

UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID

FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS

**DEPARTAMENTO DE ESTRUCTURA DE LA MATERIA, FÍSICA
TÉRMICA Y ELECTRÓNICA**



TRABAJO DE FIN DE GRADO

Código TFG: EMFTEL-21

Diseño de módulos electrónicos para el sistema receptor

PMR446

Design of electronic modules for the PMR446 receiver system

Supervisor/es: Luis Ángel Tejedor Álvarez

Alejandro Márquez González

Grado en Ingeniería Electrónica de Comunicaciones

Curso académico 2024-2025

Convocatoria JUNIO

Calificación: 9.3

Resumen:

El presente Trabajo Fin de Grado (TFG) tiene como objetivo el diseño e implementación de un sistema receptor modular compatible con el estándar PMR446, ampliamente utilizado en comunicaciones por radio de corto alcance sin necesidad de licencia. El sistema propuesto se basa en una arquitectura superheterodina de doble conversión, que permite una mayor selectividad y reducción de interferencias mediante el uso de dos frecuencias intermedias.

Para ello, se han diseñado, fabricado y evaluado distintos módulos funcionales del receptor, como la antena, amplificadores de bajo ruido, filtros de RF, mezcladores, etapas de frecuencia intermedia, detectores y demoduladores. Cada módulo ha sido caracterizado mediante simulaciones y medidas experimentales para garantizar su correcto funcionamiento e integración. Finalmente, se analizan las prestaciones del sistema completo y se proponen posibles líneas de mejora orientadas a futuras implementaciones o ampliaciones del receptor.

Abstract:

This Bachelor's Thesis aims to design and implement a modular receiver system compatible with the PMR446 standard, widely used in short-range license-free radio communications. The proposed system is based on a dual-conversion superheterodyne architecture, allowing greater selectivity and interference reduction through the use of two intermediate frequencies.

To achieve this, several functional modules of the receiver have been designed, built, and evaluated, including the antenna, low-noise amplifiers, RF filters, mixers, intermediate frequency stages, detectors, and demodulators. Each module was characterized through simulations and experimental measurements to ensure proper operation and integration. Finally, the overall system performance is analyzed and future improvements are proposed for subsequent developments or system enhancements.

Autorización de difusión:

El autor de este proyecto autoriza a la Universidad Complutense de Madrid a difundir y utilizar el presente Trabajo Fin de Grado, tanto la aplicación como la memoria, únicamente con fines académicos, no comerciales y mencionando expresamente a su autor. También autoriza a la Biblioteca de la UCM a depositar el trabajo en el Archivo Institucional E-Prints Complutense.

Índice de contenido

1	Introducción.....	1
1.1	Diagrama de Gantt	4
2	Objetivos.....	4
3	Diseño general	5
3.1.1	Figura de ruido.....	8
3.1.2	Sensibilidad	9
4	Módulos.....	10
4.1	Antena	10
4.2	Amplificador de bajo ruido.....	11
4.2.1	Consideraciones generales.....	11
4.2.2	Diseño de placa de prueba	13
4.2.3	Medidas.....	14
4.3	Filtro RF.....	14
4.3.1	Consideraciones generales.....	14
4.3.2	Diseño.....	15
4.3.3	Fabricación.....	17
4.4	Filtro AFS446	19
4.5	Mezclador AD608.....	20
4.5.1	Consideraciones generales.....	20
4.5.2	Fabricación de módulo mezclador.....	21
4.5.3	Medidas.....	22
4.6	Amplificador MAR-8ASM+.....	23
4.7	Filtro 10.7 MHz.....	23
4.8	Mezclador ADE-1H+	24
4.9	Amplificador con frecuencia de 455 kHz.....	25
4.10	Demodulador	25
4.10.1	Filtro paso alto.....	26
4.10.2	Amplificador con offset	30
4.10.3	Detector de envolvente.....	34
5	Medidas del sistema.....	42
5.1	Medidas con un tono puro.....	42
5.2	Medidas con transmisor PMR446	42
6	Conclusiones y trabajos futuros.....	49
6.1	Diseño de osciladores y sintetizadores de frecuencia	49
6.2	Control automático de ganancia.....	49
6.3	Adaptación del demodulador a modulaciones digitales.....	50
7	Bibliografía.....	51
	Anexo.....	53

Índice de figuras

Figura 1: Fotografía de Walkie Talkie TLKR T60 MOTOROLA PMR446.....	2
Figura 2: Diagrama de bloques de un receptor superheterodino	3
Figura 3: Diagrama de bloques de un receptor superheterodino con doble conversión	3
Figura 4: Diagrama de Gantt.....	4
Figura 5: Esquema completo receptor superheterodino de doble conversión	5
Figura 6: Representación espectral de las distintas etapas de filtrado en un receptor PMR446 con arquitectura de doble conversión de frecuencia.....	8
Figura 7: Fotografía de esquema completo de receptor superheterodino de doble conversión con módulos fabricados	9
Figura 8: Medida de la potencia de ruido de la antena.....	10
Figura 9: Medida del coeficiente de reflexión de la antena LORA	10
Figura 10: Antena monopolo con conector SMA para recepción en la banda PMR446	11
Figura 11: Circuito de aplicación y evaluación típico para el amplificador HMC356.....	12
Figura 12: Circuito de aplicación y evaluación típico para el amplificador MAX 2640.....	12
Figura 13: Prototipo 2D y 3D de la placa de prueba del MAX2640 en Altium	13
Figura 14: Fotografía de MAX 2640 fabricado.....	13
Figura 15: Medida de figura de ruido y ganancia de amplificador LNA MAX2640.....	14
Figura 17: Esquema de filtro pasa banda Chebyshev orden cinco con elementos concentrados ideal	16
Figura 18: Esquema de filtro pasa banda Chebyshev orden cinco con resonadores paralelos ideales	16
Figura 19: Esquema de filtro pasa banda Chebyshev 0.5 dB orden cinco con resonadores paralelo con componentes comerciales.....	17
Figura 20: Parámetros S_{11} y S_{21} de filtro RF ideal vs con componentes comerciales	17
Figura 21: Fotografía de filtro paso banda RF fabricado.....	18
Figura 22: Parámetros S_{11} y S_{21} del filtro RF fabricado	18
Figura 23: Fotografía de filtro AFS446	19
Figura 24: Parámetros S_{11} y S_{21} de filtro AFS446	19
Figura 25: Diagrama funcional del circuito integrado AD608	20
Figura 26: Diseño esquema de AD608 en Altium.....	21
Figura 27: Prototipo 2D y 3D de la placa de prueba del AD608 en Altium.....	21
Figura 28: Fotografía de mezclador AD608 fabricado	22
Figura 29: Medidas del mezclador AD608.....	22
Figura 30: Fotografía de amplificador MAR-8ASM+.....	23
Figura 31: Fotografía de filtro 10.7 MHz	24
Figura 33: Fotografía de mezclador ADE-1H+	25
Figura 35: Esquema de amplificador con frecuencia de 455 kHz.....	25
Figura 37: Esquema de filtro paso alto Chebyshev 3dB orden siete ideal.....	27
Figura 38: Esquema de filtro paso alto Chebyshev 3dB orden siete con componentes comerciales	28
Figura 39: Parámetros S_{11} y S_{21} de filtro paso alto ideal vs con componentes comerciales	28
Figura 40: Prototipo 2D y 3D de la placa de prueba de filtro paso alto 400 kHz en Altium.....	29
Figura 41: Fotografía de filtro paso alto fabricado	29
Figura 42: Respuesta en frecuencia medida del filtro paso alto	29
Figura 43: Esquema de amplificador con offset	30
Figura 44: Esquema de divisor de tensión de amplificador con offset	31
Figura 45: Esquema de amplificador con offset con valores calculados	32
Figura 46: Prototipo 2D y 3D de la placa de prueba del amplificador con offset offset en Altium	32
Figura 47: Fotografía de amplificador de offset fabricado	33

Figura 48: Señal de salida del amplificador offset obtenida mediante osciloscopio	33
Figura 50: Esquema de filtro paso bajo Butterworth orden tres con componentes comerciales .	36
Figura 51: Parámetros S_{11} y S_{21} de filtro paso bajo ideal vs con componentes comerciales	36
Figura 52: Esquema del módulo detector de envolvente implementado en Altium Designer.....	37
Figura 53: Prototipo 2D y 3D de la placa de prueba del detector de envolvente en Altium	37
Figura 54: Fotografía de detector de envolvente fabricado	38
Figura 55: Señal modulada AM sin offset a la entrada del detector (salida del filtro paso alto).	38
Figura 56: Señal AM con offset aplicado antes de la rectificación	39
Figura 57: Representación del comportamiento de la señal rectificada.....	39
Figura 58: Señal rectificada mediante el diodo Schottky BAT54S	40
Figura 59: Señal filtrada mediante el filtro paso bajo, con offset.....	40
Figura 60: Señal final tras la eliminación de la componente continua con un condensador	41
Figura 61: Señal final amplificada para la entrada de los auriculares	41
Figura 62: Señal a la salida del atenuador	43
Figura 63: Señal a la salida del mezclador AD608 en la primera conversión: 10.7 MHz.....	43
Figura 64: Señal a la salida de amplificador MAR-8ASM+	44
Figura 65: Señal a la salida del filtro 10.7 MHz.....	44
Figura 66: Señal a la salida del mezclador ADE-1H+ en la segunda conversión: 455 kHz	45
Figura 67: Espectro resultante tras la doble conversión: componentes en 11.155 MHz y 455 kHz	45
Figura 68: Señal de salida del amplificador de frecuencia intermedia TLV6741.....	46
Figura 69: Forma de onda en osciloscopio la salida de amplificador de frecuencia intermedia TLV6741. Se puede ver como predomina la portadora de 455 kHz	46
Figura 70: Señal de salida de amplificador con offset: señal modulada en AM y FM	47
Figura 71: Detalle de las señales AM y FM	47
Figura 72: Salida final del receptor tras el recorrido completo de la señal.....	48
Figura 73: Señal modulada correspondiente a una voz hablada registrada en la salida del receptor	48
Figura 74: Señal modulada correspondiente a un silbido continuo registrada en la salida del receptor	49

Índice de tablas

Tabla 1: Canales PMR446 analógicos (NFM).....	1
Tabla 2: Parámetros por etapa	8
Tabla 3: Parámetros g_i del filtro Chebyshev con 0.5 dB de rizado, de quinto orden.....	15
Tabla 4: Valores calculados de inductancias y capacitancias para el filtro Chebyshev 0.5dB de quinto orden.....	16
Tabla 5: Condiciones de las medidas de la Figura 29 de AD608.....	23
Tabla 6: Medidas del mezclador AD608	23
Tabla 7: Características eléctricas del ADE-1H+ [24]	24
Tabla 8: Frecuencias de diseño del filtro Chebyshev 3dB paso alto	26
Tabla 9: Parámetros g_i del filtro Chebyshev 3dB de séptimo orden	27
Tabla 10: Valores calculados de inductancias y capacitancias para el filtro Chebyshev 3dB de séptimo orden	27
Tabla 11: Frecuencias de diseño del filtro Butterworth paso bajo	34
Tabla 12: Parámetros g_i del filtro Butterworth de tercer orden	35
Tabla 13: Valores calculados de inductancias y capacitancias para el filtro Butterworth de tercer orden	35
Tabla 14: Esquema de filtro paso bajo Butterworth orden tres ideal.....	35
Tabla 15: Comparativa de ganancia, potencia teórica y potencia experimental por componente del sistema	42

1 Introducción

El estándar PMR446 (*Personal Mobile Radio*, 446 MHz) es un sistema de radiocomunicación bidireccional de corto alcance que opera en la banda de frecuencias comprendida entre 446.0 y 446.2 MHz, dentro del espectro UHF. Este sistema fue desarrollado para facilitar la comunicación entre personas y grupos sin necesidad de obtener una licencia específica, lo que ha permitido su amplia adopción tanto en el ámbito personal como en el profesional, especialmente en Europa, donde su uso está regulado y permitido libremente conforme a la Decisión 2000/299/CE de la Comisión Europea [1] y a las especificaciones técnicas recogidas en la norma ETSI EN 300 220-2 para dispositivos de corto alcance (SRD) [2].

Una de las principales características del PMR446 es que la potencia máxima de transmisión está limitada a 0,5 W (500 mW), lo que restringe el alcance efectivo de los dispositivos a unos pocos kilómetros en condiciones óptimas, y a distancias menores en entornos urbanos o con obstáculos. Los equipos que utilizan este estándar funcionan en modo *simplex*, es decir, la transmisión y la recepción se realizan en el mismo canal y no es posible utilizar repetidores ni estaciones base para ampliar la cobertura. Además, el estándar define una serie de canales y frecuencias, tanto en modalidad analógica como digital, con una canalización de 12,5 kHz (FM y TDMA) o 6,25 kHz (FDMA), lo que permite la coexistencia de diferentes tecnologías bajo el mismo marco normativo. Este marco está regulado por la Decisión 2000/299/CE de la Comisión Europea [1], así como por las especificaciones técnicas del ETSI, en particular la norma ETSI EN 300 296 para PMR446 en modo analógico [3] y ETSI TS 102 490 / TS 102 361 para los modos digitales [3] [4]. Otra característica importante del estándar PMR446 es la obligatoriedad de que los dispositivos utilicen antenas integradas y no reemplazables, una medida que garantiza el cumplimiento de las normativas de potencia de emisión y minimiza el riesgo de interferencias no deseadas con otros servicios de radiofrecuencia [1]. Esta restricción influye directamente en el diseño físico del dispositivo, especialmente en lo que respecta al encapsulado y a la eficiencia de transmisión dentro de los márgenes permitidos.

En cuanto a la canalización, el estándar PMR446 define una segmentación del espectro en canales de 12,5 kHz para los modos analógicos (FM) y TDMA, y en canales de 6,25 kHz para los modos digitales en FDMA [3]. Esta división condiciona directamente el diseño del receptor y del sistema de filtrado, ya que se deben emplear filtros selectivos y osciladores locales que operen con la precisión necesaria para adaptarse a estas separaciones tan estrechas.

A continuación, se presenta una tabla resumen con los canales típicos definidos para PMR446 en modo analógico:

Canales	Frecuencias (MHz)	Canalización (KHz)
1	446,00625	12,5
2	446,01875	12,5
3	446,03125	12,5
4	446,04375	12,5
5	446,05625	12,5
6	446,06875	12,5
7	446,08125	12,5
8	446,09375	12,5
9	446,10625	12,5
10	446,11875	12,5
11	446,13125	12,5
12	446,14375	12,5
13	446,15625	12,5
14	446,16875	12,5
15	446,18125	12,5
16	446,19375	12,5

Tabla 1: Canales PMR446 analógicos (NFM)

La separación entre canales es de 12,5 kHz, lo que no resulta crítico para el filtro de entrada del receptor, ya que este opera a 446 MHz y posee un ancho de banda mucho mayor. Sin embargo, esta canalización sí debe ser tenida en cuenta en el diseño del oscilador local y, especialmente, del filtro de frecuencia intermedia.

El PMR446 se utiliza en una amplia variedad de contextos. En el entorno profesional, pequeñas empresas, comercios, restaurantes y organizadores de eventos lo emplean para coordinar equipos de trabajo de manera eficiente y económica. También es habitual su uso en actividades al aire libre, como senderismo o caza, y en situaciones de emergencia, ya que puede funcionar incluso cuando las infraestructuras de telecomunicaciones convencionales han fallado. Los populares Walkie Talkies suelen estar basados en este estándar [5].



Figura 1: Fotografía de Walkie Talkie TLKR T60 MOTOROLA PMR446

Entre las ventajas del PMR446 destaca su accesibilidad, ya que no requiere licencia ni conocimientos técnicos avanzados para su uso. Los equipos son portátiles, ligeros y fáciles de manejar, lo que facilita su adopción por parte de cualquier usuario. Además, aunque no ofrece un nivel de privacidad elevado, permite el uso de subtonos para reducir las interferencias y mejorar la experiencia de comunicación.

Sin embargo, el PMR446 también presenta algunas limitaciones. El alcance está condicionado por la baja potencia de transmisión y por las características del entorno físico, lo que puede limitar su utilidad en determinadas situaciones. Además, no es posible integrar estos equipos con otras redes ni utilizarlos como repetidores, lo que restringe su flexibilidad en comparación con otros sistemas de radiocomunicación más avanzados.

En este TFG se ha desarrollado un receptor basado en el estándar PMR446. El receptor es el dispositivo responsable de procesar la señal captada del canal con el objetivo de recuperar el mensaje original transmitido. Para lograrlo, realiza una serie de transformaciones fundamentales: primero, selecciona y filtra el canal adecuado para aislar la señal de interés y eliminar interferencias; después, amplifica la señal recibida para asegurar que, al llegar al demodulador, mantenga una relación señal-ruido suficiente que permita una correcta interpretación; finalmente, extrae la información contenida en la señal procesada, devolviendo el contenido transmitido de forma clara y fiable.

El receptor superheterodino constituye la arquitectura predominante en la mayoría de los sistemas de comunicación modernos, debido a su capacidad para ofrecer una alta selectividad y sensibilidad. Su principio de funcionamiento se basa en la conversión de la frecuencia de la señal de entrada mediante un oscilador local y un mezclador, generando una señal a una frecuencia intermedia (FI) fija, donde se realiza el filtrado y la amplificación [6]. Esta FI se elige por debajo de la frecuencia de la señal recibida ($f_s > f_i$), lo que permite la construcción de filtros con una banda relativamente estrecha con un número de etapas razonable.

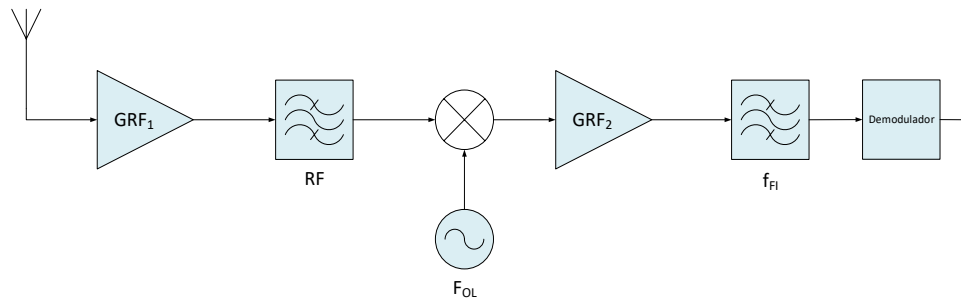


Figura 2: Diagrama de bloques de un receptor superheterodino

Sin embargo, en ciertas aplicaciones donde se requiere una alta selectividad o se trabaja con un ancho de banda muy amplio la arquitectura superheterodina simple no es suficiente. En estos casos, se recurre a receptores de doble conversión. Esta técnica emplea dos etapas de mezcla sucesivas, lo que da lugar a dos frecuencias intermedias: una primera f_{FI1} alta que facilita la supresión de señales espurias e imágenes, y una segunda f_{FI2} más baja que mejora la selectividad gracias a filtros más estrechos y fáciles de diseñar [7].

En la conversión descendente dual (down conversion), la primera frecuencia intermedia se obtiene como $f_{FI1} = |f_{RF} - f_{OL1}|$, y posteriormente se convierte en una segunda frecuencia intermedia $f_{FI2} = |f_{FI1} - f_{OL2}|$. Alternativamente, algunos diseños optan por una conversión ascendente inicial (up conversion), en la que $f_{FI2} = |f_{RF} + f_{OL1}|$, para después realizar una conversión descendente. Este enfoque es especialmente útil cuando el rango de frecuencias de entrada es muy amplio o se busca una mayor inmunidad frente a la interferencia por frecuencia imagen [8].

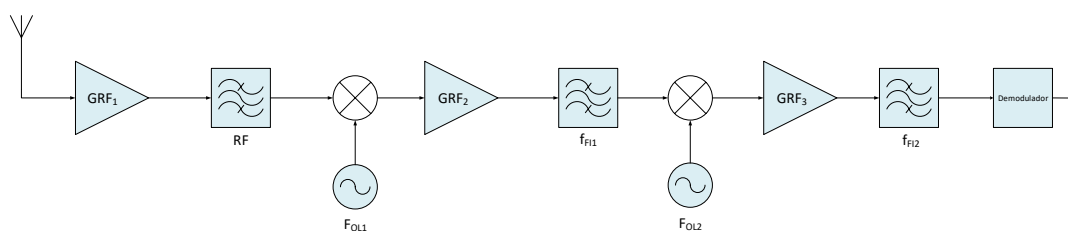


Figura 3: Diagrama de bloques de un receptor superheterodino con doble conversión

Por consiguiente, la implementación de una doble conversión resulta justificada en aquellos contextos en los que la arquitectura superheterodina convencional no satisface adecuadamente los requerimientos de selectividad, y rechazo de interferencias bajo condiciones de señal complejas. La inclusión de una segunda etapa de conversión permite optimizar el diseño del receptor sin la necesidad de recurrir a filtros de elevada complejidad. Esta afirmación será demostrada matemáticamente en el capítulo correspondiente al diseño general.

1.1 Diagrama de Gantt

La utilización de este diagrama consiste en mostrar de manera visual como se ha planificado y distribuido de manera temporal las distintas tareas para la elaboración del trabajo de fin de grado. Aunque las actividades son esencialmente secuenciales, se han aprovechado tiempos de fabricación para poder trabajar en paralelo, por ejemplo, en la llegada de la PCB del filtro paso alto, se pudo trabajar en el diseño del detector de envolvente.

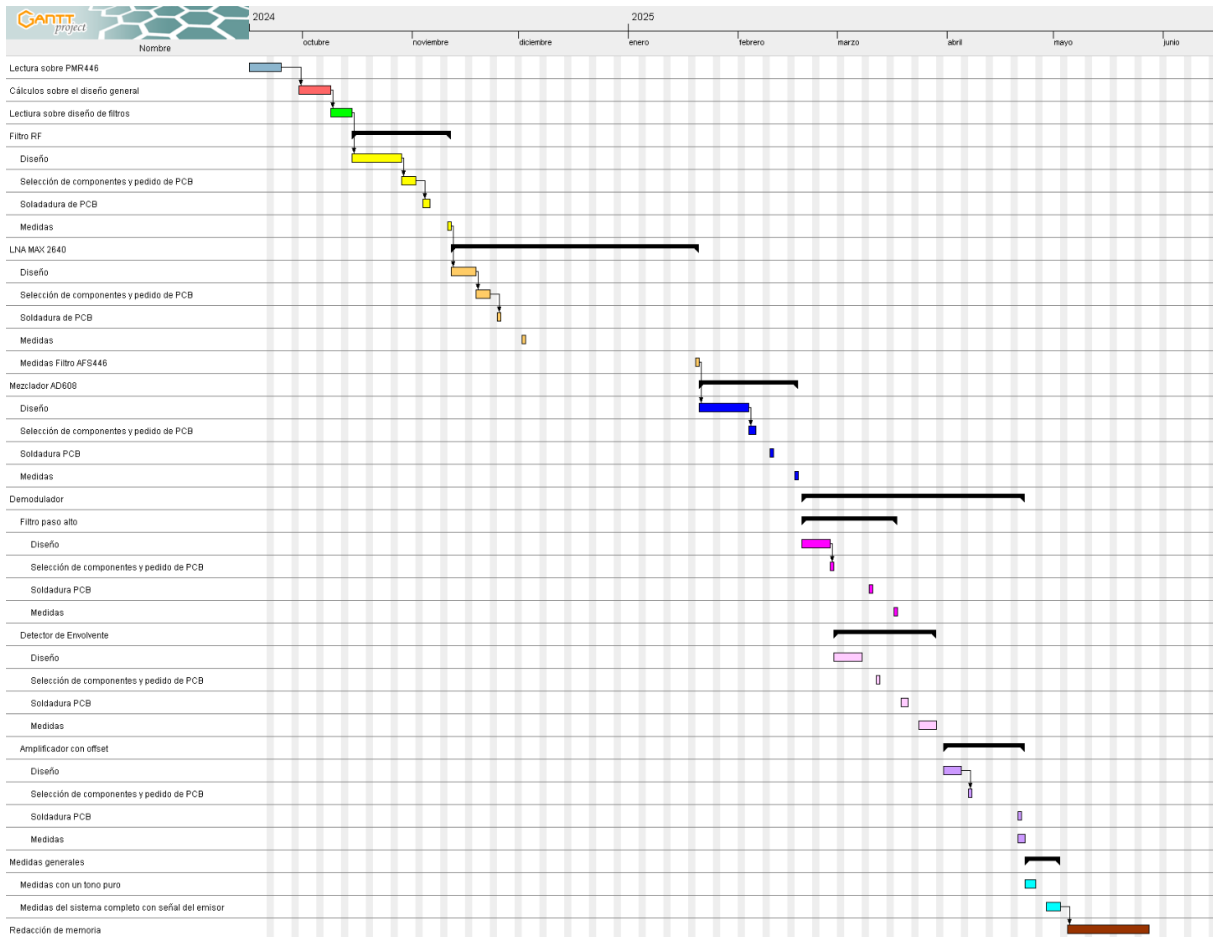


Figura 4: Diagrama de Gantt

2 Objetivos

El objetivo principal de este Trabajo de Fin de Grado es diseñar, construir y probar un receptor compatible con el estándar PMR446, siguiendo un enfoque modular basado en bloques funcionales. El proyecto se centra en la implementación de un sistema receptor que cumpla con las especificaciones técnicas y normativas de la banda de 446 a 446,2 MHz, considerada de uso libre y utilizada habitualmente sin licencia en sistemas de comunicaciones de corto alcance.

