación:

Símbolo n°	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
MER (dB)	12.50	11.16	13.98	10.70	12.23	12.46	11.16	12.53	11.91	11.67

Tabla 6-18: Cálculo de la MER para cada símbolo recibido tras filtrar la señal.

7 RESULTADOS Y CONCLUSIONES

Llegados al final de este proyecto, es interesante echar la vista atrás, y resumir todo el trabajo que se ha ido realizando, y que puede condensarse en los siguientes puntos:

- **Se han diseñado las etapas analógicas** para adaptar tanto el transmisor como el receptor Li-Fi ya desarrollados en el TFG *Transmisión Li-Fi sobre microprocesador Cortex M4*. Para ello, partiendo de un esquemático teórico, se han tenido que elegir los componentes comerciales más adecuados para las especificaciones que se tenían, basadas principalmente en el estándar PRIME y en las características de los convertidores que incluye el microcontrolador de la STM32F4Discovery, utilizado en la parte digital.
- En la parte del transmisor, ha sido posible realizar un **modelo en SPICE**, cuya simulación ha ido guiando un proceso reiterativo de diseño, a partir del cual se ha decidido la versión final del circuito que se ha implementado.
- Partiendo de las versiones definitivas de ambos esquemáticos, **se han diseñado las PCBs correspondientes en Altium**, para su posterior revelado y montaje. Cabe destacar aquí también, el proceso de recopilación y creación de las huellas de todos los componentes necesarios.
- Para comprobar el correcto funcionamiento de las PCBs montadas, se les ha realizado una serie de **pruebas**, primero de forma aislada, utilizando la fuente de señal del laboratorio, y luego integrando la parte digital del sistema. Adicionalmente, en estas pruebas, se ha analizado la influencia en la señal recibida de la variación de parámetros de la señal de entrada como pueden ser la amplitud, la frecuencia, y también la distancia entre transmisor y receptor. En este punto, además, ha sido necesario realizar algunas **modificaciones** en la programación que se hizo en el TFG, así como añadir una nueva etapa en el circuito del receptor para mejorar la respuesta del sistema.
- Finalmente, con este diseño definitivo, ha sido posible montar el sistema completo y capturar correctamente la señal recibida en el ADC para procesarla con Matlab, y así comprobar la constelación recibida y calcular su MER.

Como resultado de todo esto, se ha completado y se ha comprobado el funcionamiento del sistema de comunicaciones Li-Fi basado en PRIME, a excepción del procesado digital del receptor. Ambas etapas analógicas cumplen su función de forma aceptable, aunque también admiten mejoras que se dejarán para el apartado siguiente.

Adicionalmente, a pesar de que la enumeración de los objetivos prácticos logrados se pueda resumir en estos cinco párrafos, puede decirse que, en un ámbito más didáctico que práctico, este proyecto ha servido para mucho más:

- Primero, se ha realizado una labor de investigación bastante profunda sobre el estado del arte de las tecnologías por luz visible, y de cara a la redacción del Capítulo 2, se ha intentado resumir y filtrar de forma lógica toda esta información recogida. En este proceso, ya que se contaba con los antecedentes del estudio realizado para el TFG, ha sido importante el esfuerzo por marcar la diferencia con el mismo, y aportar información más actualizada y variada.
- Sin duda, uno de los ejes centrales de este proyecto ha sido el enfrentamiento con la fase de diseño de circuitos analógicos, con todo lo que eso conlleva. Éste ha sido un proceso complicado, y en el que apenas se tenía experiencia, por lo que también ha resultado muy didáctico: se han tenido que utilizar los cálculos más teóricos, la simulación en SPICE de los distintos modelos que se han ido usando, y la información de los datasheets de los componentes, todo a la vez, y de forma iterativa, para concluir en los diseños finales. Finales, pero no definitivos, porque también se ha aprendido que

incluso tras todo este proceso, no se puede asegurar el funcionamiento del sistema real.

- El diseño de las PCBs, y su revelado y montaje también ha sido otra de las fases más didácticas del proyecto, ya que se ha aprendido a utilizar el software Altium Designer a lo largo del mismo. Además, se han afianzado algunos de los conceptos que se dieron en el Grado sobre el diseño de PCB, y se ha realizado el proceso de soldadura y montaje completo, superando algunas dificultades con varios de los componentes de montaje superficial y el transformador.
- Finalmente, la fase de pruebas, con la integración de la parte digital del sistema, ha sido la demostración definitiva de las complicaciones que presenta el diseño de un sistema completo de comunicaciones, pero también, todo el procedimiento ha resultado ser tremendamente ilustrativo, y también, gratificante.

7.1 Futuras líneas de trabajo

Al igual que este proyecto partió del desarrollo llevado a cabo en el anterior TFG, es posible plantear la continuación y ampliación del trabajo realizado en este TFM.

Como primer ejemplo de posibles mejoras se propone la integración en una única PCB del circuito final del receptor, incluyendo la etapa de amplificación, y desechando las partes que ya no realizan ninguna función, como el primer divisor de tensión. También puede resultar interesante rediseñar la parte del transmisor, y analizar si es posible sustituir la etapa del seguidor de tensión con BJT's por algún integrado comercial; a pesar de que el circuito implementado realizaba su función, con esta alternativa podrían solventarse los problemas vistos en las pruebas, como la variación de la respuesta de los transistores con la beta y la alta temperatura alcanzada por algunos de los componentes. Adicionalmente, aunque ya se ha comentado con anterioridad, se propone analizar el efecto de controlar la atenuación del brillo del LED mediante una señal PWM con el driver propuesto en este proyecto, y así poder realizar pruebas de alcance teniendo más control sobre la saturación del fotodiodo. Este componente, además, ha demostrado a lo largo de las pruebas ser muy sensible a la presencia de reflexiones, o de otras fuentes de luz, por lo que el ámbito de las pruebas que aquí se han realizado se podría ampliar para distintos escenarios y condiciones.

