

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS  
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



*Trabajo Fin de Grado*

**SISTEMA RF CON DEMODULACIÓN I/Q  
PARA LECTURA DE DETECTORES DE  
INDUCTANCIA CINÉTICA**  
(RF SYSTEM WITH I/Q DEMODULATION FOR KINETIC  
INDUCTANCE DETECTORS READOUT)

Para acceder al Título de

*Graduado en*

*Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación*

Autor: Eric Bociorisvili

Julio 2022

## **GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN**

### **CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO**

**Realizado por:** Eric Bociorisvili

**Director del TFG:** Beatriz Aja Abelán, Luisa María de la Fuente Rodríguez

**Título:** “Sistema RF con demodulación I/Q para lectura de detectores de inductancia cinética”

**Title:** “RF system with I/Q demodulation for kinetic inductance detectors readout”

**Presentado a examen el día:**

para acceder al Título de

## **GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN**

### Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Amparo Herrera Guardado

Secretario (Apellidos, Nombre): Jorge Lanza Calderón

Vocal (Apellidos, Nombre): Luisa María de la Fuente Rodríguez

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de: \_\_\_\_\_

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFG  
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado Nº  
(a asignar por Secretaría)



## AGRADECIMIENTOS

**Este trabajo ha sido realizado gracias a la financiación del Proyecto I+D+i del Ministerio de Ciencia e Innovación del Programa Estatal de I+D+i Orientada a los retos de la Sociedad “Polarímetro para el Fondo Cósmico de Microondas con Detectores de Inductancia Cinética “ con referencia PID2019-110610RB-C22.**

En primer lugar, agradecer a la Universidad de Cantabria por brindarme la oportunidad de formar parte de un proyecto de investigación tan ambicioso. Agradecer también a las tutoras: Beatriz Aja Abelán y Luisa María de la Fuente Rodríguez por ofrecernos la posibilidad de realizar la investigación y por darnos acceso a las instalaciones del edificio para poder tener libertad para la medida y caracterización de los componentes.

Agradecer también a Paúl y a Eva por el excelente trabajo de fabricación de todas las placas y prototipos solicitados.

Agradezco a mi compañero, Luis Crespo, por la participación en la otra parte del sistema de IF en este proyecto; por ayudar cuando se requería y por *amenizar* la experiencia.

Por último, gracias a mi familia por todo el apoyo incondicional que se me ha proporcionado.

Gracias, sobre todo, a mi PC, en el que estoy escribiendo esto ahora mismo, por todas las horas que ha estado encendido al tope de su capacidad y, sin el que, este trabajo no podría existir.

## PALABRAS CLAVE

El listado de palabras clave se enumera a continuación:

- Detector de inductancia cinética
- Resonancia/Resonador
- KID (Kinetic Inductance Detector)
- Sistema de lectura/Readout
- Radiofrecuencia (RF)
- Modulación/demodulación I/Q
- Ruido
- Amplificador
- Atenuador/atenuador variable
- Filtro
- Parámetros de Scattering (Parámetros S)

## RESUMEN

Este trabajo muestra el proceso seguido para realizar la parte de recepción de un sistema de lectura de detectores de inductancia cinética (KID – Kinetic Inductance Detector) basado en un demodulador IQ. Estos detectores están hechos con materiales superconductores enfriados a temperaturas criogénicas, y se utilizan para construir receptores ultrasensibles en aplicaciones de radioastronomía entre otras. Cada KID que forma parte de un receptor tiene una frecuencia de resonancia y todos los KIDs de un receptor se pueden multiplexar en frecuencia acoplándolos a una misma línea de transmisión. La frecuencia de resonancia de estos KIDs se ve modificada si detecta una onda incidente, y este cambio es el que se trata de medir mediante los sistemas de lectura. Para ellos se utilizan señales multitono a las frecuencias de resonancias de los KID y con una potencia determinada para no calentarlos. La demodulación de las señales de salida de los KIDs se realiza en rango de 760 MHz a 1 GHz mediante un mezclador IQ a frecuencias dentro del rango de un convertidor ADC (Analog-Digital Converter). El sistema diseñado está formado por amplificadores de bajo ruido, conmutadores, filtros y un atenuador variable que permite tener control de potencia, permitiendo realizar medidas en sistemas con diferente número de detectores.

**Abstract** – This research shows the process to design the reception part of a Kinetic Inductance Detectors readout system based upon an IQ demodulator. These detectors are made of superconductors cooled to cryogenic temperatures are used to build ultrasensitive receptors in radioastronomy applications. Each KID that is part of the receptor vibrates at its resonance frequency and, all the KIDs of a receptor can be frequency domain multiplexed by coupling them to the same transmission line. The resonance frequency of these KIDs is modified if an incident wave is detected, and this change is the one to be measured by the readout system. A comb of probe signals (one frequency for each resonator) is used, where the input power level must be controlled to avoid overheating. The output signals from the KIDs array is demodulated in the 760 MHz – 1 GHz frequency range using an IQ mixer to convert them into suitable frequencies for an ADC (Analog – Digital Converter). The designed system uses low noise amplifiers, switches, filters, and a variable attenuator that offers power control. This way, the system can be used with a different number of detectors.



# ÍNDICE

1. INTRODUCCIÓN Y MARCO TEÓRICO.....	13
2. SISTEMA RF CON DEMODULACIÓN IQ.....	16
2.1 Introducción .....	16
2.2 Especificaciones .....	17
2.2.1 Estudio en potencia .....	18
2.2.2 Requerimientos del sistema.....	20
2.3 Maxim Integrated MAX2021 .....	21
2.3.1 Características .....	21
2.4 Diseño básico del sistema IF con modelos ideales.....	22
2.5 Componentes comerciales.....	25
2.5.1 Análisis teórico del sistema. Potencia y ruido.....	28
2.6 Análisis y caracterización MAX2021 – Evaluation board.....	33
2.6.1 Pérdidas de conversión en función de frecuencia RF.....	34
2.6.2 Pérdidas de conversión en función de la potencia de RF .....	36
2.6.3 Punto de compresión 1dB .....	37
2.6.4 Parámetros de Scattering.....	39
2.7 Diseño con componentes comerciales: sistema de conversión .....	44
3. CARACTERIZACIÓN DE SUBSISTEMAS.....	49
3.1 Introducción .....	49
3.1.1 Configuración de diseño.....	49
3.2 Amplificador HMC8411LP2FE.....	50
3.2.1 Diseño del layout.....	52
3.3 Amplificador HMC788LP2E .....	53
3.3.1 Diseño del layout.....	55
3.3.1 Caracterización – Parámetros S y ruido .....	57
3.4 Atenuador variable HMC542BLP4E .....	59
3.4.1 Diseño del layout.....	60
3.4.2 Caracterización – Parámetros S.....	61
3.5 Demodulador MAX2021.....	62
3.5.1 Diseño del layout.....	62
3.5.1 Pérdidas de conversión en función de la frecuencia RF.....	64
3.5.2 Pérdidas de conversión en función de la potencia de RF .....	65
3.5.3 Punto de compresión 1 dB en función de la potencia de RF.....	66
3.5.4 Parámetros de Scattering .....	67

<b>4. SISTEMA DEMODULADOR I/Q GENERAL</b> .....	72
<b>4.1</b> Introducción .....	72
<b>4.1</b> Diseño y montaje.....	72
<b>5. CARACTERIZACIÓN DEL SISTEMA DEMODULADOR I/Q</b> .....	76
<b>5.1</b> Introducción .....	76
<b>5.2</b> Estudio en potencia .....	76
<b>5.2</b> Ruido .....	79
<b>5.3</b> Downconverter en recepción de señales multitono .....	81
<b>5.3.1</b> Caso 1 .....	82
<b>5.3.2</b> Caso 2 .....	84
<b>5.3.3</b> Caso 3 .....	86
<b>5.3.4</b> Caso 4 .....	88
<b>5.3.5</b> Caso 5 .....	89
<b>6. CONCLUSIÓN</b> .....	92
<b>5.1</b> Líneas futuras .....	92
<b>7. REFERENCIAS</b> .....	94
<b>8. ANEXO</b> .....	95

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 Configuración del montaje de un KID.....	13
Figura 2 Respuesta de un KID. Diferencia entre la frecuencia de resonancia y la frecuencia de detección. ....	14
Figura 3 Sistema de Readout con modulación y demodulación I/Q. ....	14
Figura 4 Esquema básico del sistema de demodulación (downconverter).....	15
Figura 5 Sistema en el interior del criostato.....	16
Figura 6 Funcionamiento de un mezclador. ....	17
Figura 7 Esquema básico del diseño .....	17
Figura 8 Parámetros del sistema en el interior del criostato.....	18
Figura 9 Límite de tonos procesables en función de la potencia de entrada al sistema. ....	19
Figura 10 Esquema preliminar del diseño del downconverter. ....	20
Figura 11 Respuesta en frecuencia esperada del sistema downconverter. ....	21
Figura 12 Circuito del modulador/demodulador MAX2021.....	22
Figura 13 Esquemático de simulación con componentes ideales.....	23
Figura 14 Señal sinusoidal transmitida por el puerto de RF. ....	24
Figura 15 Señales demoduladas I, Q en IF.....	24
Figura 16 Fase del espectro de la parte real (I) e imaginaria (Q). ....	25

Figura 17 Esquema del sistema definitivo (downconverter).....	26
Figura 18 Esquema de estudio en potencia a la entrada del demodulador MAX2021.....	28
Figura 19 Cadena de tres componentes en cascada para la figura de ruido. ....	30
Figura 20 Esquema del estudio de ruido a la entrada del MAX2021.....	31
Figura 21 Potencia de ruido teórica a la entrada del MAX2021. ....	31
Figura 22 Relación señal - ruido teórica a la entrada del MAX2021.....	32
Figura 23 Distribución de la potencia en el demodulador.....	33
Figura 24 Configuración de la medida. ....	34
Figura 25 Pérdidas de conversión en barrido de frecuencia RF del MAX2021 Evaluation Board. .....	35
Figura 26 Configuración de la medida.....	36
Figura 27 Pérdidas de conversión en barrido de potencia de RF del MAX2021 Evaluation Board.....	37
Figura 28 Punto de compresión 1 dB.....	38
Figura 29 P1dB teórico a la entrada del MAX2021 .....	38
Figura 30 Configuración de la medida.....	40
Figura 31 S11: Adaptación en el puerto de entrada (I-); S12: Aislamiento entre los puertos I-, I+ .....	40
Figura 32 Configuración de la medida.....	41
Figura 33 Parámetros S entre los puertos Q-, Q+.....	41
Figura 34 Configuración de la medida.....	42
Figura 35 Parámetros S entre los puertos RF y Q+. En rojo, OL on; en azul, OL off. ....	42
Figura 36 Parámetros S con OL on. Matriz simétrica y recíproca. ....	43
Figura 37 Configuración de la medida.....	43
Figura 38 Parámetros S entre RF y OL.....	44
Figura 39 Esquemático de la simulación con componentes reales.....	45
Figura 40 Comparación entre la potencia a la entrada del mezclador con la potencia en la rama acoplada.....	46
Figura 41 Espectro de la señal de salida en IF. A la derecha, la parte I; a la izquierda, la Q.....	46
Figura 42 Fase de las señales I, Q. A la derecha, la señal en el dominio del tiempo; a la izquierda, la diferencia. ....	47
Figura 43 Potencia a la entrada del mezclador y potencia en la rama acoplada.....	47
Figura 44 Espectro de la salida de IF. A la izquierda, I; a la derecha Q. ....	48
Figura 45 Estudio de la fase. ....	48
Figura 46 Estructura de una línea coplanar. ....	49
Figura 47 Configuración de los parámetros de la línea con Linecalc. ....	50
Figura 48 Circuito de montaje del amplificador HMC8411LP2FE.....	50

Figura 49 Esquemático de simulación para las redes de entrada/salida.....	51
Figura 50 Parámetros S HMC8411LP2FE. En rojo, condensadores recomendados por el fabricante; en azul, condensadores empleados.....	52
Figura 51 Layout del circuito del HMC8411LP2FE.....	53
Figura 52 Circuito de montaje del amplificador HMC788LP2E.....	53
Figura 53 Parámetros S HMC788LP2E. En rojo, condensadores recomendados por el fabricante; en azul, condensadores empleados.....	54
Figura 54 Dimensiones de la bobina 4310LC.....	55
Figura 55 Layout de la huella de montaje de la bobina 4310LC.....	55
Figura 56 Layout del circuito del HMC788LP2E.....	56
Figura 57 Componente fabricado del HMC788LP2E.....	56
Figura 58 Parámetros S HMC788LP2E. En rojo, los parámetros proporcionados por el fabricante; en azul el resultado de la medida de la placa fabricada.....	57
Figura 59 Medida de ruido.....	58
Figura 60 Figura de ruido experimental del HMC788LP2E.....	58
Figura 61 Circuito de montaje del HMC542BLP4E.....	59
Figura 62 Layout del circuito del HMC542BLP4E.....	60
Figura 63 Circuito fabricado del componente HMC542BLP4E.....	60
Figura 64 Circuito de control con Arduino UNO, rotary encoder y HMC542BLP4E.....	61
Figura 65 Parámetros S HMC542BLP4E en atenuación de 31.5 dB. En rojo, los parámetros proporcionados por el fabricante; en azul el resultado de la medida de la placa fabricada.....	62
Figura 66 Circuito de montaje del MAX2021.....	63
Figura 67 Layout del circuito del MAX2021.....	63
Figura 68 Circuito fabricado del componente MAX2021.....	64
Figura 69 Pérdidas de conversión frente a frecuencia de RF de la placa MAX2021 fabricada..	65
Figura 70 Pérdidas de conversión frente a potencia de RF de la placa MAX2021 fabricada. ....	66
Figura 71 P1dB de la placa MAX2021 fabricada. ....	66
Figura 72 Parámetros S entre I-, I+. En rojo, la medida de la Evaluation Board; en azul, del MAX2021 fabricado. ....	68
Figura 73 Parámetros S entre Q-, Q+. En rojo, la medida de la Evaluation Board; en azul, del MAX2021 fabricado. ....	69
Figura 74 Parámetros S entre RF, Q+. En rojo, la medida de la Evaluation Board; en azul, del MAX2021 fabricado. ....	70
Figura 75 Parámetros S entre RF, OL. En rojo, la medida de la Evaluation Board; en azul, del MAX2021 fabricado. ....	71
Figura 76 Layout del sistema de conversión completo.....	72
Figura 77 Primer bloque de amplificación.....	72

Figura 78 Segundo bloque de amplificación.....	73
Figura 79 Bloque de procesado y control.....	73
Figura 80 Demodulador IQ MAX2021.....	74
Figura 81 Sistema de conversión completo fabricado (dimensiones 172x52 mm).....	74
Figura 82 Configuración de la medida.....	76
Figura 83 Resultado de la medida. Desfase aproximado de $-95^\circ$ , igual amplitud en todas las salidas I+, I-, Q+, Q- .....	77
Figura 84 Potencia a la entrada del MAX2021 frente a potencia de entrada al sistema. ....	78
Figura 85 Pérdidas de conversión del MAX2021 de la placa en función de la potencia total de entrada al sistema. ....	78
Figura 86 Figura de ruido del sistema conversor completo en el Caso 1.....	79
Figura 87 Figura de ruido del sistema conversor completo en el Caso 2.....	80
Figura 88 Configuración de la medida.....	81
Figura 89 Texas Instruments DAC 5681 para la generación de tonos.....	81
Figura 90 Señal en la rama acoplada. Señal 30 dB por debajo a la entrada del MAX2021. 10 tonos.....	83
Figura 91 Señal de salida en IF. Rama Q+. 10 tonos.....	84
Figura 92 Señal en la rama acoplada. Señal 30 dB por debajo a la entrada del MAX2021. 20 tonos.....	85
Figura 93 Señal de salida en IF. Rama Q+. 20 tonos.....	86
Figura 94 Señal en la rama acoplada. Señal 30 dB por debajo a la entrada del MAX2021. 50 tonos.....	87
Figura 95 Señal de salida en IF. Rama Q+. 50 tonos.....	87
Figura 96 Señal en la rama acoplada. Señal 30 dB por debajo a la entrada del MAX2021. 50 tonos.....	88
Figura 97 Señal de salida en IF. Rama Q+. 50 tonos.....	89
Figura 98 Señal en la rama acoplada. Señal 30 dB por debajo a la entrada del MAX2021. 1000 tonos.....	90
Figura 99 Señal de salida en IF. Rama Q+. 1000 tonos.....	90

## 1. INTRODUCCIÓN Y MARCO TEÓRICO

La *observación* de ondas electromagnéticas de alta frecuencia resulta ser de vital importancia para multitud de disciplinas en el ámbito de la astrofísica, como el estudio de la formación de estrellas o el análisis del *Fondo Cósmico de Microondas (Cosmic Microwave Background – CMB)*, entre otros.

Las herramientas para este tipo de estudio han sufrido un rápido desarrollo. Una de las más empleadas son los detectores de radiación, que permiten el estudio de la radiación del fondo cósmico de microondas. Entre los detectores de radioastronomía, es importante destacar los *detectores de inductancia cinética (Kinetic Inductance Detectors - KIDs)*. [1]

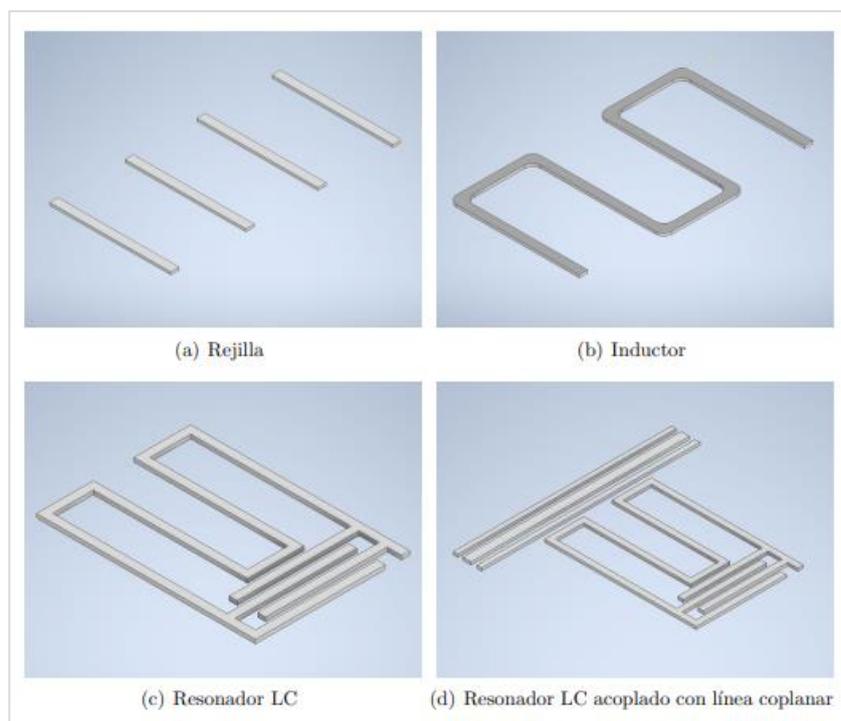


Figura 1 Configuración del montaje de un KID.

Los detectores de inductancia cinética (KIDs) son circuitos electromagnéticos resonantes contruidos con *superconductores* acoplados a una línea de transmisión que, por diseño, resuena en el rango de frecuencias de microondas (*Figura 1*); para aplicaciones en radioastronomía, el rango está comprendido entre 0.5 – 10 GHz [2].

Al construir un sistema formado por un conjunto (array) de KIDs, es importante destacar que el sistema se ubica en un criostato ya que están fabricados con materiales superconductores y, para eliminar el efecto de factores externos y preservar sus propiedades, se precisa trabajar a temperatura criogénica (del orden de mK) [3].

Se genera una señal sinusoidal (tono en el dominio de la frecuencia) de manera digital para cada uno de los KIDs instalados; la suma de las formas de onda se propaga por el sistema y cada detector modifica la respuesta de su respectivo tono de entrada en

función de la onda electromagnética que absorbe (*Figura 2*). Los fotones absorbidos por la película superconductora provocan una reducción de la frecuencia de resonancia y deterioro de su factor de calidad. La diferencia respecto a la señal de entrada se procesa de manera digital [3]. El parámetro que modela la respuesta en transmisión de cada KID es el parámetro  $S_{21}$ . Cada uno de los detectores en la matriz del receptor se denomina *píxel* y, se corresponde con un píxel en la imagen capturada.

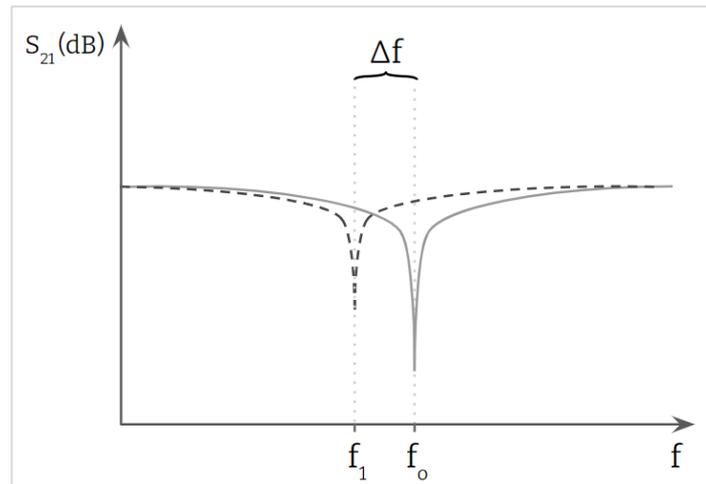


Figura 2 Respuesta de un KID. Diferencia entre la frecuencia de resonancia y la frecuencia de detección.