Para alcanzar este objetivo, se plantea el desarrollo de diferentes módulos electrónicos, cada uno encargado de una función específica dentro de la cadena receptora, como la adaptación de antena, la amplificación de radiofrecuencia de bajo ruido, la amplificación y filtrado de frecuencia intermedia, la mezcla de señales, la recuperación de portadora mediante un detector de envolvente y la demodulación tanto en AM como en FM.

Cada uno de estos módulos será diseñado, fabricado y posteriormente caracterizado de manera individual, con el fin de comprobar su utilidad y rendimiento dentro del sistema global. El enfoque modular permitirá no solo una mejor comprensión y análisis de cada etapa del receptor, sino también la posibilidad de optimizar y ajustar cada bloque de forma independiente para garantizar la compatibilidad y el correcto funcionamiento del receptor bajo el estándar PMR446.

3 Diseño general

El sistema receptor desarrollado se basa en una arquitectura superheterodina de doble conversión, diseñada para operar en la banda PMR446. Su estructura modular permite una implementación clara de cada etapa funcional: recepción, amplificación, conversión de frecuencia, filtrado y demodulación.

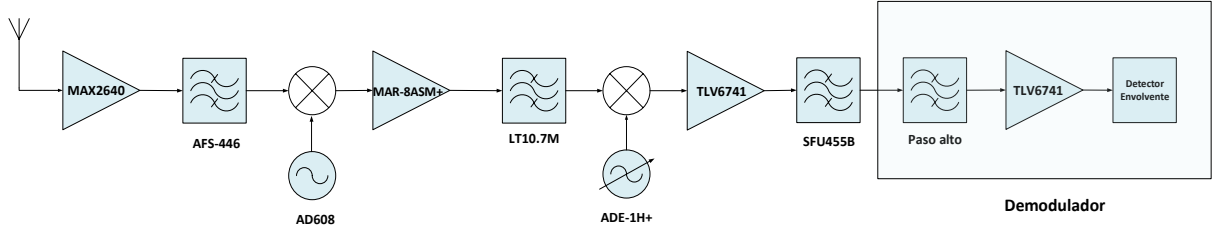


Figura 5: Esquema completo receptor superheterodino de doble conversión

Tal como se demostrará a continuación mediante un análisis numérico, el receptor PMR446 opera en la banda de frecuencias comprendida entre 446 MHz y 446,2 MHz, gestionando un total de 16 canales, cada uno con un ancho de banda de 12,5 kHz.

Con el objetivo de justificar la necesidad de emplear una arquitectura de doble conversión de frecuencia, es preciso evaluar las siguientes condiciones en el diseño de sistemas de radiofrecuencia. Se recomienda utilizar doble conversión si se cumple alguna de las siguientes condiciones:

$$\frac{f_{RFm\acute{a}x}}{f_{RFm\grave{a}n}} > 30 \quad \text{ó} \quad \frac{f_{RF}}{B_{FI}} > 5000$$

1. Primera condición:

$$\frac{f_{RFm\acute{a}x}}{f_{RFm\grave{a}n}} = \frac{446,2 \cdot 10^6}{446 \cdot 10^6} = 1,0004 < 30$$

Esta primera condición no se cumple, por lo que no sería necesario recurrir a una doble conversión por este criterio.

2. Segunda condición:

$$\frac{f_{RFm\acute{a}x}}{B_{FImin}} = \frac{446,2 \cdot 10^6}{12,5 \cdot 10^3} = 35.696 > 5.000$$

En este caso, la condición sí se cumple, lo que justifica técnicamente la implementación de una arquitectura de doble conversión, tal como se adelantó en el capítulo introductorio

Para el diseño de la primera conversión, se considera una banda total de 200 kHz que engloba los 16 canales. La frecuencia portadora del primer canal, ubicada en el centro de su banda, es:

$$f_{RF1} = 446 \text{ MHz} + \frac{12,5 \text{ kHz}}{2} = 446,00625 \text{ MHz}$$

Las frecuencias portadoras de los canales se expresan como:

$$f_{RF(n+1)}[\text{MHz}] = 446,00625 + n \cdot 0,00125, \text{ para } 1 \leq n \leq 15$$

Dado que se emplea una arquitectura de doble conversión, en la primera conversión se desplaza el conjunto completo de canales, mientras que en la segunda conversión se realiza la separación individual de cada uno, facilitando así la implementación de filtros selectivos con ancho de banda de 12,5 kHz.

Para garantizar la viabilidad del filtro de frecuencia intermedia (FI), la relación entre su frecuencia central f_{FI1} y su ancho de banda B_{FI1} debe cumplir el siguiente rango:

$$2 < \frac{f_{FI1}}{B_{FI1}} < 100 \rightarrow 2 \cdot B_{FI1} < f_{FI1} < 100 \cdot B_{FI1} \rightarrow 400 \text{ kHz} < f_{FI1} < 20 \text{ MHz}$$

Adicionalmente, para permitir la supresión de la banda imagen por parte del filtro de RF, se debe cumplir:

$$f_{FI1} > 0,02 \cdot f_{RFm\acute{a}x} \rightarrow f_{FI1} > 0,02 \cdot 446,2 \text{ MHz} = 8,924 \text{ MHz}$$

Combinando ambas restricciones, se obtiene el rango admisible para la primera frecuencia intermedia:

$$8,924 \text{ MHz} < f_{FI1} < 20 \text{ MHz}$$

Seleccionando un valor estandarizado dentro de este intervalo, se fija:

$$f_{FI1} = 10,7 \text{ MHz}$$

Dado que se pretende desplazar toda la banda de 200 kHz simultáneamente, el oscilador local (OL_1) se configura con frecuencia fija. Además, al requerirse una conversión ascendente, se tiene:

$$f_{FI1} = f_{OL1} - f_{RF} \rightarrow f_{OL1} = f_{FI1} + f_{RF}$$

Usando como frecuencia central de RF, $f_{RF} = 446,1$, se obtiene:

$$f_{OL1} = f_{FI1} + f_{RF} = 10,7 \text{ MHz} + 446,1 \text{ MHz} = 456,8 \text{ MHz}$$

Los límites de la frecuencia intermedia resultan ser:

$$f_{FI1min} = f_{OL1} - f_{RFm\acute{a}x} = 456,8 \text{ MHz} - 446,2 = 10,6 \text{ MHz}$$

$$f_{FI1m\acute{a}x} = f_{OL1} - f_{RFmin} = 456,8 \text{ MHz} - 446 = 10,8 \text{ MHz}$$

La frecuencia de la banda imagen para esta conversión es:

$$f_{y1} = f_{OL1} + f_{FI1} \rightarrow f_{y1} = (f_{FI1} + f_{RF}) + f_{FI1} = f_{RF} + 2f_{FI1}$$

Los límites de esta banda imagen son:

$$f_{y1min} = 2f_{FI1} + f_{RFmin} = 2 \cdot 10,7 \text{ MHz} + 446 \text{ MHz} = 467,4 \text{ MHz}$$

$$f_{y1m\acute{a}x} = 2f_{FI1} + f_{RFm\acute{a}x} = 2 \cdot 10,7 \text{ MHz} + 446,2 \text{ MHz} = 467,6 \text{ MHz}$$

Para suprimir esta banda, el filtro de RF deberá estar centrado en 446,1 MHz, con un ancho de banda mínimo de 220 kHz y un máximo que garantice la eliminación de la imagen.

$$\frac{B_{FI1}}{2} = f_{y1min} - f_{RF} = 467,4 - 446,1 = 21,3 \text{ MHz}$$

$$B_{FI1m\acute{a}x} = 2 \cdot 21,3 \text{ MHz} = 42,6 \text{ MHz}$$

$$220 \text{ kHz} < B_{F11} < 42,6 \text{ MHz}$$

Dado que se trata de una arquitectura de doble conversión, se realiza una segunda etapa con un nuevo oscilador local (OL₂), que tiene como finalidad canalizar individualmente cada frecuencia intermedia obtenida tras la primera. Las frecuencias de FI se encuentran en torno a 10,7 MHz, y cada canal posee un ancho de banda de 12,5 kHz. Se establece:

$$f_{F11}[\text{MHz}] = f_{F11\text{min}} + \frac{B_{F12}}{2} = 10,6 + \frac{0,00125}{2} = 10,60625 \text{ MHz}$$

Por tanto, las frecuencias intermedias de los canales tras la primera conversión se expresan como:

$$f_{F11(n+1)}[\text{MHz}] = f_{F11} + n \cdot B_{F12} \Rightarrow 10,60625 + n \cdot 0,00125, \text{ para } 1 \leq n \leq 15$$

Se calcula ahora la segunda frecuencia intermedia f_{F12} considerando un ancho de banda de canal de 12,5 kHz. Aplicando criterios similares a los de la primera etapa:

$$2 < \frac{f_{F12}}{B_{F12}} < 100 \Rightarrow 2 \cdot B_{F12} < f_{F12} < 100 \cdot B_{F12} = 25 \text{ kHz} < f_{F11} < 1,25 \text{ MHz}$$

$$f_{F12} > 0,02 \cdot f_{F11\text{máx}} \Rightarrow f_{F12} > 0,02 \cdot 10,8 \text{ MHz} = 216 \text{ kHz}$$

Por lo que el margen en el cual se encuentra la segunda frecuencia intermedia es:

$$216 \text{ kHz} < f_{F12} < 1,25 \text{ MHz}$$

Se selecciona un valor estandarizado adecuado:

$$f_{F12} = 455 \text{ kHz}$$

El oscilador local asociado a esta conversión (OL₂) debe ser variable, ya que ahora se realiza la sintonización canal por canal y se elige por encima de f_{F11} :

$$f_{OL21} = f_{F12} + f_{F11} = 455 \text{ kHz} + 10,60625 \text{ MHz} = 11061,25 \text{ kHz}$$

Por lo que:

$$f_{OL2(n+1)}[\text{kHz}] = f_{OL21} + n \cdot B_{F12} \Rightarrow 11061,25 + n \cdot 12,5, \text{ para } 1 \leq n \leq 15$$

La banda imagen correspondiente a esta segunda conversión se calcula como:

$$f_{y2} = f_{F11} + 2 \cdot f_{F12} = 10,7 \text{ MHz} + 2 \cdot 455 \text{ kHz} = 11,61 \text{ MHz}$$

Los límites de esta segunda banda imagen son:

$$f_{y2\text{min}} = f_{F11\text{min}} + 2f_{F12} = 10,6 \text{ MHz} + 2 \cdot 455 \text{ kHz} = 11,49 \text{ MHz}$$

$$f_{y2\text{máx}} = f_{F11\text{máx}} + 2f_{F12} = 10,8 \text{ MHz} + 2 \cdot 455 \text{ kHz} = 11,69 \text{ MHz}$$

Por lo que el filtro de F_{F1} , tendrá una frecuencia central de 10,7 MHz, y un ancho de banda mínimo de 200 kHz y un ancho de banda máximo tal que así:

$$BW_{\text{máx}} = f_{y2\text{min}} - f_{RF} = 11,49 \text{ MHz} - 10,7 \text{ MHz} = 790 \text{ kHz}$$

En consecuencia, el ancho de banda se encontrará dentro del siguiente intervalo:

$$200 \text{ kHz} < BW < 790 \text{ kHz}$$

Finalmente, el filtro de F_{I2} se diseñará con una frecuencia central de 455 kHz y un ancho de banda lo suficientemente estrecho para permitir la separación de canales de 12,5 kHz, asegurando una adecuada selectividad y la atenuación necesaria frente a las señales de los canales adyacentes.

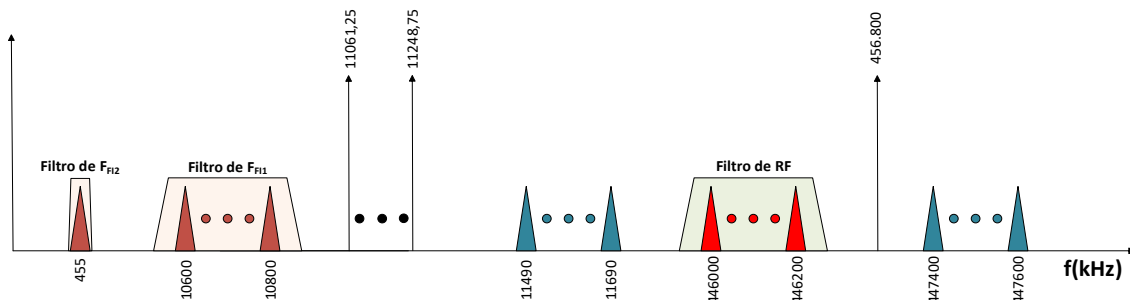


Figura 6: Representación espectral de las distintas etapas de filtrado en un receptor PMR446 con arquitectura de doble conversión de frecuencia

3.1.1 Figura de ruido

Una vez demostrado en el apartado anterior que los filtros podrán eliminar correctamente la banda imagen asociada, se procede al cálculo de la figura de ruido total del sistema utilizando la fórmula de Friis [9] para cadenas de receptores en cascada.

$$f_e = f_{AFS446} + \frac{f_{AD608} - 1}{g_{MAX2640}} + \frac{f_{10.7} - 1}{g_{MAX2640} \cdot g_{AD608}} + \frac{f_{ADE-1H+} - 1}{g_{MAX2640} \cdot g_{AD608} \cdot g_{MAR-8ASM+}} + \frac{f_{SFU455B} - 1}{g_{MAX2640} \cdot g_{AD608} \cdot g_{MAR-8ASM+} \cdot g_{ADE-1H+}}$$

Etapa	F (dB)	F (lineal)	G (dB)	G (lineal)
MAX2640	0,9	1,23	15,1	32,4
AFS-446	2	1,58	-2	0,63
AD608	10	10	15	31,6
MAR-8ASM	3,5	2,24	20	100
LT10.7M	3,5	2,24	-3.5	0,45
ADE-1+	5	3,16	-5	0,316
SFU455B	5	3,16	-5	0,316
TLV6741	1,5	1,41	5	3,16

Tabla 2: Parámetros por etapa

Aplicando esta expresión al sistema diseñado, donde se conocen los parámetros de figura de ruido y ganancia de cada componente, se obtiene:

$$f_e = 1.58 + \frac{10 - 1}{32,4} + \frac{1,58 - 1}{32,4 \cdot 31,6} + \frac{3,16 - 1}{32,4 \cdot 31,6 \cdot 100} + \frac{3,16 - 1}{32,4 \cdot 31,6 \cdot 100 \cdot 0.316}$$

$$F_e(dB) = 10 \cdot \log_{10} 1.858 = 2.68 \text{ dB}$$

3.1.2 Sensibilidad

La temperatura equivalente de ruido del sistema se obtiene a partir de la figura de ruido total, utilizando la relación:

$$T_e = T_0 \cdot (f_e - 1) = 298 \cdot (1.858 - 1) = 500.64 \text{ K}$$

Por otro lado, la temperatura de la antena se ha determinado a partir de la potencia de ruido medida en la sección 4.1 obteniéndose un valor de $2,95 \cdot 10^6 \text{ K}$.

Conocidas la temperatura equivalente del sistema y la temperatura de la antena, se puede calcular la potencia de ruido total a la entrada:

$$N_{in} = k \cdot (T_e + T_{ae}) \cdot B = k \cdot (500.64 + 2,95 \cdot 10^6) \cdot 12,5 \cdot 10^3 = -123 \text{ dBm}$$

Suponiendo una potencia de ruido a la entrada de -123 dBm, y considerando que para un demodulador FM no coherente el umbral de degradación significativa suele encontrarse en torno a una SNR de 12 dB [10] [11], se evalúa la sensibilidad del sistema, en lo que respecta a SNR como:

$$\text{Sensibilidad}(dBm) = P_{ruido} + SNR = -123 + 12 = -111 \text{ dBm}$$

Además de la limitación por SNR, la sensibilidad también estará limitada por la potencia mínima requerida por el demodulador FM. Como el demodulador aún no ha sido diseñado, no se conoce este valor a priori.

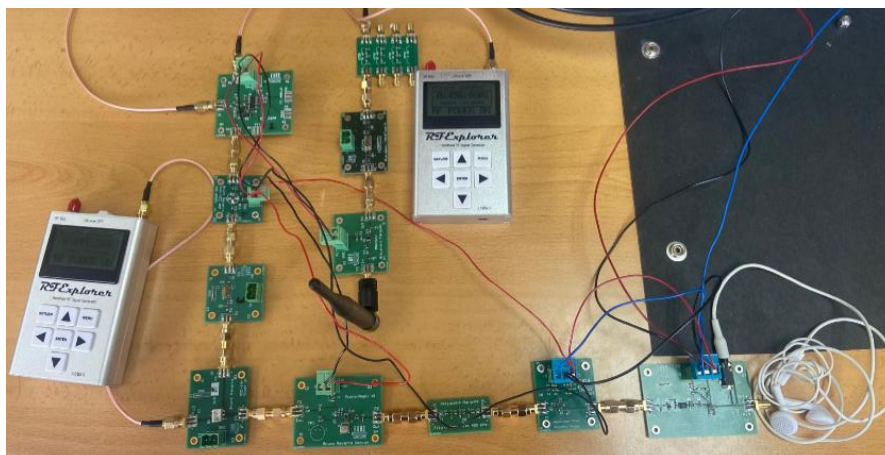


Figura 7: Fotografía de esquema completo de receptor superheterodino de doble conversión con módulos fabricados

4 Módulos

4.1 Antena

La etapa inicial del sistema receptor incorpora una antena modelo Antenova SRH789. Se trata de una antena monopolo flexible optimizada para frecuencias entre 433 y 470 MHz, lo cual la hace compatible con la banda de 446 MHz utilizada por los sistemas PMR [12].

Se ha medido la temperatura de antena a 446 MHz utilizando el analizador de espectros con un ancho de banda del filtro de FI de 10 kHz, obteniendo una potencia de -93,97 dBm.

$$N = kT_a B \rightarrow T_a = \frac{N}{kB} = \frac{10^{-12,39}}{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 10^4} = 2,95 \cdot 10^6 K$$

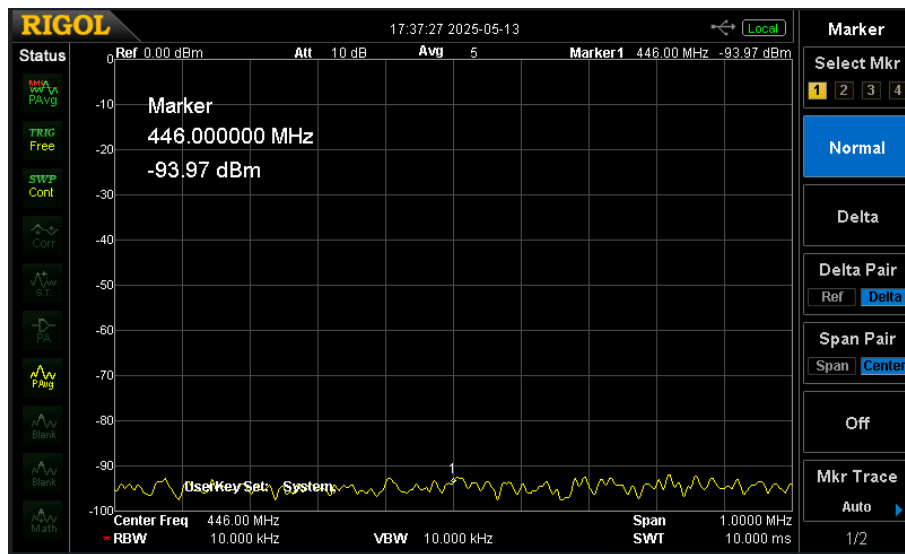


Figura 8: Medida de la potencia de ruido de la antena

La antena presenta una impedancia nominal de 50Ω , lo que minimiza las pérdidas por desadaptación. Además, su ganancia típica son 2,2 dBi y tiene un patrón de radiación omnidireccional.

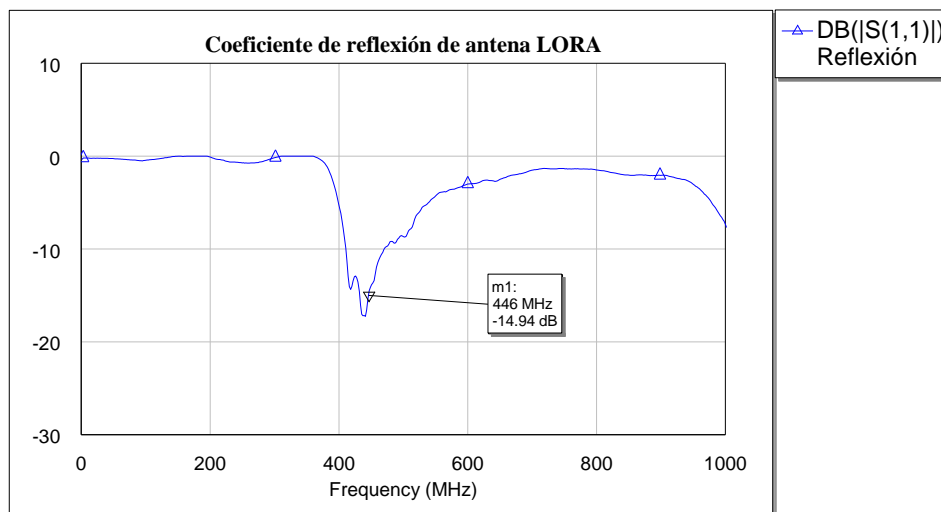


Figura 9: Medida del coeficiente de reflexión de la antena LORA

En la Figura 9: Medida del coeficiente de reflexión de la antena LORA se puede ver cómo hay una buena adaptación a de la antena a la frecuencia de trabajo de 446 MHz.



Figura 10: Antena monopolo con conector SMA para recepción en la banda PMR446

4.2 Amplificador de bajo ruido

4.2.1 Consideraciones generales

Un amplificador de bajo ruido, conocido como LNA (*Low Noise Amplifier*), es un componente fundamental en la etapa inicial de un receptor, cuya función principal es amplificar señales de muy baja potencia captadas por la antena sin degradar significativamente la relación señal-ruido (SNR) del sistema [13]. Su influencia en el rendimiento del receptor es crítica, ya que determina en gran medida la sensibilidad del sistema. Esta afirmación se justifica mediante la ecuación de Friis:

$$f_e = f_{AFS446} + \frac{f_{AD608} - 1}{g_{MAX2640}} + \frac{f_{10.7} - 1}{g_{MAX2640} \cdot g_{AD608}} + \frac{f_{ADE-1H+} - 1}{g_{MAX2640} \cdot g_{AD608} \cdot g_{MAR-8ASM+}} + \frac{f_{SFU455B} - 1}{g_{MAX2640} \cdot g_{AD608} \cdot g_{MAR-8ASM+} \cdot g_{ADE-1H+}}$$

De esta expresión se deduce que el factor de ruido del sistema está dominado por el del primer bloque, siempre que éste proporcione una ganancia suficientemente alta. Las contribuciones al ruido de las etapas siguientes quedan atenuadas por dicha ganancia. Por tanto, si el LNA presenta una figura de ruido baja y una ganancia adecuada, el ruido añadido por el resto del receptor será despreciable, lo que permite alcanzar una buena sensibilidad global independientemente de las características de los bloques posteriores [14].

Como primera opción para la etapa de amplificación de bajo ruido (LNA) en el sistema receptor PMR446, se ha seleccionado el modelo HMC356, debido a que está específicamente diseñado para operar en el rango de frecuencias comprendido entre 350 y 550 MHz, lo cual incluye adecuadamente la banda de trabajo de 446 a 446,2 MHz empleada en este proyecto. Este dispositivo presenta un equilibrio muy favorable entre ganancia, con un valor típico de 17 dB, y un bajo factor de ruido, en torno a 1,0 dB.

Asimismo, el HMC356 destaca por su alta linealidad, con un punto de saturación (P_{1dBsat}) de 22,5 dBm y un punto de intercepción de tercer orden (OIP3) típico de +38 dBm, lo que contribuye a minimizar los efectos de distorsión e intermodulación en entornos con múltiples señales. Además, ofrece una buena adaptación de impedancia a 50 ohmios, lo que simplifica su integración en la cadena de RF. Estas características hacen del HMC356 una solución robusta y eficaz para la etapa inicial de recepción en aplicaciones PMR446 [15].