ANEXO I: DOCUMENTACIÓN DE LA PCB DEL TRANSMISOR

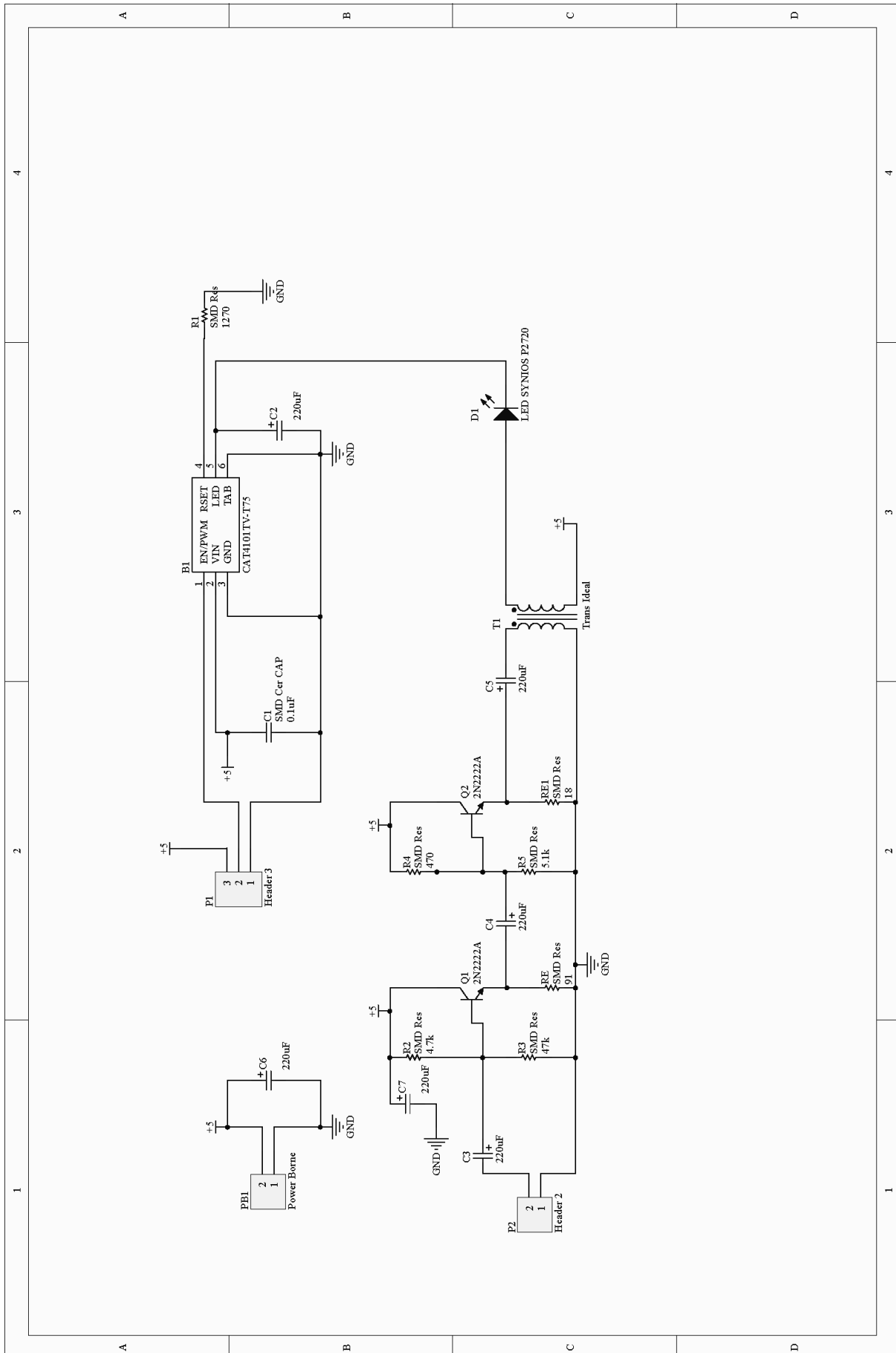
BOM (Lista de materiales) y Presupuesto Aproximado¹