Los tonos se generan en una placa digital, por medio de un DAC (*digital – analog converter*), que convierte la señal en analógica para el procesamiento en los KIDs. La señal resultante, modulada por la respuesta en frecuencia de cada detector, se convierte de nuevo en digital, empleando un ADC (*analog – digital converter*) para su procesamiento.

Las frecuencias de resonancia del array de KIDs están por encima de la frecuencia máxima de funcionamiento de los convertidores DAC y ADC. De este modo, es necesario construir un sistema de conversión para ajustar la frecuencia de señal en banda base a la frecuencia de funcionamiento de los detectores [4].

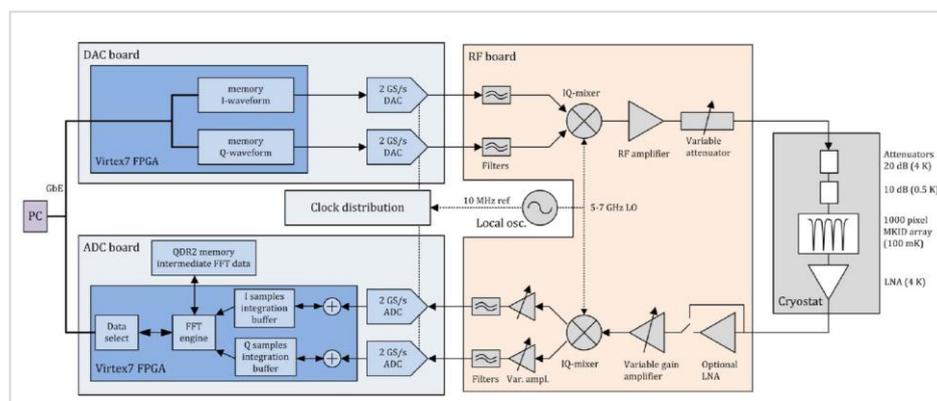


Figura 3 Sistema de Readout con modulación y demodulación I/Q.

Para ello, es preciso hacer uso de modulación en amplitud por medio de un mezclador. Empleando un modulador I/Q se convierten los tonos en banda base a la

frecuencia de resonancia de los detectores (*upconverter*). Tras pasar por el sistema en el interior del criostato, la señal, ahora modulada por la respuesta en frecuencia por los KIDs, se convierte en banda base mediante un demodulador I/Q (*downconverter*) para, posteriormente, ser procesada por el ADC (*Figura 3*) [3].

El objetivo del trabajo aquí presentado es diseñar, construir y caracterizar un primer prototipo de sistema de demodulación (*downconverter*). Para ello, se realiza un estudio teórico, el diseño del sistema y, finalmente, su caracterización en el laboratorio.

La complejidad del sistema está directamente relacionada con el ancho de banda de la señal analógica y el número de tonos a procesar [2]. Para minimizar el ruido de fase, el *upconverter* y el *downconverter* deben compartir la señal de oscilador local. Tal y como se muestra en (*Figura 4*), se hace uso de dos bloques de ganancia con un atenuador variable para el control de potencia y definir un rango de funcionamiento.

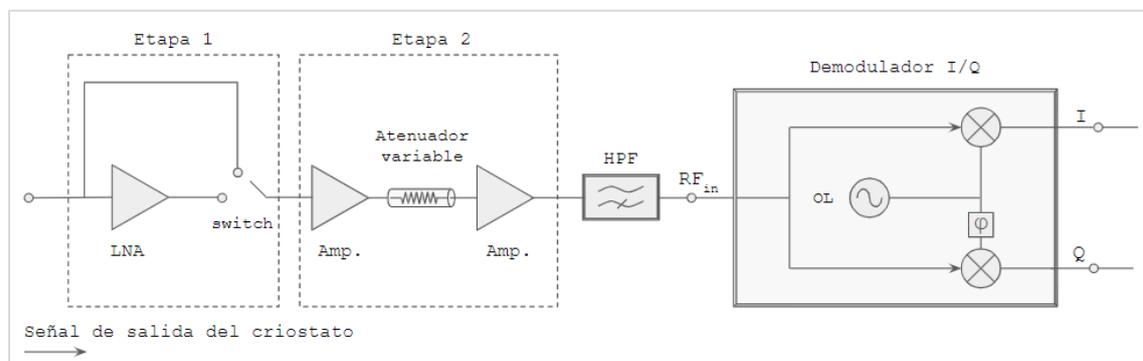


Figura 4 Esquema básico del sistema de demodulación (*downconverter*).

Este trabajo es parte de un proyecto de investigación llevado a cabo por el Grupo de Radiofrecuencia y Microondas (GRFM) del Departamento de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria. Es una primera aproximación para estudiar los parámetros generales y la viabilidad para construir un sistema definitivo para su funcionamiento en un observatorio, procesando la respuesta de los detectores de inductancia cinética.

## 2. SISTEMA RF CON DEMODULACIÓN IQ

### 2.1 Introducción

En el sistema de lectura de *detectores de inductancia cinética* se genera un conjunto de señales sinusoidales puras (tonos) a la frecuencia de resonancia de los KIDs.

Una vez los tonos atraviesan el conjunto de KIDs (*Kinetic Inductance Detectors*), es preciso realizar la conversión a frecuencia intermedia para que la señal compleja I/Q resultante, que contiene las mismas portadoras generadas, solo que moduladas por la respuesta de cada respectivo KID, pueda ser procesada en los conversores ADC (*Analog – Digital Converter*).

Para ello, es necesario construir un sistema de recepción adecuado. El objetivo es extraer la parte real (I) y la imaginaria (Q) de la señal obtenida. El sistema general, de este modo, recibe el nombre de *downconverter*. La función del mismo es la conversión de radiofrecuencia a frecuencia intermedia de las componentes en fase y cuadratura de los tonos que salen de los KIDs. Para el óptimo funcionamiento, los detectores KID se encuentran a temperatura mínima en un criostato.

El sistema dentro del criostato está formado por una cadena compuesta de un atenuador (operando a 4K), seguido del *array* de detectores (funcionando a una temperatura de *milikelvin*) y un amplificador de bajo ruido (también a 4K), tal y como se muestra en [Figura 5]. Se toma como referencia de entrada del *downconverter* la señal que sale del criostato.

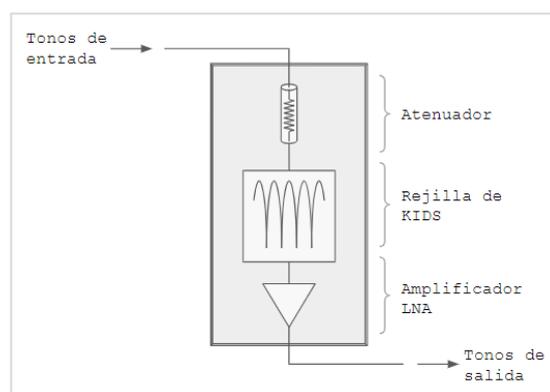


Figura 5 Sistema en el interior del criostato.

Los tonos de salida del criostato son, por tanto, los tonos de entrada al sistema diseñado. Dichos tonos, están modulados por la respuesta en frecuencia de los KIDs y son los que se requiere convertir a frecuencia intermedia. La generación de las señales sinusoidales se realiza de manera digital y el conversor DAC (*Digital – Analog Converter*) está limitado a una frecuencia máxima de 250 MHz debido a su frecuencia de muestreo ( $f_{s\text{máx}} = 500 \text{ Mmuestras/s}$ ) mientras que los detectores resuenan en el rango de 700 – 1200 MHz. Para llevar a cabo el proceso de conversión, es preciso emplear un mezclador.

El mezclador es una red de tres accesos que emplea elementos no lineales para la conversión en frecuencia. Un mezclador ideal produce, a la salida, señales centradas en la suma y la diferencia de las dos frecuencias de entrada. El funcionamiento ideal se muestra en la (Figura 6). Sin embargo, en la realidad, al mezclar surgen productos de intermodulación y armónicos indeseados entre las señales de entrada. Para contrarrestarlo y obtener una señal adecuada, se utilizan filtros y otros componentes pasivos [5].

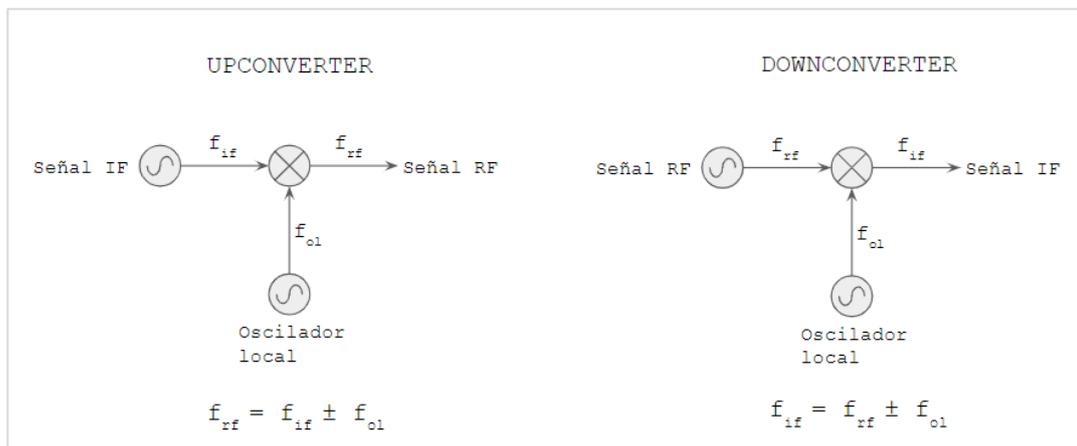


Figura 6 Funcionamiento de un mezclador.

El mezclador empleado ha de ser uno capaz de realizar, también, el proceso inverso, es decir, la demodulación. Existe un amplio abanico de moduladores/demoduladores IQ comerciales que podrían servir. De este modo, se puede afirmar que uno de los elementos clave para cumplir el objetivo es el demodulador IQ.

Por otro lado, para diseñar y construir el sistema de IF se hace uso de otros elementos de manera que se pueda atenuar o amplificar en un rango de potencia la señal que llega al demodulador I/Q y al ADC para que esté adaptada a los requisitos en potencia. El esquema básico del funcionamiento se muestra en (Figura 7).

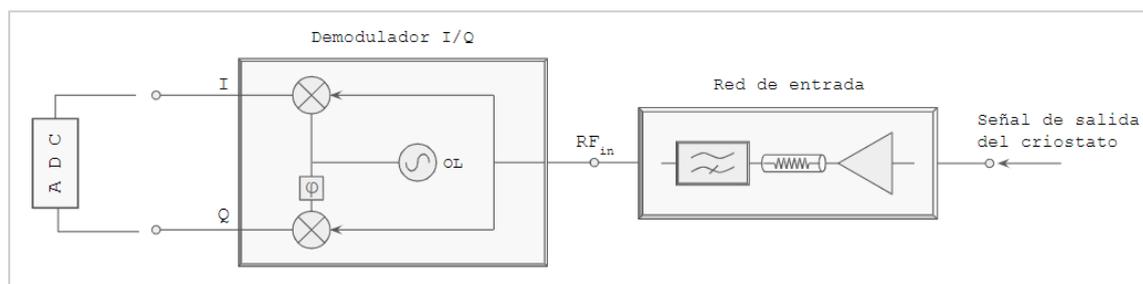


Figura 7 Esquema básico del diseño

## 2.2 Especificaciones

El objetivo es realizar el montaje y medida del circuito de conversión de la señal de radiofrecuencia a frecuencia intermedia, por medio de un demodulador IQ para el sistema de adquisición de KIDs. En primer lugar, es necesario seleccionar un demodulador IQ.

Es imprescindible conocer el rango de potencia de entrada al sistema. La potencia de entrada depende del nivel de potencia requerido para la lectura de los KIDS, así como del número de portadoras necesarias para un conjunto de detectores. A mayor número de portadoras, mayor potencia de salida del criostato y, por tanto, mayor potencia de entrada. El sistema debe funcionar de manera lineal en todo el rango de potencia.

### 2.2.1 Estudio en potencia

Se sabe que, para el correcto funcionamiento de los KIDS, la potencia de **un tono**, para la lectura de **un único KID** tiene que estar en el rango de  $P_{KID} = [-105, -75]$  dBm (ver *Figura 8*). Por lo tanto, conociendo el valor de los parámetros de los componentes dentro del criostato antes y después de los KIDS, se calcula el valor de potencia a su salida.

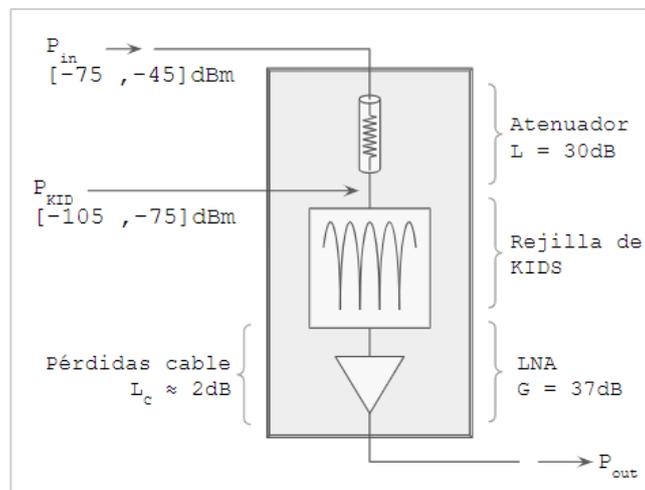


Figura 8 Parámetros del sistema en el interior del criostato.

Evaluando la potencia en un tono, se determina la potencia máxima y mínima de salida del sistema dentro del criostato:

- Potencia de entrada al criostato:  $P_{in} = [P_{inmín}, P_{inmáx}]$ ;  $P_{in} = [-75, -45]$  dBm
- Límite de potencia en el KID:  $P_{in} = [P_{KIDmín}, P_{KIDmáx}]$ ;  $P_{in} = [-105, -75]$  dBm
- Valor de atenuación:  $L_A = 30$  dB
- Pérdidas en los cables:  $L_C = 2$  dB
- Valor de amplificación:  $G_{LNA} = 37$  dB

La potencia de salida del criostato viene dada por:

$$P_{out} = P_{in} + G_{LNA} - L_A - L_C \quad (1)$$

$$P_{outmin} = P_{inmin} + G - L - L_C \rightarrow P_{outmin} = -75 + 37 - 30 - 2 \quad (2)$$

$$P_{outmax} = P_{inmax} + G - L - L_C \rightarrow P_{outmax} = -45 + 37 - 30 - 2 \quad (3)$$

$$P_{outmin}(1 \text{ tono}) = -70 \text{ dBm} \quad (4)$$

$$P_{outmax}(1 \text{ tono}) = -40 \text{ dBm} \quad (5)$$

Sin embargo, el sistema se plantea para poder trabajar con un número indefinido de portadoras transmitidas. El número de tonos viene dado por el número de KIDs en el sistema receptor, y en el sistema diseñado viene limitado por la potencia de cada tono, la tolerancia, en potencia, de los KIDs, y del *factor de cresta*.

$$P_T = P_{1tone} C^2 N \quad (6)$$

$$P_T(\text{dBm}) = P_{1tone}(\text{dBm}) + 10 \log_{10}(C^2) + 10 \log_{10}(N) \quad (7)$$

Donde,  $P_T$  representa la potencia total de la señal,  $C$ , el factor de cresta y  $N$ , el número de portadoras transmitidas. El factor de cresta se define como la relación entre el valor pico de la onda y el valor *rms*. En señales multitono compuestas por muchas portadoras, se pueden formar señales en fase y contrafase que alteren la amplitud de las portadoras [6]. (refICTSS, April 2018).

Fijando el factor de cresta en  $C = 4$ , se tiene el número de portadoras que, a priori, pueden ser procesadas en función de la potencia de cada tono (potencia máxima o mínima), tal y como se muestra, de manera orientativa, en el gráfico (Figura 9). Se ha realizado un barrido teórico en potencia total de salida.

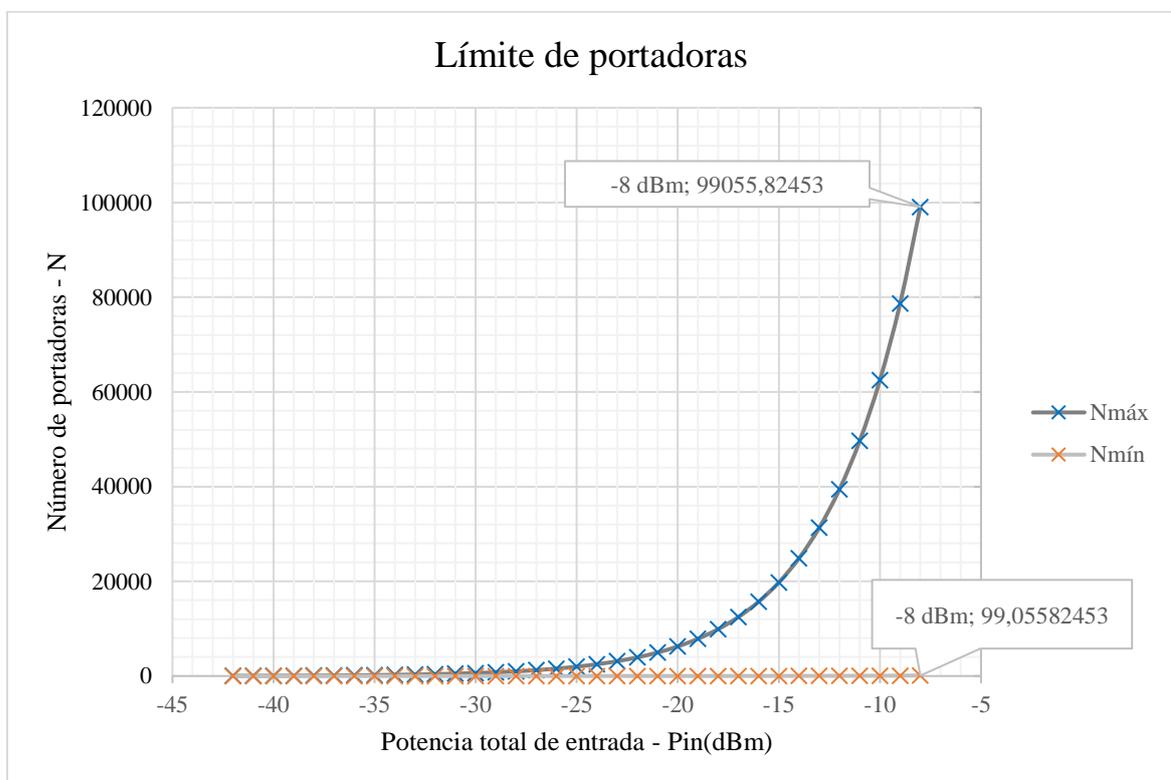


Figura 9 Límite de tonos procesables en función de la potencia de entrada al sistema.

El número mínimo de portadoras procesables se fija cuando la potencia de cada tono de entrada es máxima; a su vez, el número máximo de portadoras procesables se da

cuando la potencia de cada tono de entrada es mínima. De este modo, la traza naranja muestra el número mínimo de portadoras en función de la potencia de entrada al sistema (la potencia a la salida del criostato); mientras que, la traza azul, el número máximo.

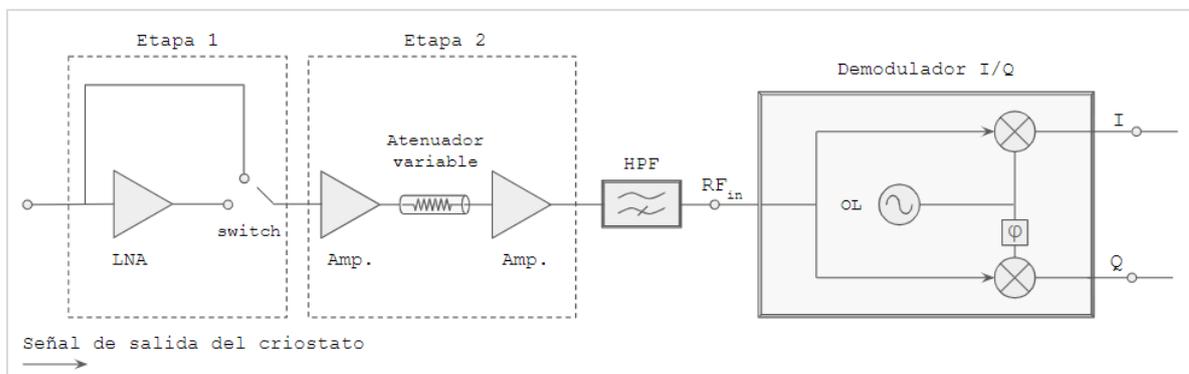
Por ejemplo, el marcador de la traza naranja en la *Figura 9* indica el número mínimo de tonos necesarios con potencia máxima ( $P_{inm\acute{a}x} = -40$  dBm) para que la potencia total de entrada al sistema sea  $P_T = -8$  dBm.

Al final, se contempla un rango conservador comprendido entre  $P_{outcriostato} = P_{insys}$ ,  $P_{insys} = [-41, -10]$  dBm.

Una vez conocido el rango dinámico de potencia y establecidos los límites del número de tonos procesados, es preciso definir el resto de requerimientos para el correcto funcionamiento.

### 2.2.2 Requerimientos del sistema

Dado que el modulador es un elemento no lineal, es conveniente que el nivel de potencia a su entrada sea constante, en la medida de lo posible. Tal y como se muestra en (*Figura 10*), el circuito cuenta con dos etapas de amplificado. En la primera, se coloca un conmutador para poder amplificar, o no, la señal, en función de la potencia de entrada; en la segunda, se instala un atenuador variable para ajustar el nivel de potencia a la entrada del modulador. La respuesta esperada, **el objetivo del trabajo**, a la entrada del conversor *analógico – digital* se puede visualizar en la *Figura 11*.