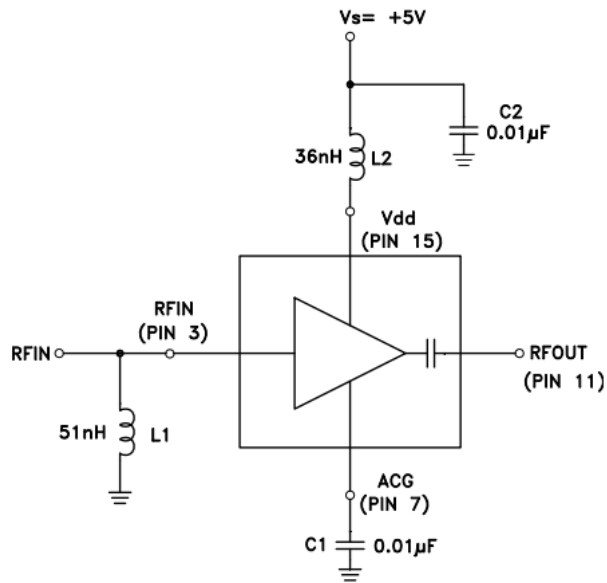


Figura 11: Circuito de aplicación y evaluación típico para el amplificador HMC356

Sin embargo, tras desarrollar una placa de prueba y montarlo, se comprobó que el HMC356 no ofrecía ganancia alguna.

Debido a las limitaciones observadas en el componente anterior, se decidió reemplazarlo por el MAX2640, un amplificador de bajo ruido (LNA) que sí funcionó en las pruebas experimentales. Este dispositivo está optimizado para aplicaciones que operan entre 300 MHz y 1500 MHz, lo cual lo convierte en una opción especialmente adecuada para la banda PMR446.

El MAX2640 ofrece una ganancia típica de 15,1 dB y un factor de ruido muy bajo, con un valor de 0,9 dB a 900 MHz, lo que lo convierte en una buena elección. Además, opera con un consumo de corriente reducido (3,5 mA típicos), y admite un amplio rango de tensión de alimentación, desde 2,7 V hasta 5,5 V.

Otra ventaja relevante es su encapsulado compacto SOT23-6 y la necesidad mínima de componentes externos, lo que simplifica la integración en la placa de circuito impreso y favorece una reducción del espacio ocupado. La placa de prueba con el MAX2640 funcionó de acuerdo con las especificaciones esperadas [16].

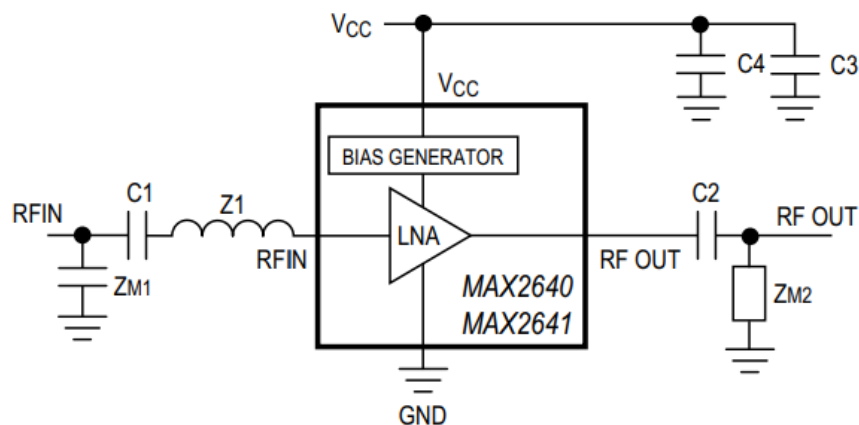


Figura 12: Circuito de aplicación y evaluación típico para el amplificador MAX 2640

4.2.2 Diseño de placa de prueba

A partir del esquema eléctrico sugerido en la hoja de características del MAX2640, se ha elaborado un proyecto en Altium para diseñar una placa de prueba. Se generaron los archivos gerber y el archivo de taladros, y se enviaron a Eurocircuits.

Para diseñar la PCB se define cada uno de los elementos que conforman la placa de circuito impreso (PCB), tales como la metalización, el sustrato y los taladros, a sus respectivas capas dentro del documento de diseño. Este proceso culmina con la obtención del modelo final de la PCB.

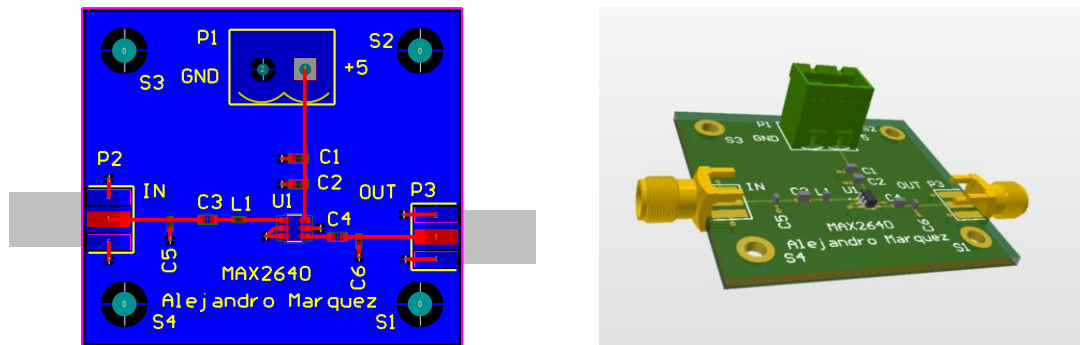


Figura 13: Prototipo 2D y 3D de la placa de prueba del MAX2640 en Altium

Concluido el diseño del modelo y validado por el Design Rule Checker, se generan los archivos Gerber, los archivos NC Drill y la documentación técnica asociada. La generación de los archivos Gerber requiere la configuración de diversos parámetros de fabricación, entre los que se incluyen la selección de unidades (milímetros o pulgadas y su resolución), la definición de las capas del diseño a exportar, así como ajustes avanzados que aseguran la correcta interpretación del diseño por parte del fabricante.

A continuación, se presenta una imagen del prototipo fabricado del amplificador de bajo ruido (LNA) basado en el MAX2640:

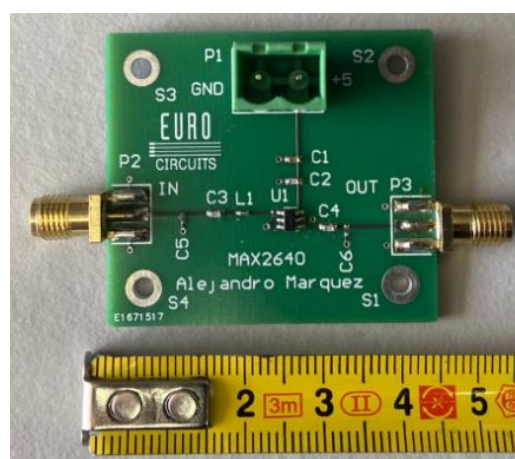


Figura 14: Fotografía de MAX 2640 fabricado

4.2.3 Medidas

Con el fin de comprobar el funcionamiento del amplificador MAX2640 en condiciones reales, se realizaron medidas para analizar la figura de ruido:

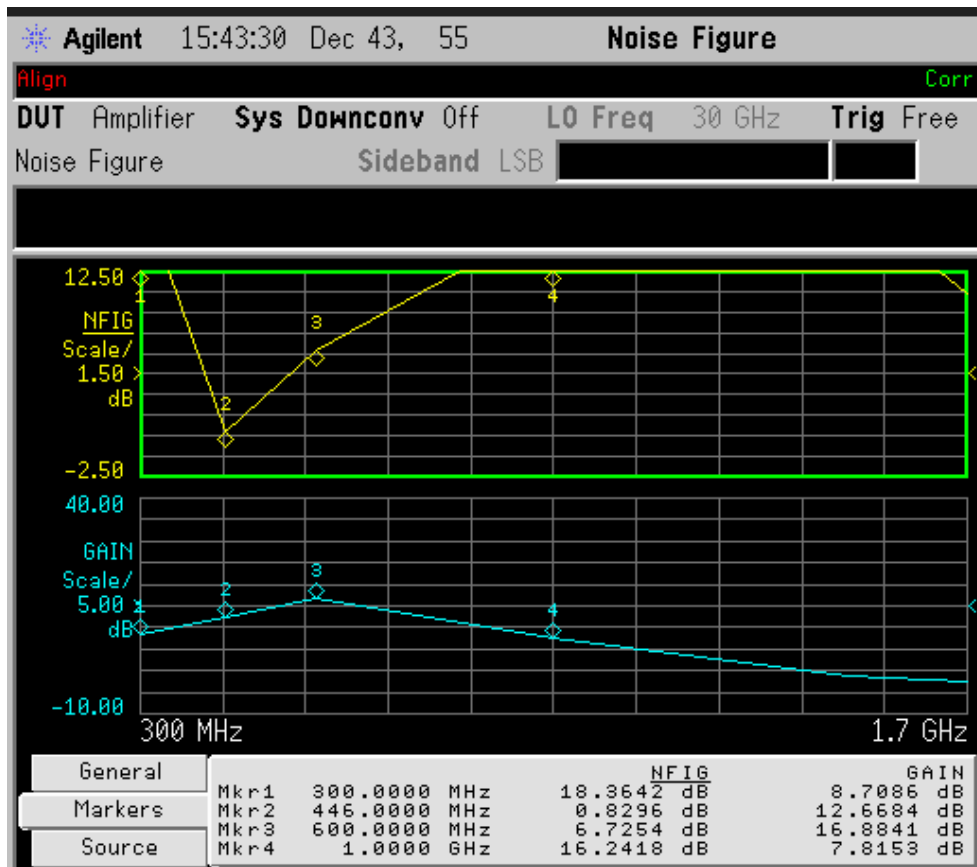


Figura 15: Medida de figura de ruido y ganancia de amplificador LNA MAX2640

La figura de ruido del LNA MAX2640 evidencia una dependencia significativa con la frecuencia, alcanzando su valor mínimo de 0,8296 dB precisamente a 446 MHz, lo que indica un comportamiento óptimo del dispositivo en esa banda. Este dato es especialmente relevante dado que el sistema en cuestión está diseñado para operar en la banda PMR446.

Sin embargo, tiene valores más elevados en los extremos del espectro, alcanzando 18,36 dB a 300 MHz y 16,24 dB a 1 GHz, no garantizando un buen funcionamiento a esas frecuencias. No obstante, se sospecha que la medida de figura de ruido con el analizador de espectros pudo estar afectado por una calibración deficiente.

4.3 Filtro RF

4.3.1 Consideraciones generales

El filtro de radiofrecuencia (RF) permite seleccionar únicamente el espectro de interés, comprendido entre 446 y 446,2 MHz. Su función principal es permitir el paso de la señal útil y atenuar interferencias y ruidos generados por fuentes externas [17], especialmente la banda imagen [18].

4.3.2 Diseño

El filtro estará centrado en $f_0 = 446,1 \text{ MHz}$, como frecuencias de transición se utilizarán $f_1 = 445 \text{ MHz}$ y $f_2 = 447,3 \text{ MHz}$ y se establece como frecuencia crítica de atenuación $f_3 = 467,6 \text{ MHz}$, y con un ancho de banda mínimo de 220 kHz y un máximo que garantice la supresión de la banda imagen.

Una vez definidas las frecuencias de operación del sistema, es posible determinar los parámetros técnicos correspondientes necesarios para el diseño del filtro:

$$w = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = 0.0051$$

$$f_3' = \frac{1}{w} \left| \frac{f_3}{f_0} - \frac{f_0}{f_3} \right| = 18,46$$

Una vez calculada la frecuencia normalizada, se procede al análisis de las curvas de atenuación correspondientes a las configuraciones de filtros de tipo Butterworth y Chebyshev, ambos ampliamente empleados en aplicaciones de radiofrecuencia. Estas curvas permiten determinar el orden mínimo necesario del filtro y los coeficientes normalizados g_i en función de los requisitos de atenuación especificados y de las restricciones prácticas relacionadas con el número de etapas que pueden ser implementadas en la topología seleccionada.

En este caso, se ha optado por un filtro Chebyshev con 0,5 dB de rizado en banda de paso, dado que proporciona un compromiso adecuado entre selectividad y número de etapas. Para determinar el orden del filtro, se aplica la siguiente expresión:

$$\log(f_3' - 1) = 1,24$$

Considerando como requisito una atenuación mínima de 40 dB, se busca en el Anexo A el número de etapas necesario para 1,24 en el eje x. Se obtiene como resultado que son necesarias 5 etapas.

En el caso de un filtro Chebyshev con un rizado de 0,5 dB y un orden cinco, los coeficientes normalizados g_i , que determinan los valores de los elementos del prototipo de red pasiva equivalente, son los siguientes:

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6
1	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1

Tabla 3: Parámetros g_i del filtro Chebyshev con 0.5 dB de rizado, de quinto orden

Seguidamente, se lleva a cabo el dimensionamiento de los elementos pasivos del filtro paso banda ideal del a partir de los coeficientes normalizados previamente determinados, utilizando las expresiones de transformación necesarias para trasladarlos a las condiciones reales de frecuencia central e impedancia.

g_i	L_{serie} $\frac{g_i \cdot R_0}{w \cdot 2\pi \cdot f_0}$	L_{paralelo} $\frac{w \cdot R_0}{g_i \cdot 2\pi \cdot f_0}$	C_{serie} $\frac{w}{g_i \cdot R_0 \cdot 2\pi \cdot f_0}$	C_{paralelo} $\frac{g_i}{w \cdot R_0 \cdot 2\pi \cdot f_0}$
1.7058	0,0538 nH	5900 nH	2360 pF	0,0215 pF
1.2296	0,0747 nH	4250 nH	1700 pF	0,0298 pF
2.5408	0,0361 nH	8800 nH	3520 pF	0,0144 pF
1.2296	0,0747 nH	4250 nH	1700 pF	0,0298 pF
1.7058	0,0538 nH	5900 nH	2360 pF	0,0215 pF

Tabla 4: Valores calculados de inductancias y capacitancias para el filtro Chebyshev 0.5dB de quinto orden

Una vez obtenidos los valores de los elementos pasivos, se procede a la elaboración del esquema del filtro, incorporando los componentes dimensionados conforme a las especificaciones técnicas del diseño.

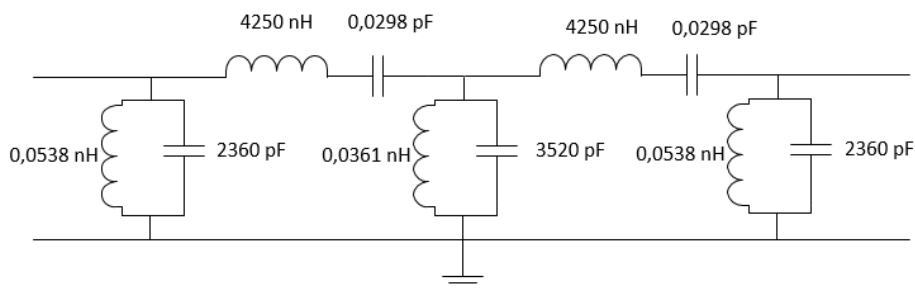


Figura 16: Esquema de filtro pasa banda Chebyshev orden cinco con elementos concentrados ideal

Posteriormente, no se siguen utilizando los resonadores LC serie en serie, ya que las bobinas que lo componían eran muy sensibles a los efectos parásitos y la variación del valor ideal al comercial afectaba mucho en el resultado, por lo que el diseño se basará en la utilización de resonadores en paralelo e inversores de admitancia, que se pueden implementar como tramos de línea de transmisión de longitud $\lambda/4$.

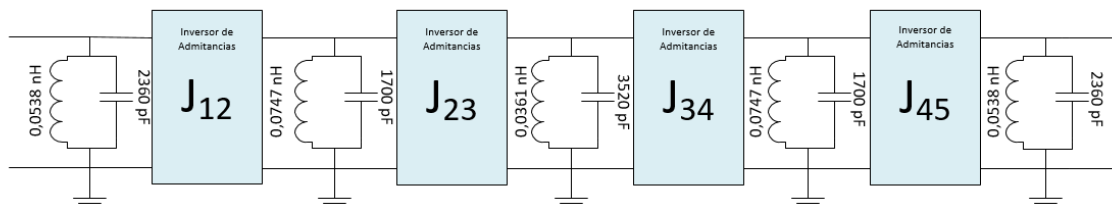


Figura 17: Esquema de filtro pasa banda Chebyshev orden cinco con resonadores paralelos ideales

Posteriormente, se adapta el esquema utilizando componentes comerciales con valores estandarizados, disponibles en el mercado, con el fin de garantizar la viabilidad práctica del montaje y simplificar el proceso de fabricación del circuito:

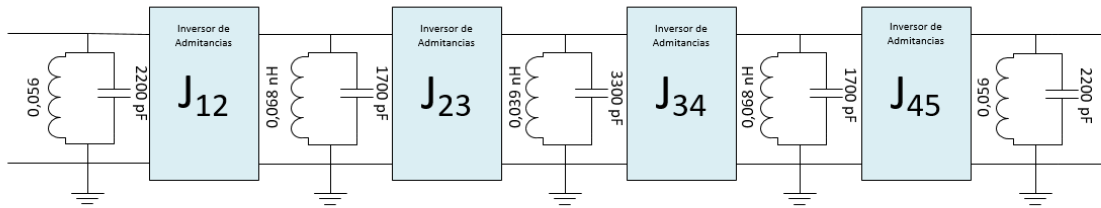


Figura 18: Esquema de filtro pasa banda Chebyshev 0.5 dB orden cinco con resonadores paralelo con componentes comerciales

Una vez definidos los esquemas en sus versiones ideal y realista, se procede a la simulación de sus correspondientes respuestas en frecuencia utilizando el software AWR Microwave Office. Esta fase resulta fundamental para contrastar el comportamiento teórico del filtro con su desempeño en condiciones prácticas, permitiendo analizar el efecto de las pérdidas asociadas a los componentes comerciales. La figura siguiente ilustra los resultados obtenidos en dicho análisis.

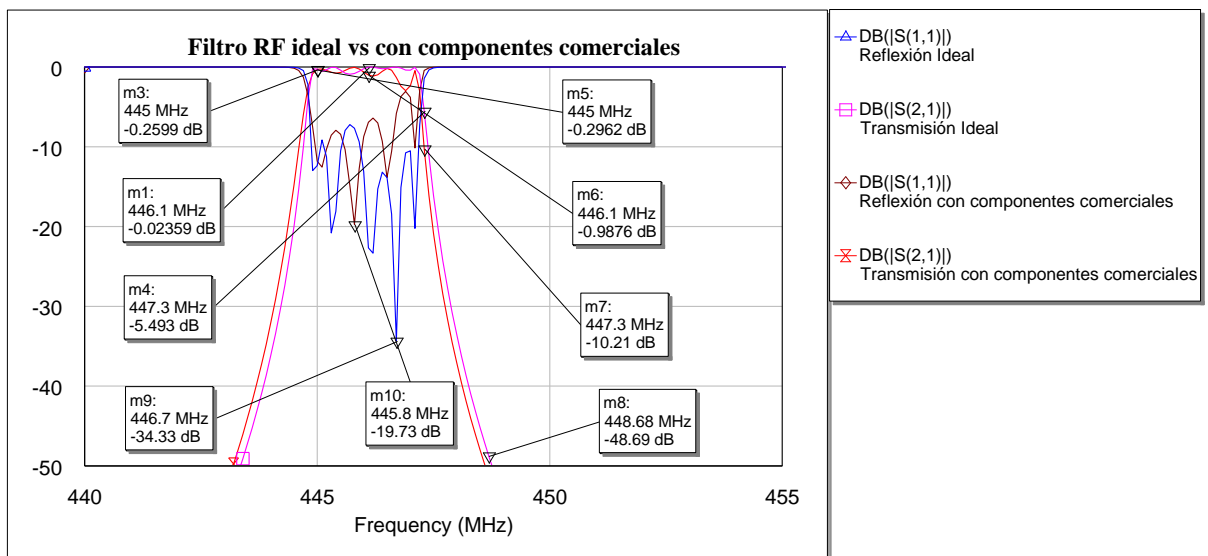


Figura 19: Parámetros S_{11} y S_{21} de filtro RF ideal vs con componentes comerciales

La Figura 19 muestra la comparación entre las respuestas en frecuencia del filtro RF, en sus configuraciones ideal y con componentes comerciales, mediante los parámetros S_{11} y S_{21} .

Respecto al parámetro S_{11} , que indica la reflexión, el filtro ideal alcanza unas pérdidas de retorno del valor de 34 dB a 446,7 MHz, mientras que en la versión con componentes comerciales cae hasta 19,73 dB.

En cuanto a S_{21} , que representa la transmisión, se observa que en la banda útil las pérdidas son reducidas. En 446,1 MHz, el filtro ideal presenta una atenuación de 0.023 dB, frente a 0.9876 dB en la versión con componentes comerciales.

A 448 MHz, ya se ha conseguido el objetivo de atenuación en la banda de paso, ya que se pretende eliminar la banda imagen que está a 467,6 MHz.

4.3.3 Fabricación

El diseño se ha realizado partiendo del esquema previamente desarrollado y simulado en AWR Microwave Office, el cual ha sido adaptado e implementado en un nuevo proyecto dentro del entorno Altium Designer. Esta transferencia se ha efectuado siguiendo un procedimiento similar al expuesto en la sección anterior, con el objetivo de generar la documentación técnica necesaria para la posterior fabricación del circuito.

A continuación, se muestra una imagen correspondiente al prototipo completamente ensamblado del filtro pasa banda de RF.

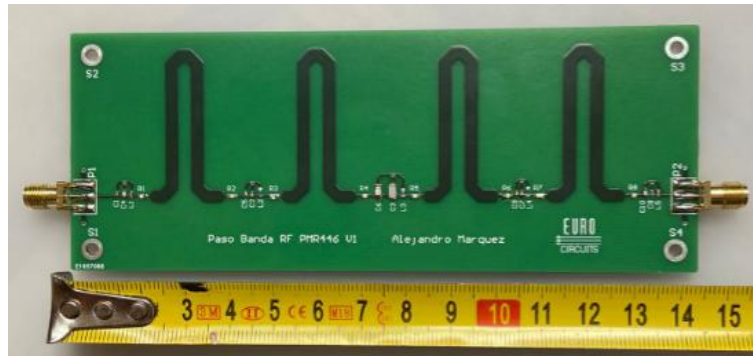


Figura 20: Fotografía de filtro paso banda RF fabricado

Se muestran a continuación los resultados del filtro RF diseñado y fabricado.

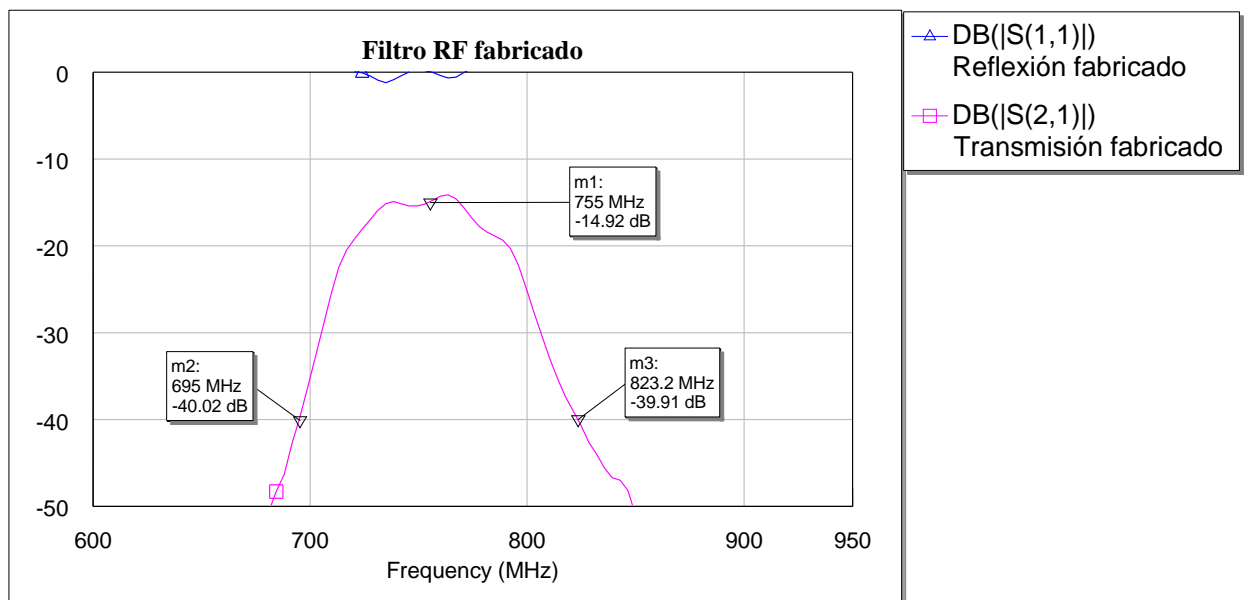


Figura 21: Parámetros S11 y S21 del filtro RF fabricado

La gráfica representa el resultado experimental del filtro RF, diseñado para operar en torno a 446 MHz. El filtro fabricado presenta una respuesta fuera del rango deseado, desplazando su banda de paso hacia frecuencias comprendidas entre 695 y 823 MHz, con una frecuencia central de 755 MHz. Esta discrepancia evidencia que el dispositivo fabricado no cumple con los requisitos del diseño original, por lo que resulta inadecuado para su aplicación prevista. Esta desviación reafirma la necesidad de considerar alternativas comerciales más fiables para lograr la funcionalidad esperada.