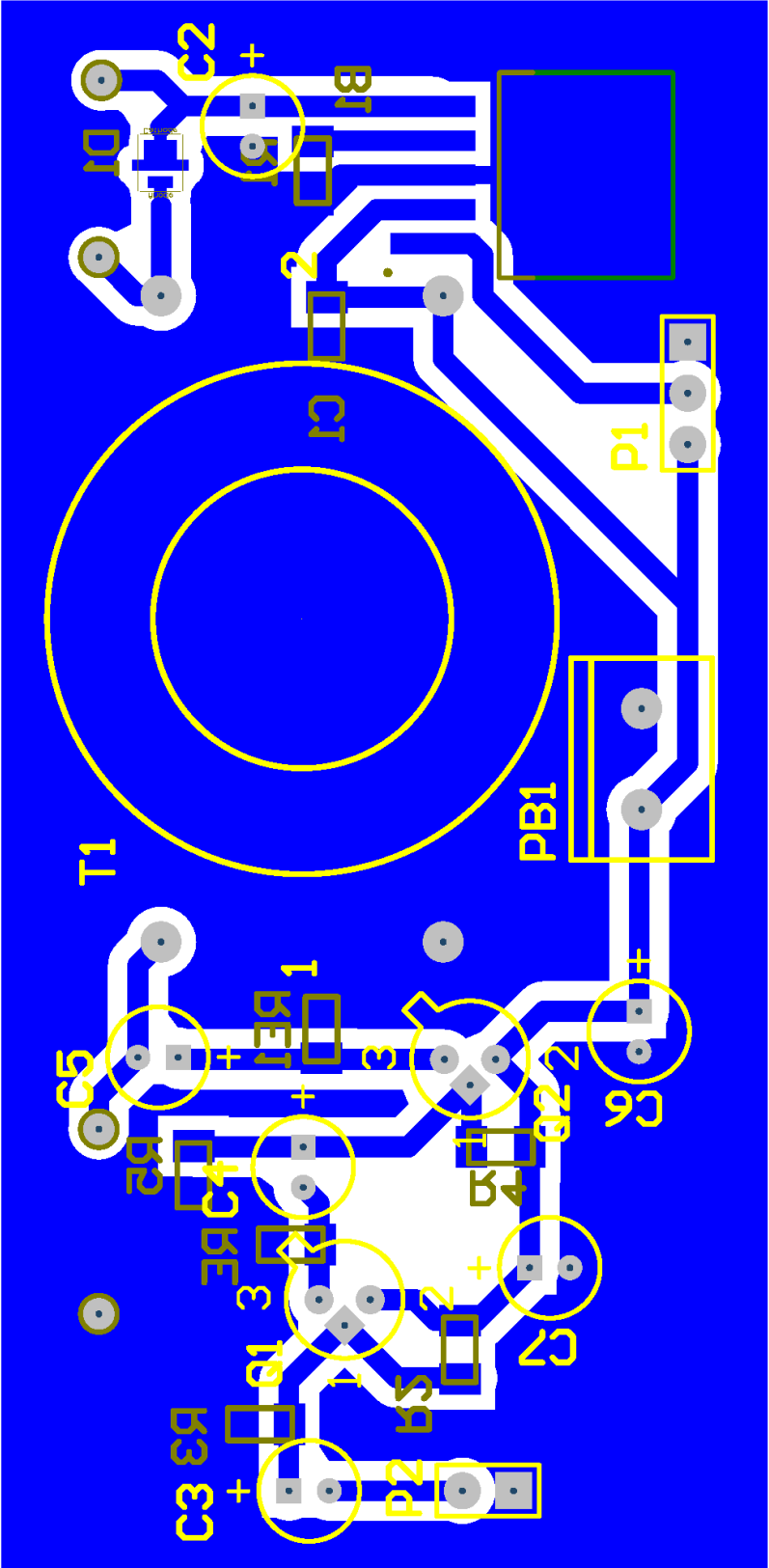
Cantidad	Componente	Valor	Identificador	Precio unitario	Precio total
1	LED Driver CAT4101TV-T75	-	B1	2,78€	2,78€
1	Condensador cerámico SMD	0.1uF	C1	0,02 €	0,02 €
6	Condensador de polímero de aluminio KEMET (A750BG227M0JAAE020)	220uF	C2, C3, C4, C5, C6, C7	0,29 €	1,74 €
1	LED SYNIOS P2720 (KW DMLQ31.SG-7K6LF-ebvF46fcbB46-1)	-	D1	1,35€	1,35€
1	Conector de 3 pines	-	P1	0,30 €	0,30 €
1	Conector de 2 pines	-	P2	0,27 €	0,27 €
1	Conector tipo borna Phoenix	-	PB1	0,55 €	0,55 €
2	Transistor BJT 2N2222A	-	Q1, Q2	0,13 €	0,26 €
1	Resistencia SMD	1270Ω	R1	0,01 €	0,01 €
1	Resistencia SMD	4,7kΩ	R2	0,04 €	0,04 €
1	Resistencia SMD	47kΩ	R3	0,05 €	0,05 €
1	Resistencia SMD	470Ω	R4	0,04 €	0,04 €
1	Resistencia SMD	5,1kΩ	R5	0,03 €	0,03 €
1	Resistencia SMD	91Ω	RE	0,05 €	0,05 €
1	Resistencia SMD	18Ω	RE1	0,04 €	0,04 €
1	Núcleo de ferrita EPCOS (B64290L0618X035)	-	T1	0,99 €	0,99 €

Total: 8,52 €

¹ El presupuesto se ha realizado en base a los precios con IVA incluido dispuestos en la web de RS-Amidata, durante Enero de 2019. Para el caso de los componentes ya disponibles en el Departamento, se ha tomado el precio de componentes lo más similares posible en características.