*Figura 10 Esquema preliminar del diseño del downconverter.*

De este modo, el listado de especificaciones se enumera a continuación:

- Potencia de entrada al sistema:  $P_{outcriostato} = P_{insys}$ ,  $P_{insys} = [-41, -10]$  dBm
- Frecuencia de la señal de entrada:  $f_{RF} = 750$  MHz – 1 GHz
- 2 señales de salida: en fase (I) y en cuadratura (Q)
- Frecuencia de la señal demodulada, I y Q:  $f_{IF} = 0 - 225$  GHz

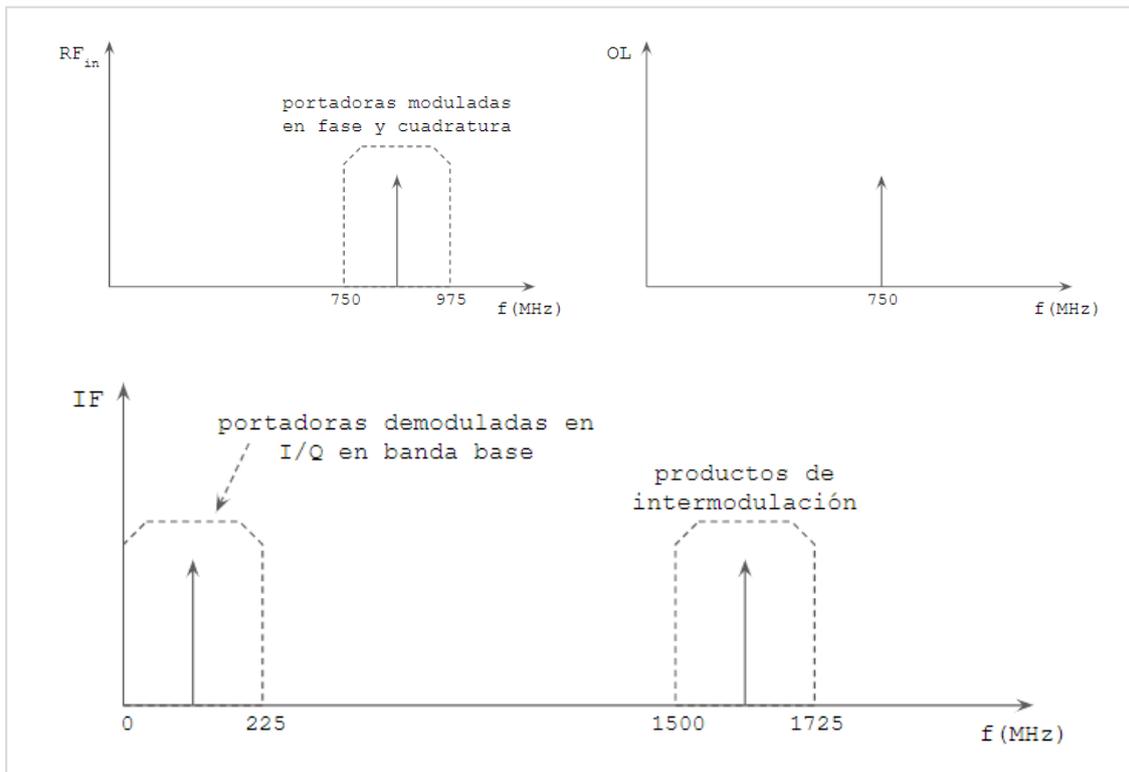


Figura 11 Respuesta en frecuencia esperada del sistema downconverter.

Una vez conocidas las especificaciones, se procede a elegir un demodulador adecuado para llevar a cabo la tarea de conversión. Es preciso un componente que opere en frecuencias bajas de RF, con mínimo ruido y pérdidas.

### 2.3 Maxim Integrated MAX2021

El componente que permite realizar la demodulación IQ es el mezclador. Por ello, se ha escogido el componente *MAX2021*, un modulador/demodulador IQ, utilizado tanto como *upconverter* en transmisión, como *downconverter* en recepción.

Debido a sus características, es el que mejor encaja con los requerimientos del sistema. En primer lugar, exceptuando el amplificador en OL, es pasivo. Además, se puede emplear tanto en modulación como en demodulación. Se realiza el análisis y estudio del componente, de modo que se pueda partir de los resultados específicos para realizar simulaciones, empleando tanto modelos ideales, como, más adelante, componentes comerciales.

#### 2.3.1 Características

El *MAX2021* es un modulador/demodulador IQ lineal de bajo ruido diseñado para señales RF, entre otras aplicaciones, con un rango de funcionamiento comprendido entre frecuencias de 650 – 1200 MHz.

Tal y como se muestra en la *Figura 12*, se trata de un modulador *doblemente equilibrado*; está compuesto por dos mezcladores pasivos sincronizados, así como dos amplificadores y un divisor en cuadratura para la señal de oscilador local (OL).

Además, los puertos I y Q se encuentran en una disposición *diferencial*, de forma similar a la entrada del conversor analógico – digital (ADC).

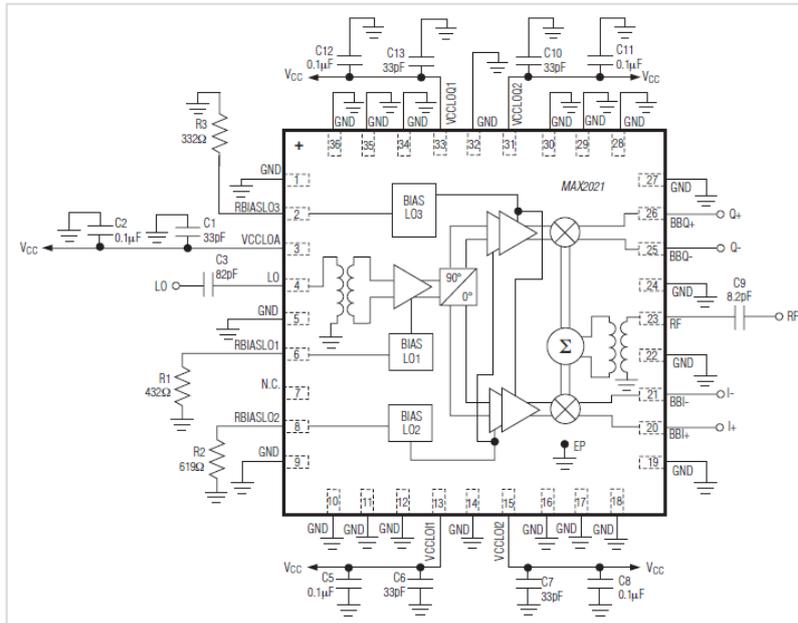


Figura 12 Circuito del modulador/demodulador MAX2021.

Entre las características generales ofrecidas por el fabricante, se pueden destacar las siguientes [7]:

- Frecuencia RF de funcionamiento: 650 – 1200 MHz
- Encapsulado de 36 pines (dimensión 6×6 mm)
- Figura de ruido: NF= 9.3 dB
- Pérdidas de conversión  $L_c = 9.2$  dB
- $P_{\text{inmín}} = 0$  dBm

En este trabajo, el componente se utiliza como *downconverter*. Es importante tener en cuenta que la señal de entrada en RF admite frecuencias comprendidas en el rango de funcionamiento. **La potencia óptima de entrada al modulador es +0 dBm.** Se puede concluir, por tanto, que el punto de partida para establecer el resto de requisitos, junto con los condicionantes de diseño establecidos en 2.2.2, es el demodulador seleccionado.

## 2.4 Diseño básico del sistema IF con modelos ideales

Una vez conocido el demodulador utilizado y la estructura general del circuito, se procede a realizar una simulación con modelos ideales en el entorno de simulación *Keysight Advanced Design System (ADS)*.

Se introducen los parámetros significativos del demodulador. El valor de las variables que definen el resto de componentes se fija de manera orientativa, de modo que se pueda tener referencia a la hora de elegir los componentes comerciales.

Tal y como se muestra en el esquema general del sistema (*Figura 10*), se cuenta con dos etapas de amplificación, una de filtrado y la de demodulación. La **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** muestra el esquemático simulado; para un diseño inicial se ha prescindido de los conmutadores.

El valor de los amplificadores y de los filtros se ha fijado de forma ideal. No existen pérdidas más allá de las especificadas del MAX2021. La lista de parámetros que definen la simulación es:

- Potencia de entrada:  $P_{in} = -40$  dBm
- Frecuencia de RF:  $f_{RF} = 1$  GHz
- Frecuencia de OL:  $f_{OL} = 750$  MHz
- Ganancias:
  - $G_{A1} = 10$  dB
  - $G_{A2} = 12$  dB
  - $G_{A3} = 12$  dB
- Atenuador:  $A_1 = 15$  dB
- Filtros:
  - HPF<sub>1</sub>: banda de paso a partir de  $f_c = 700$  MHz para eliminar las frecuencias bajas.
  - LPF<sub>1,2</sub>: banda de paso hasta  $f_c = 250$  MHz para obtener únicamente la señal de interés.
- Mezclador I/Q (MAX2021):
  - Figura de ruido:  $NF = 9.3$  dB
  - Ganancia de conversión  $G_c = -9.2$  dB

El objetivo es obtener las señales I y Q en banda base. Para ello, se realiza una simulación de tipo *balance armónico*, fijando productos de intermodulación de orden 2 entre las frecuencias de radiofrecuencia y oscilador local ( $f_{RF}$  y  $f_{OL}$ ).

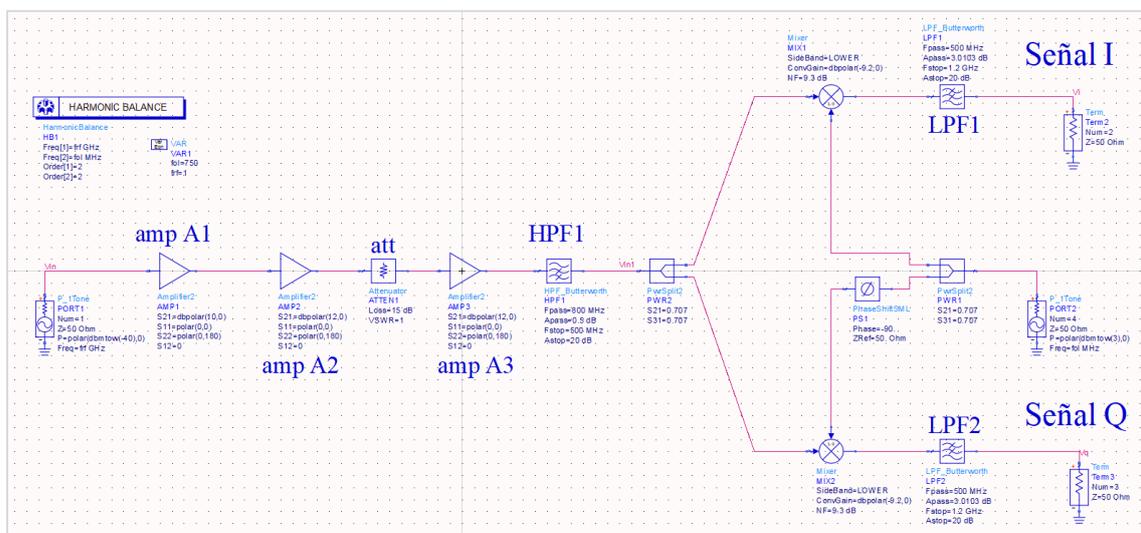


Figura 13 Esquemático de simulación con componentes ideales.

Se introduce una señal senoidal (tono) en el puerto de RF. A través de los amplificadores, el atenuador y el filtro paso se comprueba que las ramas I y Q reciben la misma potencia para que los mezcladores funcionen adecuadamente. El resultado de la simulación se puede ver en la *Figura 14* y *Figura 15*.

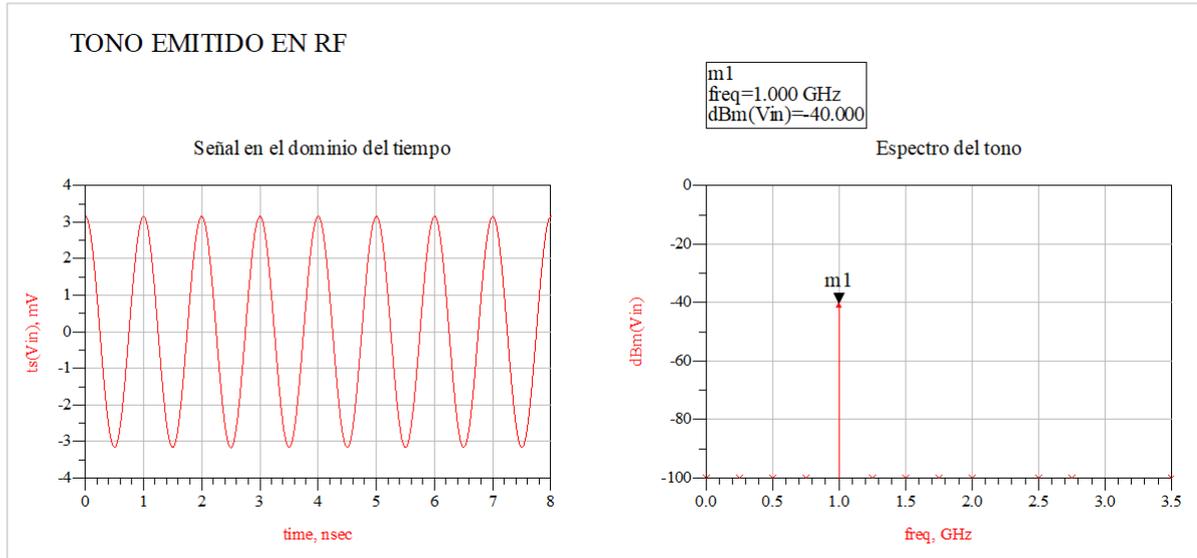


Figura 14 Señal sinusoidal transmitida por el puerto de RF.

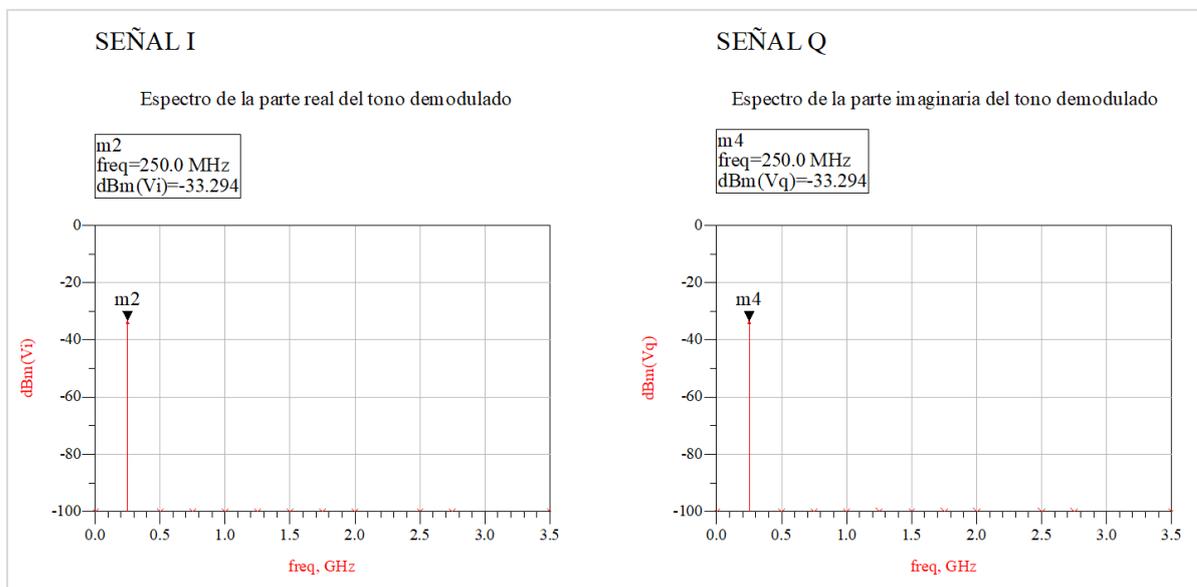


Figura 15 Señales demoduladas I, Q en IF.

Se realiza la diferencia entre la fase del espectro de la señal I y la señal Q (*Figura 16*). Por otro lado, se comprueba que el desfase entre ambas señales es  $\varphi = -90^\circ$ .

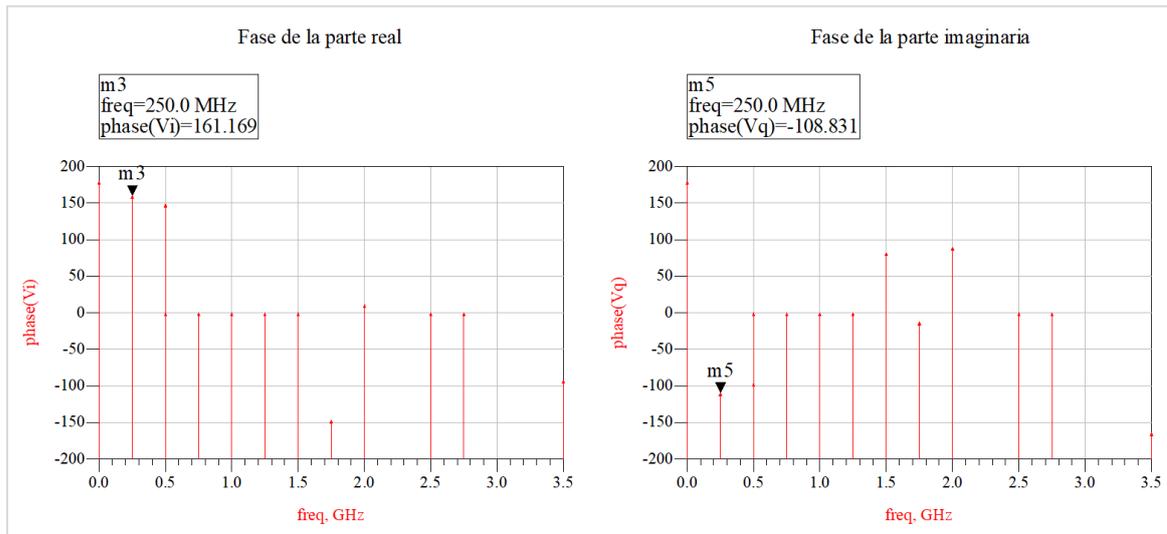


Figura 16 Fase del espectro de la parte real (I) e imaginaria (Q).

El desfase se puede calcular como:

$$\Delta\varphi = \varphi(I) - \varphi(Q) \quad (8)$$

$$\Delta\varphi = 161.169 - (-108.831) = 270^\circ \quad (9)$$

$$\Delta\varphi = -90^\circ \quad (10)$$

Se puede ver cómo la disposición propuesta funciona correctamente, obteniendo el mismo nivel de potencia en ambas ramas. El filtrado, los valores de amplificación y atenuación son adecuados.

Sin embargo, dado que el sistema se plantea para funcionar para un amplio abanico de portadoras, es necesario tener un sistema de control de potencia. En consecuencia, se implementa un esquema de conmutadores y un atenuador variable.

## 2.5 Componentes comerciales

El listado de componentes se ha elegido teniendo en cuenta que el objetivo es tener el mayor control posible sobre la potencia de los tonos a procesar, dado que la cantidad de tonos que se envían puede variar. La potencia de entrada al sistema varía en función del número de tonos enviados y de la potencia promedio de cada tono.

Por tanto, tal y como se muestra en la *Figura 17*, la primera etapa de amplificación está formada por un amplificador de bajo ruido entre dos conmutadores seguidos de dos amplificadores idénticos, y con un atenuador variable entre ellos para ajustar la potencia de entrada al mezclador, seguido de un filtro paso alto y un acoplador direccional para tomar una muestra de la señal de salida y poder conocer exactamente el nivel de potencia a la entrada del demodulador. Por último, se tiene el demodulador MAX2021 y filtros de tipo paso bajo en cada rama de salida para suprimir la banda de frecuencia no deseada.

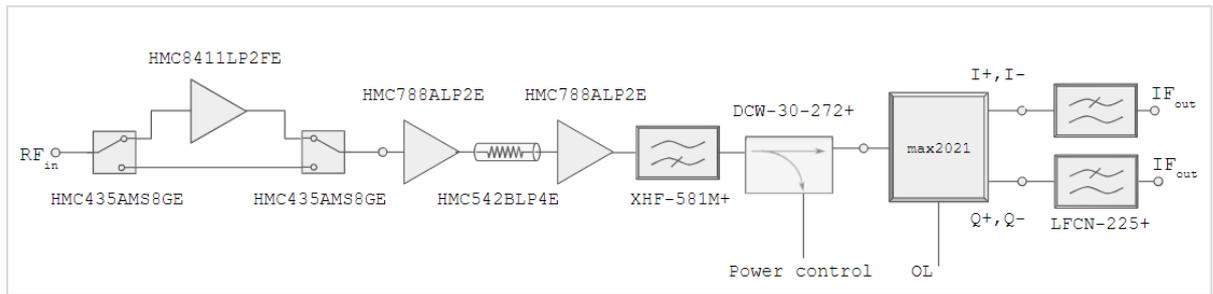


Figura 17 Esquema del sistema definitivo (downconverter).

El listado de componentes es el enumerado a continuación.