4.4 Filtro AFS446

Ante la imposibilidad de construir el filtro con condensadores y bobinas comerciales, se consideró la incorporación del filtro SAW AFS446.0 como una alternativa viable. Este componente, con una frecuencia central de 446 MHz, ofrece una banda de paso de ± 2 MHz, una pérdida por inserción máxima de 4.5 dB y una supresión mínima de 50 dB en las bandas de rechazo, características que se alinean con los requisitos del sistema [19].



Figura 22: Fotografía de filtro AFS446

4.4.1.1 Medidas

A continuación, se presentan los resultados obtenidos a partir de la simulación del filtro AFS446, con el objetivo de evaluar su comportamiento en la banda de interés.

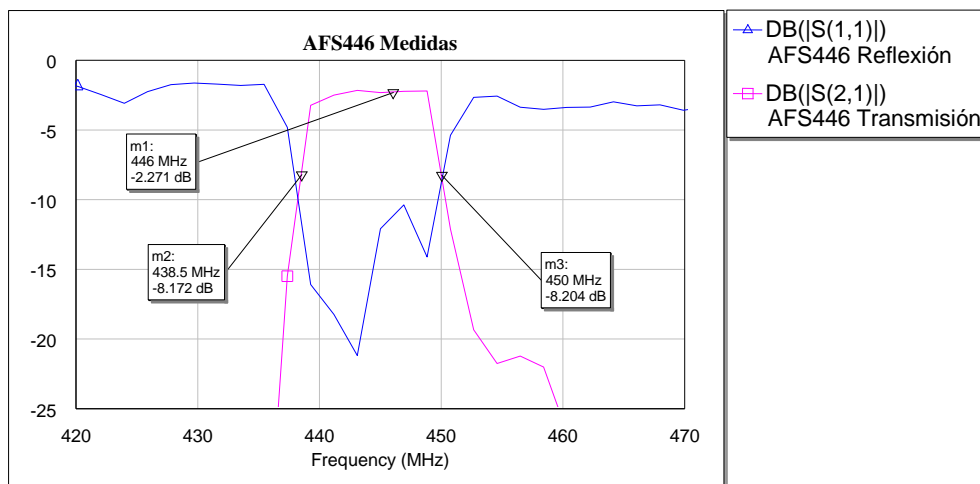


Figura 23: Parámetros S_{11} y S_{21} de filtro AFS446

El filtro AFS446 muestra un comportamiento muy adecuado para la aplicación deseada, centrada en la frecuencia de 446 MHz. En la simulación, se aprecia que presenta una respuesta de transmisión con un nivel de pérdida de inserción de aproximadamente 2.27 dB en dicha frecuencia, lo cual es aceptable en este tipo de dispositivos. Además, su capacidad de atenuación en las frecuencias adyacentes y la respuesta en reflexión indican una correcta adaptación de impedancia. Por tanto, se concluye que este componente se ajusta de forma óptima a los requisitos de filtrado en la banda de interés.

4.5 Mezclador AD608

4.5.1 Consideraciones generales

El mezclador es un módulo fundamental en la arquitectura de un receptor superheterodino. Su función principal es trasladar la frecuencia de la señal de entrada, situada en la banda de 446 a 446,2 MHz, a una frecuencia intermedia (FI) más baja y manejable para las etapas posteriores del receptor. Este proceso, conocido como conversión de frecuencia, se realiza mediante la combinación de la señal de radiofrecuencia recibida y la señal generada por un oscilador local, produciendo como resultado múltiples combinaciones lineales de ambas señales [20].

El AD608 es un subsistema receptor de frecuencia intermedia (IF) que integra un mezclador de bajo ruido junto con un amplificador logarítmico/limitador y un indicador de intensidad de señal recibida (RSSI) [21]. En este trabajo solo se ha utilizado el mezclador.

Este componente presenta un rango de operación que abarca frecuencias de RF y oscilador local superiores a los 500 MHz, lo que garantiza un funcionamiento óptimo dentro de la banda PMR446 (446–446,2 MHz). En la configuración adoptada, el AD608 permite realizar una conversión eficiente a la frecuencia intermedia de 10,7 MHz, con una ganancia de conversión de 24 dB (para $Z_{IF} = 165 \Omega$), lo cual es compatible con el filtro FI utilizado en la siguiente etapa del sistema receptor [21].

El mezclador incorporado es doblemente balanceado, basado en una célula Gilbert. Una de las propiedades de estos mezcladores doblemente balanceados es que eliminan los productos de intermodulación con los armónicos pares de la señal y del oscilador local. Tiene una ganancia de conversión de -24 dB lo que es muy interesante en receptores, donde la potencia recibida puede ser escasa. Pero tienen un punto de saturación de 1dB de -15dBm, muy bajo. Esto implica que la máxima potencia a la entrada debe ser, $P_{in}(dBm) = -15 - 24 = -39$, para no caer en saturación [21].

Finalmente, el AD608 funciona con una única alimentación de entre 2,7 V y 5,5 V, y su consumo típico es de tan solo 21 mW a 3 V, lo facilita la alimentación [21].

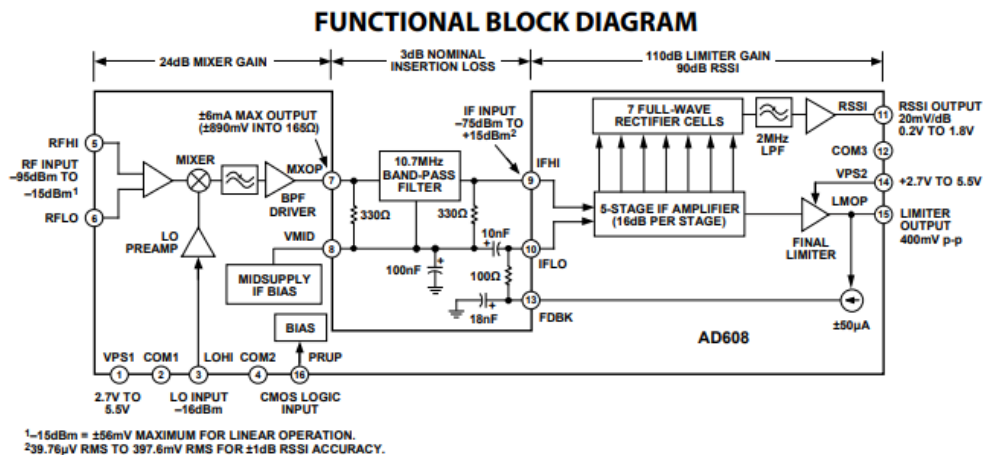


Figura 24: Diagrama funcional del circuito integrado AD608

4.5.2 Fabricación de módulo mezclador

Dado que el proceso de fabricación sigue esencialmente los mismos pasos descritos en el apartado 4.2, a continuación, se expondrán únicamente los aspectos relevantes, omitiendo detalles redundantes.

El proceso de diseño se ha fundamentado en la interpretación y adaptación de los esquemas presentes en la documentación técnica del circuito integrado AD608, de manera similar a lo realizado en los apartados anteriores.

A partir de dicha base, se ha desarrollado un proyecto completo en el entorno Altium Designer, con el objetivo de generar los archivos de fabricación pertinentes incluyendo los ficheros Gerber y NC Drill para su posterior validación y envío al fabricante.

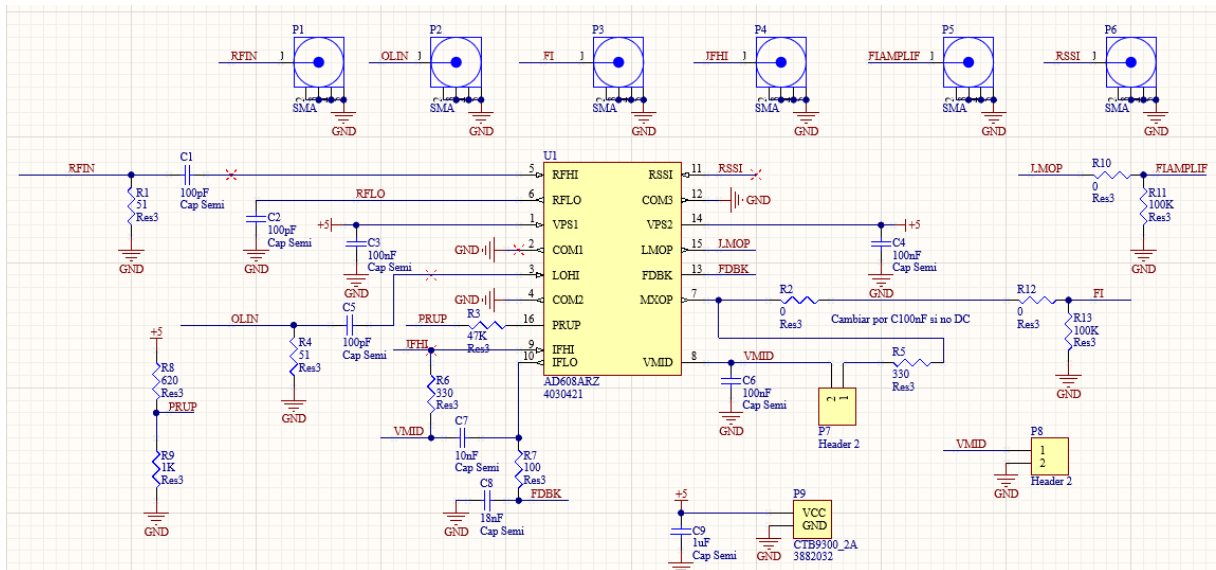


Figura 25: Diseño esquema de AD608 en Altium

Tras terminar el esquema circuitual, se diseña la PCB. El resultado puede verse en la Figura 26:

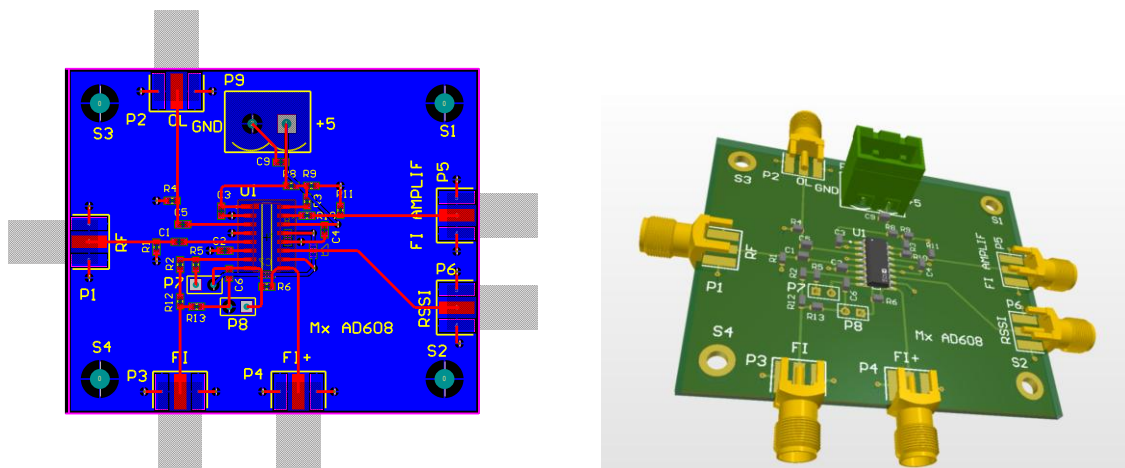


Figura 26: Prototipo 2D y 3D de la placa de prueba del AD608 en Altium

Al igual que en los módulos fabricados previamente, a continuación, se presenta una imagen del prototipo completamente ensamblado del circuito basado en el AD608 una vez finalizado:

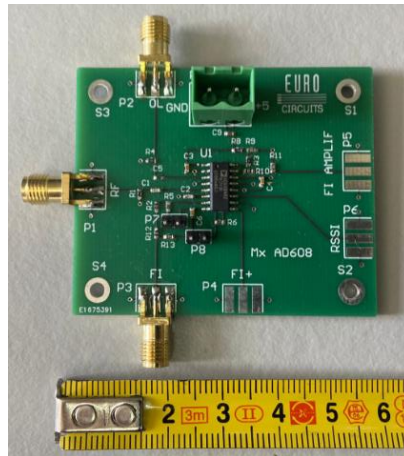


Figura 27: Fotografía de mezclador AD608 fabricado

4.5.3 Medidas

Para evaluar con mayor profundidad el comportamiento del mezclador AD608 en condiciones reales de operación, se realizaron medidas en un rango de frecuencias que abarca desde 5 MHz hasta 950 MHz.

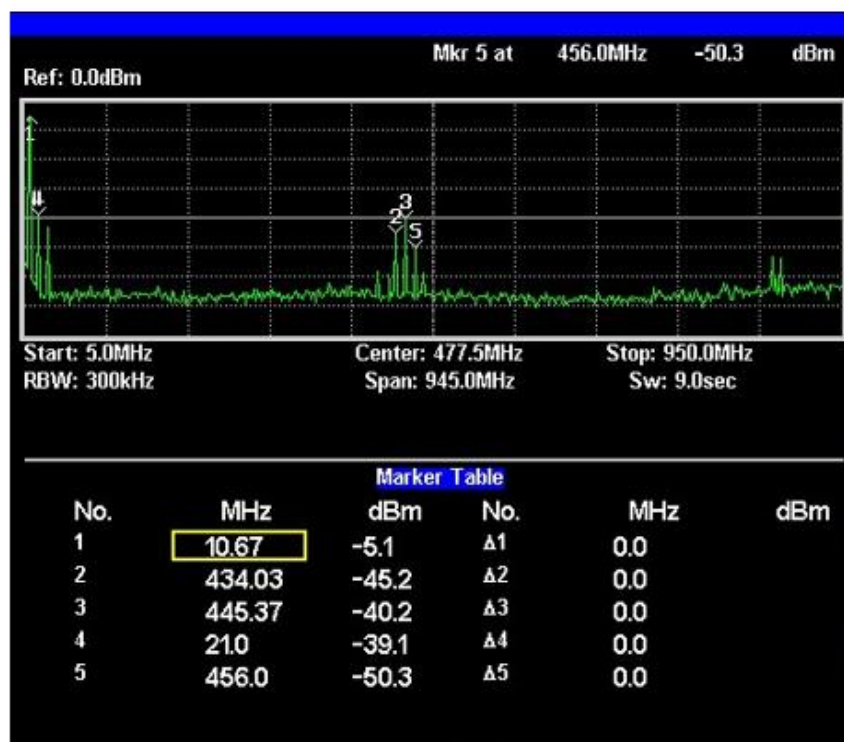


Figura 28: Medidas del mezclador AD608

En la Figura 29, se puede observar los distintos productos de intermodulación originados en diferentes frecuencias a lo largo del espectro. Los principales parámetros característicos del mezclador se han medido y se recogen en la Tabla 6.

F_{RF} (MHz)	P_{RF} (dBm)	F_{FI} (MHz)	P_{FI} (dBm)	F_{OL} (MHz)	P_{OL} (dBm)
446,1	-20	10,7	-5,1	435,4	-16

Tabla 5: Condiciones de las medidas de la Figura 29 de AD608.

	Frecuencia (MHz)	Potencia medida (dBm)	Valor del parámetro (dB o dBc)
Pérdidas de conversión	10,7	-5,1	14,9
Aislamiento RF/FI	446,1	-40,2	20,2
Aislamiento OL/FI	435,4	-45,2	29,2
Atenuación a $2f_{RF} - 2f_{OL}$	21,4	-39,1	34
Aislamiento a $2f_{RF} - f_{OL}$	456,8	-48,3	42

Tabla 6: Medidas del mezclador AD608

4.6 Amplificador MAR-8ASM+

El MAR-8ASM+ de Mini-Circuits es un amplificador monolítico de montaje superficial (SMT) que se utiliza en múltiples aplicaciones, debido a su alta ganancia y baja figura de ruido.

Este dispositivo está diseñado para operar en un rango de frecuencias entre DC y 1 GHz, y presenta una adaptación interna a 50Ω , lo cual facilita su integración en circuitos de RF sin necesidad de redes externas de adaptación de impedancias [22].

El MAR-8ASM+ ofrece una ganancia típica de 31,5 dB a 100 MHz y una potencia de salida a 1 dB de compresión (P_{1dB}) de aproximadamente +12,5 dBm, lo que resulta adecuado amplificar sin comprometer la linealidad del sistema. [22]. El módulo amplificador con el MAR-8ASM+ no ha sido diseñado por el autor de este TFG.

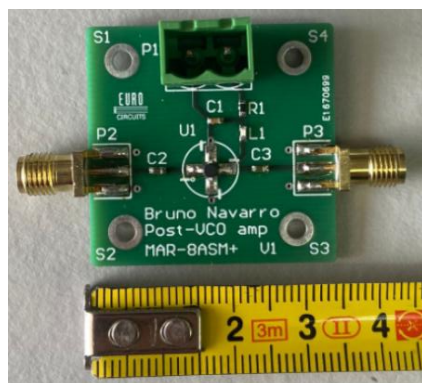


Figura 29: Fotografía de amplificador MAR-8ASM+

4.7 Filtro 10.7 MHz

El empleo de la frecuencia intermedia estandarizada de 10,7 MHz favorece que existan filtros comerciales centrados en esta frecuencia.

El LT10.7M de Yuechung International Corp. es un filtro cerámico de frecuencia intermedia (FI), ampliamente utilizado en receptores de FM y sistemas de comunicaciones, especialmente en etapas de 10,7 MHz. Se trata de un filtro paso banda de tres terminales con impedancia nominal de 330Ω , que ofrece una buena selectividad y un diseño compacto, adecuado para integraciones donde el espacio es limitado [23].

El LT10.7M presenta una respuesta en frecuencia centrada en 10,7 MHz con una banda pasante típica de ± 150 kHz y una atenuación fuera de banda adecuada para eliminar señales interferentes.

Gracias a estas características, mejora la selectividad del receptor y reduce la probabilidad de interferencias de canales adyacentes [23]. El módulo filtro 10,7 MHz no ha sido diseñado por el autor de este TFG.

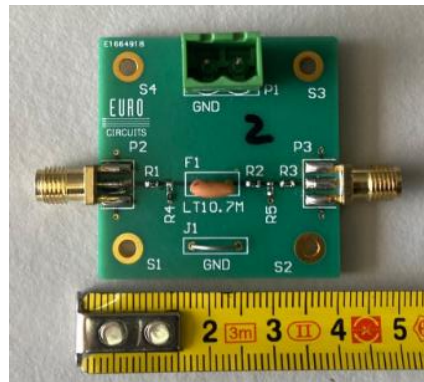


Figura 30: Fotografía de filtro 10.7 MHz

4.8 Mezclador ADE-1H+

El ADE-1H+ de *Mini-Circuits* es un mezclador doblemente balanceado de montaje superficial, diseñado para operar eficientemente en un amplio rango de frecuencias comprendido entre 0,5 MHz y 500 MHz. Este dispositivo se caracteriza por ofrecer una baja pérdida de conversión, típicamente en torno a 6 dB, buena linealidad y un elevado aislamiento entre los puertos de RF, OL e FI.

El diseño doblemente balanceado también proporciona una alta inmunidad frente a productos de mezcla no deseados, lo que contribuye a mejorar la pureza espectral. Como característica particular de este mezclador, está el hecho de que, aunque es pasivo, no requiriendo alimentación en continua, necesita una potencia de oscilador local del orden de +17dBm.

Las especificaciones eléctricas principales del ADE-1H+ se presentan en la siguiente tabla, donde se detallan parámetros como la pérdida de conversión, el aislamiento entre puertos y el IP3.

Electrical Specifications

FREQUENCY (MHz)		CONVERSION LOSS (dB)				LO-RF ISOLATION (dB)				LO-IF ISOLATION (dB)				IP3 at center band (dBm)				
LO/RF	IF	Mid-Band		Total	L	M	U	L	M	U	L	M	U	Typ.				
f_L - f_U		\bar{X}	σ	Max.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.			
0.5-500	DC-500	5.3	0.20	6.8	8.0	65	50	52	35	40	26	53	40	42	25	32	20	23

1 dB COMP: +14 dBm typ.

L = low range [f_L to $10 f_L$]
m = mid band [$2f_L$ to $f_U/2$]

M = mid range [$10 f_L$ to $f_U/2$]

U = upper range [$f_U/2$ to f_U]

Tabla 7: Características eléctricas del ADE-1H+ [24]

Se observa, por ejemplo, que la pérdida de conversión típica se mantiene alrededor de 6 dB.

El módulo que contiene el mezclador ADE-1H+ no ha sido diseñado por el autor de este TFG.

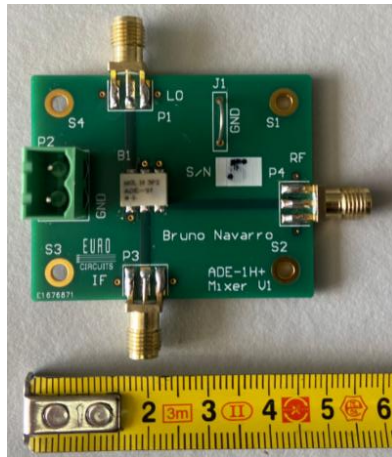


Figura 31: Fotografía de mezclador ADE-1H+

4.9 Amplificador con frecuencia de 455 kHz

En este módulo se ha diseñado utilizando el TLV6741 como amplificador operacional principal. Este dispositivo, fabricado con tecnología CMOS y clasificado como amplificador de propósito general, ha sido seleccionado por su excelente equilibrio entre bajo consumo, alta precisión y robusto comportamiento frente a interferencias electromagnéticas. Estas características lo convierten en una opción idónea para el tratamiento de señales de frecuencia intermedia en sistemas de comunicación.

El TLV6741 presenta un ancho de banda de ganancia unitaria de 10 MHz, lo que asegura una respuesta adecuada a 455 kHz.

El TLV6741 ha sido utilizado en configuración no inversora.

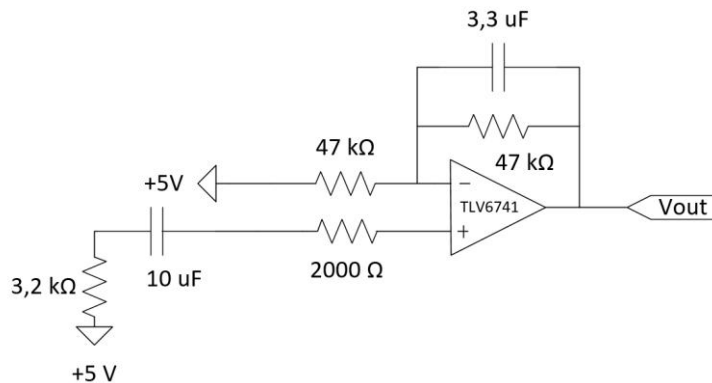


Figura 32: Esquema de amplificador con frecuencia de 455 kHz

4.10 Demodulador

En esta sección se aborda el diseño del bloque demodulador, encargado de recuperar la señal de audio original a partir de la señal de frecuencia intermedia (FI) modulada en frecuencia (FM). Dado que el sistema receptor propuesto emplea una arquitectura de doble conversión y está destinado a operar en la banda PMR446, se ha optado por una demodulación no coherente.

La demodulación no coherente consiste en convertir previamente la modulación en frecuencia en una modulación en amplitud, de forma que pueda aplicarse un detector de envolvente para extraer la información útil. Esta conversión se basa en que, al derivar una señal FM, se obtiene una señal cuya amplitud es proporcional a la variación instantánea de frecuencia, es decir, a la señal

moduladora. Como resultado, la señal transformada presenta una envolvente que replica el contenido original, pudiendo ser tratada como una señal AM.

Una vez realizada esta conversión, la señal es sometida a un proceso de detección de envolvente, implementado mediante un circuito analógico compuesto por un rectificador, un filtro paso bajo y un condensador de desacoplo. El rectificador de media onda suprime el semiciclo negativo de la señal, conservando únicamente los valores positivos, que contienen la envolvente. A continuación, el filtro paso bajo atenúa las componentes de alta frecuencia generadas por la portadora, preservando únicamente las variaciones de baja frecuencia correspondientes a la señal de audio. Finalmente, el condensador elimina la componente continua adecuada para su posterior amplificación y reproducción.

4.10.1 Filtro paso alto

El filtro paso alto se ha diseñado específicamente para que nuestra señal de 455 kHz caiga sobre la banda de transición. En este diseño, el filtro se configura para permitir el paso adecuado de señales a 455+6 kHz (461 kHz) mientras proporciona una atenuación de 10 dB a las frecuencias de 455-6 kHz (449 kHz).

Además, la implementación de este filtro elimina posibles offset de DC y ruido de baja frecuencia.

La pendiente de atenuación entre 449 kHz y 461 kHz deberá ser cuidadosamente diseñada para lograr la transición requerida de 10 dB, por lo que a continuación se realiza una explicación detallada del diseño completo.

En primer lugar, para el diseño del filtro se definen 2 frecuencias clave. La frecuencia de corte, de 461 kHz, marca el límite entre la banda de paso y la banda de atenuación; en filtros paso alto, corresponde al punto donde la ganancia cae aproximadamente -3 dB respecto al valor máximo. La otra frecuencia es aquella para la que se define un cierto nivel de atenuación.