Esquemático





ANEXO II: DOCUMENTACIÓN DE LA PCB DEL RECEPTOR

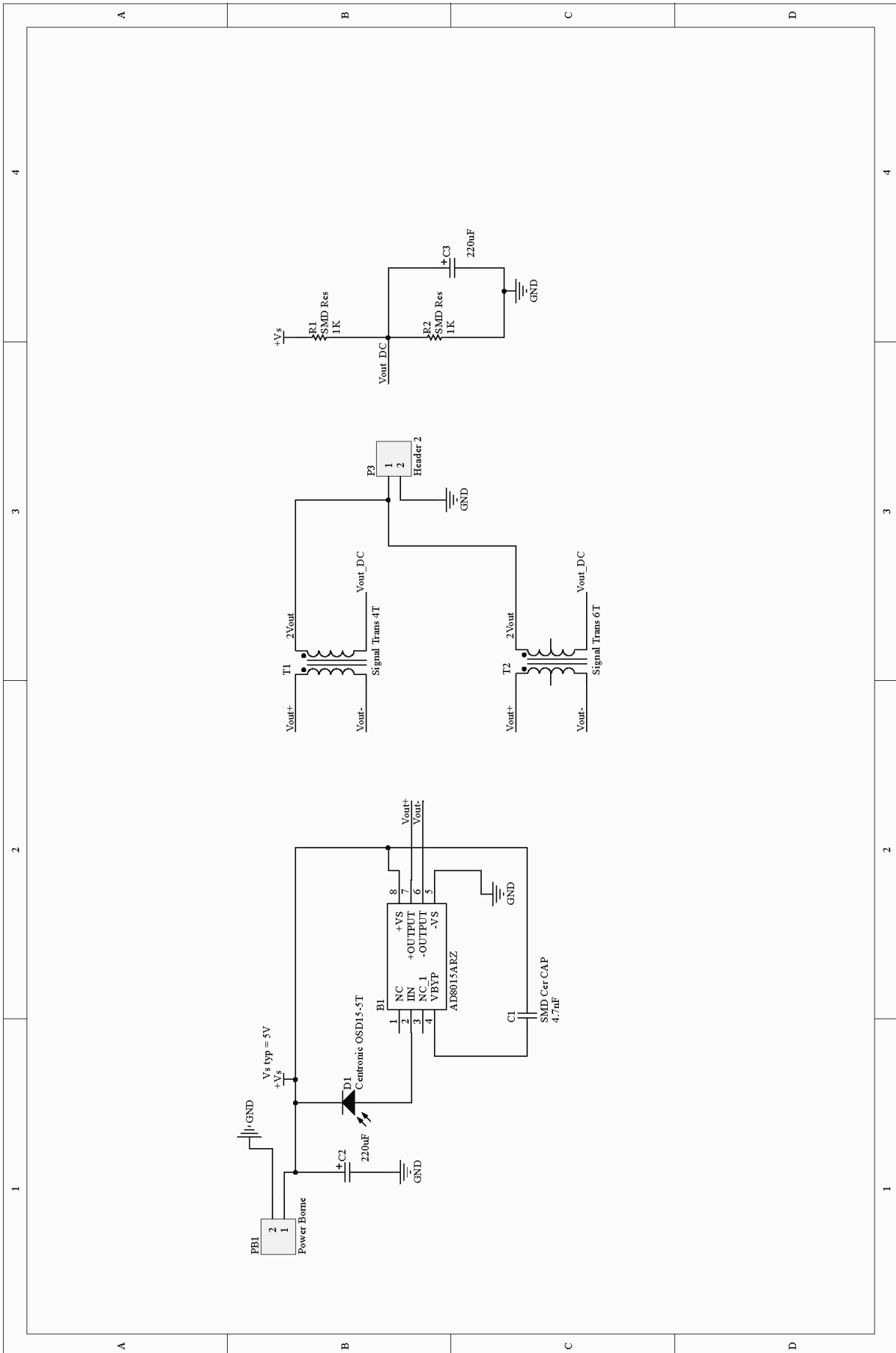
BOM (Lista de materiales) y Presupuesto Aproximado²