#### Conmutador HMC435AMS8GE [8]

Conmutador de radiofrecuencia. Los parámetros más importantes son:

- Frecuencia de funcionamiento: DC – 4 GHz
- Pérdidas de inserción:  $IL(f > 2.5 \text{ GHz}) = 0.8 \text{ dB}$
- Aislamiento:  $ISO(f > 2 \text{ GHz}) = 52 \text{ dB}$
- Punto de compresión 1 dB a la entrada:  $IP_{1\text{dB}} = 30 \text{ dBm}$
- Encapsulado de 4 pines.

#### Amplificador HMC8411LP2FE [9]

Amplificador de bajo ruido (LNA – *Low Noise Amplifier*) adaptado a  $Z_0 = 50\Omega$ . Requiere de una red adicional a la entrada, la salida y la alimentación. Los parámetros más importantes son:

- Frecuencia de funcionamiento: 0.01 – 10 GHz
- Ganancia:  $G(f > 1 \text{ GHz}) = 15.5 \text{ dB}$
- Punto de compresión 1 dB a la salida:  $OP_{1\text{dB}}(f > 1 \text{ GHz}) = 20 \text{ dBm}$
- Figura de ruido:  $NF = 1.8 \text{ dB}$
- Alimentación:  $V_{cc} = +5 \text{ V}$ ,  $I = 55\text{mA}$
- Encapsulado de 6 pines.

#### Amplificador HMC788ALP2E [10]

Amplificador monolítico de microondas basado en tecnología GaAs, adaptado a  $Z_0 = 50\Omega$ . Los parámetros más importantes son:

- Frecuencia de funcionamiento: 0.01 – 10 GHz
- Ganancia:  $G(f > 1 \text{ GHz}) = 14 \text{ dB}$
- Punto de compresión 1 dB a la salida:  $OP_{1\text{dB}}(f > 1 \text{ GHz}) = 20 \text{ dBm}$
- Figura de ruido:  $NF = 6 \text{ dB}$
- Alimentación:  $V_{cc} = +5 \text{ V}$ ,  $I = 76\text{mA}$
- Encapsulado de 6 pines.

#### Atenuador variable HMC542BLP4E [11]

Atenuador variable digital MMIC de 6 bits con control serie. Operación con modulación por ancho de pulsos (PWM – *pulse width modulation*); requiere de sistema de control externo. Los parámetros más importantes son:

- Frecuencia de funcionamiento: DC – 4 GHz
- Pérdidas de inserción:  $IL(f > 1.5 \text{ GHz}) = 1.4 \text{ dB}$
- Punto de compresión **0.1 dB** a la entrada:  $IP_{1\text{dB}} = 30 \text{ dBm}$
- Atenuación en paso de 0.5 dB con bits de atenuación de valores 0.5, 1, 2, 4, 8, 16 dB.
- Alimentación:  $V_{cc} = +5 \text{ V}$
- Encapsulado de 24 pines.

#### Filtro XHF – 581M+ [12]

Filtro paso alto para eliminar frecuencias espurias. Los parámetros más importantes:

- Frecuencia de funcionamiento: 580 – 3000 MHz
- Banda de rechazo: DC – 580 MHz
- Banda de paso: 580 – 3000 MHz
- Pérdidas de inserción en la frecuencia de interés:  $IL(f = 800 \text{ MHz}) = 0.77 \text{ dB}$
- Encapsulado de 32 pines.

#### Acoplador direccional DCW – 30 – 272+ [13]

Acoplador direccional adaptado a  $Z_0 = 50\Omega$ , se caracteriza por su buena directividad. Se inserta para medir la potencia a la entrada del demodulador. Los parámetros más importantes son:

- Frecuencia de funcionamiento: 700 – 2700 MHz
- Pérdidas de inserción:  $IL = 0.2 \text{ dB}$
- Acoplo:  $C(f > 1000 \text{ MHz}) = 30 \text{ dB}$
- Encapsulado de 6 pines.

#### Filtro LFCN – 225+ [14]

Filtro paso bajo a la salida de cada rama (I+, Q+, I–, Q–) del demodulador para eliminar los productos de intermodulación indeseados. Los parámetros más importantes son:

- Frecuencia de funcionamiento: DC – 225 MHz
- Banda de paso: DC – 225 MHz
- Banda de rechazo: 240 – 5500 MHz
- Pérdidas de inserción en la frecuencia de interés:  $IL(f > 225 \text{ MHz}) = 0.7 \text{ dB}$
- Encapsulado de 6 pines.

Una vez definidos los componentes que conforman el sistema, es preciso realizar un estudio teórico en potencia. Para ello, se hace uso de los valores típicos proporcionados por el fabricante.

### 2.5.1 Análisis teórico del sistema. Potencia y ruido.

El sistema es variable en función de la potencia de entrada. Por ello, es necesario conocer el estado de los componentes variables: los conmutadores y el atenuador variable.

De este modo, es preciso realizar un estudio teórico para poder definir los límites de funcionamiento, partiendo de que la potencia de entrada al demodulador debe ser constante, en la medida de lo posible, y lo más próxima a 0 dBm.

La metodología seguida se basa en construir una tabla de valores, con Excel, para estudiar el estado de los conmutadores, el valor de atenuación y el ruido. Además, como en todo el sistema, es importante asegurar un funcionamiento lineal; para ello, se fija el margen de seguridad: todos los componentes han de operar en potencias al menos **5 dB por debajo del  $P_{1dB}$** .

Se determina el caso en el que el conmutador está en la posición del amplificador LNA o en transmisión sin amplificación (*thru*). El esquema de estudio es el mostrado en la *Figura 18*. En primer lugar, se estudia la posición de los conmutadores (switches) y el valor de atenuación para el calibrado en potencia.

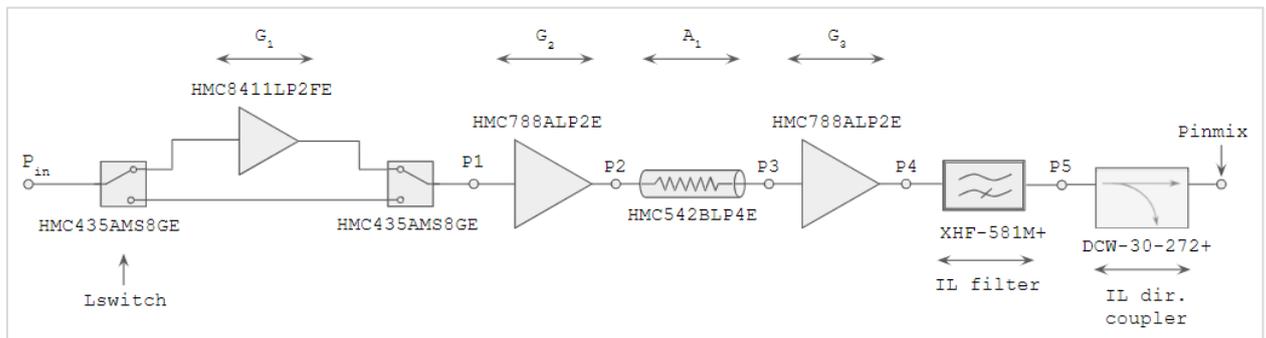


Figura 18 Esquema de estudio en potencia a la entrada del demodulador MAX2021.

Los dos casos de estudio en función del switch son:

- Switch en '0' (primer amplificador LNA activado):

$$P_{inmix} = P_{in} - 2L_{switch} + G_1 + G_2 - A_1 + G_3 - IL_{filter} - IL_{dc} \quad (11)$$

- Switch en '1' (*thru*):

$$P_{inmix} = P_{in} - 2L_{switch} + G_2 - A_1 + G_3 - IL_{filter} - IL_{dc} \quad (12)$$

Donde los parámetros tienen el siguiente valor (extraídos de las hojas de datos de los componentes):

Tabla 1 Ganancia/Pérdidas de los componentes.

$L_{\text{switch}}$	$G_1$	$G_2$	$A_1$	$G_3$	$IL_{\text{filter}}$	$IL_{\text{dc}}$
0.8 dB	15.5 dB	14 dB	var.	14 dB	0.8 dB	0.2 dB

El amplificador de bajo ruido HMC8411LP2FE se activa para niveles de potencia de entrada muy bajos. Por otro lado, cuando la potencia es mayor, la señal pasa por la línea directa para, de este modo, no saturar la cadena de componentes.

La atenuación se ajusta en función de la potencia de entrada condicionado a  $P_{\text{inmix}} \approx 0$  dBm. Es importante tener en cuenta que las pérdidas de inserción del atenuador variable ( $IL_{\text{att}} = 1.4$  dB) están siempre presentes, independientemente del valor de atenuación fijado. Para el balance de potencia teórico se ha tomado  $A_1 = [0 - 31.5] + IL_{\text{att}}$  (dB).

Se realiza un barrido teórico en potencia. La tabla siguiente sirve para ilustrar el procedimiento del estudio para el punto en el que el conmutador cambia de estado. En el segundo caso  $P_{\text{inmix}} \approx 0$  dBm.

Tabla 2 Ejemplo de dos de los casos de estudio.

$P_{\text{in}}$ (dBm)	Switch state	$P_1$ (dBm)	$P_2$ (dBm)	Att (dB)	$P_3$ (dBm)	$P_4$ (dBm)	$P_5$ (dBm)	$P_{\text{inmix}}$ (dBm)
-25	0	-11,1	2,9	15,9	-13	1	0,2	0
-24	1	-25,6	-11,6	1,4	-13	1	0,2	-1,8E-15

Gracias a la gran versatilidad que aporta la configuración de los bloques de ganancia, se tiene un amplio rango de potencias de entrada; por tanto, es posible variar el número de tonos a recibir del conjunto de KIDs, así como la potencia de cada uno.

De esta forma, el límite de funcionamiento teórico, para asegurar la máxima linealidad, está en  $P_{\text{in}} = [-39, +3]$  dBm. En potencias menores al límite inferior es posible trabajar, solo que la potencia que llega al demodulador no es constante y, para niveles muy bajos de entrada podrían surgir problemas con el procesado; el sistema amplifica el máximo con el estado del switch en '0' a través del amplificador HMC8411ALP2FE y con el mínimo de atenuación, 1.4 dB, con el atenuador variable HMC542BLP4E en su estado inicial.

Para potencias mayores a +3 dBm a la entrada del sistema, con los conmutadores en thru y el valor de atenuación correspondiente, el primer amplificador de la segunda cadena de amplificación (HMC788ALP2E) se encuentra *peligrosamente* cerca de la saturación. Para asegurar el funcionamiento correcto, se establece el límite superior en la potencia de entrada para la que el amplificador indicado se encuentra 5 dB por debajo del  $P_{1\text{dB}}$ .

Para potencias de entrada de -39 dBm a +3 dBm se consigue tener 0 dBm a la entrada del modulador configurando adecuadamente, para cada caso, el estado del conmutador y el atenuador variable.

Por otro lado, se realiza el estudio teórico del ruido. El ruido térmico es aditivo y puede causar interferencias en el procesado si la potencia de ruido es mayor que la de la señal.

La señal de entrada es transmitida a lo largo de los componentes conectados en cascada, cada uno de los cuales contribuyen a modificar la relación *señal a ruido*. Conociendo la figura de ruido de cada componente en particular, se puede conocer la figura de ruido del sistema completo. La figura de ruido de los primeros componentes es la más importante [5]. La figura de ruido ( $NF$ ) se expresa en escala logarítmica, el factor de ruido ( $F$ ), en lineal.

Para ello, se hace uso de la Fórmula de Friis. La *Figura 19* muestra el procedimiento para determinar la figura de ruido de un sistema general suponiendo una cadena de tres componentes conectados en cascada. Cabe destacar que, en un componente pasivo, la figura de ruido es equivalente a sus pérdidas de inserción y, la ganancia, es opuesta en signo en dB.

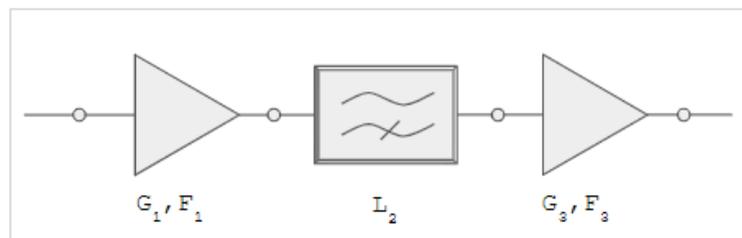


Figura 19 Cadena de tres componentes en cascada para la figura de ruido.

En escala logarítmica:

$$NF_2 = L_2 \quad (13)$$

Pasando a lineal:

$$F_{sys} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} \quad (14)$$

Para obtener la densidad espectral de ruido:

$$DSP_n = (kT_{sys})G_{sys} \text{ con } k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K} \quad (15)$$

$$P_n = DSP_n \cdot BW \text{ con } BW = 250 \text{ MHz} \quad (16)$$

Aplicando dicha metodología, se procede a obtener el valor teórico de la figura de ruido en todo el rango de potencia de funcionamiento, según el esquema de la *Figura 20*. Conocida la configuración del estado de los componentes, se tienen, otra vez, dos casos de estudio de ruido:

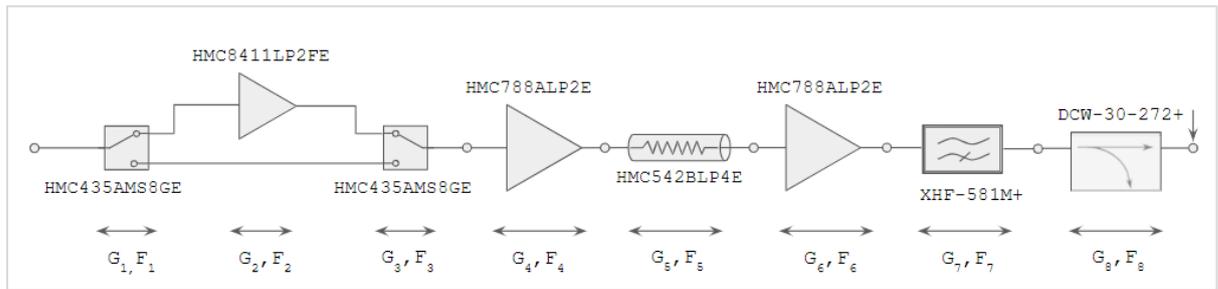


Figura 20 Esquema del estudio de ruido a la entrada del MAX2021.

– Switch en ‘0’ (amplificador LNA activado):

$$F_{sys} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \frac{F_5 - 1}{G_1 G_2 G_3 G_4} + \frac{F_6 - 1}{G_1 G_2 G_3 G_4 G_5} + \frac{F_7 - 1}{G_1 G_2 G_3 G_4 G_5 G_6} + \frac{F_8 - 1}{G_1 G_2 G_3 G_4 G_5 G_6 G_7} \quad (17)$$

– Switch en ‘1’ (thru):

$$F_{sys} = F_1 + \frac{F_3 - 1}{G_1} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_3} + \frac{F_5 - 1}{G_1 G_3 G_4} + \frac{F_6 - 1}{G_1 G_3 G_4 G_5} + \frac{F_7 - 1}{G_1 G_3 G_4 G_5 G_6} + \frac{F_8 - 1}{G_1 G_3 G_4 G_5 G_6 G_7} \quad (18)$$

Donde los parámetros tienen el siguiente valor (extraídos del datasheet):

Tabla 3 Parámetros para el cálculo de la figura de ruido.

Logarítmico		Lineal	
G <sub>1</sub> = -0.8 dB	NF <sub>1</sub> = 0.8 dB	G <sub>1</sub> = 0.83	F <sub>1</sub> = 1.2
G <sub>2</sub> = 15.5 dB	NF <sub>2</sub> = 1.8 dB	G <sub>2</sub> = 35.5	F <sub>2</sub> = 1.51
G <sub>3</sub> = -0.8 dB	NF <sub>3</sub> = 0.8 dB	G <sub>3</sub> = 0.83	F <sub>3</sub> = 1.2
G <sub>4</sub> = 14 dB	NF <sub>4</sub> = 6 dB	G <sub>4</sub> = 25.12	F <sub>4</sub> = 4
G <sub>5</sub> = var.	NF <sub>5</sub> = var.	G <sub>5</sub> = var.	F <sub>5</sub> = var.
G <sub>6</sub> = 14 dB	NF <sub>6</sub> = 6 dB	G <sub>6</sub> = 25.12	F <sub>6</sub> = 4
G <sub>7</sub> = -0.8 dB	NF <sub>7</sub> = 0.8 dB	G <sub>7</sub> = 0.83	F <sub>7</sub> = 1.2
G <sub>8</sub> = -0.2 dB	NF <sub>8</sub> = 0.2 dB	G <sub>8</sub> = 0.95	F <sub>8</sub> = 1.05

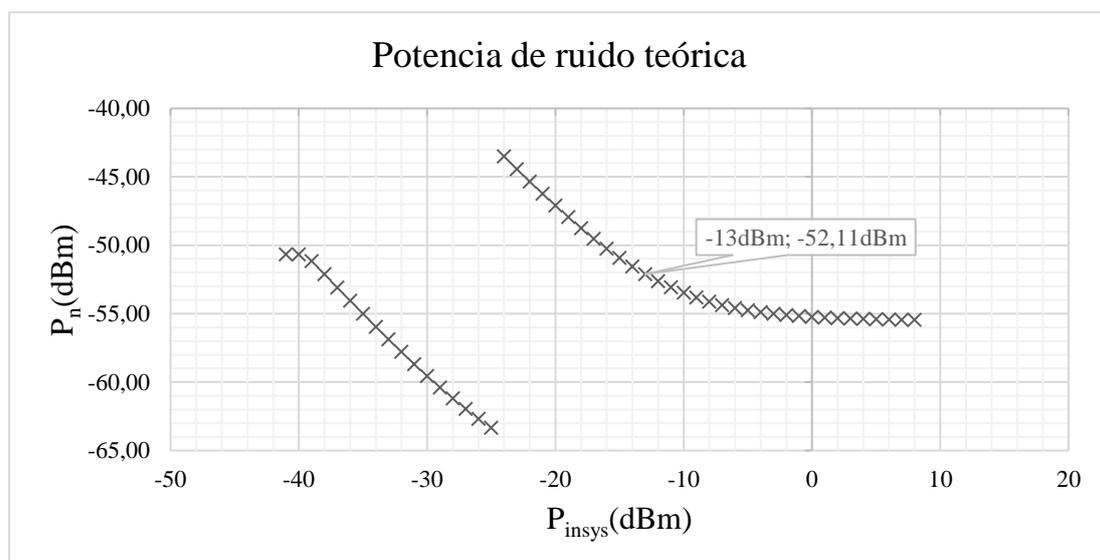


Figura 21 Potencia de ruido teórica a la entrada del MAX2021.

Si el sistema fuera fijo, la figura de ruido sería constante. Como el sistema cambia en función de la potencia de entrada (la potencia a la salida del criostato), no es así. Se calcula la potencia de ruido a partir de la figura de ruido, para cada uno de los casos y se representa frente a la potencia de entrada al sistema (*Figura 21*), empleando la *ecuación ( 17 )* cuando el amplificador de bajo ruido, HMC8411ALP4E, se activa, y la *ecuación ( 18 )* cuando está en modo “thru”.

A partir de la potencia de ruido en todo el ancho de banda, se obtiene la SNR teórica (representada en la *Figura 22*) a partir de:

$$SNR = P_{inmix} - P_n \quad ( 19 )$$

Como la potencia de entrada al mezclador es +0 dBm y, la de ruido es considerablemente menor, se obtiene una SNR que varía entre 45 – 65 dB. Los saltos que se visualizan son debidos al cambio del valor del conmutador; para potencias altas, se pierde el efecto del LNA.

A partir de este estudio teórico, se cumple el objetivo de llegar con  $P_{inmix} = +0$  dBm al MAX2021 para el que el nivel de ruido es considerablemente menor al nivel de la señal de interés, logrando una adecuada relación *señal a ruido*.

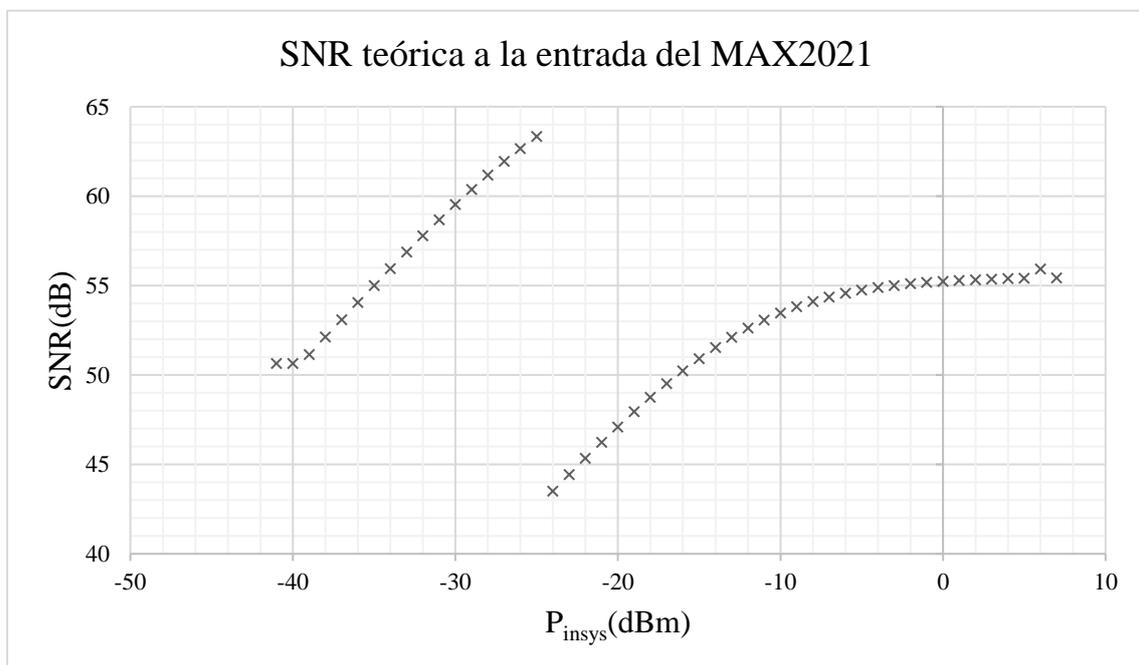


Figura 22 Relación señal - ruido teórica a la entrada del MAX2021.