A partir de estas frecuencias obtenemos los diferentes parámetros:

$$f' = \frac{fc}{f} = 1.15$$

Frecuencia de corte(fc):	Frecuencia atenuada(f):	Frecuencia normalizada(f'):
461 kHz	400 kHz	1.15

Tabla 8: Frecuencias de diseño del filtro Chebyshev 3dB paso alto

Seguidamente tras realizar el cálculo de la frecuencia normalizada, se recurre al estudio de las curvas de atenuación correspondientes a configuraciones Butterworth y Chebyshev. Dichas curvas permiten establecer el orden del filtro mínimo requerido y los coeficientes normalizados g_i , en función de los requisitos de atenuación definidos y las limitaciones prácticas impuestas por el número de etapas que se puedan implementar en la topología del filtro seleccionado.

Se ha optado por un filtro Chebyshev 3dB, para que el orden no sea tan elevado como con los otros filtros estudiados, y porque realmente la señal pasará por la banda de transición, siendo irrelevante el rizado en la banda de paso. Para saber el orden de dicho filtro aplico:

$$\log(f' - 1) = -0.81$$

A partir de los cálculos realizados, y considerando un requisito mínimo de atenuación de 20 dB, mediante las curvas del Anexo A, se concluye que la elección más adecuada es un filtro de orden 7.

En el caso de un filtro Chebyshev de 3 dB de rizado y de séptimo orden, los coeficientes normalizados g_i que definen los elementos del prototipo de red pasiva correspondiente son los siguientes:

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8
1	3.5182	0.7723	4.6386	0.8039	4.6386	0.7723	3.5182	1

Tabla 9: Parámetros g_i del filtro Chebyshev 3dB de séptimo orden

A continuación, se procede al dimensionamiento de los componentes pasivos del filtro, concretamente inductancias paralelo y capacidades serie, a partir de los coeficientes normalizados obtenidos y aplicando las expresiones correspondientes de transformación a frecuencia e impedancia reales:

g_i	C_{serie} $\frac{1}{g_i \cdot R_0 \cdot 2\pi \cdot fc}$	$L_{paralelo}$ $\frac{R_0}{g_i \cdot 2\pi \cdot fc}$
3.5182	1960 pF	
0.7723		22400 nH
4.6386	1490 pF	
0.8039		21500 nH
4.6386	1490 pF	
0.7723		22400 nH
3.5182	1960 pF	

Tabla 10: Valores calculados de inductancias y capacitancias para el filtro Chebyshev 3dB de séptimo orden

Tras el cálculo de los valores de los elementos pasivos, se procede a la representación del esquema del filtro.

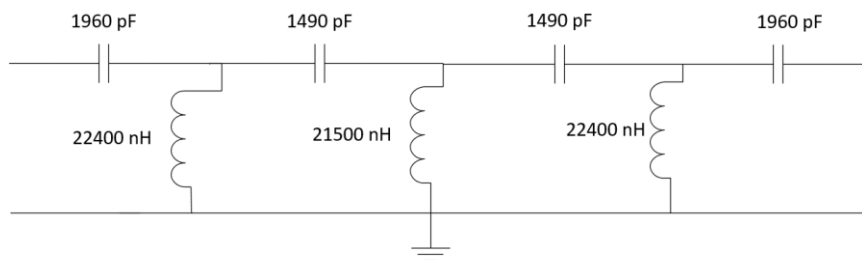


Figura 33: Esquema de filtro paso alto Chebyshev 3dB orden siete ideal

A continuación, se desarrolla el mismo esquema esta vez utilizando componentes comerciales con valores normalizados, disponibles en catálogos de distribuidores electrónicos, con el objetivo de facilitar su fabricación y ensamblado físico posterior:

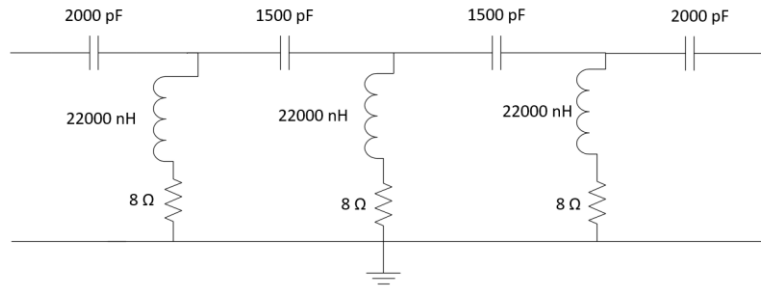


Figura 34: Esquema de filtro paso alto Chebyshev 3dB orden siete con componentes comerciales

Esta última imagen a diferencia de la anterior es una versión realista que incluye resistencias parásitas en serie con las inductancias. Estas resistencias modelan las pérdidas óhmicas reales, reduciendo la selectividad y aumentando la atenuación del filtro.

Una vez definidos ambos esquemas, tanto en su versión ideal como realista, se procede a la simulación de sus respectivas respuestas en frecuencia mediante el software AWR Microwave Office. Esta etapa permite comparar el comportamiento teórico del filtro con su rendimiento bajo condiciones prácticas, evaluando así el impacto de las pérdidas introducidas por los componentes reales, tal y como se muestra en la siguiente figura:

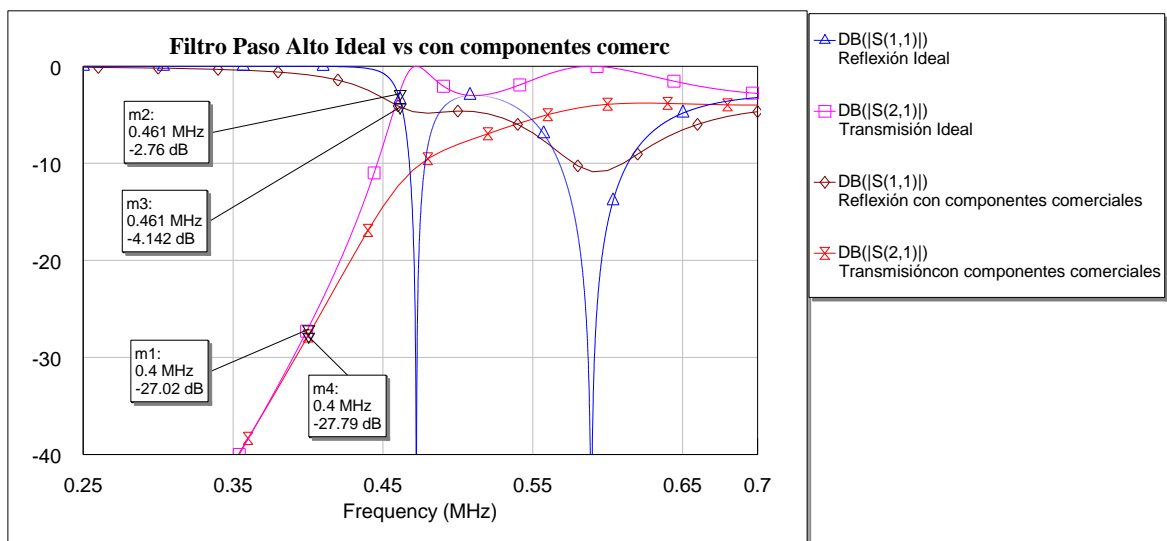


Figura 35: Parámetros S_{11} y S_{21} de filtro paso alto ideal vs con componentes comerciales

De acuerdo con lo reflejado en la figura superior, se permite comparar la respuesta en frecuencia de un filtro paso alto ideal frente a su equivalente realista, en el rango comprendido entre 250 kHz y 700 kHz. El diseño ideal presenta una transición más abrupta y una mayor capacidad de atenuación fuera de la banda de paso, alcanzando 27.79 dB a 0.4 MHz, frente a los 27.02 dB del diseño realista. Estas discrepancias ponen de manifiesto la influencia de las pérdidas resistivas en la respuesta del filtro, disminuyendo su selectividad y aumentando la atenuación dentro de la banda de paso.

Dado que el procedimiento de fabricación no difiere sustancialmente del descrito en secciones previas, en lo sucesivo se presentarán únicamente los elementos específicos de interés, omitiendo aquellos pasos ya tratados con anterioridad para evitar repeticiones innecesarias.

Se ha adaptado el esquema previamente desarrollado y simulado en el entorno AWR Microwave Office a un nuevo proyecto en Altium Designer, con el fin de generar los archivos necesarios para la fabricación del circuito.

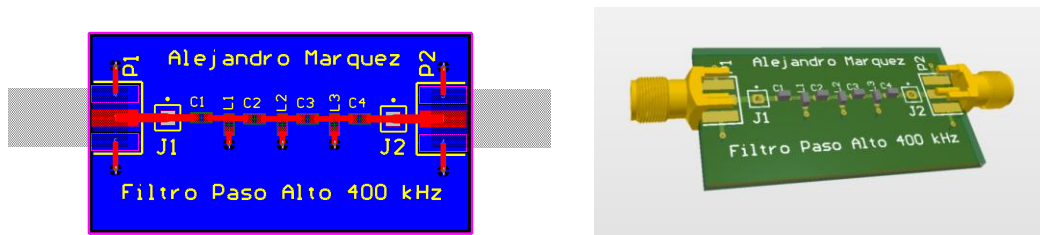


Figura 36: Prototipo 2D y 3D de la placa de prueba de filtro paso alto 400 kHz en Altium

A continuación, se muestra la imagen del prototipo completamente ensamblado correspondiente al filtro paso alto, tras la finalización de su proceso de fabricación



Figura 37: Fotografía de filtro paso alto fabricado

4.10.1.1 Medidas

Una vez completadas las fases de diseño y fabricación del filtro paso alto, se lleva a cabo la verificación experimental de su comportamiento.

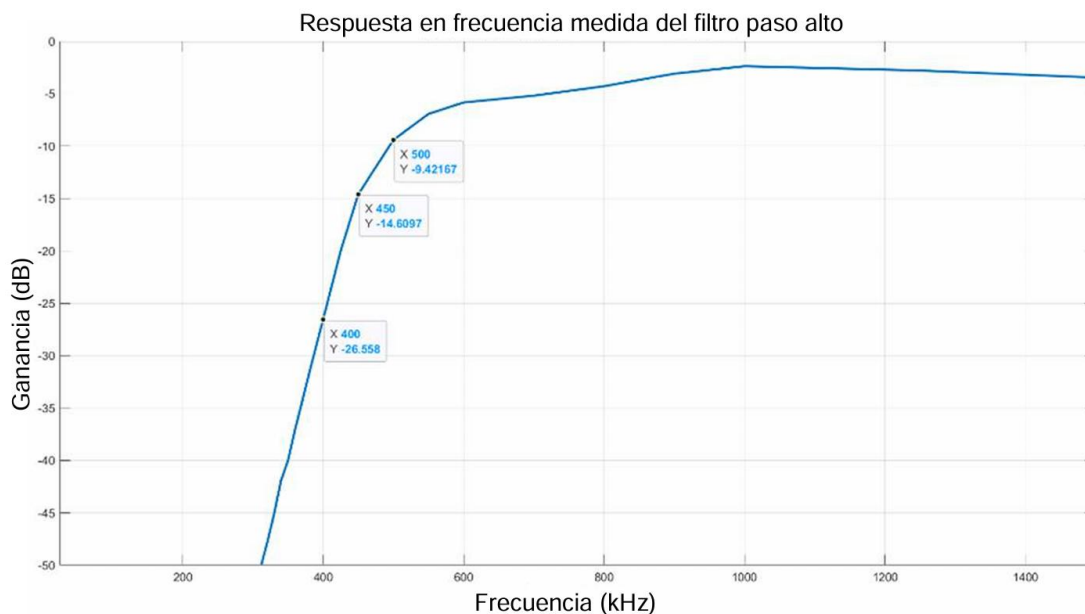


Figura 38: Respuesta en frecuencia medida del filtro paso alto

La Figura 42 presenta la respuesta en frecuencia experimental de un filtro paso alto, aplicado a una señal senoidal de 1000 mV con barrido de frecuencia entre 0 y 1500 kHz. Dado que el filtro opera en frecuencias relativamente bajas, la caracterización se realizó utilizando un generador de funciones y un osciloscopio, en lugar de un analizador vectorial de redes, el cual resulta más adecuado para frecuencias más elevadas. En el gráfico se destacan tres frecuencias representativas: a 300 kHz la ganancia es muy baja (-26.55 dB), indicando una fuerte atenuación propia de la banda de rechazo; a 400 kHz, la ganancia sube a -14.60 dB, lo que marca el inicio de la zona de

transición; y a 500 kHz, se alcanza una ganancia de -3.49 dB, valor cercano al punto de frecuencia de corte del filtro, ya que originalmente estaba en 461 kHz, por lo tanto, es muy razonable el resultado obtenido.

Este comportamiento refleja el funcionamiento típico de un filtro paso altos: fuerte atenuación para frecuencias bajas, transición progresiva entre 300 kHz y 500 kHz, y transmisión con bajas pérdidas a partir de esta última. En conjunto, el análisis sugiere que la frecuencia de trabajo del filtro se sitúa en torno a los 400 kHz, donde la señal empieza a superar los niveles de atenuación significativos.

4.10.2 Amplificador con offset

El diseño del módulo con offset tiene como objetivos principales amplificar señales débiles y ajustar con precisión el nivel de continua de la señal. El offset es necesario para compensar la tensión de codo del diodo rectificador. En este contexto, se ha implementado un control de offset que permite introducir un desplazamiento de -150 mV sobre la señal de entrada [25] [26].

4.10.2.1 Diseño

Se ha implementado un amplificador inversor con control de offset, basado en un amplificador operacional TLV6741, un componente ya empleado en capítulos anteriores.

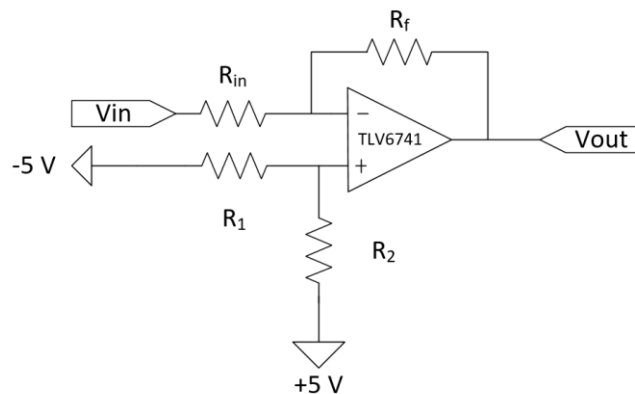


Figura 39: Esquema de amplificador con offset

El circuito incorpora una resistencia de entrada R_{in} y una resistencia de realimentación R_f , cuya relación define la ganancia del sistema. El comportamiento del amplificador puede describirse mediante las siguientes expresiones:

$$V_{out} = V_p \left(1 + \frac{R_f}{R_{in}} \right) - V_{in} \left(\frac{R_f}{R_{in}} \right)$$

$$V_{out} = -V_{in} \left(\frac{R_f}{R_{in}} \right) + V_{offset}$$

Donde V_{offset} representa el desplazamiento deseado en la salida y V_p es la tensión aplicada a la entrada no inversora del operacional, generada mediante un divisor de tensión a partir de fuentes simétricas.

El valor de V_{in} se determina a partir de la potencia entregada por la etapa anterior (filtro paso alto¹). Dicha potencia es:

$$P_{in} = -23.6 \text{ dBm} = 4.36 \mu\text{W}$$

¹ Se muestra la obtención experimental de su valor en capítulo siguiente, medidas del sistema completo.

Aplicando la relación entre potencia y tensión en una resistencia:

$$P_{in} = \frac{V_{in}^2}{2R_{in}} \Rightarrow V_{in} = \sqrt{2P_{in} \cdot R_{in}} = \sqrt{2 \cdot 4.36 \cdot 10^{-6} \cdot 50} = 20,88 \text{ mV}$$

Para este diseño se ha establecido una ganancia de -10, por lo que se quiere pasar de 21 mV a 210 mV, lo que implica la siguiente relación entre resistencias:

$$R_f = 10 \cdot R_{in} \rightarrow \frac{R_f}{R_{in}} = 10$$

A partir de esta relación, se seleccionan valores prácticos:

$$R_{in} = 50 \Omega$$

$$R_f = 500 \Omega$$

Y se procede al cálculo de V_p :

$$V_p = \frac{V_{offset}}{1 + \frac{R_f}{R_{in}}} = \frac{-150 \cdot 10^{-3}}{1 + \frac{500}{10}} = -13.66 \text{ mV}$$

Una vez conocido el valor necesario de V_p , se procede al diseño del divisor de tensión, el cual proporciona esta tensión a partir de dos fuentes: +5 V y -5 V.

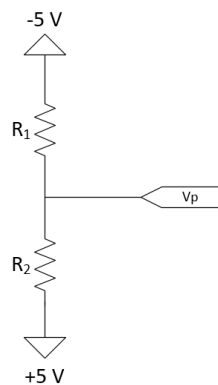


Figura 40: Esquema de divisor de tensión de amplificador con offset

La configuración consta de dos resistencias R_1 y R_2 , conectadas en serie entre ambas fuentes, siendo V_p el nodo intermedio. Aplicando la ley del divisor de tensión:

$$V_p = -5 + 10 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Sustituyendo el valor de V_p :

$$-13.66 \cdot 10^{-3} = -5 + 10 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0.4986$$

Seguidamente se obtiene la expresión de R_2 en función de R_1 :

$$R_2 = 0,4986 \cdot R_1 + 0,4986 \cdot R_2$$

$$R_2 \cdot (1 - 0,4986) = 0,4986 \cdot R_1 \rightarrow R_2 = \left[\frac{0,4986}{(1 - 0,4986)} \right] \cdot R_1$$

Finalmente, se seleccionan valores estándar cercanos que respetan esta proporción, y de los que hay existencias en el laboratorio (las resistencias de 1960Ω no son comunes):

$$R_1 = 2000 \Omega$$

$$R_2 = 1960 \Omega$$

Este divisor de tensión asegura la generación precisa de la tensión $V_p = -13.66 \text{ mV}$, proporcionando así el offset adecuado para el correcto funcionamiento del amplificador inversor.

Finalmente, se procede a la implementación del amplificador inversor con control de offset, utilizando los valores de componentes previamente calculados. Esta configuración permite asegurar que la señal de salida presenta el nivel de offset requerido, garantizando así la correcta adaptación al rango dinámico de las etapas posteriores del sistema.

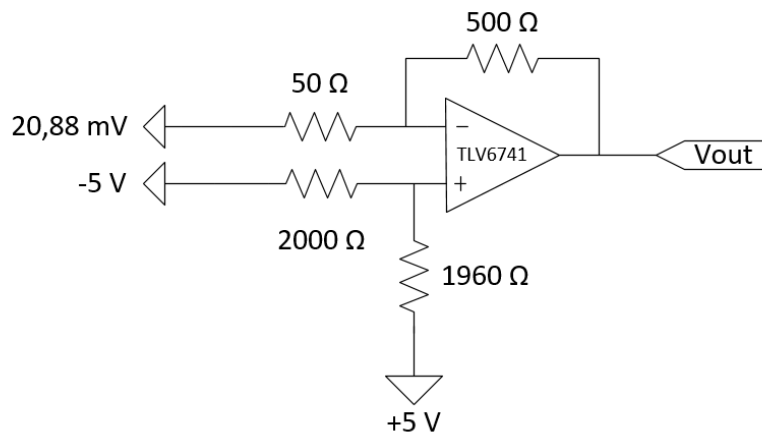


Figura 41: Esquema de amplificador con offset con valores calculados

4.10.2.2 Fabricación

El esquema de la Figura 41 se ha implementado en Altium, empleando una metodología coherente con la utilizada en capítulos anteriores.

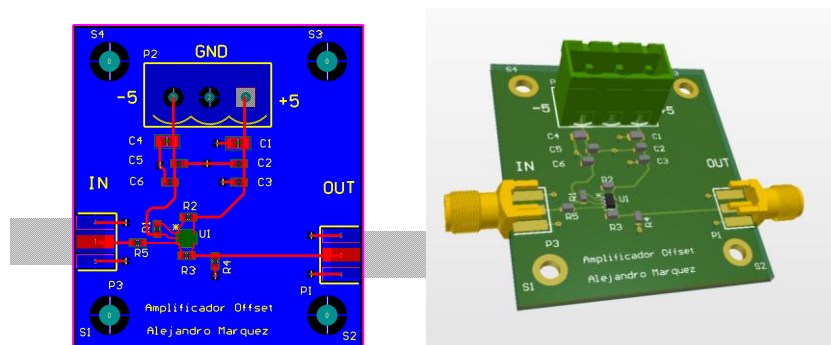


Figura 42: Prototipo 2D y 3D de la placa de prueba del amplificador con offset en Altium

De manera análoga a los módulos desarrollados con anterioridad, a continuación, se muestra una imagen del prototipo completamente ensamblado correspondiente al circuito basado en el amplificador con offset, una vez finalizado su proceso de fabricación e integración.

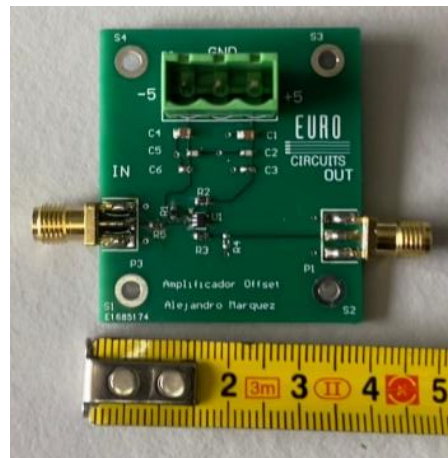


Figura 43: Fotografía de amplificador de offset fabricado

4.10.2.3 Medidas

Una vez finalizada la etapa de diseño y fabricación del circuito amplificador con offset, se procede a la verificación experimental de su funcionamiento mediante la captura de señales a través de un osciloscopio.

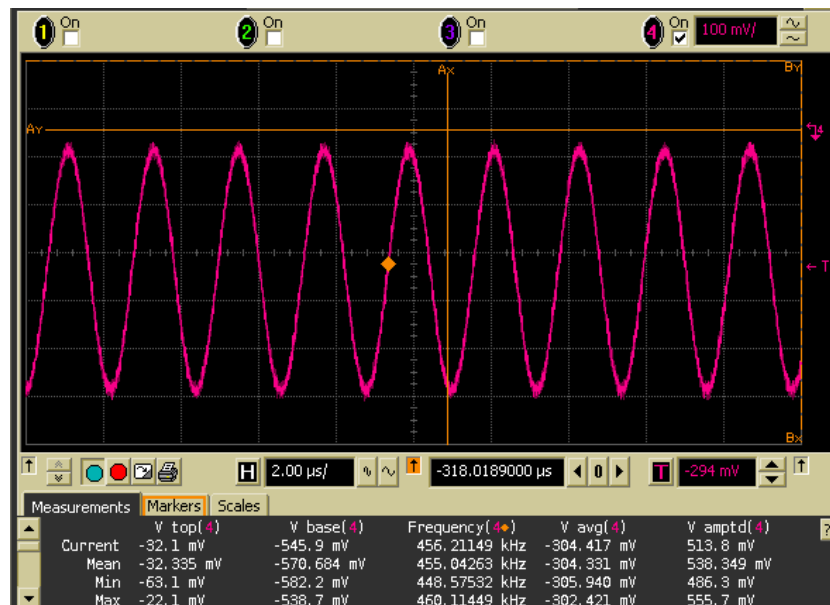


Figura 44: Señal de salida del amplificador offset obtenida mediante osciloscopio

La Figura 44 muestra la señal de salida del amplificador de offset al aplicar una señal de entrada con una amplitud de 53 mV. La señal resultante presenta una amplitud de 538 mV, lo que indica una ganancia de 10, coherente con el valor teórico calculado previamente.

No obstante, se observa que la señal de salida presenta un valor medio (V_{avg}) de -304 mV, cuando el objetivo de diseño era obtener un offset de -150 mV. Esta desviación sugiere que el nivel de offset implementado no se ajusta exactamente al valor deseado. Sin embargo, dado que reducir aún más la tensión de pico (V_p) no es viable sin comprometer la amplitud de la señal, se considera asumible esta desviación.

4.10.3 Detector de envolvente

4.10.3.1 Consideraciones generales

El detector de envolvente tiene por objetivo extraer la señal modulada en amplitud que ha aparecido tras el filtro paso alto. Está compuesto típicamente por un diodo, y un filtro paso bajo, que permite demodular señales AM al seguir la envolvente de la señal modulada [27].

Principalmente para el diseño de este módulo, se va a contar con 3 elementos principales: un diodo BAT54S que actúa como rectificador, un filtro paso bajo pasivo, y el amplificador operacional TLV6741 que aportará la corriente necesaria para poder escuchar la señal en unos auriculares.

Por un lado, se ha empleado el BAT54S, un diodo Schottky doble en configuración serie. Este dispositivo presenta una tensión inversa máxima de 30 V y una corriente directa nominal de hasta 200 mA, lo que lo hace adecuado para aplicaciones de baja potencia como las que se encuentran en receptores de comunicaciones personales [28]. En nuestro diseño a 455 kHz no hace falta un diodo muy rápido, pero este nos sirve perfectamente.