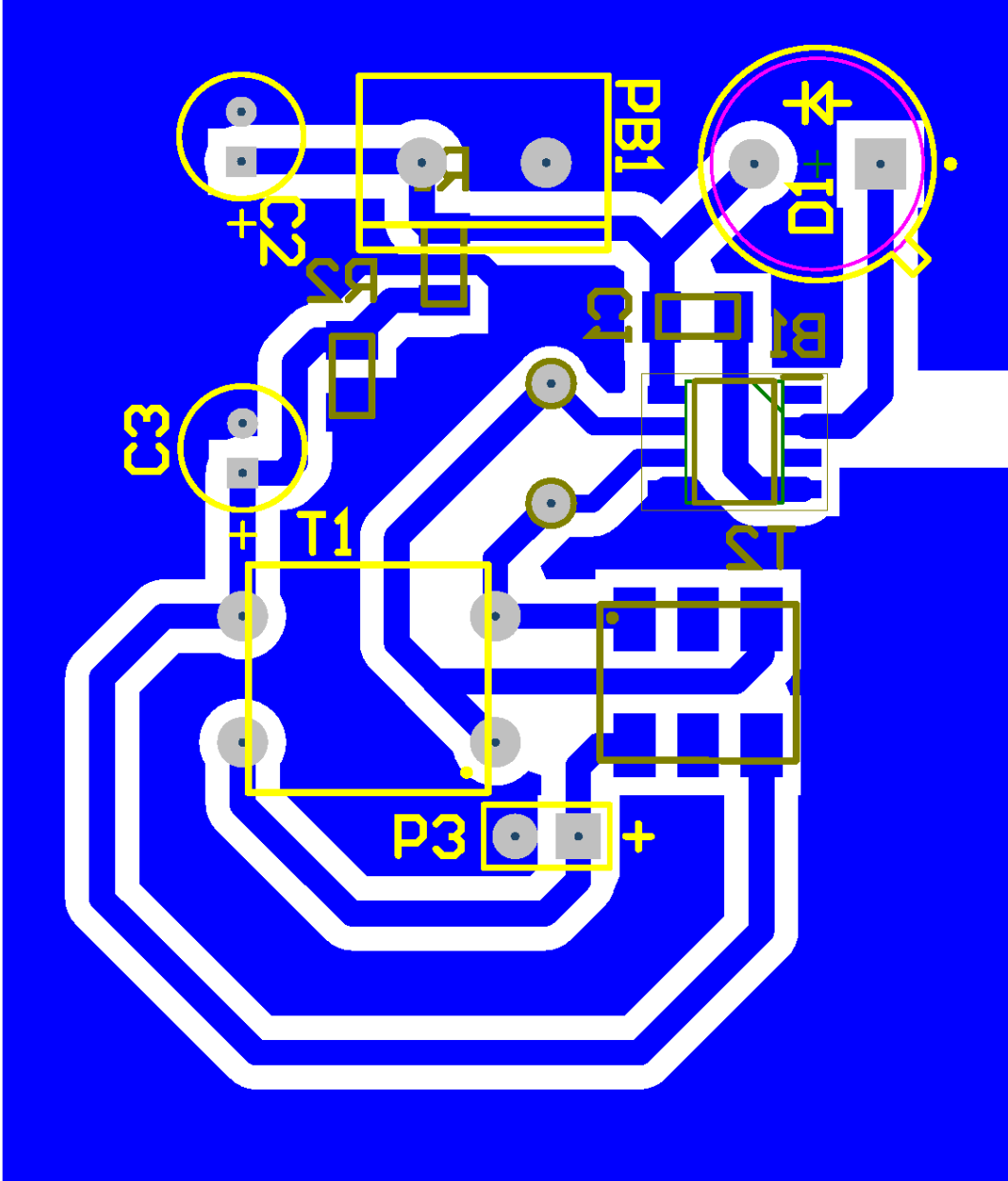
Cantidad	Componente	Valor	Identificador	Precio unitario	Precio total
1	Amplificador de transimpedancia AD8015ARZ	-	B1	8,72 €	8,72 €
1	Condensador Cerámico SMD	4,7nF	C1	0,03 €	0,03 €
2	Condensador de polímero de aluminio KEMET (A750BG227M0JAAE020)	220uF	C2, C3	0,29 €	0,58 €
1	Fotodiodo Centronic OSD15-5T	-	D1	40,78 €	40,78 €
1	Conector de 2 pines	-	P3	0,27 €	0,27 €
1	Conector tipo borna Phoenix	-	PB1	0,55 €	0,55 €
2	Resistencia SMD	1KΩ	R1, R2	0,04 €	0,08 €
1	Transformador de señal Murata (4-pin)	-	T1	1,57 €	1,57 €
1	Transformador de señal Minicircuits (6-pin)	-	T2	5,09 €	5,09 €

Total: 57,67 €

² El presupuesto se ha realizado en base a los precios con IVA incluido dispuestos en la web de RS-Amidata, durante Enero de 2019, excepto el precio del transformador de Minicircuits, que se ha obtenido de la web oficial. Para el caso de los componentes ya disponibles en el Departamento, se ha tomado el precio de componentes lo más similares posible en características.

Esquemático





REFERENCIAS

- [1] M. Tristán del Barrio, *Transmisión Li-Fi sobre Microprocesador Cortex-M4*, Sevilla: ETSI, 2015.
- [2] Cisco, «The Zettabyte Era: Trends and Analysis,» White Papers, 2017.
- [3] H. Haas, L. Yin, Y. Wang y C. Chen, «What is LiFi?,» *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, nº 6, pp. 1533 - 1544, 2015.
- [4] G. K. Hung Pang, K.-L. Ho, T. Kwan y E. Yang, «Visible light communication for audio systems,» *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 45, nº 4, pp. 1112-1118, 1999.
- [5] Visible Light Communications Association, «What is VLCA,» [En línea]. Available: <http://j-photonics.org/vlca/en/what-is-vlca/>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [6] Community Research and Development Information Service, «Omega Project,» Enero 2008. [En línea]. Available: https://cordis.europa.eu/project/rcn/85271_en.html. [Último acceso: Agosto 2018].
- [7] UCR, «Center for Ubiquitous Communication by Light site,» 2010. [En línea]. Available: <http://www.uclight.ucr.edu/>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [8] H. Haas, «TED Talk: Wireless Data from Every Bulb,» Julio 2011. [En línea]. Available: https://www.ted.com/talks/harald_haas_wireless_data_from_every_light_bulb. [Último acceso: Agosto 2018].
- [9] IEEE P802.15.7 Working Group, *IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.7: Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light*, New York: IEEE, 2011.
- [10] D. G. Povey, «Li-Fi Consortium is Launched,» Octubre 2011. [En línea]. Available: <http://visiblelightcomm.com/li-fi-consortium-is-launched/>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [11] Centro de Domótica Integral de la UPM – Research Centre for Smart Buildings and Energy Efficiency, «Proyecto COLIBRI,» 2010. [En línea]. Available: <https://www.cedint.upm.es/en/project/colibri>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [12] Eurescom, «Internet of Radio Light Project,» 2017. [En línea]. Available: <https://iorl.5g-ppp.eu/>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [13] VISION ITN, «VISION Project,» 2018. [En línea]. Available: <https://www.vision-itn.eu/project/>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [14] H. Chun, S. Rajbhandari, G. Faulkner, D. Tsonev, E. Xie, J. J. D. McKendry, E. Gu, M. D. Dawson, D. C. O'Brien y H. Haas, «LED Based Wavelength Division Multiplexed 10Gb/s Visible Light Communications,» *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, nº 13, pp. 3047-3052, 2016.
- [15] X. Li, L. Wu, Z. Liu, B. Hussain, W. Cheung Chong, K. May Lau y C. P. Yue, «Desing and Characterization of Active Matriz LED Microdisplays With Embedded Visible Light Communication Transmitter,» *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, nº 14, pp. 3449-3457, 2016.