Una vez realizado el análisis teórico del sistema, es preciso caracterizar el mezclador de manera experimental para, a continuación, realizar una simulación con el conjunto de componentes comerciales.

## 2.6 Análisis y caracterización MAX2021 – Evaluation board

Se realiza el análisis de la *Evaluation Board* (MAX2021EVKIT) ofrecida por el fabricante. El objetivo es caracterizar los parámetros que puedan condicionar el comportamiento del sistema general: el punto de compresión 1dB y las pérdidas de conversión en función de la frecuencia y la potencia de entrada. De esta forma, es posible determinar el resto de componentes que conforman el sistema.

Los equipos de medida utilizados son:

- Keysight 8648C: generador de señal en RF de 9 KHz – 3200 MHz.
- HP 83752A: generador de señal en OL de 10 MHz – 20 GHz.
- TDS5034B: osciloscopio digital.
- Keysight E44087B ESA – E: analizador de espectro de 8 KHz – 26.5 GHz.
- Agilent E8364A PNA: analizador de redes.
- Agilent U8001A: fuente de alimentación.

El demodulador se polariza, tal y como recomienda el fabricante, con una tensión de entrada  $V_{cc} = +5$  V y una corriente de  $I = 270$  mA. Los casos de medida son:

1. Pérdidas de conversión en función de la frecuencia RF.
2. Pérdidas de conversión en función de la potencia de RF.
3. Punto de compresión 1 dB en función de la potencia de RF.
4. Parámetros de *Scattering*. Análisis del coeficiente de transmisión, adaptación y aislamiento entre los puertos.

La ganancia de conversión es la medida de la eficiencia del demodulador, así como la relación entre la potencia de la señal de RF y la de frecuencia intermedia, IF. Se expresa en dB y, dado que es un conversor pasivo, es negativa.

Por último, es importante destacar que el componente medido dispone, en modo *downconverter*, un puerto de entrada (RF) y cuatro de salida (I+, Q+, I-, Q-). La potencia se distribuye equitativamente por los accesos de frecuencia intermedia. La caracterización se ha realizado en un único puerto, por tanto, la potencia obtenida total para caracterizar el sistema es, aproximadamente, cuatro veces la medida, tal y como se muestra en *Figura 23*.

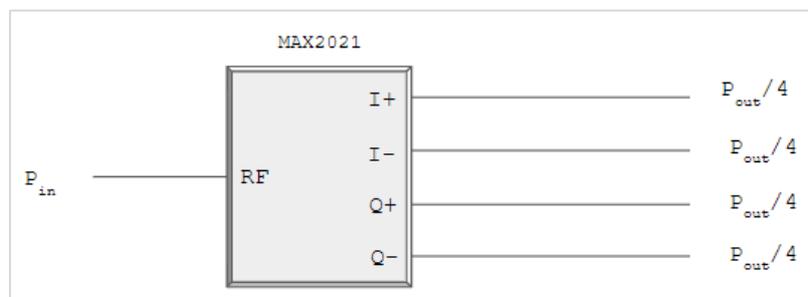


Figura 23 Distribución de la potencia en el demodulador.

Se tiene, siguiendo la metodología, que los parámetros deducidos, referidos al puerto de medida, representan  $\frac{1}{4}$  del valor real. Por tanto, es preciso ajustar el valor obtenido; para ello, se le añaden 6 dB a la variable obtenida (se sabe que multiplicar por cuatro en lineal es equivalente a sumar 6 dB en escala logarítmica), así como se muestra a continuación:

### 2.6.1 Pérdidas de conversión en función de frecuencia RF

Se realiza un barrido en frecuencia de RF, fijando la potencia de las señales de RF y OL. El objetivo es obtener la relación de las pérdidas de conversión y la frecuencia de la señal de entrada para estudiar la transmisión.

Para la medida, tal y como se muestra en la *Figura 24*, y siguiendo las indicaciones del fabricante, se han empleado los generadores HP 83752A y Keysight 8648C para las señales de OL y RF, respectivamente; atenuadores de 3 dB para adaptar las tomas entre las fuentes y los accesos del componente, filtros paso bajo SBLP – 300+, para eliminar productos de intermodulación indeseados, y por último, cables de conexión y transiciones.

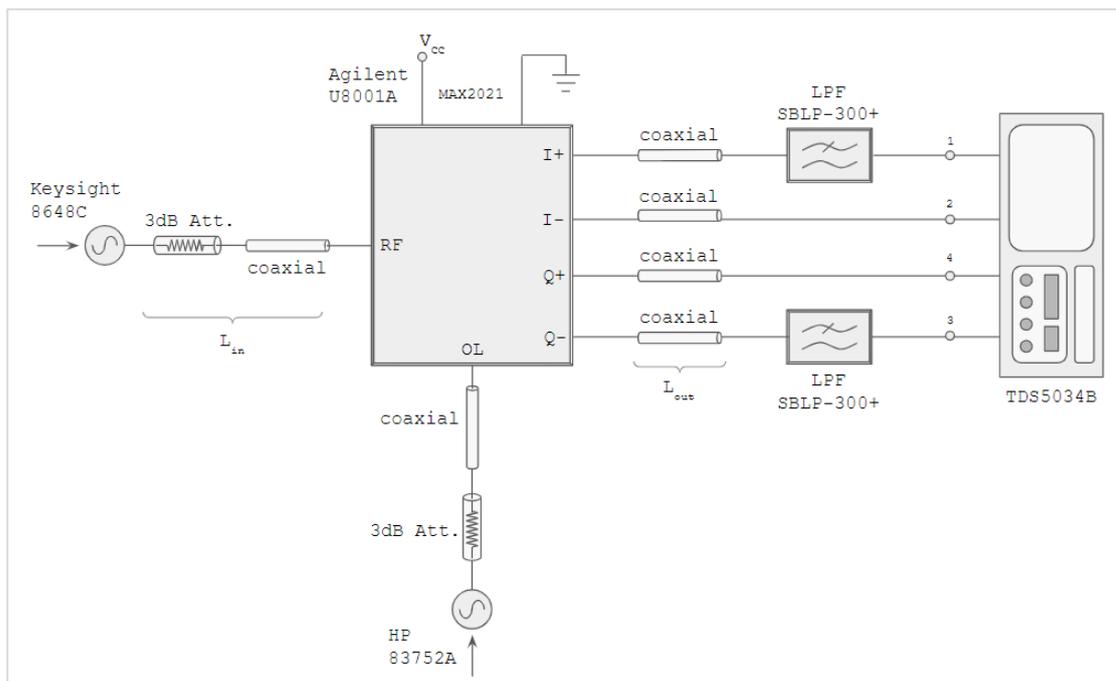


Figura 24 Configuración de la medida.

Los parámetros que definen el sistema son:

- Frecuencia de la señal RF:  $f_{RF} = [750, 1000]$  MHz.
- Frecuencia de la señal OL:  $f_{OL} = 750$  MHz.
- Potencia de la señal RF emitida:  $P_{RF} = +3$  dBm.
- Pérdidas a la entrada de RF:
  - Cable coaxial: 0.3 dB
  - Atenuador 3 dB: 3.2 dB
  - Potencia de la señal RF a la entrada:  $P_{RFin} \approx -0.5$  dBm

- Potencia de la señal OL emitida:  $P_{OL} = +3$  dBm.
- Pérdidas a la entrada de OL
  - Cable coaxial: 0.3 dB
  - Atenuador 3 dB: 3.2 dB
  - Potencia de la señal OL a la entrada:  $P_{OLin} \approx -0.7$  dBm
- Pérdidas la salida en IF:
  - Cable coaxial: 0.3 dB
  - Filtro SBLP – 300+: 0.2 dB

Las medidas se visualizan en el osciloscopio, que opera con señales de amplitud en el dominio del tiempo. Por tanto, se representa la tensión, no la potencia. Dado que la impedancia del sistema es  $Z_0 = 50 \Omega$ , la potencia, en función de la tensión pico ( $V_p$ ) se obtiene como:

$$P_x = \frac{1}{2} \frac{V_p^2}{Z_0} \quad (20)$$

Se toma nota de los valores obtenidos de tensión para cada rama en incrementos de  $f_{RF}$  de 10 MHz, con resultados de pérdidas de conversión en torno a 15 dB para cada salida, mostrados en la *Figura 25*. Tal y como se indica anteriormente, al estar referido únicamente a un puerto de salida, es preciso sumarle 6 dB al resultado obtenido. Por otro lado, las pérdidas de conversión no se mantienen constantes, y sufren fuertes variaciones, debido a que se mide un puerto y el modulador no está perfectamente equilibrado.

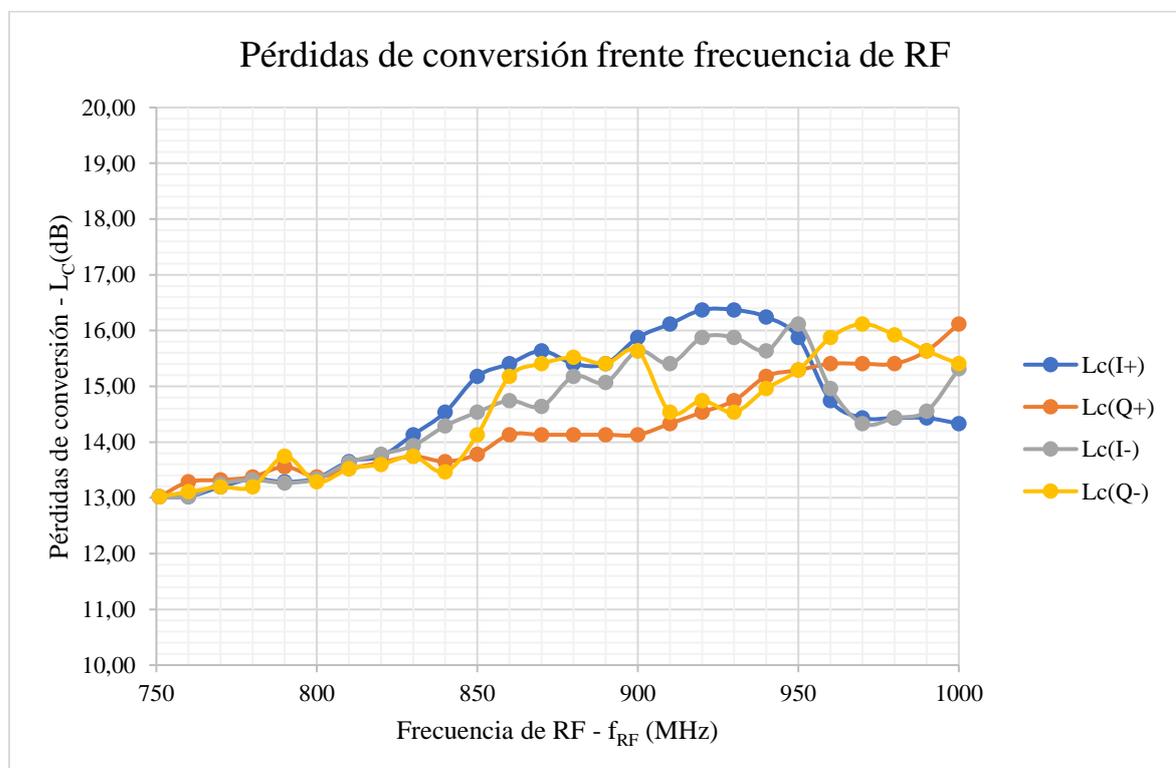
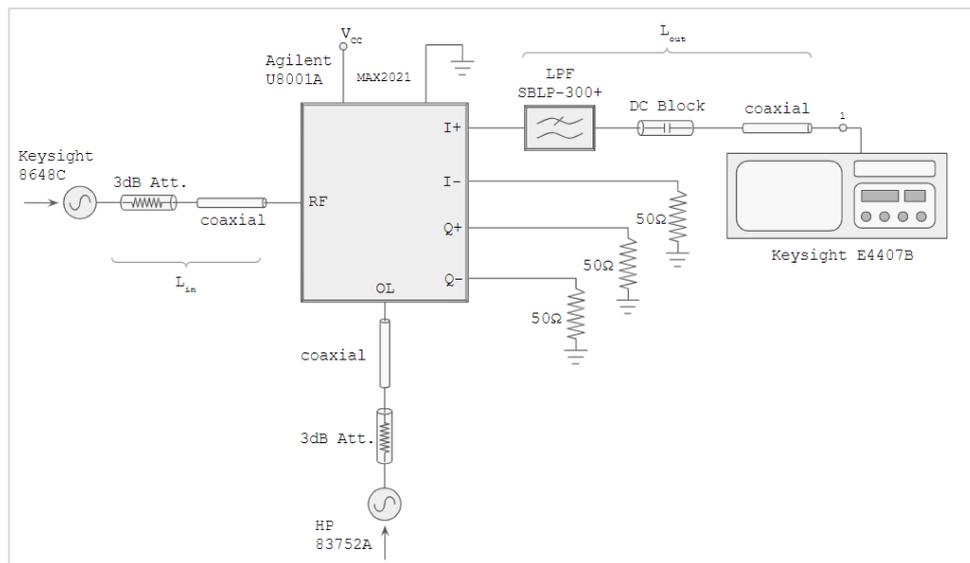


Figura 25 Pérdidas de conversión en barrido de frecuencia RF del MAX2021 Evaluation Board.

### 2.6.2 Pérdidas de conversión en función de la potencia de RF

Se realiza un barrido en potencia de RF, fijando la frecuencia de las señales de RF y OL. El objetivo es obtener la relación de las pérdidas de conversión y la potencia de la señal de entrada.

En este caso, la configuración de medida cambia. Tal y como se muestra en la *Figura 26*, las señales de RF y OL se siguen generando con los mismos generadores de señal, sin embargo se conecta la rama I+ al analizador de espectros E4407B ESA – E, y el resto de salidas se terminan en una carga adaptada.



*Figura 26 Configuración de la medida.*

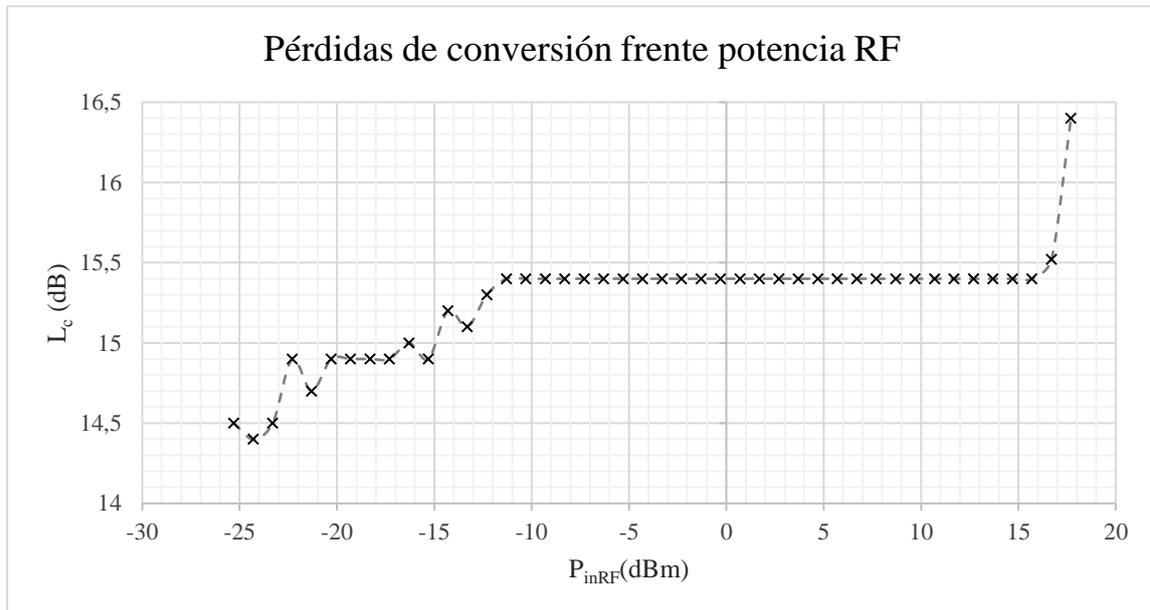
La salida se representa en un analizador de espectros. Los parámetros de entrada y control son:

- Frecuencia de la señal RF:  $f_{RF} = 800$  MHz.
- Frecuencia de la señal OL:  $f_{OL} = 750$  MHz.
- Potencia de la señal RF emitida:  $P_{RF} = [-21, 22]$  dBm.
- Potencia de la señal OL:  $P_{OL} = +3$  dBm.
- Pérdidas a la entrada de RF:
  - Atenuador 3 dB: 3.2 dB
  - Cable coaxial: 0.3 dB
  - Potencia de la señal RF a la entrada:  $P_{RF} = [-24.5, 18.5]$  dBm.
- Pérdidas la salida en IF:
  - Filtro SBLP – 300+: 0.6 dB
  - DC block: 0.1 dB
  - Cable coaxial: 0.3 dB

Se anotan los valores de potencia de salida en función de los de entrada en RF y se representan las pérdidas de conversión en función de la potencia RF, tal y como se

muestra en la *Figura 27*. Teniendo en cuenta las pérdidas introducidas, el procedimiento es el siguiente:

$$L_c(\text{pérdidas de conversión}) = P_{in} - P_{out} \quad (21)$$



*Figura 27* Pérdidas de conversión en barrido de potencia de RF del MAX2021 Evaluation Board.

De los puntos 2.6.1 y 2.6.2 se obtiene el valor de las pérdidas de conversión del siguiente modo:

$$L_c(1 \text{ rama}) \sim 15,5 \text{ dB} \quad (22)$$

$$L_c = L_c(1 \text{ rama}) - 6 \text{ dB}, L_c = 9,5 \text{ dB} \quad (23)$$

El valor obtenido de manera experimental coincide con el valor propuesto por el fabricante ( $L_c = 9,2 \text{ dB}$ ). También se observa en los resultados obtenidos que la potencia para que el modulador funcione de manera adecuada se encuentra en el rango de  $-10 \text{ dBm}$  a  $+15 \text{ dBm}$ .

### 2.6.3 Punto de compresión 1dB

Los componentes tienen un comportamiento lineal (la señal de salida es directamente proporcional a la de entrada) en un determinado intervalo de potencia de entrada/salida. El parámetro que habitualmente se utiliza para definir el límite es el punto de compresión 1 dB ( $P_{1dB}$ ).

Tal y como se muestra en la *Figura 28*, el  $P_{1dB}$  representa el valor de potencia en el que la potencia de salida se ha visto disminuido 1 dB respecto al valor teórico. Se puede tomar referido tanto a la entrada del componente ( $IP_{1dB}$ ), como a la salida

( $OP_{1dB}$ ). Para poder determinar el valor del  $P_{1dB}$ , es preciso realizar un barrido en potencia de entrada en RF, con valores fijos de frecuencia RF y OL [5].

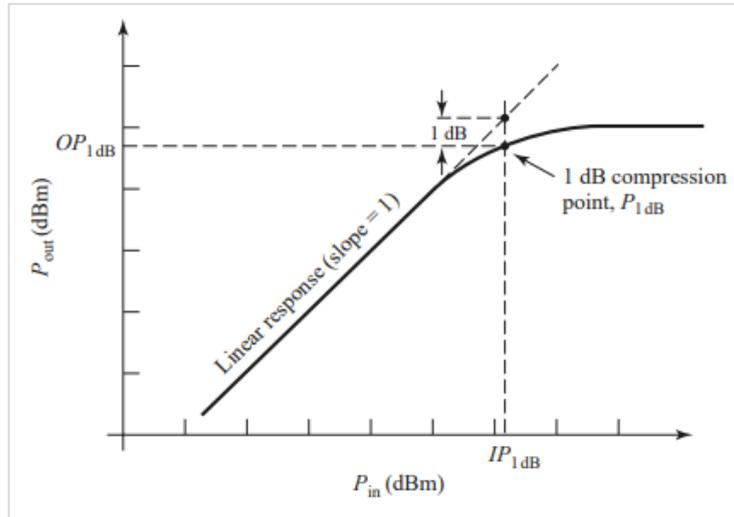


Figura 28 Punto de compresión 1 dB.

La configuración de medida es la misma que la del apartado 2.6.2, mostrado en la Figura 29. Una vez más, la medida está referida a un puerto. Además de medir, por tanto, un cuarto de la potencia, es importante mencionar que el mezclador no funciona de manera óptima. Tiene cierto desequilibrio debido a que se polariza uno de los dos diodos que lo componen y el punto de trabajo no es equilibrado. Tal y como muestra la Figura 29, el  $IP_{1dB} \approx +17.7$  dBm; si se tiene en cuenta el atenuador de 3dB en la entrada de RF, las pérdidas en cables y demás componentes en la salida de I+ y los 6 dB adicionales por operar en un puerto, el  $IP_{1dB} \approx 28.5$  dBm, que cuasi coincide con el valor dado por el fabricante ( $IP_{1dB} = 30$  dBm).