Una de sus principales ventajas es su baja caída de tensión directa, con un valor típico de 0.35 V a 10 mA, lo cual resulta fundamental para la detección eficiente de señales de baja amplitud. Además, ofrece una corriente de fuga muy reducida (0.5 μ A típica a 25 °C), baja capacitancia parásita (7.6 pF típica) y un tiempo de recuperación inversa de solo 5 ns. Estas características aseguran un funcionamiento rápido, con mínimas pérdidas y distorsión, incluso a frecuencias elevadas, lo que lo convierte en una opción idónea para la detección de la envolvente [28].

A continuación, se ha incorporado un filtro paso bajo, con el propósito de atenuar la portadora de 455 kHz y permitir el paso de la señal en banda base (0 a 4 kHz). Esta envolvente contiene la información útil del mensaje original, y su correcta recuperación depende de la eliminación de las componentes de alta frecuencia, como la portadora y sus armónicos [29].

Para este diseño particular, se ha establecido una frecuencia de corte de 100 kHz, de modo que el filtro suprime eficazmente la portadora de 455 kHz y permite el paso de las variaciones lentas de amplitud que constituyen la señal de audio (típicamente por debajo de 20 kHz). Esta configuración contribuye a la adecuada demodulación de la señal, garantizando que el detector de envolvente entregue una salida limpia y representativa del contenido original [30].

A continuación, se detallan los parámetros clave del diseño del filtro:

Frecuencia de corte(f_c):	Frecuencia atenuada(f):	Frecuencia normalizada(f'):
100 kHz	455 kHz	4.55

Tabla 11: Frecuencias de diseño del filtro Butterworth paso bajo

A partir de estas frecuencias obtenemos los diferentes parámetros:

$$f' = \frac{f}{f_c} = 4.55$$

En el Anexo A, se muestran las curvas de atenuación asociadas a las configuraciones Butterworth y Chebyshev, para calcular el número de etapas necesarias.

Finalmente, se optó por un filtro Butterworth, dado que ofrece una respuesta suave sin rizado en la banda de paso, lo que lo hace adecuado para preservar la integridad de una señal de audio. Para saber el orden de dicho filtro aplico:

$$\log(f' - 1) = 0.55$$

Con base en los cálculos efectuados y considerando una atenuación mínima requerida de 40 dB, así como un desplazamiento logarítmico respecto a la frecuencia de corte cercano a 0.55, se determina que la configuración más adecuada corresponde a un filtro de tercer orden.

Para un filtro Butterworth de tercer orden, los coeficientes normalizados g_i , que caracterizan los elementos del prototipo de red pasiva correspondiente, se presentan a continuación.

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4
1	1	2	1	1

Tabla 12: Parámetros g_i del filtro Butterworth de tercer orden

Seguidamente, se calculan los valores de los elementos pasivos del filtro a partir de los coeficientes normalizados previamente obtenidos, utilizando para ello las expresiones de transformación necesarias para adaptar los valores a las condiciones reales de frecuencia e impedancia del sistema.

g_i	C_{paralelo}	L_{serie}
	$\frac{g_i}{R_0 \cdot 2\pi \cdot f_c}$	$\frac{g_i \cdot R_0}{2\pi \cdot f_c}$
1	31.8 nF	
2		159 uH
1	31.8 nF	

Tabla 13: Valores calculados de inductancias y capacitancias para el filtro Butterworth de tercer orden

Una vez determinados los valores correspondientes de los componentes pasivos, se presenta a continuación el esquema del filtro, el cual incorpora dichos valores calculados conforme a los requerimientos del diseño.

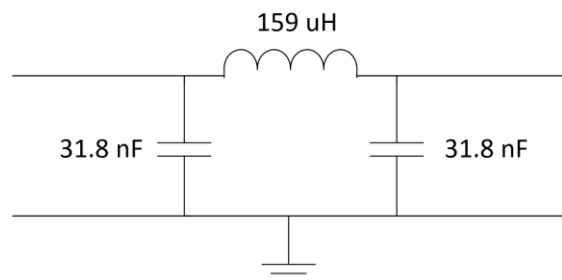


Tabla 14: Esquema de filtro paso bajo Butterworth orden tres ideal

A continuación, se presenta el mismo esquema adaptado mediante el uso de componentes comerciales con valores normalizados, seleccionados a partir de catálogos de distribuidores electrónicos, con el fin de viabilizar su implementación.

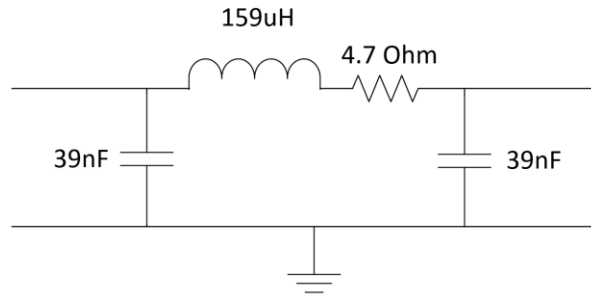


Figura 45: Esquema de filtro paso bajo Butterworth orden tres con componentes comerciales

A diferencia del esquema ideal previamente presentado, esta última representación corresponde a una versión más realista que incorpora una resistencia en serie con el inductor. Esta inclusión permite evaluar el impacto de las pérdidas óhmicas en la respuesta del filtro, particularmente en términos de selectividad y atenuación.

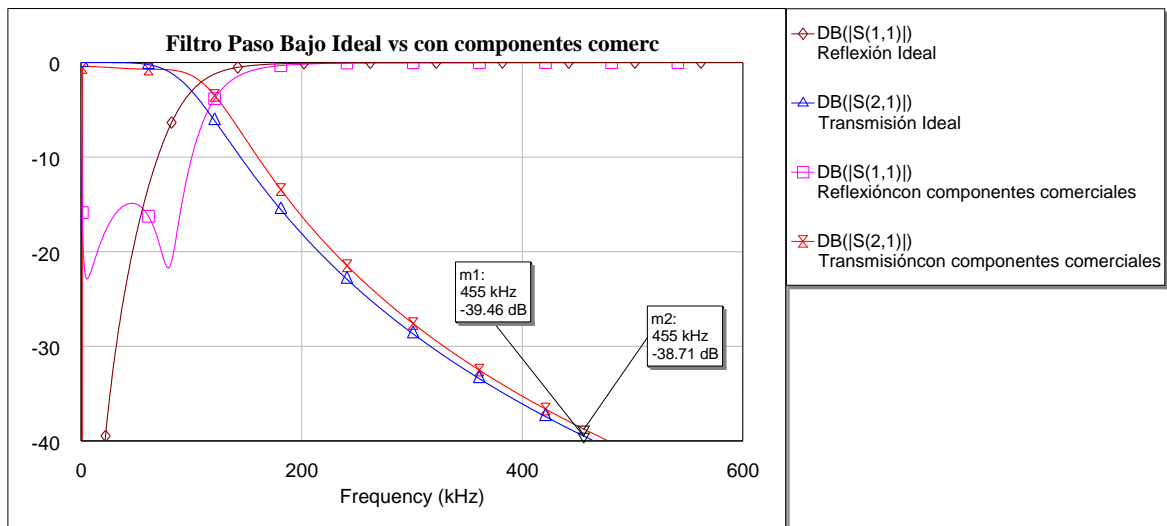


Figura 46: Parámetros S_{11} y S_{21} de filtro paso bajo ideal vs con componentes comerciales

La Figura 46 compara entre la respuesta en frecuencia de un filtro paso bajo, en su versión ideal y componentes comerciales. En la transmisión ideal, se observa una caída abrupta a partir de la frecuencia de corte, lo que representa una transición perfecta entre la banda pasante y la banda atenuada. En contraste, el filtro real muestra una transición algo más suave, con una atenuación de aproximadamente 3 dB en 100 kHz, lo cual es coherente con el comportamiento típico de un filtro real y marca correctamente el punto de corte. A 455 kHz, la atenuación realista alcanza cerca de 39 dB, muy próxima al valor ideal, lo que confirma que la portadora será eliminada eficazmente.

En cuanto a la reflexión, el modelo ideal mantiene valores cercanos a ∞ dB en la banda pasante, lo que indica una adaptación perfecta. Sin embargo, el diseño real presenta mayores reflexiones, especialmente en bajas frecuencias. A pesar de ello, el filtro real sigue cumpliendo su función principal, permitiendo una correcta demodulación de la señal.

Complementando esta etapa, se ha empleado nuevamente el amplificador operacional TLV6741 para amplificar la señal y dar la corriente necesaria para que se pueda escuchar la señal con unos auriculares que tienen una impedancia de entrada reducida (mayor o menor según la calidad de los auriculares). Su elección responde a los mismos criterios de especificaciones, precio y disponibilidad que motivaron su inclusión en etapas previas del sistema.

4.10.3.2 Fabricación del detector de envoltente

El diseño se ha basado en las hojas de características y en las recomendaciones de aplicación de los componentes BAT54S y TLV6741, así como en el desarrollo teórico del filtro paso bajo, simulado en el entorno AWR Microwave Office. Dicho esquema ha constituido la base para su posterior implementación en Altium Designer, con el fin de generar los archivos de fabricación necesarios para la producción final del módulo. Además, se ha incorporado una salida de auriculares mediante conector tipo jack, permitiendo escuchar la señal demodulada.

Cabe destacar que en el diseño realizado mediante Altium Designer se han incorporado múltiples puntos de prueba (sockets) con el objetivo de facilitar la toma de medidas y permitir una evaluación por etapas del funcionamiento del circuito. Esta disposición permite identificar de manera clara el comportamiento de cada sección del detector de envoltente, cuya función consiste, en primer lugar, en efectuar la rectificación mediante un diodo Schottky; en segundo lugar, aplicar un filtrado mediante un filtro paso bajo; y, finalmente, emplear un condensador de 10 μF para la eliminación de la componente de continua.

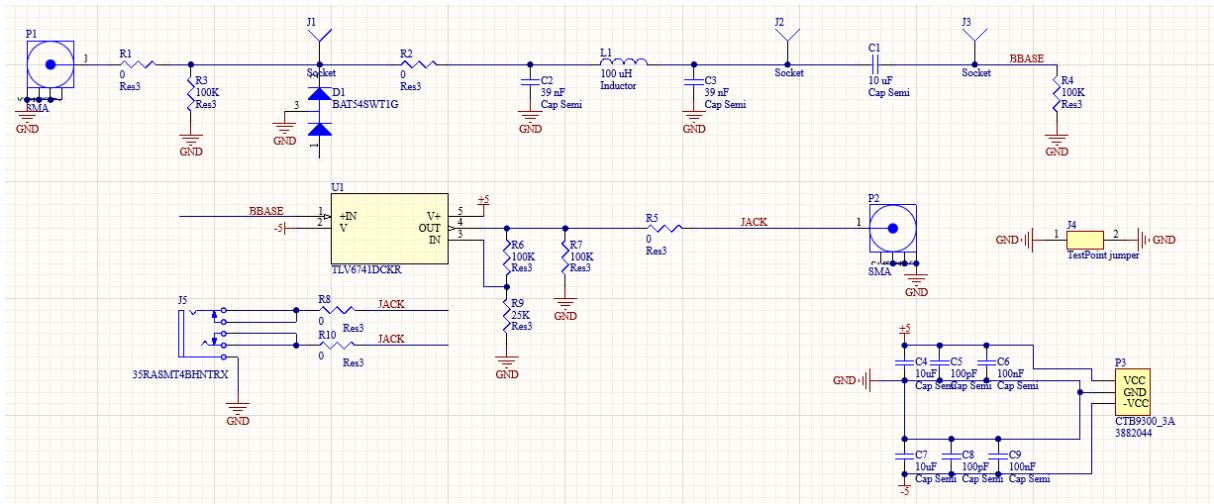


Figura 47: Esquema del módulo detector de envoltente implementado en Altium Designer

El esquema inicial se transfiere al entorno de desarrollo de PCB de Altium Designer, donde se colocan los diferentes componentes la placa de circuito impreso (PCB).

También se configuran la metalización, el sustrato, los taladros y las diferentes capas dentro del documento de diseño. Este proceso culmina con la obtención del modelo final de la PCB

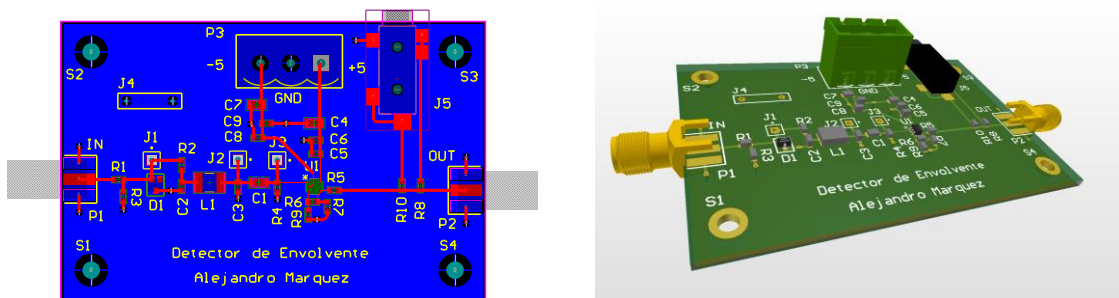


Figura 48: Prototipo 2D y 3D de la placa de prueba del detector de envoltente en Altium

Tal como se hizo con los módulos anteriores, a continuación, se muestra una imagen del prototipo del circuito basado en el detector de envolvente completamente ensamblado una vez finalizado.



Figura 49: Fotografía de detector de envolvente fabricado

4.10.3.3 Medidas

Con el objetivo de validar el correcto funcionamiento del detector de envolvente implementado, se ha llevado a cabo medidas por etapas clave del circuito, pasando por los distintos puntos de prueba. Estas medidas permiten observar la evolución de la señal desde su forma modulada original hasta la señal de información recuperada en la salida.



Figura 50: Señal modulada AM sin offset a la entrada del detector (salida del filtro paso alto)

La Figura 55 muestra la señal modulada en amplitud y frecuencia sin offset, tal y como se introduce en la etapa de detección. Esta forma de onda conserva su simetría respecto al eje horizontal, lo cual es característico en señales AM no sobremoduladas. La portadora de alta frecuencia se encuentra modulada por una envolvente que contiene la información de la señal de audio.

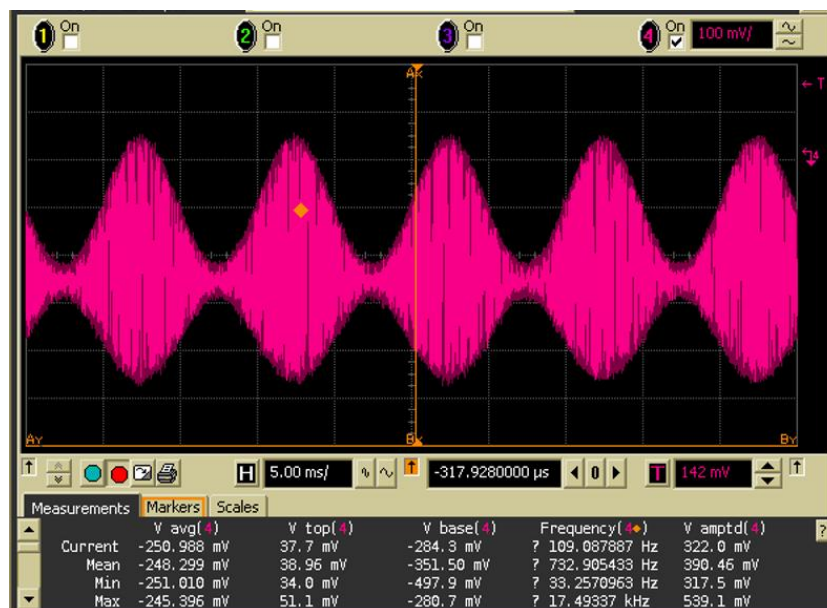


Figura 51: Señal AM con offset aplicado antes de la rectificación

En la Figura 51, se aprecia la misma señal modulada tras la adición de un offset. Esta etapa es esencial para permitir una correcta rectificación en la etapa siguiente, ya que desplaza la señal hacia niveles negativos, asegurando que el diodo Schottky (BAT54S) pueda rectificar correctamente.

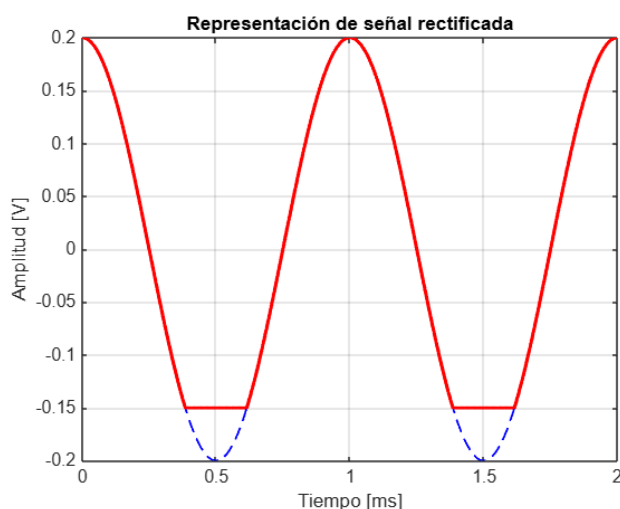


Figura 52: Representación del comportamiento de la señal rectificada

El diodo se encuentra polarizado de acuerdo con la configuración mostrada en la Figura 47. En esta disposición, el diodo permanece en estado de no conducción mientras la señal de entrada se mantenga por encima de los -150 mV, permitiendo su paso sin modificación. Sin embargo, cuando la señal desciende por debajo de este umbral, el diodo entra en conducción e impone un límite inferior de -150 mV, recortando así la porción negativa de la señal.

Como resultado, únicamente se permite el paso de los semiciclos positivos, mientras que los negativos son parcial o totalmente suprimidos, lo que introduce una distorsión apreciable en la señal demodulada. Para mitigar este efecto y asegurar que el diodo actúe como un rectificador ideal de media onda, puede aplicarse un offset de -150 mV a la señal de entrada.

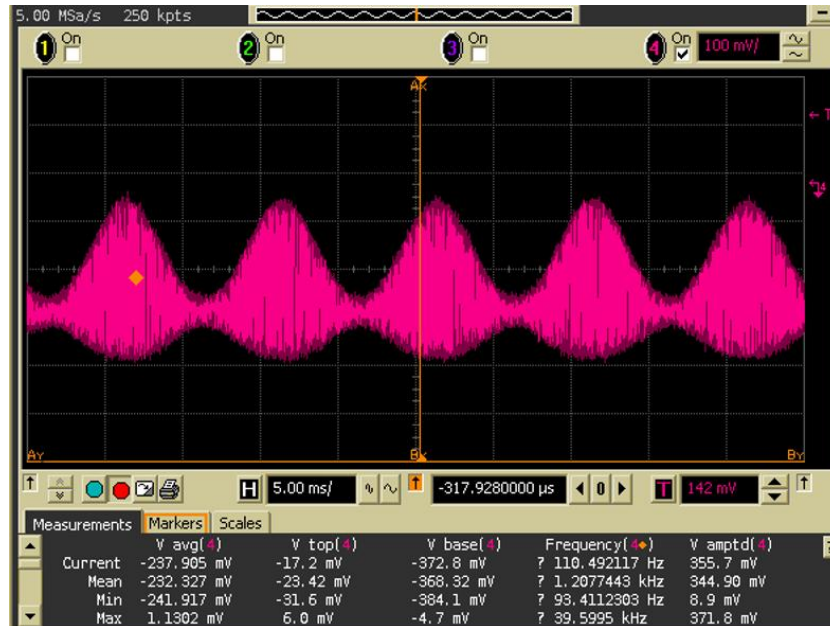


Figura 53: Señal rectificada mediante el diodo Schottky BAT54S

La Figura 53 representa la señal una vez rectificada por el diodo Schottky. Como puede observarse, el semicírculo de la parte inferior de la señal ha sido eliminado en gran medida, conservando únicamente la parte superior de la envolvente. Esta rectificación es crucial, ya que genera una componente de la señal original en banda base.

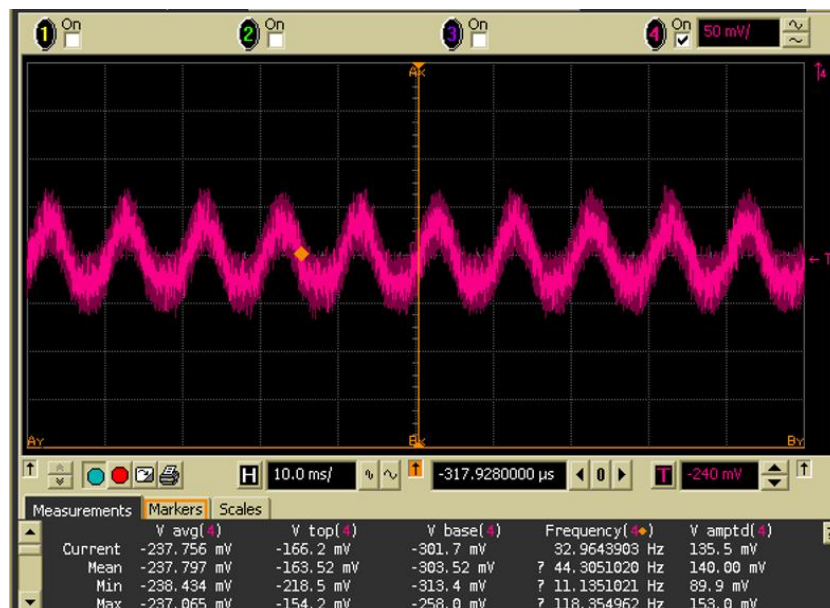


Figura 54: Señal filtrada mediante el filtro paso bajo, con offset

En la Figura 54 se presenta la señal tras ser sometida al filtro paso bajo diseñado. Como se puede observar, la portadora de alta frecuencia se ha atenuado mucho, quedando solo la envolvente de baja frecuencia que corresponde a la información útil de la señal y ruido debido a los restos de la portadora, sus armónicos y ruido que pueda proceder de otras fuentes.

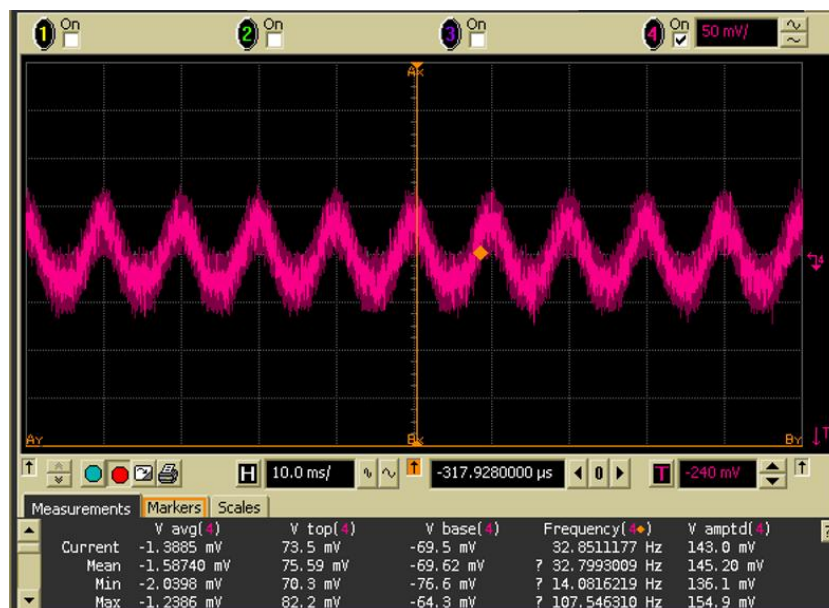


Figura 55: Señal final tras la eliminación de la componente continua con un condensador

Finalmente, la Figura 54 muestra la salida de la etapa final del detector, donde se ha eliminado la componente continua mediante un condensador. El resultado es una señal alterna centrada en torno a cero voltios, que será amplificada y enviada a unos auriculares, con una impedancia esperada baja en torno a 16Ω , ya que son de una baja calidad.