- [16] H. Chen, Z. Xu, Q. Gao y S. Li, «A 51.6 Mb/s Experimental VLC System Using a Monochromic Organic LED,» *IEEE Photonics Journal*, vol. 10, n° 2, 2017.
- [17] J. Fakidis, S. Videv, H. Helmers y H. Haas, «0.5-Gb/s OFDM-Based Laser Data and Power Transfer Using a GaAs Photovoltaic Cell,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 30, n° 9, pp. 841-844, 2018.
- [18] R. Roberts, *What is Optical Camera Communications (OCC)*, 2015.
- [19] H. Haas, «LiFi: Conceptions, misconceptions and opportunities,» de *2016 IEEE Photonics Conference (IPC)*, Waikoloa, 2016.
- [20] G. Lazaridis, «PCB Heaven Wiki: PPM Modulation,» 2011. [En línea]. Available: http://www.pcbheaven.com/wikipages/Pulse_Position_Modulation/. [Último acceso: Agosto 2018].
- [21] R. W. Chang, «Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission,» *The Bell System Technical Journal*, vol. 45, n° 10, pp. 1775-1796, 1966.
- [22] S. Weinstein y P. Ebert, «Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform,» *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, n° 5, pp. 628-634, 1971.
- [23] R. Mesleh, H. Elgala y H. Haas, «On the Performance of Different OFDM Based Optical Wireless Communications Systems,» *Journal of Optical Communications*, vol. 3, n° 8, pp. 620-627, 2011.
- [24] N. Fernando, Y. Hong y E. Viterbo, «Flip-OFDM for unipolar communication systems,» *IEEE Trans. Commun*, vol. 60, n° 12, pp. 3726-3733, 2012.
- [25] H. Haas, H. Elgala y R. Mesleh, «A Study of LED Nonlinearity Effects on Optical Wireless Transmission using OFDM,» de *IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks*, 2009.
- [26] IEEE P802.15.7 Working Group, *IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.7: Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light*, New York: IEEE, 2018.
- [27] IEEE 802.15.7 Maintenance Task Group, «IEEE P802.15.7m Short-Range Optical Wireless Communications Task Group Project,» 2014. [En línea]. Available: <http://www.ieee802.org/15/pub/TG7m.html>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [28] ISO/IEC, *ISO/IEC 17417 - Information technology - Telecommunications and information exchange between systems - Short Distance Visible Light Communication (SDVLC)*, ISO/IEC, 2011.
- [29] IEEE 802.15 TG13, «IEEE 802.15.13 Multi-Gigabit/s Optical Wireless Communications Task Group,» Marzo 2017. [En línea]. Available: <http://www.ieee802.org/15/pub/TG13.html>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [30] IEEE Standards Association, «802.15.13 - Standard for Multi-Gigabit per Second Optical Wireless Communications (OWC) with Ranges up to 200 meters,» 2017. [En línea]. Available: <https://standards.ieee.org/develop/project/802.15.13.html>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [31] IEEE P802.11 TGBB, «IEEE P802.11 - Task Group BB - Group Information,» Mayo 2017. [En línea]. Available: http://www.ieee802.org/11/Reports/tgbb_update.htm. [Último acceso: Agosto 2018].

- [32] IEEE Standards Association, «Standard for Information Technology--Telecommunications and Information Exchange Between Systems Local and Metropolitan Area Networks--Specific Requirements - Part 11: WLAN MAC and PHY Specifications Amendment: Light Communications,» Mayo 2018. [En línea]. Available: <https://standards.ieee.org/develop/project/802.11bb.html>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [33] Google Cloud, «Google Cloud Customers - Oledcomm: Powering real-time processing for end-to-end LiFi solutions,» Julio 2018. [En línea]. Available: <https://cloud.google.com/customers/oledcomm/>. [Último acceso: 2018 Agosto].
- [34] basic6, «GeoLifi - Light-Based Indoor Positioning,» Agosto 2018. [En línea]. Available: <http://www.basic6.com/lifi-vlc/#lifi>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [35] A.-M. Cailean y M. Dimian, «Impact of IEEE 802.15.7 Standard on Visible Light Communications Usage in Automotive Applications,» *IEEE Communications Magazine*, pp. 169-175, Abril 2017.
- [36] H. Ma, L. Lampe y S. Hranilovic, «Integration of Indoor Visible Light and Power Line Communication Systems,» de *2013 IEEE 17th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 2013.
- [37] PureLifi, «PureLifi Company About Site,» 2018. [En línea]. Available: <https://purelifi.com/company/>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [38] pureLifi - (Sarah Scace), «The World is Getting a Global LiFi Standard,» Julio 2018. [En línea]. Available: <https://purelifi.com/lifi-is-getting-a-global-standard/>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [39] pureLifi, «pureLiFi are now offering LiFi starter kits,» Junio 2018. [En línea]. Available: <https://mailchi.mp/purelifi.com/ntzcxrk6cu>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [40] Oledcomm, «Oledcomm - Solutions from our Partners,» [En línea]. Available: <http://oledcomm.com/out-iot-platform/solutions-from-our-partners>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [41] AmericaLifi, «AmericaLifi Site,» 2014. [En línea]. Available: <http://www.americalfifi.com/wp/>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [42] VLNComm, «VLNComm Site,» 2017. [En línea]. Available: http://vlncomm.com/#_products. [Último acceso: Agosto 2018].
- [43] Lucibel, «The « LiFi by Lucibel » solution,» 2017. [En línea]. Available: <http://www.lucibel.io/communication>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [44] Lightbee, «Lightbee Site,» 2018. [En línea]. Available: <http://lightbeecorp.com/es/>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [45] FireflyLiFi, «FireflyLiFi Site,» 2018. [En línea]. Available: <https://www.fireflylifi.com/>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [46] Disney Research, «Disney Research Papers - VLC search results,» 2016. [En línea]. Available: https://www.disneyresearch.com/publication?sort_by=publication_date&s=vlc&paged=1. [Último acceso: Agosto 2018].
- [47] S. Schmid, S. Mangold, T. Bourchas y T. R. Gross, «Linux Light Bulbs: Enabling Internet Protocol Connectivity for Light Bulb Network,» de *Workshop on Visible Light Communication Systems (VLCS)*,