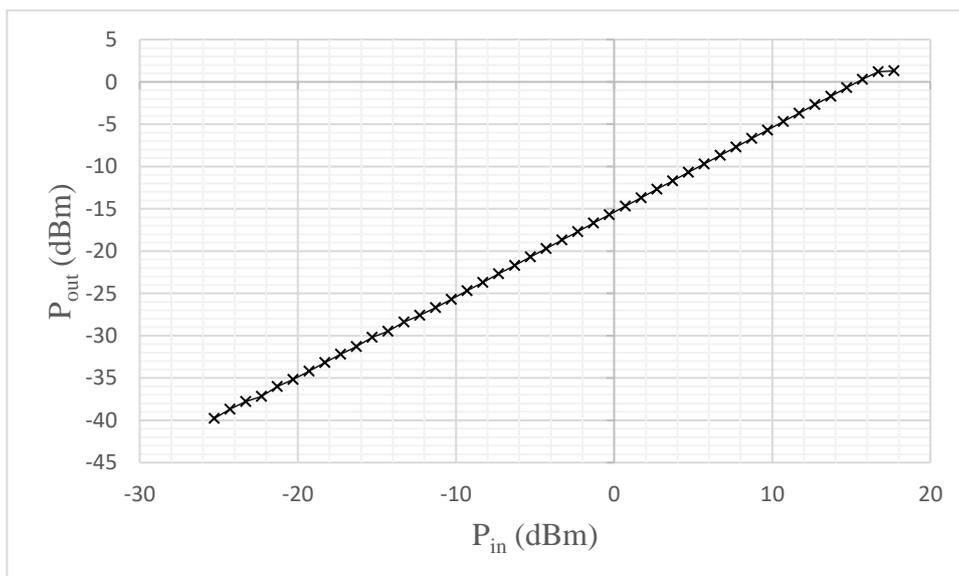


Figura 29  $P_{1dB}$  teórico a la entrada del MAX2021

#### 2.6.4 Parámetros de Scattering

La matriz de parámetros S sirve para caracterizar el comportamiento de un componente de microondas con un número arbitrario de accesos. Son muy útiles para definir los coeficientes de transmisión, adaptación y aislamiento.

Dado que el MAX2021 es un componente *no lineal*, realizar un estudio completo de la relación entre los 6 puertos es complejo, ya que hay conversión de frecuencia, hasta el punto en el que no se puede llevar a cabo a no ser que se cuente con dispositivos de medida específicos.

Por tanto, el método de estudio es la medida de los parámetros S en formato *dos puertos*, con cargas adaptadas en el resto de accesos; se obtienen los valores de adaptación y aislamiento referidos a los puertos medidos.

Se hace uso del analizador de redes Agilent E8364A. Antes de poder medir, se define la potencia de entrada y el barrido en frecuencia. Por otro lado, es imprescindible calibrar para compensar el desfase introducido por los cables y establecer los puntos de referencia de medida en los accesos de medida del componente. Para ello se hace uso del kit de calibración Keysight 85052C 3.5mm *precision mechanical calibration kit*.

Los parámetros de medida son:

- Barrido en frecuencia:  $f = 45 - 2000$  MHz
- Frecuencia de OL:  $f_{OL} = 750$  MHz
- Potencia de entrada en el puerto P<sub>1</sub>:  $P_{in} = +5$  dBm
- Potencia de OL:  $P_{OL} = +0$  dBm

El resultado se almacena en un fichero de *touchstone .s2p* para, posteriormente, realizar un estudio en ADS y poderlo utilizar en futuras simulaciones. Los casos de medida son los expuestos a continuación.

##### Caso 1: I-, I+

El esquema de medida es el mostrado en la *Figura 30*. Se colocan cargas adaptadas en los accesos de RF, Q+, Q-, y se realiza el barrido en frecuencia. El objetivo es medir la adaptación y aislamiento entre ambos accesos. En los accesos estudiados la señal se encuentra en frecuencia intermedia, por lo que el estudio se centra en la banda comprendida entre  $f = 45 - 250$  MHz. La configuración es la siguiente:

- Puerto P<sub>1</sub>: I-
- Puerto P<sub>2</sub>: I+

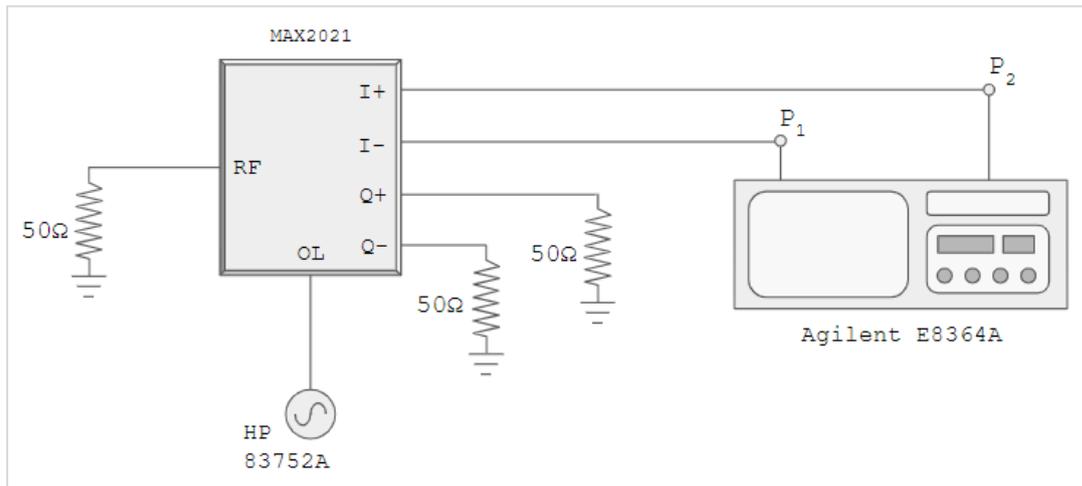


Figura 30 Configuración de la medida

Extrayendo los parámetros S del analizador de redes, los resultados se pueden visualizar en *Figura 31*. La matriz S es aproximadamente simétrica y recíproca ( $S_{11} = S_{22}$ ,  $S_{12} = S_{21}$ ), por tanto, la adaptación y el aislamiento son equivalentes en ambos accesos. Tanto la adaptación como el aislamiento conviene que tengan el mínimo valor posible, ya que representan la *cantidad* de señal que se pierde.

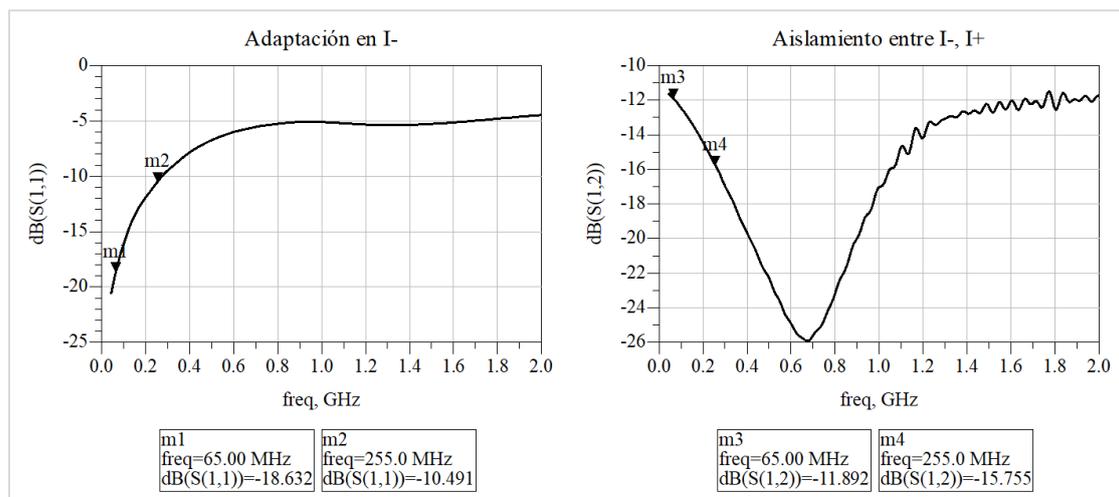


Figura 31 S11: Adaptación en el puerto de entrada (I-); S12: Aislamiento entre los puertos I-, I+

En este caso, se cuenta con una adaptación, en ambos accesos I+, I-, de aproximadamente  $-20$  dB en el límite inferior en frecuencia y de  $-10$  dB en el superior. Así mismo, el aislamiento es de aproximadamente  $-12$  dB en el límite inferior y  $-15$  dB en el superior. Indica la cantidad de señal que se pierde en dirección de un acceso al otro. Se concluye en que ambos resultados son satisfactorios y válidos para uso posterior.

### Caso 2: Q-, Q+

El esquema de medida es el mostrado en la *Figura 32*. El objetivo de medida es idéntico al del *caso 1*. Se colocan cargas adaptadas en los accesos de RF, Q+, Q-, y se realiza el barrido en frecuencia.

- Puerto P<sub>1</sub>: Q-
- Puerto P<sub>2</sub>: Q+

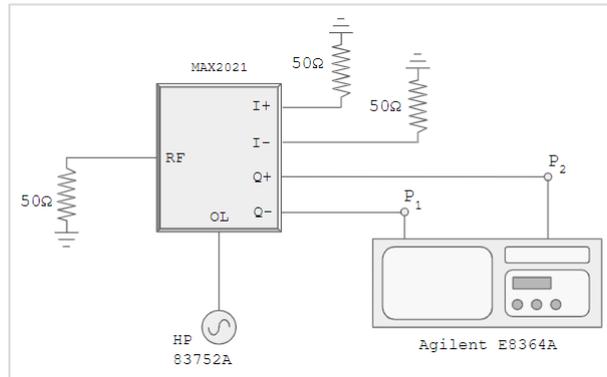


Figura 32 Configuración de la medida

El resultado de la medida, tal y como se puede ver en la Figura 33, es prácticamente idéntico al del caso 1. Consistente, ya que ambos puertos son en frecuencia intermedia y es razonable que tengan la misma respuesta.

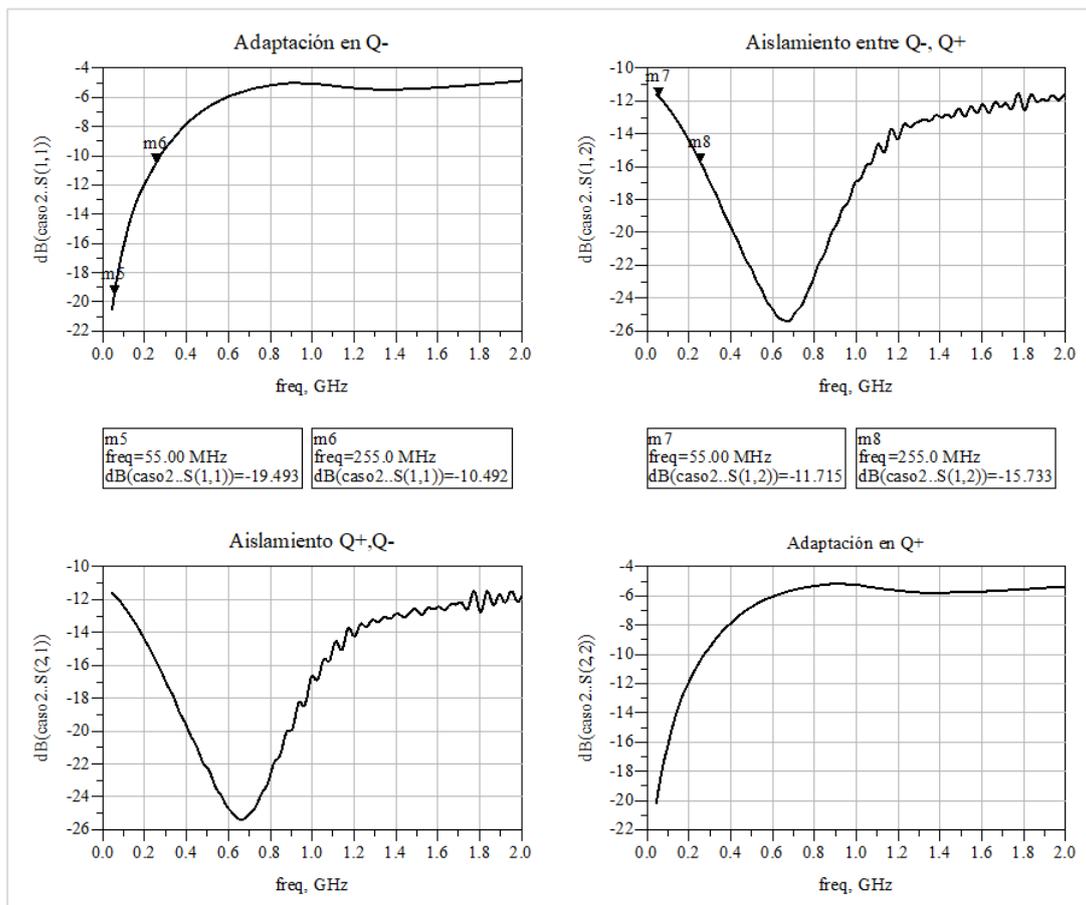


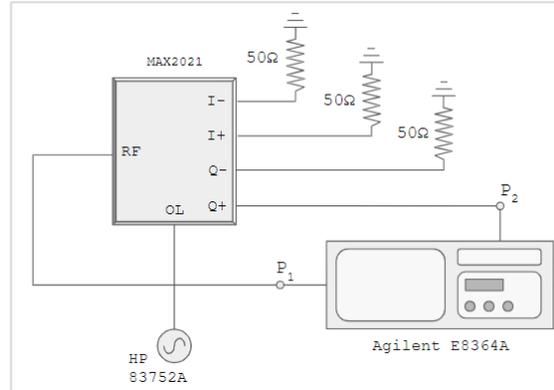
Figura 33 Parámetros S entre los puertos Q-, Q+

**Caso 3:** RF, Q+ (OL on/off)

Ya que los puertos Q+, Q-, I+, I- tienen una respuesta cuasi idéntica, se estudian los parámetros S entre RF y Q+, lo cual es equivalente a estudiar RF y cualquier otra

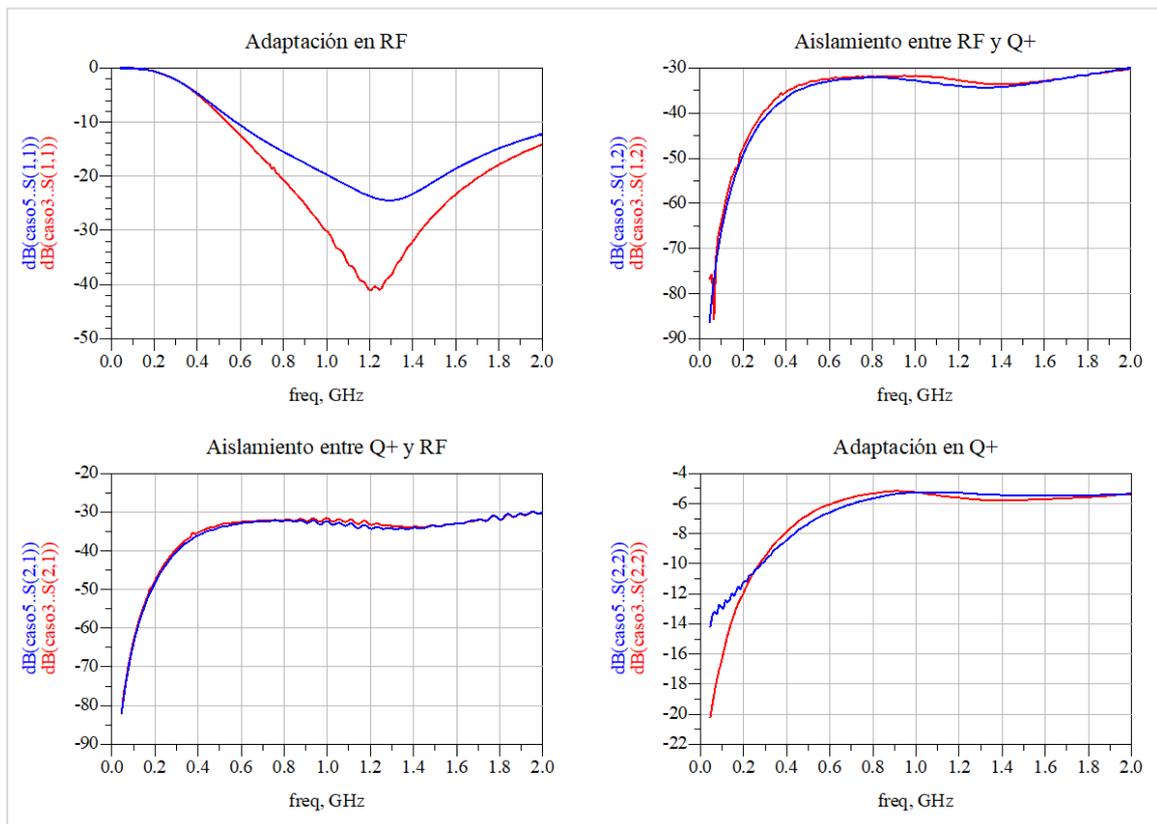
salida en IF. El esquema de medida es el de la *Figura 34* y la configuración es la siguiente:

- Puerto P<sub>1</sub>: RF
- Puerto P<sub>2</sub>: Q+



*Figura 34 Configuración de la medida*

Extrayendo los parámetros S del analizador de redes y representándolos, el resultado se visualiza en la *Figura 35*. Se comparan dos casos, con el puerto OL encendido (traza en rojo), y apagado (traza en azul). Esta última medida se ha hecho para verificar el efecto de la señal de OL sobre los elementos que realizan la mezcla (diodos). En realidad, solo es interesante la medida con la señal de OL presente, que será el modo de funcionamiento real.



*Figura 35 Parámetros S entre los puertos RF y Q+. En rojo, OL on; en azul, OL off.*

El aislamiento es recíproco. Por otro lado, las adaptaciones son diferentes al ser accesos diferentes, el puerto RF está destinado a radiofrecuencia y, el Q+ (o en su defecto, Q-, I+, I-), a frecuencia intermedia. La adaptación en Q+ es idéntica a la de los casos 1 y 2. Se puede ver cómo el puerto OL apagado empeora la adaptación en RF.

Estudiando el caso con OL on (*Figura 36*), la adaptación en RF mejora en la parte superior de la banda, aunque es mejor de -14 dB para la frecuencia más baja. La banda de funcionamiento del MAX2021 en RF está comprendida entre 650 – 1200 MHz, donde se tienen buenos valores ([-15, -40] dB). El aislamiento entre puertos solo afecta a la banda de frecuencia intermedia que es donde la señal se procesa, por tanto, se tienen valores muy buenos (del orden de -50 dB).

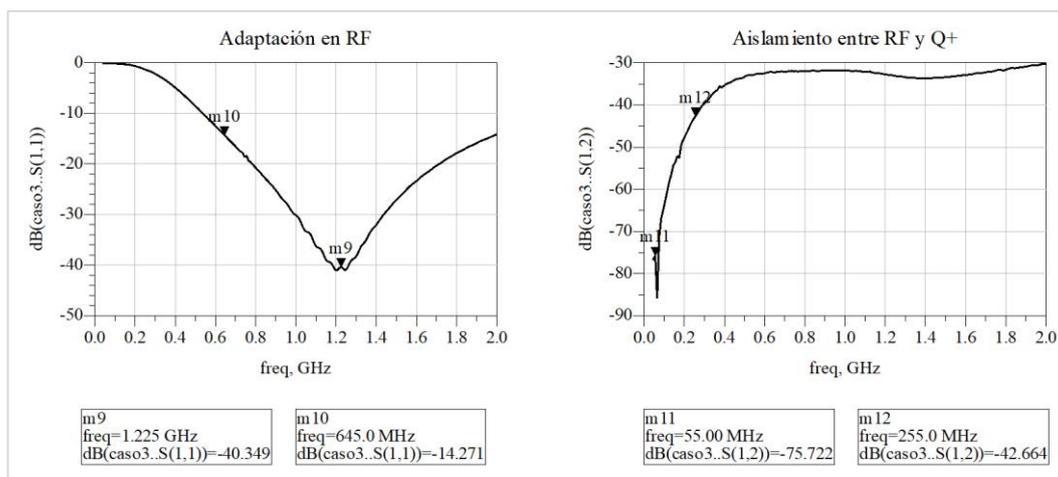


Figura 36 Parámetros S con OL on. Matriz simétrica y recíproca.

#### Caso 4: RF, OL

Es importante caracterizar los parámetros S entre los puertos de RF y OL. Para ello, con el esquema de la *Figura 37*, se realiza la medida con la siguiente configuración:

- Puerto P<sub>1</sub>: RF
- Puerto P<sub>2</sub>: OL

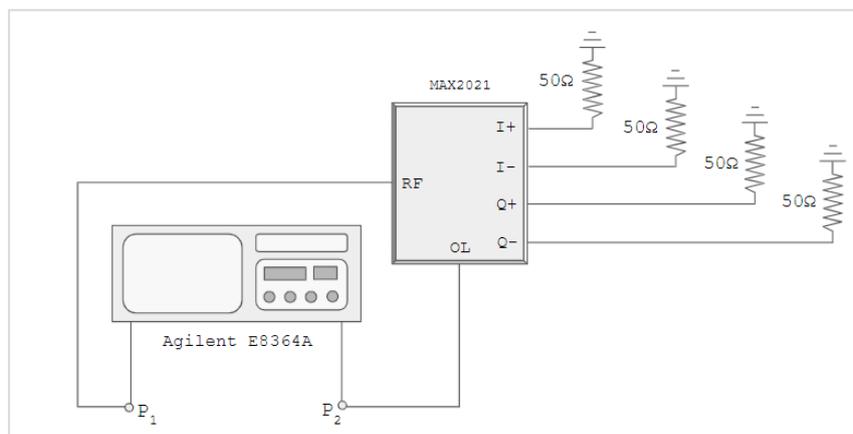


Figura 37 Configuración de la medida.