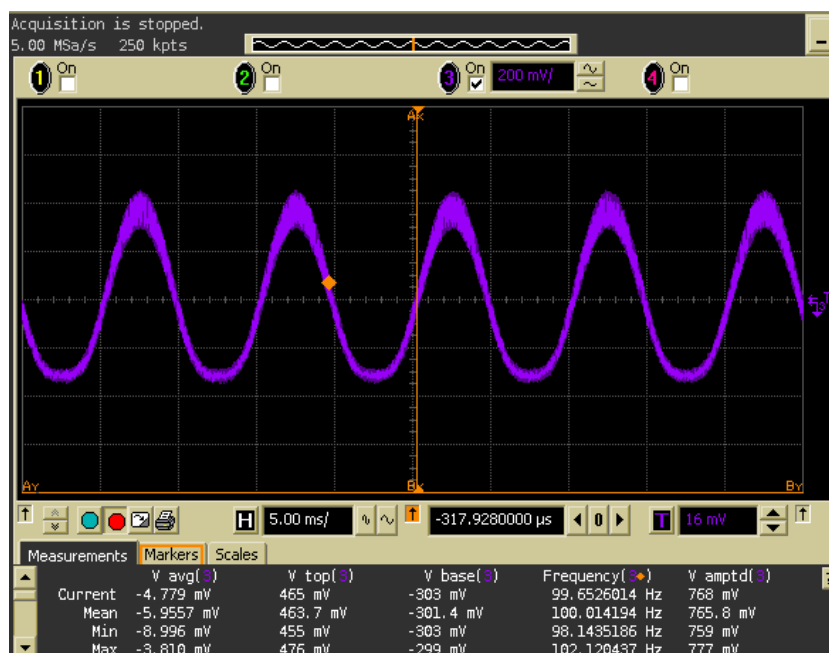


Figura 56: Señal final amplificada para la entrada de los auriculares

Se requiere una señal de salida con una amplitud de unos 700 mV para llegar adecuadamente unos auriculares de baja calidad, cuya impedancia típica es de 16Ω . Para ello, el amplificador operacional TLV6741 debe ser capaz de suministrar una corriente de salida de aproximadamente 43 mA, calculada mediante de la ley de Ohm. Tras analizar la hoja de características del dispositivo, este amplificador puede proporcionar una corriente de salida máxima de hasta 68 mA, lo que garantiza su capacidad para alimentar directamente la carga sin distorsión. Por tanto, se concluye que el TLV6741 es adecuado para amplificar la señal de audio destinada a los auriculares.

5 Medidas del sistema

5.1 Medidas con un tono puro

En este apartado se presentan las medidas realizadas sobre el sistema completo ante la excitación con una señal de entrada sinusoidal.

La señal de entrada aplicada tiene una potencia de -70 dBm a 446 MHz, y se analiza su evolución a lo largo de los distintos bloques del sistema, comparando los valores teóricos esperados con los resultados experimentales obtenidos.

Componente	Ganancia (dBm)	Pérdidas (dBm)	Potencia teórica (dBm)	Potencia experimental (dBm)
Señal de entrada	-		-70	-
MAX 2640	15	-	-55	-57,8
Filtro RF	-	2,5	-57,5	-58,8
AD608	24	-	-33,5	-43,8
MAR-8ASM+	30	-	-3,5	-13,8
Filtro 10.7	-	2	-5,5	-33,1
ADE-1H+	-	-7	-12,5	-40
Filtro SFU455B	-	1,5	-14	-41

Tabla 15: Comparativa de ganancia, potencia teórica y potencia experimental por componente del sistema

El objetivo era comprobar la integridad de la señal a lo largo de la cadena receptora y que las ganancias reales de los componentes permiten recibir la señal con una potencia adecuada.

Estos resultados permiten observar pequeñas desviaciones entre la potencia teórica y la experimental, atribuibles a pérdidas internas no consideradas o al comportamiento real de los componentes activos y pasivos utilizados.

Por limitación de espacio y evitar redundancia, no se han incluido en este apartado imágenes de analizador de espectros, prefiriendo mostrar en la siguiente sección las imágenes obtenidas con una señal modulada real.

5.2 Medidas con transmisor PMR446

En este apartado se presentan los resultados experimentales obtenidos al recibir una señal emitida por un transmisor de la banda PMR446 realizado en otro TFG, con el objetivo de verificar el comportamiento del receptor diseñado en condiciones reales de operación. Este tipo de medida es especialmente relevante, ya que permite comprobar el funcionamiento del sistema completo, desde la captura de la señal con el micrófono, hasta la reproducción de esta por la salida a través de los auriculares.

En primer lugar, la cadena receptora se inicia con la antena encargada de captar la señal transmitida por el emisor PMR446.

Esta señal es posteriormente condicionada mediante el amplificador de bajo ruido MAX2640, cuya función es amplificar la señal, y mejorar la relación señal-ruido de la cadena receptora.

Como en las pruebas el emisor estaba en la misma mesa que el receptor, la potencia recibida era muy alta y se decidió añadir un atenuador con una pérdida de inserción de 30 dB, para adaptar los niveles nominales para los que se diseñó el receptor y evitar la saturación de los amplificadores.

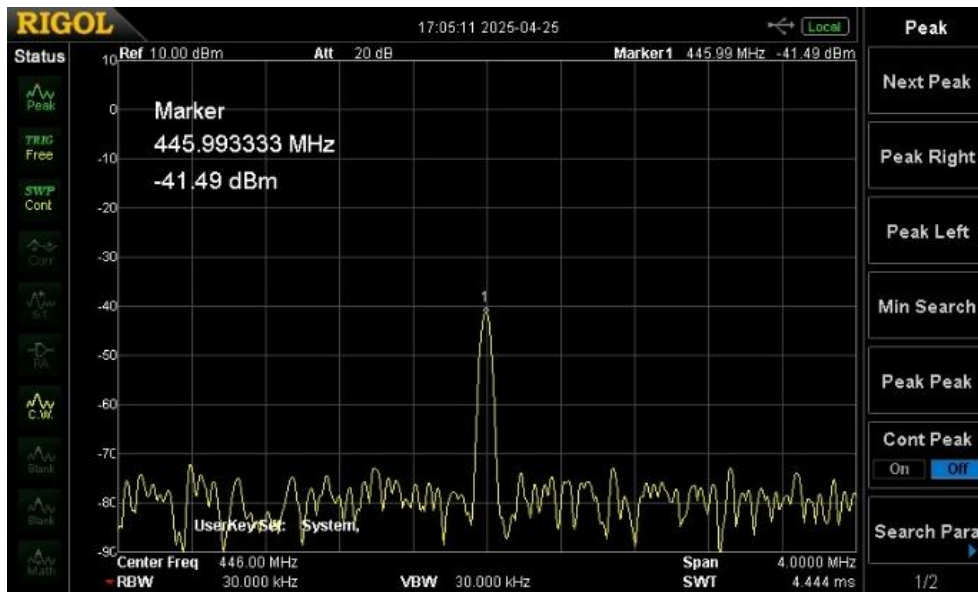


Figura 57: Señal a la salida del atenuador

Se puede observar el pico mostrado en la imagen que está centrado en 446 MHz por lo que tiene un correcto funcionamiento.

A continuación, se activa el módulo mezclador AD608, encargado de realizar la primera conversión de frecuencia a una frecuencia intermedia de 10.7 MHz.

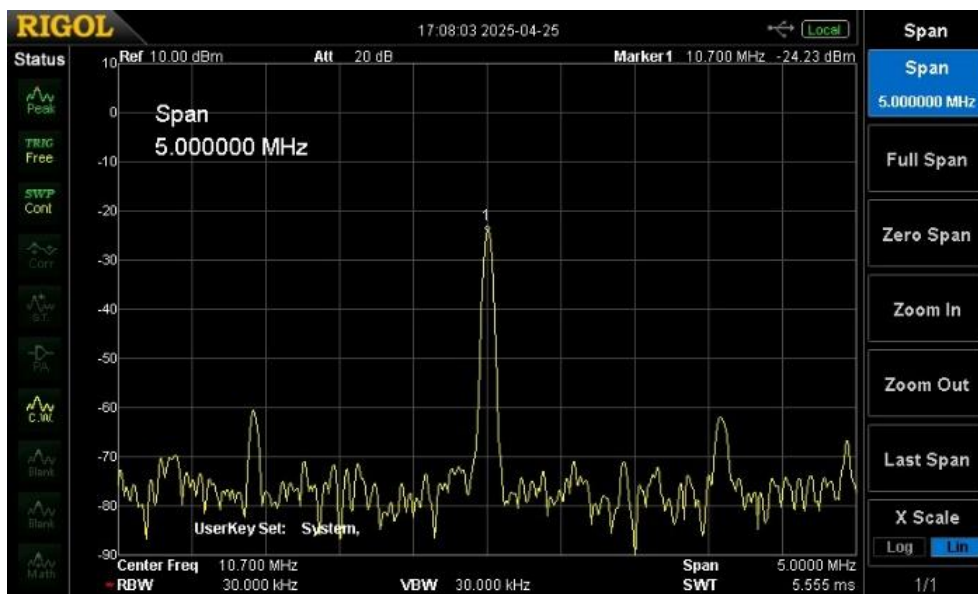


Figura 58: Señal a la salida del mezclador AD608 en la primera conversión: 10.7 MHz

La señal resultante, se puede observar cómo efectivamente se ha hecho una conversión en frecuencia a 10.7 MHz, la frecuencia deseada, y con una ganancia de aproximadamente de 16 dB con respecto a la anterior, lo que cuadra con el funcionamiento del mezclador visto en el Mezclador ADE-1H+, y se obtiene una potencia de -24 dBm.

Posteriormente, se conecta el amplificador MAR-8ASM+, cuya función principal es aumentar el nivel de potencia tras la conversión previa.

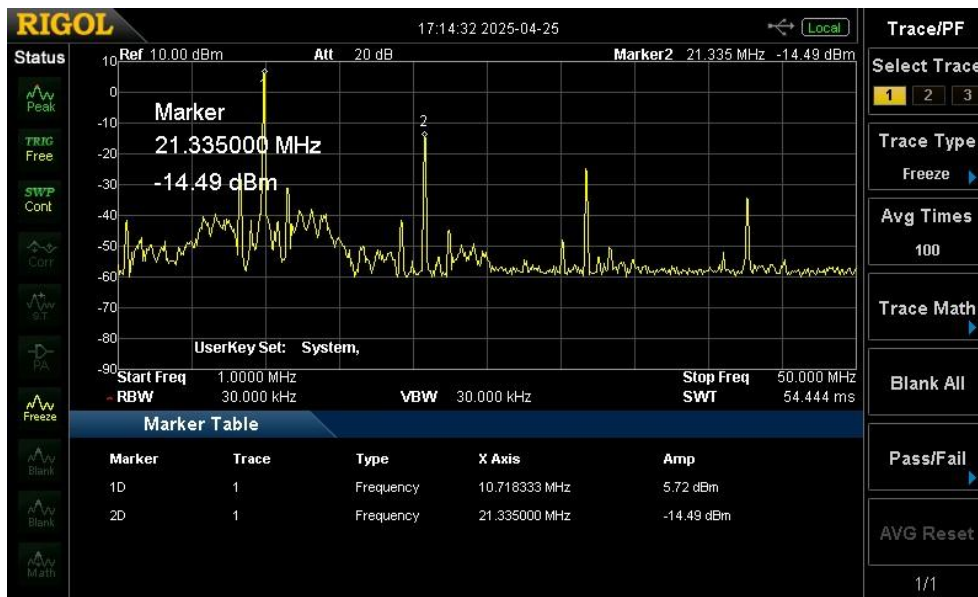


Figura 59: Señal a la salida de amplificador MAR-8ASM+

El amplificador de RF MAR-8ASM+ incrementa significativamente la potencia de la señal, aportando una ganancia nominal de unos 30 dBm. No obstante, este amplificador está indicado para frecuencias más altas y a 10,7 MHz sólo aporta 10 dBm, pasando de -24 dBm a -14 dBm. Seguidamente, la señal es sometida al filtrado mediante un filtro de frecuencia intermedia sintonizado en 10.7 MHz.

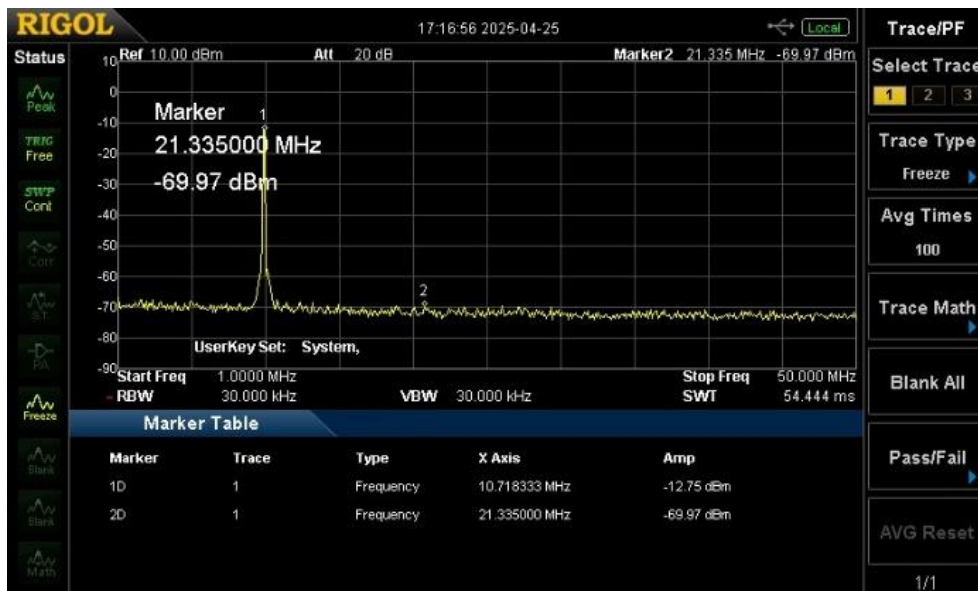


Figura 60: Señal a la salida del filtro 10.7 MHz

El filtro introduce una atenuación de 2 dB y muestra una elevada selectividad.

Acto seguido, se pone en funcionamiento el mezclador ADE-1H+, responsable de efectuar la segunda conversión de frecuencia hacia una frecuencia intermedia más baja, de 455 kHz. Se observan las pérdidas esperadas de 8dB pasando de -12,75 a -20,77 dBm.

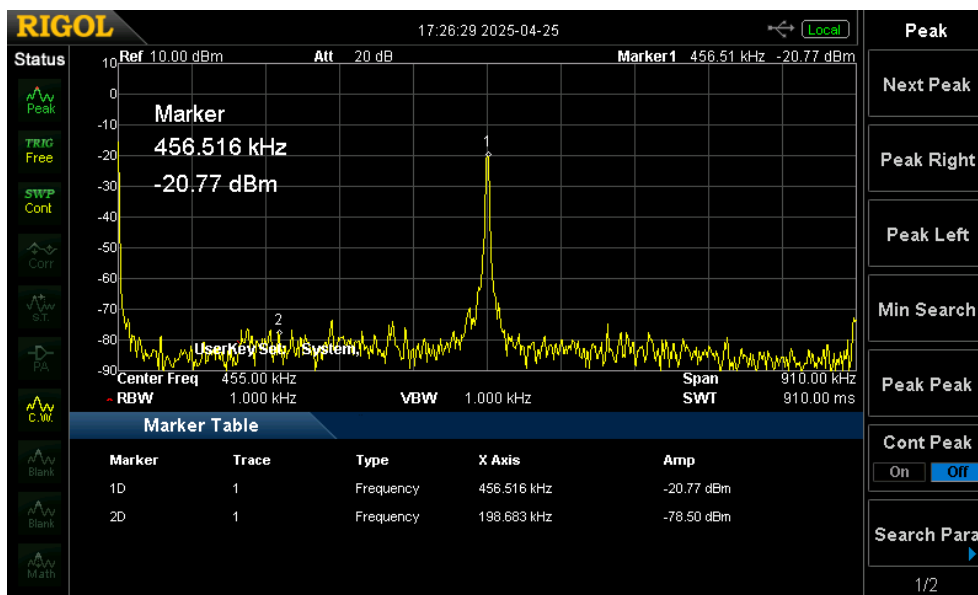


Figura 61: Señal a la salida del mezclador ADE-1H+ en la segunda conversión: 455 kHz

La correcta aparición de la señal en 455 kHz refleja la sintonización adecuada del oscilador local y el correcto funcionamiento del mezclador.

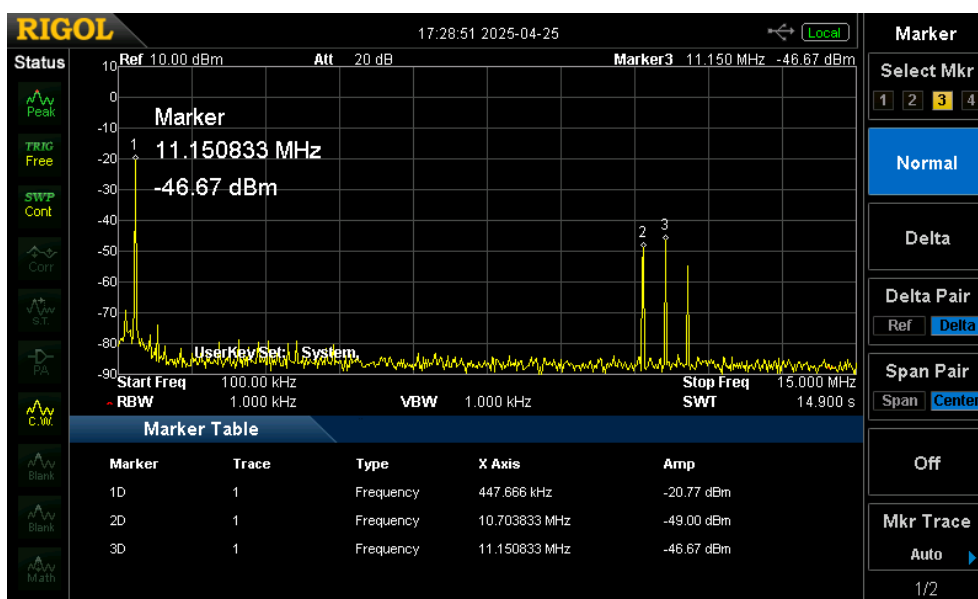


Figura 62: Espectro resultante tras la doble conversión: componentes en 11.155 MHz y 455 kHz

Al ampliar el rango espectral de visualización de la salida del mezclador ADE-1H+, se distinguen claramente dos componentes: la frecuencia intermedia residual de 11,155 MHz y la señal deseada en 455 kHz. La notable diferencia de amplitud entre ambas pone de manifiesto la eficacia del filtro. La potencia de la señal deseada está indicada por el marcador 1, con una potencia de -20,77 dBm.

Posteriormente, la señal es tratada por el amplificador de frecuencia intermedia basado en TLV6741, cuya función es elevar su nivel a valores adecuados para la etapa de detección, pasando de -20,77 dBm a -15,81 dBm.

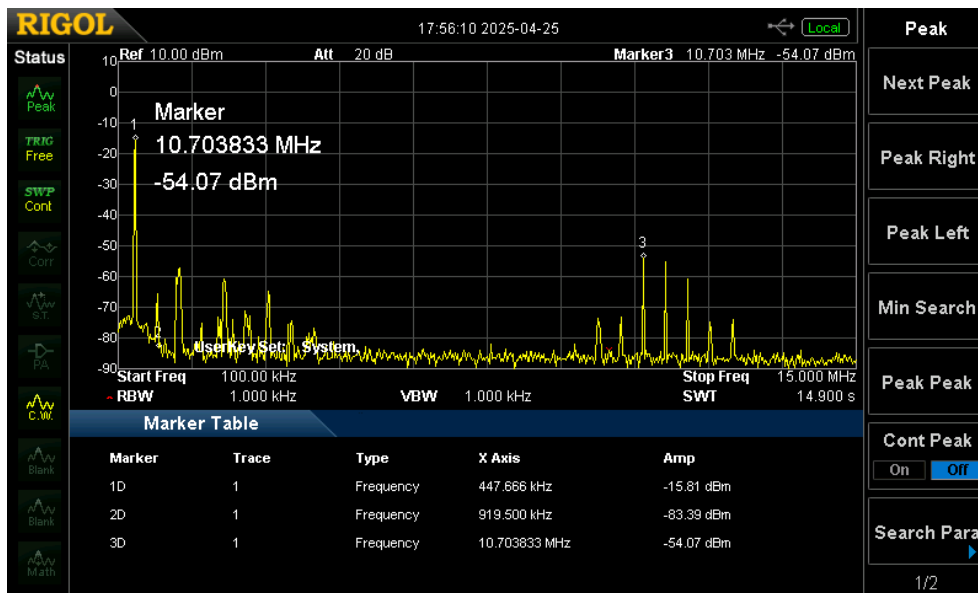


Figura 63: Señal de salida del amplificador de frecuencia intermedia TLV6741

La ganancia aportada en esta etapa contribuye significativamente a incrementar la sensibilidad global del sistema, elevando el nivel de la señal útil sin distorsionar su envolvente. De este modo, se asegura que la señal llegue a la etapa de demodulación con una amplitud adecuada y se pueda recuperar de una manera óptima la información modulada. La potencia de la señal deseada está indicada, al igual que anteriormente en el marcador 1, y tiene una potencia de -15,81 dBm.

La forma de onda resultante se visualiza mediante osciloscopio, permitiendo así su análisis en el dominio temporal.

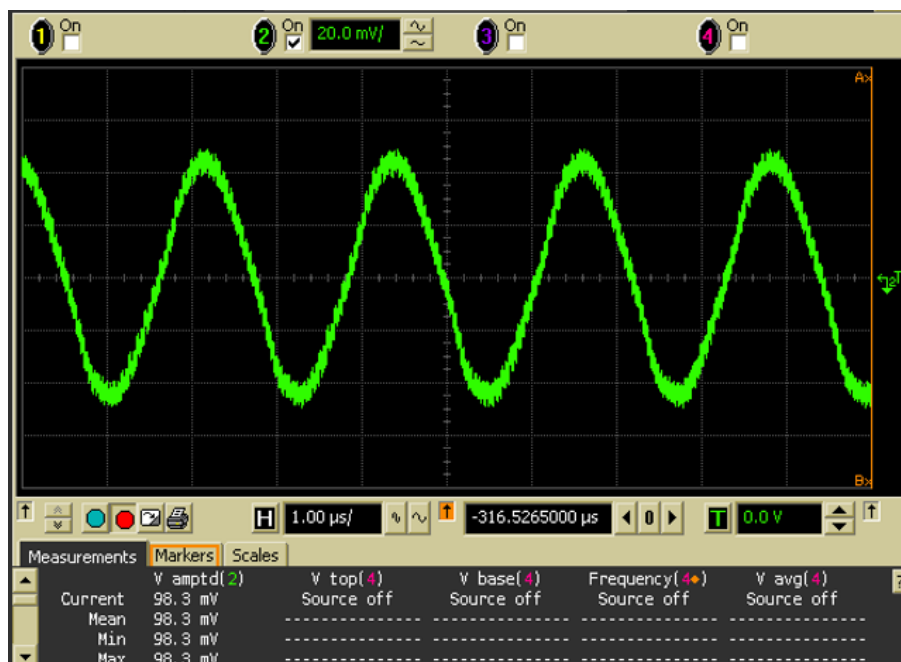


Figura 64: Forma de onda en osciloscopio la salida de amplificador de frecuencia intermedia TLV6741. Se puede ver como predomina la portadora de 455 kHz.

Tras esta etapa se incorporan el filtro paso alto y el amplificador con offset, cuya función es desplazar el nivel de continua de la señal para mejorar la rectificación. Cabe destacar que se ha incorporado una resistencia de 50 Ω en el filtro paso alto con el objetivo de adaptar impedancias.

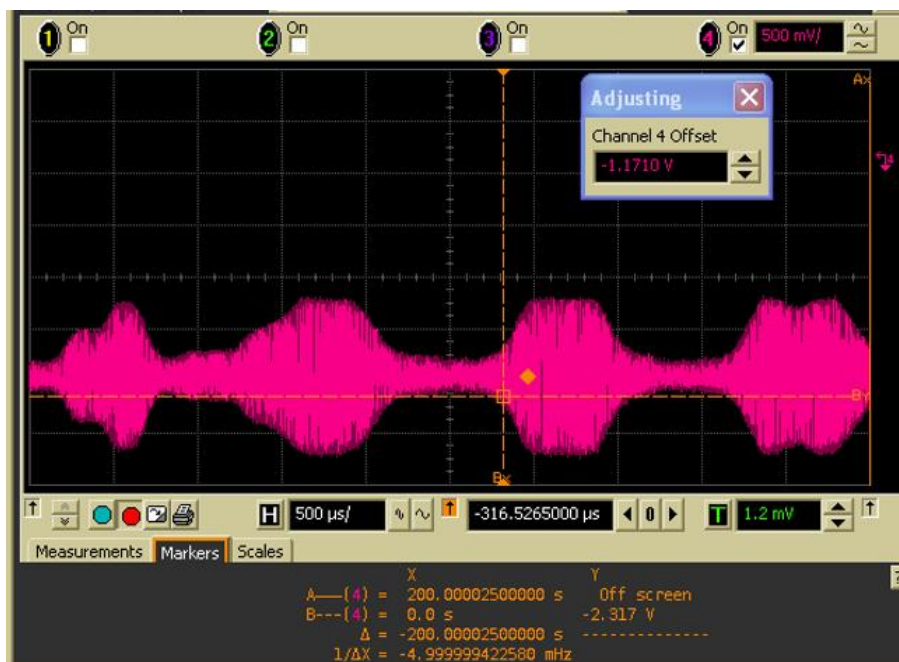


Figura 65: Señal de salida de amplificador con offset: señal modulada en AM y FM

La visualización obtenida permite identificar la presencia simultánea de modulaciones en amplitud (AM) y frecuencia (FM).

A continuación, se procede a ampliar la visualización de la señal con el fin de analizar con mayor detalle las características de la modulación en amplitud (AM) y frecuencia (FM).