2018.

- [48] PRIME Alliance Technical Working Group, *Draft Specification for Powerline Intelligent Metering Evolution*, v 1.3.6 ed.
- [49] ARM, «CMSIS DSP Software Library,» Agosto 2018. [En línea]. Available: <http://www.keil.com/pack/doc/CMSIS/DSP/html/index.html>. [Último acceso: Septiembre 2018].
- [50] STMicroelectronics, *DM00037051 STM32f40x Datasheet and Electrical Characteristics*, 2012.
- [51] P. Goswami y M. K. Shukla, «Design of a Li-Fi Transceiver,» *Wireless Engineering and Technology*, vol. 8, pp. 71-86, 2017.
- [52] OSRAM, «SYNOS® P2720, KW DMLQ31.SG Product Site,» [En línea]. Available: https://www.osram.com/os/ecat/SYNOS%C2%AE%20P2720%20KW%20DMLQ31.SG/com/en/class_pim_web_catalog_103489/global/prd_pim_device_2190992/. [Último acceso: Noviembre 2018].
- [53] ON Semiconductor, «ON Semiconductor - CAT4101 Product Site,» [En línea]. Available: <http://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=CAT4101>. [Último acceso: Noviembre 2018].
- [54] EPCOS, *Ferrites and accessories - Toroids R 25.3x14.8x10.0*, 2014.
- [55] EPCOS, *Ferrites and accessories - SIFERRIT Material T35*, 2017.
- [56] W. M. Flanagan, *Handbook of transformer design and application*, 2nd Edition ed., Mc Graw-Hill.
- [57] EPCOS, *Ferrites - Summary*, 2014.
- [58] N. R. Malik, *Circuitos Electrónicos. Análisis, simulación y diseño.*, Pearson - Prentice Hall, 2003.
- [59] KEMET Electronics Corporation, *Single-Ended Conductive Polymer Aluminum Solid Electrolytic Capacitors A750 Series Datasheet*.
- [60] Centronic, *General Purpose Silicon Sensors (Series 5T)*.
- [61] Analog Devices, *AD8015 - 155 Mbps Transimpedance Amplifier*.
- [62] Murata, *Digital Audio Transformers - DA101C*.
- [63] Minicircuits, *RF Amplifiers - ADTT1-6+*.
- [64] Mathworks, *Documentación de Matlab 2018b - Measure modulation error ratio (Algorithms)*, 2018.
- [65] M. Saadi and L. Wuttisittikulij, "Visible Light Communication – The Journey So Far," *Journal of Optical Communications*, January 2017.
- [66] N. Chi, H. Haas, M. Kavehrad, T. D.C Little y X.-L. Huang, «Visible light communications: demand factors, benefits and opportunities [Guest Editorial],» *IEEE Wireless Communications*, vol. 22, n° 2, pp. 5-7, 2015.
- [67] C.-C. Lee, Ed., *The Current Trends of Optics and Photonics*, Springer, 2014.