Se realiza la representación gráfica (Figura 38).

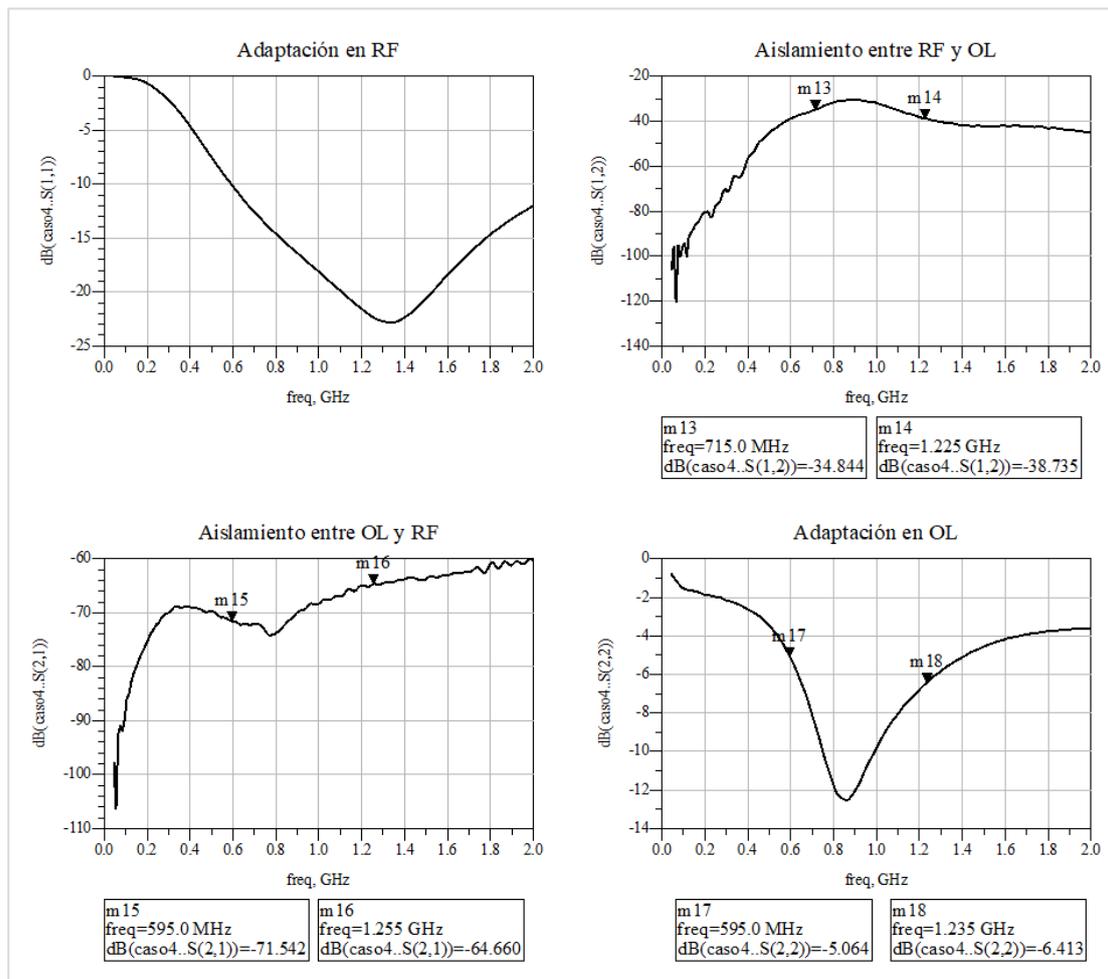


Figura 38 Parámetros S entre los puertos RF y OL.

La adaptación en el puerto de RF se mantiene igual. Por otro lado, el aislamiento entre los puertos RF y OL, en ambos dos sentidos, tiene un valor excelente. La adaptación en OL es muy buena en toda la banda, pero en la frecuencia de funcionamiento, 750 MHz, es del orden de  $-10$  dB, lo cual se puede considerar aceptable.

A continuación, con todas las medidas realizadas y mostradas en los apartados anteriores y con los parámetros S del resto de componentes, se procede a realizar una simulación más realista del sistema de conversión completo, empleando componentes comerciales.

## 2.7 Diseño con componentes comerciales: sistema de conversión

Por último, para el análisis teórico del sistema completo, es preciso realizar una serie de simulaciones empleando modelos comerciales de los componentes. El fabricante presenta parámetros S de cada componente para poder realizar simulaciones más realistas.

De este modo, se realiza un esquemático, en ADS, utilizando los parámetros  $S$  de cada componente. Para el modulador es diferente, se fijan parámetros  $S$  donde sea necesario y, se introducen las pérdidas de conversión y figura de ruido obtenidas de forma experimental. Mediante el componente *DAC* (*data access component*), se insertan los valores de adaptación de cada uno de los puertos en el mezclador I/Q.

El esquema general es mostrado en la *Figura 39*. Para cada valor de atenuación se dispone de un fichero determinado. Por lo tanto, se realiza una simulación fija, de tipo *Balance Armónico*, para unos valores establecidos de potencia. Los casos teóricos de estudio son los mostrados en la siguiente tabla:

Tabla 4 Casos de estudio

Caso	$P_{in}$ (dBm)	Switch state	Att. teórica (dB)	Att. real (dB)	$P_{inmix}$ teórico (dBm)
1	-25	0	14.5	15.9	0
2	-24	1	0	1.4	0

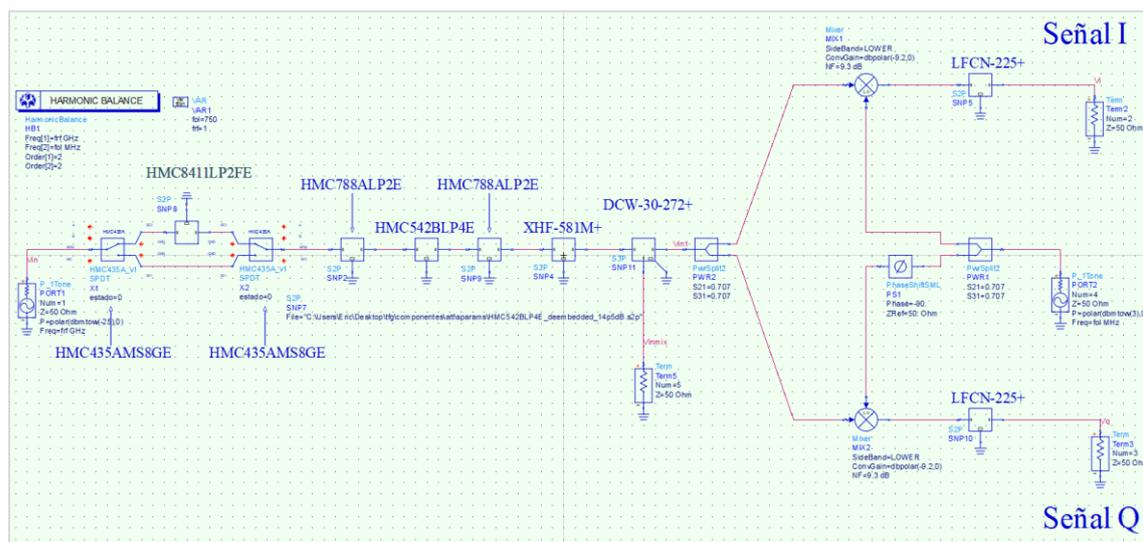


Figura 39 Esquemático de la simulación con componentes reales.

La configuración de los casos a estudiar es la siguiente:

Caso 1

- Frecuencia de RF:  $f_{RF} = 1 \text{ GHz}$
- Frecuencia de OL:  $f_{OL} = 750 \text{ MHz}$
- $P_{in} = -25 \text{ dBm}$
- Switch: estado '0' (amplificador activado)
- Atenuador fijado en  $14.5 + 1.4 \text{ dB}$

Se realiza la simulación y, en primer lugar, se estudia la potencia de entrada al demodulador. Tal y como se indica en la *Figura 40*, se compara la potencia en la rama

acoplada en el acoplador direccional con la potencia de entrada al demodulador MAX2021 obtenida en el nodo.

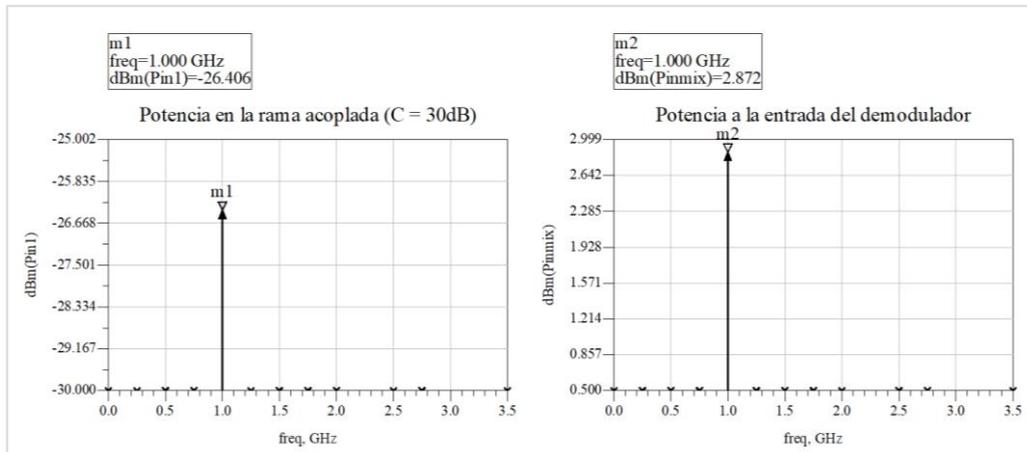


Figura 40 Comparación entre la potencia a la entrada del mezclador con la potencia en la rama acoplada.

Se puede ver como prácticamente coincide el valor de potencia de entrada al mezclador con el valor teórico empleando el acoplador direccional de 30 dB de acoplo:

$$P_{inmix} = 2.872 \text{ dBm} \quad (24)$$

$$P_{in1} = -26.406 \text{ dBm} \rightarrow P'_{inmix} = P_{in1} + C \quad (25)$$

Como especifica el fabricante  $C = 30 \text{ dB}$ :

$$P_{in1} = -26.406 + 30 = 3.594 \text{ dBm} \quad (26)$$

La diferencia puede ser debida a pérdidas por adaptación y/o aislamiento. No obstante, el acoplador direccional puede servir de orientación para conocer, de manera aproximada, la potencia de entrada al MAX2021. En el estado simulado, la potencia obtenida está por encima del objetivo de potencia de entrada de +0 dBm. En todo caso, se puede manejar incrementando el valor de atenuación en el atenuador variable.

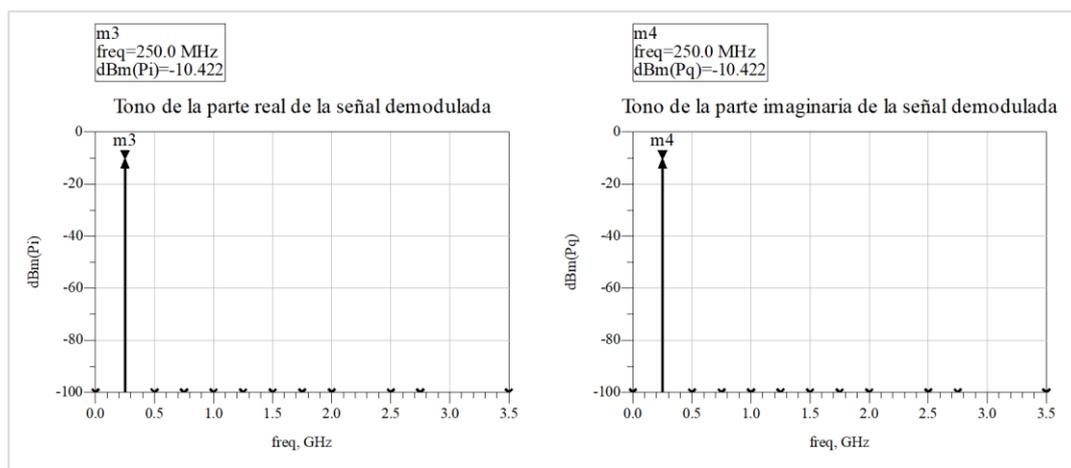


Figura 41 Espectro de la señal de salida en IF. A la derecha, la parte I; a la izquierda, la Q.

Los tonos de salida en los accesos I y Q, tal y como muestra la *Figura 41*, cuenta con un nivel aproximado de  $-10$  dBm. El desfase, por otro lado, es el esperado (*Figura 42*).

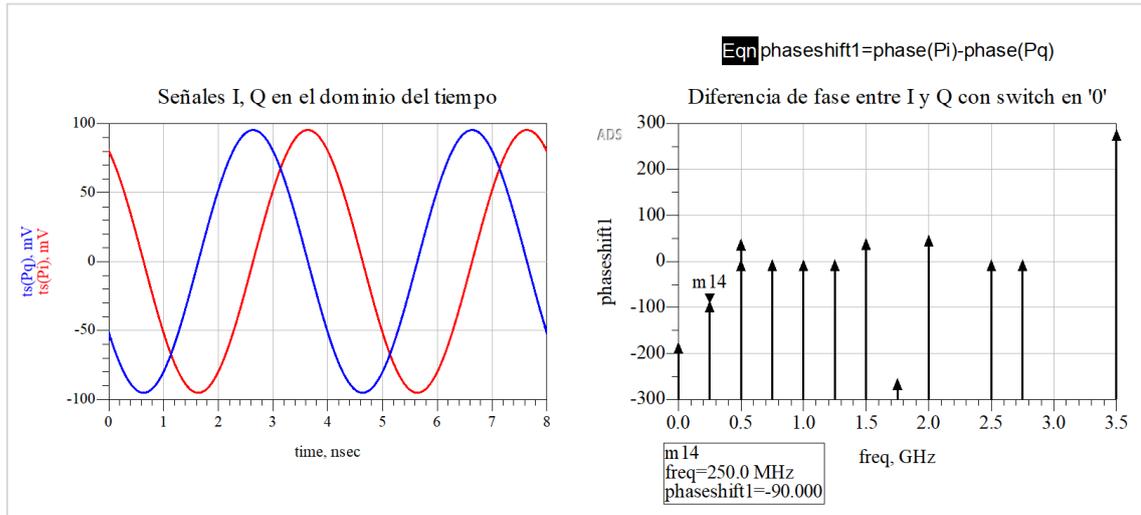


Figura 42 Fase de las señales I, Q. A la derecha, la señal en el dominio del tiempo; a la izquierda, la diferencia.

### Caso 2

- $P_{in} = -24$  dBm
- Switch: estado '1' (amplificador desactivado, señal sin amplificar)
- Atenuador fijado en  $0 + 1.4$  dB

Siguiendo el mismo procedimiento del caso anterior, se tiene la potencia a la entrada al mezclador, como se muestra en la *Figura 43*, considerablemente ajustada a los 0 dBm esperados.

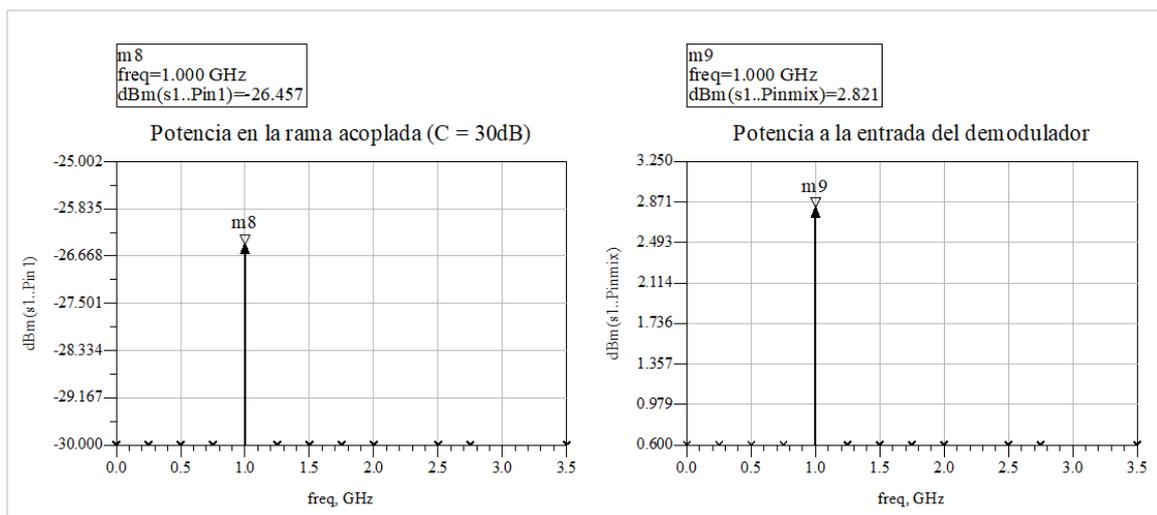


Figura 43 Potencia a la entrada del mezclador y potencia en la rama acoplada.

El sistema de control de potencia es adecuado. El nivel de potencia a la entrada del mezclador es cuasi idéntico al del caso anterior, teniendo:

$$P_{inmix} = 2.821 \text{ dBm} \quad (27)$$

$$P_{in1} = -26.457 \text{ dBm} \quad (28)$$

$$P_{in1} = -26.457 + 30 = 3.543 \text{ dBm} \quad (29)$$

Por otra parte, los tonos de salida (Figura 44) y el desfase (Figura 45), son equivalentes al del caso anterior.

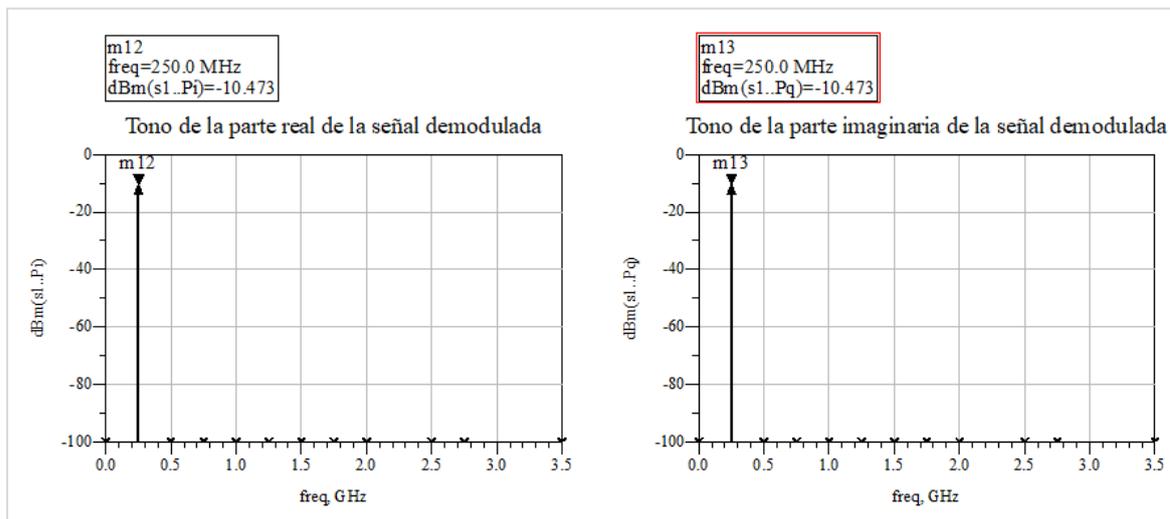


Figura 44 Espectro de la salida de IF. A la izquierda, I; a la derecha Q.

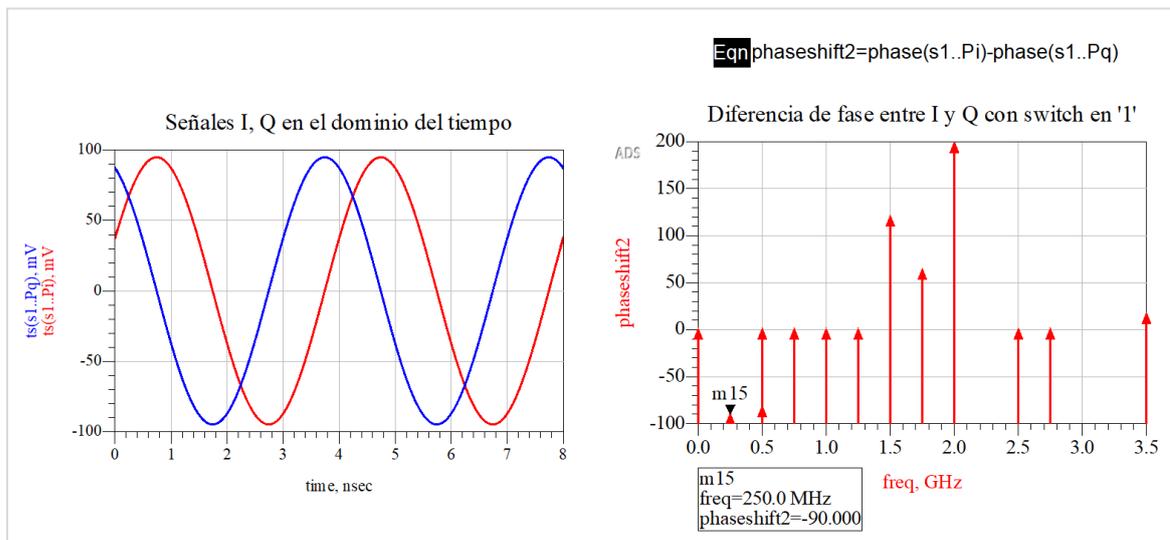


Figura 45 Estudio de la fase.