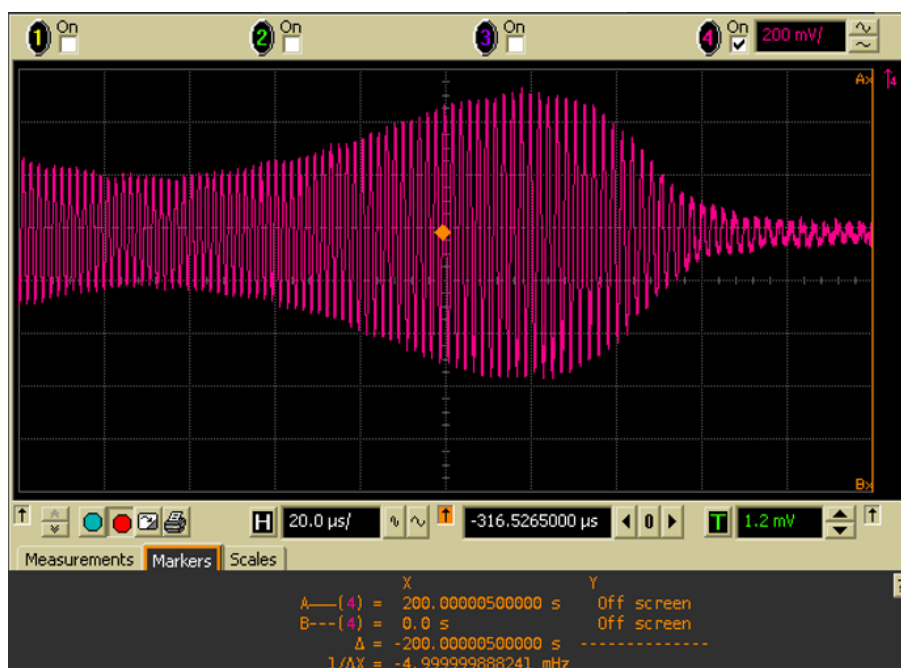


Figura 66: Detalle de las señales AM y FM

En esta visualización ampliada se aprecian simultáneamente las características de una modulación en amplitud (AM), visible en la envolvente variable, y de una modulación en frecuencia (FM), evidenciada por la variación en la densidad de ciclos de la portadora.

Finalmente, se obtiene la visualización final de la salida del sistema receptor tras el procesamiento completo de la señal.

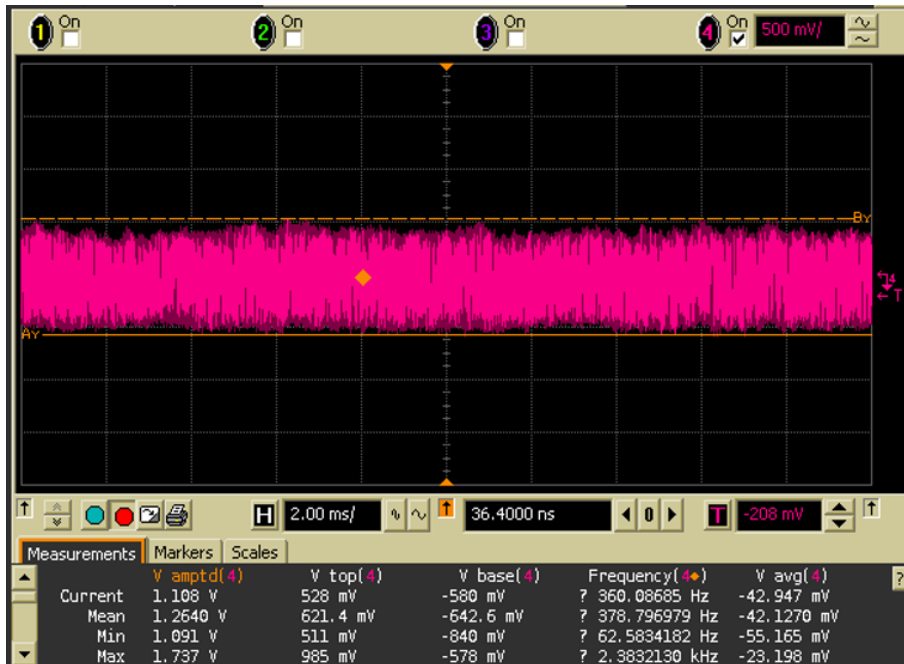


Figura 67: Salida final del receptor tras el recorrido completo de la señal

La forma de onda resultante demuestra que todos los módulos del receptor han funcionado de manera conjunta y coherente, permitiendo la correcta recuperación de la información modulada. Este resultado confirma la validez del diseño propuesto.

Con el objetivo de validar la respuesta temporal del sistema receptor ante señales de voz reales, se presentan a continuación dos capturas de osciloscopio que muestran la salida del sistema en condiciones diferentes: la primera corresponde a una señal hablada, y la segunda a un silbido.

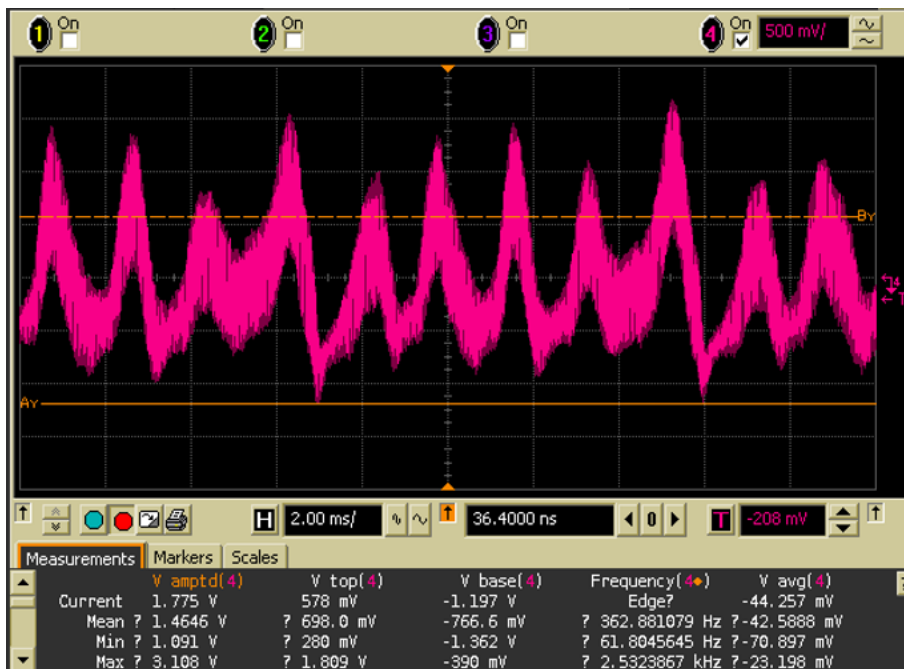


Figura 68: Señal modulada correspondiente a una voz hablada registrada en la salida del receptor

La forma de onda muestra una envolvente rica en variaciones tanto en amplitud como en ritmo, propias del habla humana. La modulación presenta picos bien definidos y transiciones suaves, lo que indica que el sistema conserva con precisión las características dinámicas de la señal de voz.

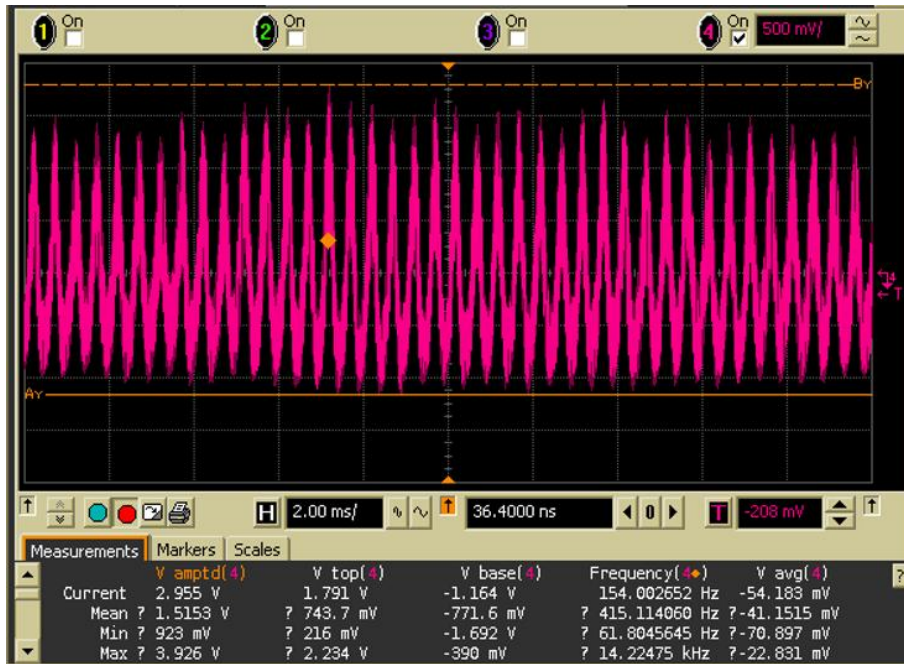


Figura 69: Señal modulada correspondiente a un silbido continuo registrada en la salida del receptor

En esta captura se observa una señal de mayor periodicidad, con componentes de alta frecuencia más marcadas y una envolvente más simétrica. El patrón uniforme y repetitivo es característico de un silbido sostenido, lo que permite evaluar la linealidad del sistema ante señales puramente sinusoidales y constantes.

6 Conclusiones y trabajos futuros

El desarrollo del sistema receptor PMR446 presentado en este trabajo ha demostrado la viabilidad de un enfoque modular orientado a aplicaciones de comunicaciones de corto alcance. A partir de la arquitectura actual, basada en bloques funcionales discretos y equipamiento de laboratorio, se identifican varias líneas de mejora que permitirían avanzar hacia un sistema completamente autónomo, robusto y conforme a los requisitos del entorno operativo real.

6.1 Diseño de osciladores y sintetizadores de frecuencia

Según el diseño general, hay que diseñar un oscilador fijo para bajar en bloque de 446 MHz a 10,7 MHz, y un sintetizador PLL para seleccionar cuál de los 16 canales que hay a 10,7 MHz se hace pasar por el filtro de 12 KHz de ancho de banda a 455 kHz.

6.2 Control automático de ganancia

Por último, se plantea incorporar un sistema avanzado de control automático de ganancia (AGC) que establezca la señal a lo largo de las distintas etapas del receptor. En el diseño actual, ante un exceso de señal ha habido que colocar un atenuador fijo para evitar saturación de los amplificadores. Un AGC con constantes de tiempo configurables y respuesta dinámica optimizada permitiría adaptarse eficazmente a variaciones en la potencia de señal, evitando saturaciones de forma automática. Su integración con las etapas de RF y FI ya desarrolladas permitiría que el sistema funcionase para diferentes distancias entre emisor y receptor, obstáculos, etc.

La implementación de estas mejoras permitirá evolucionar el sistema hacia un receptor PMR446 avanzado, apto tanto para comunicaciones analógicas como digitales. La continuidad del enfoque

modular garantizará una incorporación progresiva y controlada de cada nueva funcionalidad, manteniendo la trazabilidad y evaluando su impacto individual en el funcionamiento del sistema.

6.3 Adaptación del demodulador a modulaciones digitales

Dado que el estándar PMR446 permite el uso de modulaciones digitales, una posible mejora futura del receptor sería la adaptación de la etapa de demodulación para soportar esquemas digitales de baja complejidad, como ASK o FSK. Estas modulaciones pueden ser demoduladas de forma no coherente, sin necesidad de recuperar la portadora, lo que simplifica el diseño del receptor y lo hace más robusto frente a variaciones de fase y frecuencia. La implementación de detectores de envolvente o discriminadores de frecuencia permitiría recuperar la información digital de forma eficiente.

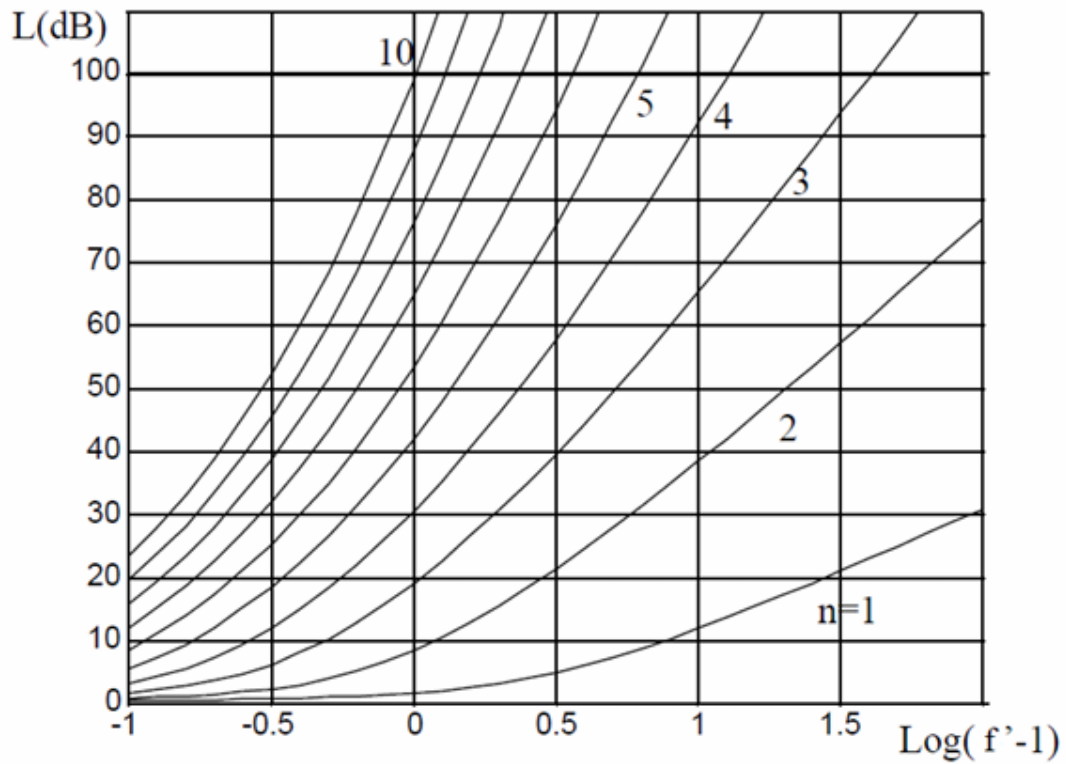
7 Bibliografía

- [1] E. Commission, «Commission Decision of 6 April 2000 on the harmonisation of the radio spectrum for the use of short-range devices,» Official Journal of the European Communities, Luxemburgo, 2000.
- [2] (ETSI), European Telecommunications Standards Institute, «Short Range Devices (SRD); Radio equipment to be used in the 25 MHz to 1 000 MHz frequency range with power levels ranging up to 500 mW; Harmonised Standard for access to radio spectrum,» ETSI, Sophia Antipolis, 2017.
- [3] European Telecommunications Standards Institute (ETSI), «Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Technical characteristics for Private Mobile Radio (PMR) and ancillary equipment operating in the frequency band 446 MHz; Harmonized EN covering essential requirements of article 3.2 of the R,» ETSI, Sophia Antipolis, 2016.
- [4] ETSI, «PMR 446; Requirements for Direct Mode Operation (DMO); Technical Specification,» ETSI, Sophia Antipolis, 2014.
- [5] Canal 77 PMR , «Canal 77 PMR,» 2025. [En línea]. Available: <http://www.canal77pmr.com/>. [Último acceso: 4 Mayo 2025].
- [6] A.Antoniou, de *Digital Signal Processing: Signals, Systems, and Filters*, New York , McGraw-Hill, 2006.
- [7] A.Bateman, de *RF and Microwave Design for Wireless Communications*, Norwood, Artech House , 2001.
- [8] F. Ellinger, de *Radio Frequency Integrated Circuits and Technologies*, Berlin, Springer, 2008.
- [9] H. T. Friis, «Noise Figures of Radio Receivers,» *Proceedings of the IRE*, vol. 32, nº 7, p. 419–422, 1944.
- [10] G. Stanford, *Frequency Analysis, Modulation and Noise*, 1948.
- [11] M. Schwartz, *Information Transmission, Modulation, and Noise*, New York: McGraw-Hill, 1990.
- [12] A. Ltd., «RS Online,» [En línea]. Available: <https://docs.rs-online.com/4ac6/0900766b8129e6b6.pdf>. [Último acceso: 09 05 2025].
- [13] T. H. Lee, de *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*, Cambridge, Cambridge University Press, 2004, p. 816.
- [14] D. M. Pozar, de *Microwave and RF Design of Wireless Systems*, New York, Wiley, 2000.
- [15] Analog Devices, «Analog Devices,» 2007. [En línea]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc356.pdf>. [Último acceso: 05 05 2025].
- [16] Maxim Integrated, «Maxim Integrated,» 2005. [En línea]. Available: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX2640.pdf>. [Último acceso: 05 05 2025].
- [17] A. Bateman, *RF and Microwave Design for Wireless Communications*, Norwood: Artech House, 2001.
- [18] S. Haykin, *Communication Systems*, New York : Wiley, 2001.
- [19] A.-O.-T. Datasheet, «Mouser,» [En línea]. Available: <https://datasheet.ciiva.com/4548/afs446-0w02-td01-43048-4548368.pdf?src-supplier=Mouser>. [Último acceso: 10 05 2025].
- [20] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Upper Saddle River: Pearson, 2012.

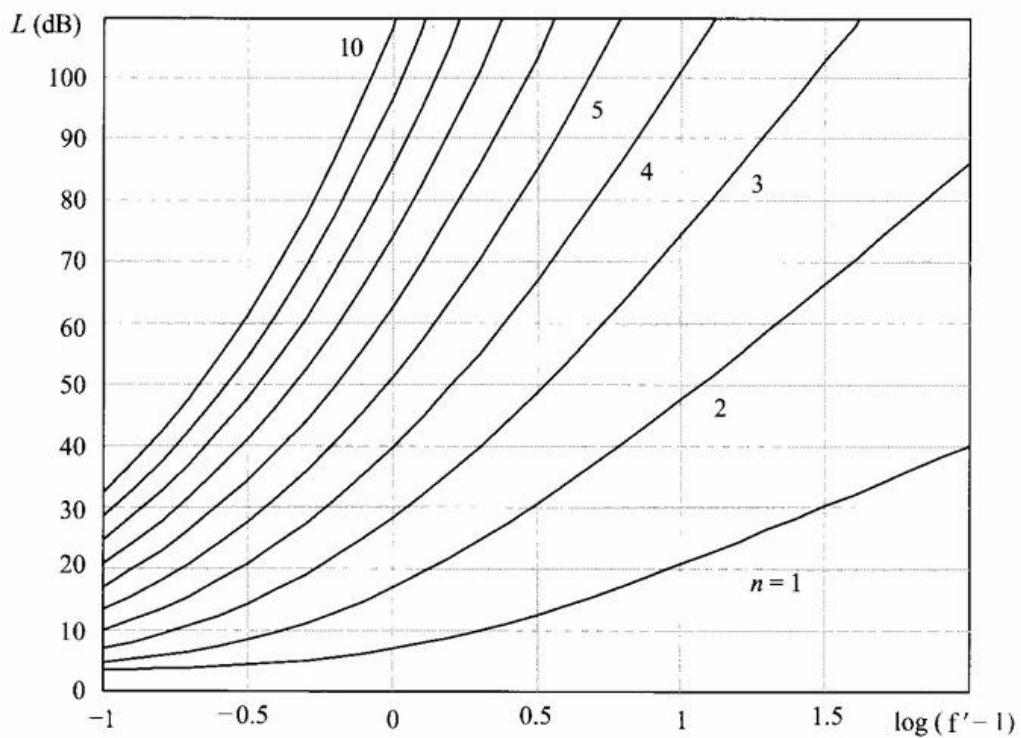
- [21] Analog Devices, «Analog Devices,» 1999. [En línea]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad608.pdf>. [Último acceso: 04 05 2025].
- [22] Mini-Circuits, « Mini-Circuits,» 2021. [En línea]. Available: <https://www.minicircuits.com/pdfs/MAR-8ASM+.pdf>. [Último acceso: 07 05 2025].
- [23] Yuechung International Corp., «LT10.7M Series Ceramic Filter for FM,» [En línea]. Available: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/1836192/YIC/LT10.7M.html>. [Último acceso: 07 05 2025].
- [24] Mini-Circuits, «ADE-1H+ Level 17, SMT Double Balanced Mixer, RF/LO Freq 0.5 - 500 MHz,» [En línea]. Available: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ADE-1H+.pdf>. [Último acceso: 07 05 2025].
- [25] J. G. Graeme, *Optimizing Op Amp Performance*, New York: McGraw-Hill, 1997.
- [26] S. Franco, *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, New York: McGraw-Hill, 2014.
- [27] C.Rose, «The Envelope Detector,» WINLAB, Rutgers University , [En línea]. Available: https://www.winlab.rutgers.edu/~crose/322_html/envelope_detector.html . [Último acceso: 4 mayo 2025].
- [28] ON Semiconductor, «BAT54S: Schottky Barrier Diodes, Datasheet,» Febrero 2019. [En línea]. Available: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/bat54s-d.pdf>. [Último acceso: 4 mayo 2025].
- [29] B.P.Lathi, de *Modern Digital and Analog Communication Systems*, New York , Oxford University Press , 2009.
- [30] A.Antoniou, de *Digital Signal Processing: Signals, Systems, and Filters*, New York , McGraw-Hill, 2006.
- [31] Texas Instruments , «TLV6741: 10-MHz, 890- μ A, RRIO, Low-Noise, General-Purpose Op Amp, Datasheet,» octubre 2022. [En línea]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv6741.pdf>. [Último acceso: 4 mayo 2025].
- [32] B.P.Lathi, de *Modern Digital and Analog Communication Systems*, New York , Oxford University Press, 2009.
- [33] R. E. Z. a. W. H. Tranter, de *Principles of Communications: Systems, Modulation, and Noise*, Hoboken, Wiley, 2002.
- [34] B. Razavi, de *RF Microelectronics*, Upper Saddle River, NJ, Prentice Hall, 2011, p. 352.
- [35] D. M. Pozar, *Microwave and RF Design of Wireless Systems*, New York: Wiley, 2000.
- [36] T. H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*, Cambridge: Cambridge University Press, 2003.
- [37] RS Components, « RF Wideband Transformer – Technical Datasheet,» [En línea]. Available: <https://docs.rs-online.com/4ac6/0900766b8129e6b6.pdf>. [Último acceso: 07 05 2025].

Anexo

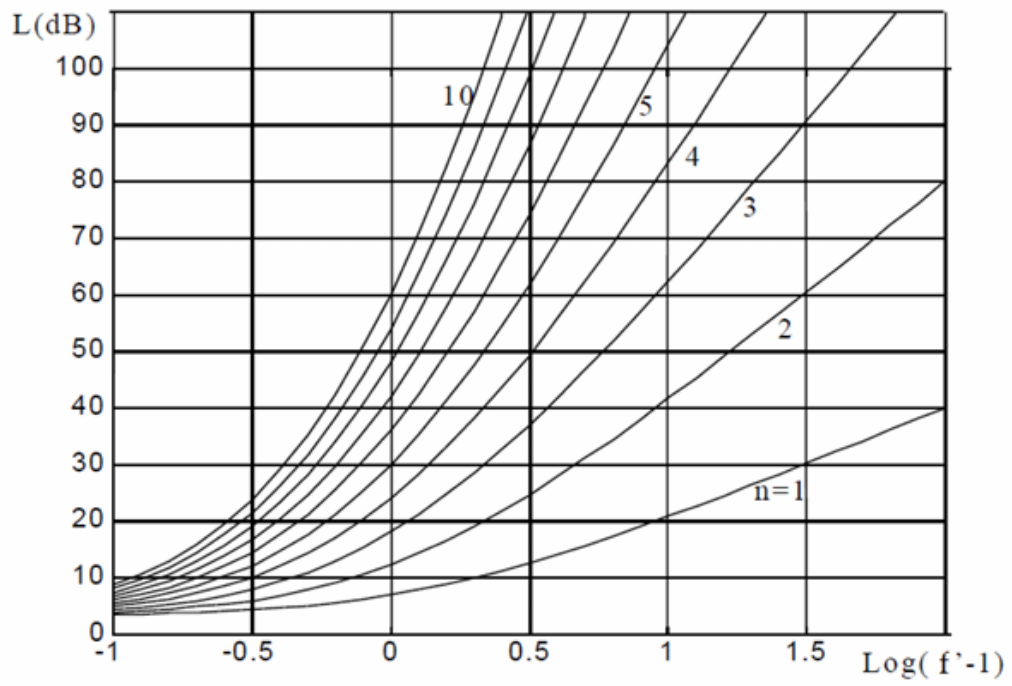
Anexo A. Respuesta en atenuación de filtro Chebyshev y Butterworth



Curvas de atenuación de filtro Chebyshev (0,5 dB de rizado) en función del orden y la frecuencia



Curvas de atenuación de filtro Chebyshev (3 dB de rizado) en función del orden y la frecuencia



Curvas de atenuación de filtro Butterworth en función del orden y la frecuencia