- [68] D. G. Povey, «VLC; a review of 2011,» 31 Diciembre 2011. [En línea]. [Último acceso: Agosto 2018].
- [69] Visible Light Communication Consortium, «VLCC,» 2007. [En línea]. Available: <http://www.vlcc.net/>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [70] pureLifi (Nikola Serafimovski), *An overview on high speed optical wireless/light communications*, 2017.
- [71] M. S. Islam, R. X. Ferreira, X. He, E. Xie, S. Videv, S. Viola, S. Watson, N. Bamiedakis, R. V. Penty, I. H. White, A. E. Kelly, E. Gu, H. Haas y M. D. Dawson, «Towards 10 Gb/s OFDM-based visible light communication using a GaN violet micro-LED,» *Photonics Research*, vol. 5, nº 2, pp. A35-A43, 2017.
- [72] D. Tsonev, H. Chun, S. Rajbhandari, J. J. D. McKendry, S. Videv, E. Gu, M. Haji, S. Watson, A. E. Kelly, G. Faulkner, M. D. Dawson, H. Haas y D. O'Brien, «A 3-Gb/s Single-LED OFDM- Based Wireless VLC Link Using a Gallium Nitride uLED,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, nº 7, pp. 637-640, 2014.
- [73] T. Nguyen, «PHY modes within IEEE 802.15.7m draft – a quick review,» 14 Agosto 2018. [En línea]. Available: <https://opticalpress.com/2018/08/14/phy-modes-within-ieee-802-15-7m-draft-a-quick-review/>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [74] IEEE 802.15 Working Group, *Visible Light Communication Tutorial*, 2008.
- [75] Devopedia, «Devopedia - "Li-Fi." Version 4,» 2017. [En línea]. Available: <https://devopedia.org/li-fi>. [Último acceso: Agosto 2018].
- [76] P. D.-I. N. Wehn, *Versuch 7: Implementing Viterbi Algorithm in DLX Assembler - Appendix: Convolutional Encoding*, Technische Universität Kaiserslautern.
- [77] STMicroelectronics, «STM32F4DISCOVERY,» [En línea]. Available: <https://www.st.com/en/evaluation-tools/stm32f4discovery.html>. [Último acceso: Septiembre 2018].
- [78] STMicroelectronics, *UM1472: Discovery kit for STM32F407/417 lines*.
- [79] STMicroelectronics, *RM0090: STM32F40xxx, STM32F41xxx, STM32F42xxx, STM32F43xxx advanced ARM-based 32-bit MCUs*.
- [80] J. Masahito, S. Jiann-Chern y C. Po-Yuan, «Effects of Magnetizing Inductance on Active-clamped Forward Converters,» de *The 25th International Telecommunications Energy Conference*, Yokohama, 2003.
- [81] EPCOS, *Ferrites and accessories - General - Definitions*, 2017.
- [82] J. Grubor, S. Randel, K. -D. Langer y J. Walewski, «Bandwidth-efficient indoor optical wireless communications with white light-emitting diodes,» de *6th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing*, Graz, Austria, 2008.
- [83] A. Burton, E. Bentley, H. Le Minh, Z. Ghassemlooy, N. Aslam y S.-K. Liaw, «Experimental demonstration of a 10BASE-T Ethernet visible light communications system using white phosphor light-emitting diodes,» *IET Circuits, Devices & Systems*, vol. 8, nº 4, pp. 322-330, 2014.
- [84] K. A. Kuhn, *Multistage Amplifiers*, 2015.

- [85] K. A. Kuhn, *Common-Collector Amplifier Design*, 2009.

GLOSARIO Y ABREVIATURAS

VLC: Comunicación a través de luz visible
RF: Radiofrecuencia
Li-Fi: Light Fidelity
LED: Light-emitting diode
Wi-Fi: Wireless Fidelity
SPICE: Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis
PCB: Placa de Circuito Impreso
HW: Hardware
SW: Software
IP: Internet Protocol
OWC: Comunicaciones Inalámbricas Ópticas
IR: Infrarrojos
UV: Ultravioleta
OOK: On-off keying
OFDM: Multiplexión por división ortogonal de frecuencia
PHY: Capa Física en el modelo OSI
MAC: Capa de Acceso al Medio Compartido en el modelo OSI
OCC: Optical Camera Communications
EMI: Interferencia Electromagnética
LOS: Línea de Visión Directa
IM/DD: Modulación en Intensidad / Detección Directa
PPM: Modulación por Posición del Pulso
VPPM: Modulación por Posición Variable del Pulso
PWM: Modulación por Ancho de Pulso
PAM: Modulación por Amplitud del Pulso
QAM: Modulación de Amplitud en Cuadratura
ISI: Interferencia entre Símbolos
DFT: Transformada Discreta de Fourier
FFT: Transformada Rápida de Fourier
DSP: Procesador digital de señales
FPGA: Field programmable gate array
IFFT: Transformada inversa rápida de Fourier
DCO-OFDM: DC- biased optical OFDM
ACO-OFDM: Asymmetrically clipped optical OFDM
DC: Corriente Continua
CP: Prefijo Cíclico

ADO-OFDM: Asymmetrically Clipped Direct Current Biased OFDM

ICI: Interferencia entre Portadoras

PAPR: Relación Potencia de Pico a Potencia Media.

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers

RS: Codificación Reed Solomon

CC: Codificación Convolutiva

FEC: Forward Error Correction

CSK: Modulación en Intensidad de Color

ISC: Comunicación Óptica por Sensores de Imagen

V2V: Comunicación Vehículo a Vehículo

FSK: Frequency Shift Keying

CMOS: Complementary Metal-Oxide-Semiconductor

FDM: Modulación por División en Frecuencia

SDM: Multiplexión en Espacio

GPS: Sistema de Posicionamiento Global

M2M: Comunicación entre Máquinas

IoT: Internet of Things

PLC: Comunicación por Red Eléctrica

USB: Bus Serie Universal

LTE: Long Term Evolution

DQPSK: Modulación diferencial por desplazamiento de fase (en cuadratura)

DBPSK: Modulación diferencial por desplazamiento de fase (binaria)

D8PSK: Modulación diferencial por desplazamiento de fase (de orden 8)

I2C: Inter-Integrated Circuit

GPIO: Entrada/Salida de propósito general

SPI: Serial peripheral interface

USART: Universal Synchronous/Asynchronous Receiver-Transmitter

SRAM: Static Random Access Memory

CMSIS: Cortex ® Microcontroller Software Interface Standard

UART: Universal Asynchronous Receiver-Transmitte

RCC: Reset an clock control

ADC: Convertidor analógico digital

DAC: Convertidor digital analógico

DMA: Direct memory access

BER: Tasa de error de bit

BJT: Transistor de Unión Bipolar

SMD: Dispositivo de Montaje Superficial

THD: Dispositivo de Agujero Pasante

MER: Tasa de Error de Modulación