El sistema de control de potencia aparentemente opera de manera adecuada. La potencia a la entrada del mezclador se mantiene constante para los dos casos, generalizando al resto. Además, el nivel de potencia y la frecuencia de los tonos obtenidos es la esperada y más que adecuada.

Una vez realizado el análisis teórico y caracterizado por completo el sistema y los componentes que lo conforman, se procede a diseñar el *layout* de cada uno de los componentes para su posterior fabricación e implementado en la placa definitiva.

### 3. CARACTERIZACIÓN DE SUBSISTEMAS

#### 3.1 Introducción

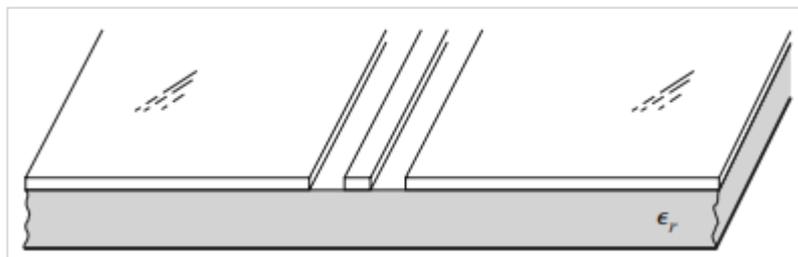
El análisis teórico del sistema concluye con las pautas a seguir para la configuración del sistema final. En este apartado, se revisa el procedimiento seguido para el diseño, fabricación y montaje de cada uno de los componentes para, posteriormente, implementarlo en la placa definitiva.

Para fabricar la placa, es necesario realizar un diseño de la huella de montaje de todos los componentes que conforman la placa. La mayoría de componentes requieren de una red de adaptación a la entrada y la salida para mejorar la calidad de la señal procesada.

##### 3.1.1 Configuración de diseño

Para el montaje de los componentes, es necesario conocer el substrato sobre el que se trabaja y el tipo de línea de transmisión. En este caso, se ha utilizado substrato Rogers 4003C con líneas de transmisión de tipo coplanar.

La línea coplanar, tal y como se muestra en la *Figura 46*, está formada por una línea central, y el plano de masa alrededor. La ventaja principal es la versatilidad que ofrece para implementar componentes de montaje superficial con contactos a masa.



*Figura 46 Estructura de una línea coplanar.*

El substrato Rogers 4003C, de la serie RO4000, es un laminado cerámico diseñado para funcionar en un amplio rango de frecuencias de microondas. Los parámetros significativos son [15]:

- Constante dieléctrica:  $\epsilon_r = 3.38$
- Factor de disipación / tangente de pérdidas:  $\tan(\delta) = 0.0027$
- Altura del substrato:  $h = 1.524 \text{ mm (0.060")}$
- Permeabilidad magnética:  $\mu_r = 1$
- Altura de la metalización de Cu:  $T = 35 \text{ }\mu\text{m}$

El layout se diseña en ADS. Antes de proceder con el diseño, se generan las dimensiones de la línea por medio de la herramienta *Linecalc*. Tal y como se muestra en la *Figura 47*, se abre el cuadro de diseño y se fija el tipo coplanar con un ancho de la línea principal a 0.8 mm a impedancia de referencia  $Z_0 = 50\Omega$  y frecuencia de  $f = 1\text{GHz}$ .

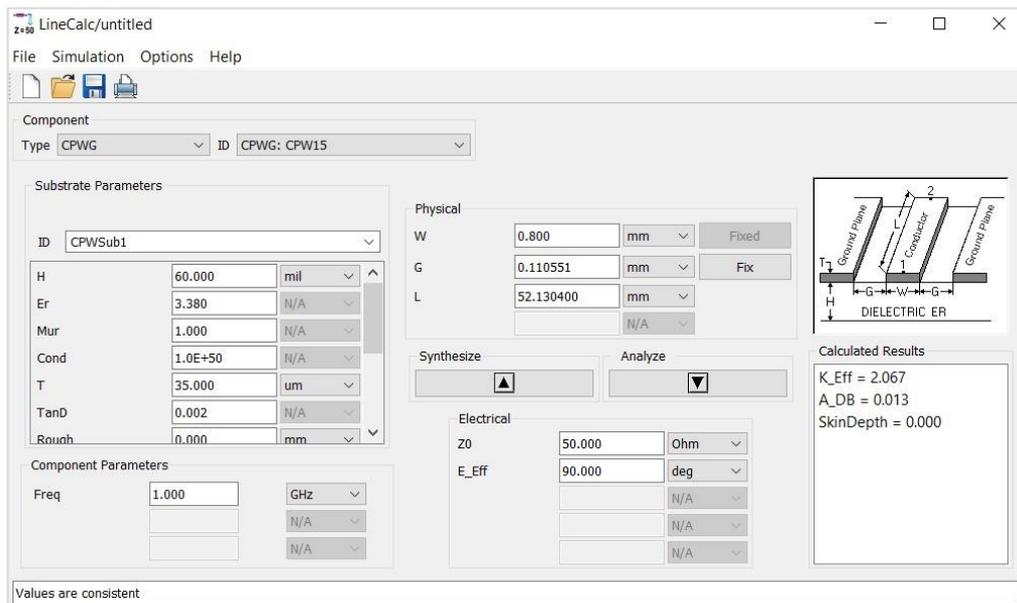


Figura 47 Configuración de los parámetros de la línea con Linecalc.

Se tiene una línea de anchura  $W = 0.8$  mm y un *gap* al plano de masa  $G = 0.11$  mm. Es importante fijar la posición de los agujeros que unen el plano de masa para el correcto funcionamiento. Con los parámetros definidos, se procede al diseño de cada componente significativo. Los conmutadores, filtros y acoplador direccional no requieren de red de entrada/salida, por lo que no son nombrados en este apartado. En su lugar, se indica el procedimiento de diseño y caracterización de los amplificadores, el atenuador variable y el demodulador.

### 3.2 Amplificador HMC8411LP2FE

En primer lugar, se diseña la huella de montaje del amplificador de bajo ruido HMC8411LP2FE. El circuito de montaje, recomendado por el fabricante, se indica en la Figura 48.

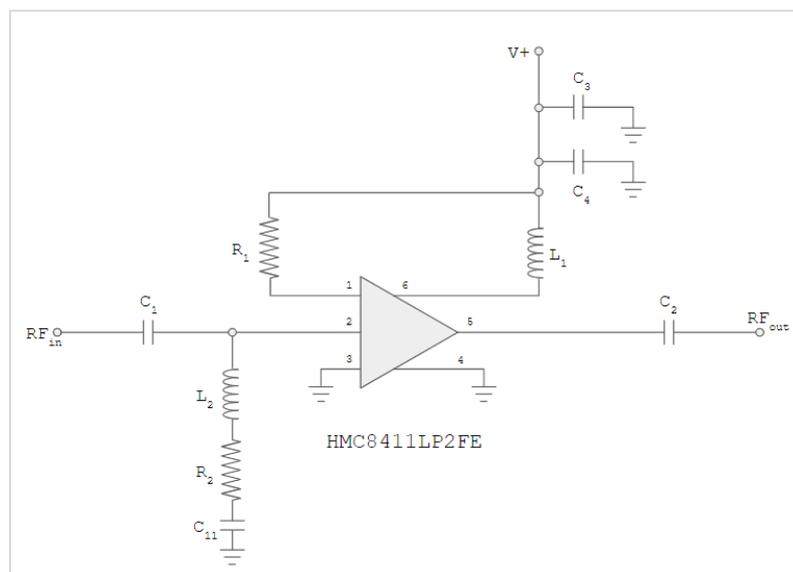


Figura 48 Circuito de montaje del amplificador HMC8411LP2FE.

El amplificador requiere de dos condensadores de desacoplo en RF. Además, las líneas de alimentación también cuentan con una red de adaptación de desacoplo en continua para cancelar la señal de microondas. El fabricante recomienda que los condensadores  $C_1$ ,  $C_2$  sean de valor 10nF y encapsulado 0201. Sin embargo, como pueden surgir complicaciones de fabricación con elementos de tamaño tan reducido y, no interesa un funcionamiento en todo el rango de frecuencias, si no que se requiere ganancia a frecuencias bajas (alrededor de 1GHz), se realiza un estudio, por medio de ADS, para determinar el condensador óptimo.

Para ello, se hace uso de los parámetros S proporcionados por el fabricante. Como solo se estudian los puertos de RF, no se tiene en cuenta el resto de la red de polarización (Figura 49).

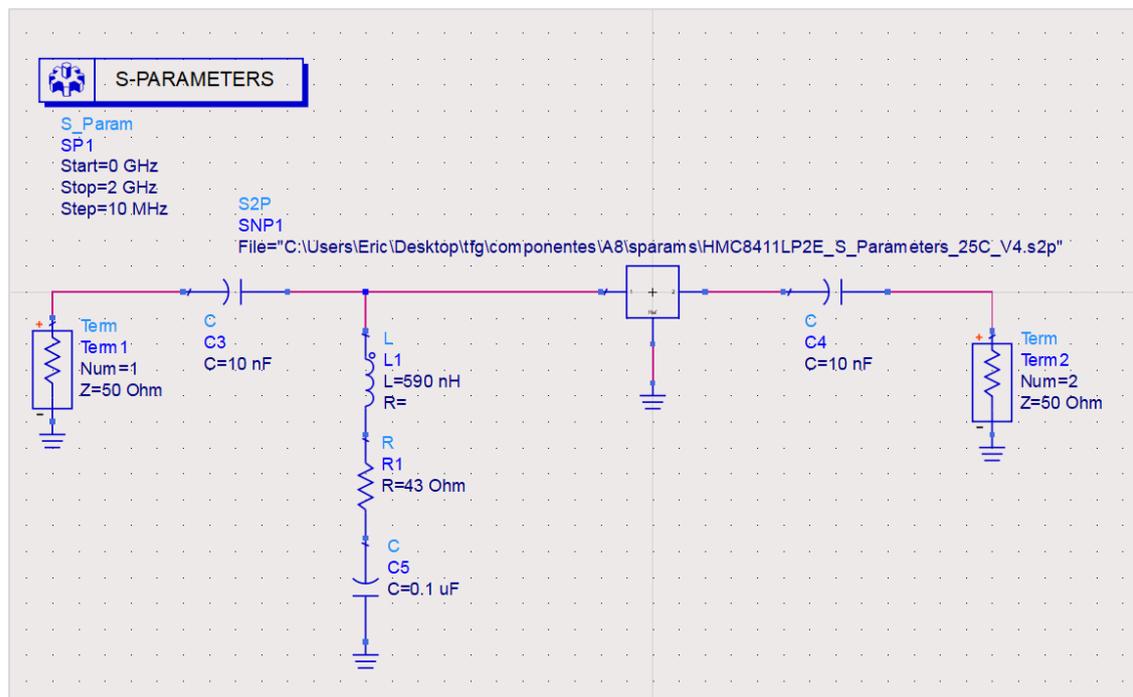


Figura 49 Esquemático de simulación para las redes de entrada/salida.

Se realiza una simulación de parámetros de Scattering en un rango de 0 – 2GHz (Figura 50). Se comparan las trazas obtenidas con los condensadores recomendados por el fabricante (rojo), y los sugeridos para la mejora(azul).

La ganancia y el aislamiento son equivalentes para los dos casos, con unos valores excelentes ( $S_{12} = [-28, -20]$  dB,  $S_{21} \approx 15$  dB). Por otro lado, se puede ver cómo únicamente cambia la adaptación a la entrada y la salida. Empeora de manera considerable debido a que los condensadores recomendados están pensados para trabajar directamente desde DC. Dado que no es significativo y, resulta mucho más cómodo trabajar con condensadores de 220 pF (0603), se opta por implementar este tipo en el circuito.

El listado de componentes empleados se enumera en la tabla siguiente:

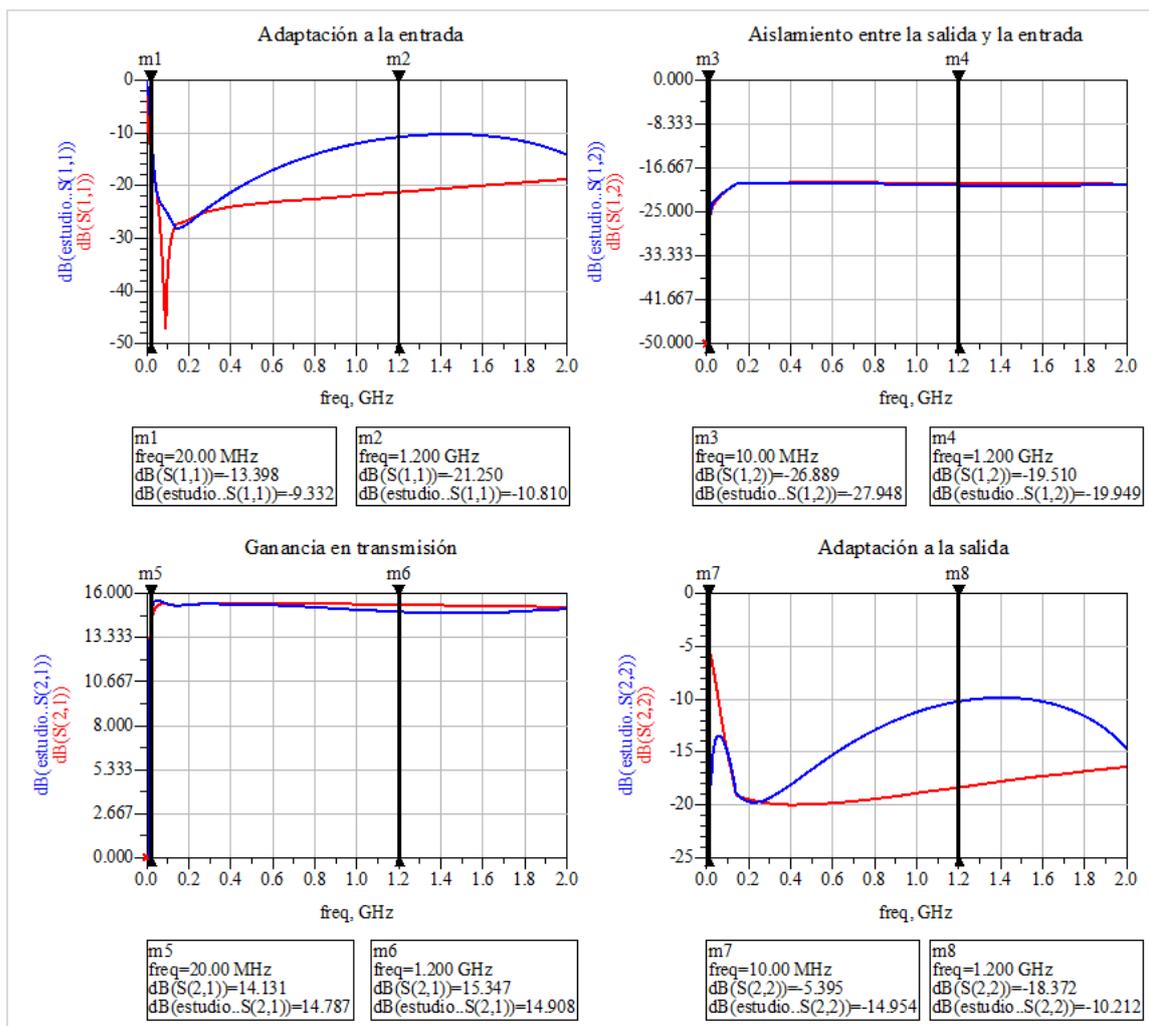


Figura 50 Parámetros S HMC8411LP2FE. En rojo, condensadores recomendados por el fabricante; en azul, condensadores empleados.

Tabla 5 Listado de componentes para el HMC8411LP2FE.

Componente	Valor	Encapsulado
C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub>	220 pF	0603
C <sub>3</sub>	0.1 μF (100 nF)	0402
C <sub>4</sub>	10 pF	0402
C <sub>11</sub>	0.1 μF (100 nF)	0402
L <sub>1</sub>	0.9 μH	0402
L <sub>2</sub>	590 nH	0402
R <sub>1</sub>	1.1 kΩ	0402
R <sub>2</sub>	43 Ω	0402

### 3.2.1 Diseño del layout

Para el diseño del layout, se parte de la huella proporcionada por el fabricante. A continuación, se emplea dicha huella para construir el circuito (Figura 51). El archivo se guarda para ser utilizado en la placa definitiva. El layout no pudo ser fabricado de

manera individual, para su medida y caracterización debido a que se contaba con una única unidad para ser utilizada en el montaje del sistema del convertor completo. No obstante, se supone un comportamiento similar al obtenido por medio de simulación de parámetros S.

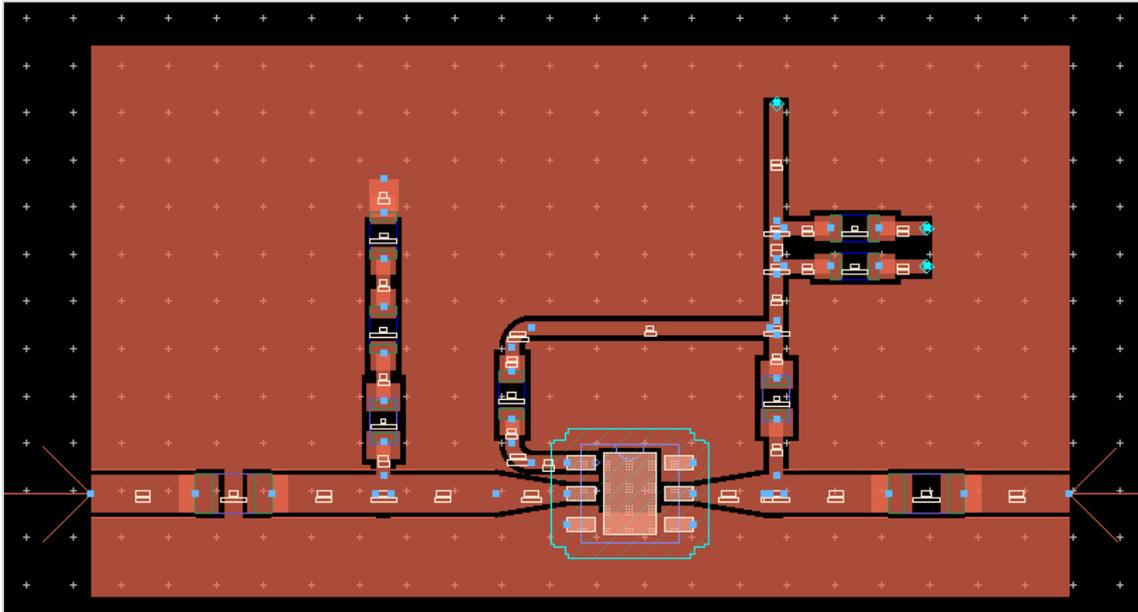


Figura 51 Layout del circuito del HMC8411LP2FE.

### 3.3 Amplificador HMC788LP2E

El amplificador HMC788L2E es otro amplificador utilizado en el sistema convertor. El esquema recomendado por el fabricante se puede visualizar en Figura 52.

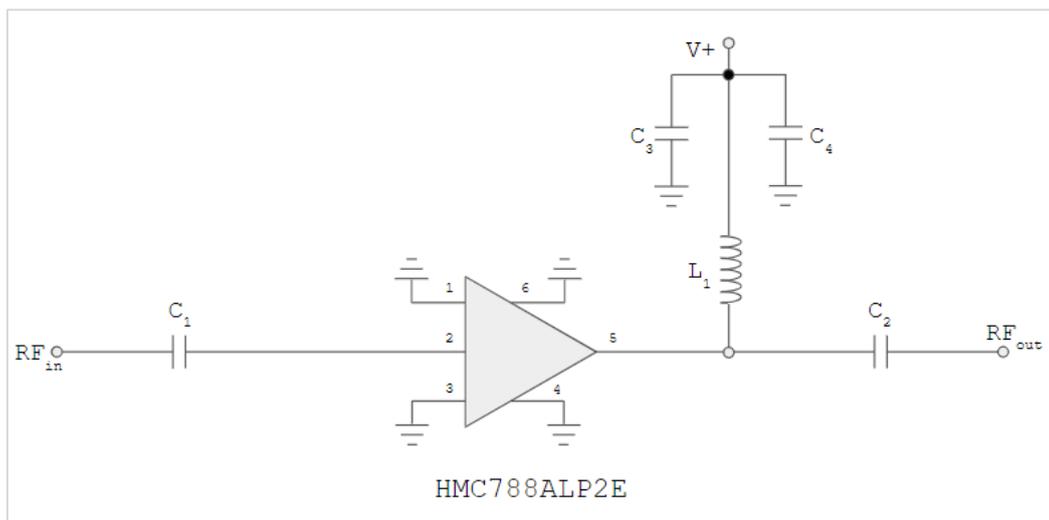


Figura 52 Circuito de montaje del amplificador HMC788LP2E.

En este caso, el fabricante recomienda una bobina  $L_1 = 6.35 \mu\text{H}$  de la marca *Piconics* y condensadores de desacoplo  $C_1, C_2 = 0.01 \mu\text{F}$  (0502). Como, tanto la bobina y los condensadores son difíciles de encontrar, se procede a realizar un estudio, similar al realizado con el amplificador HMC8411LP2FE.

Se sugiere emplear una inductancia de desacoplo en RF *Coilcraft* 4310LC de 3.5nH, cuyos parámetros S están disponibles. Por otro lado, el valor de los condensadores se fija en  $C_1, C_2 = 220$  pF (0603). El resultado del estudio se puede ver en la *Figura 53*, donde la traza en rojo representa los parámetros S con los componentes recomendados por el fabricante, y la traza en azul, con los sugeridos para la mejora.

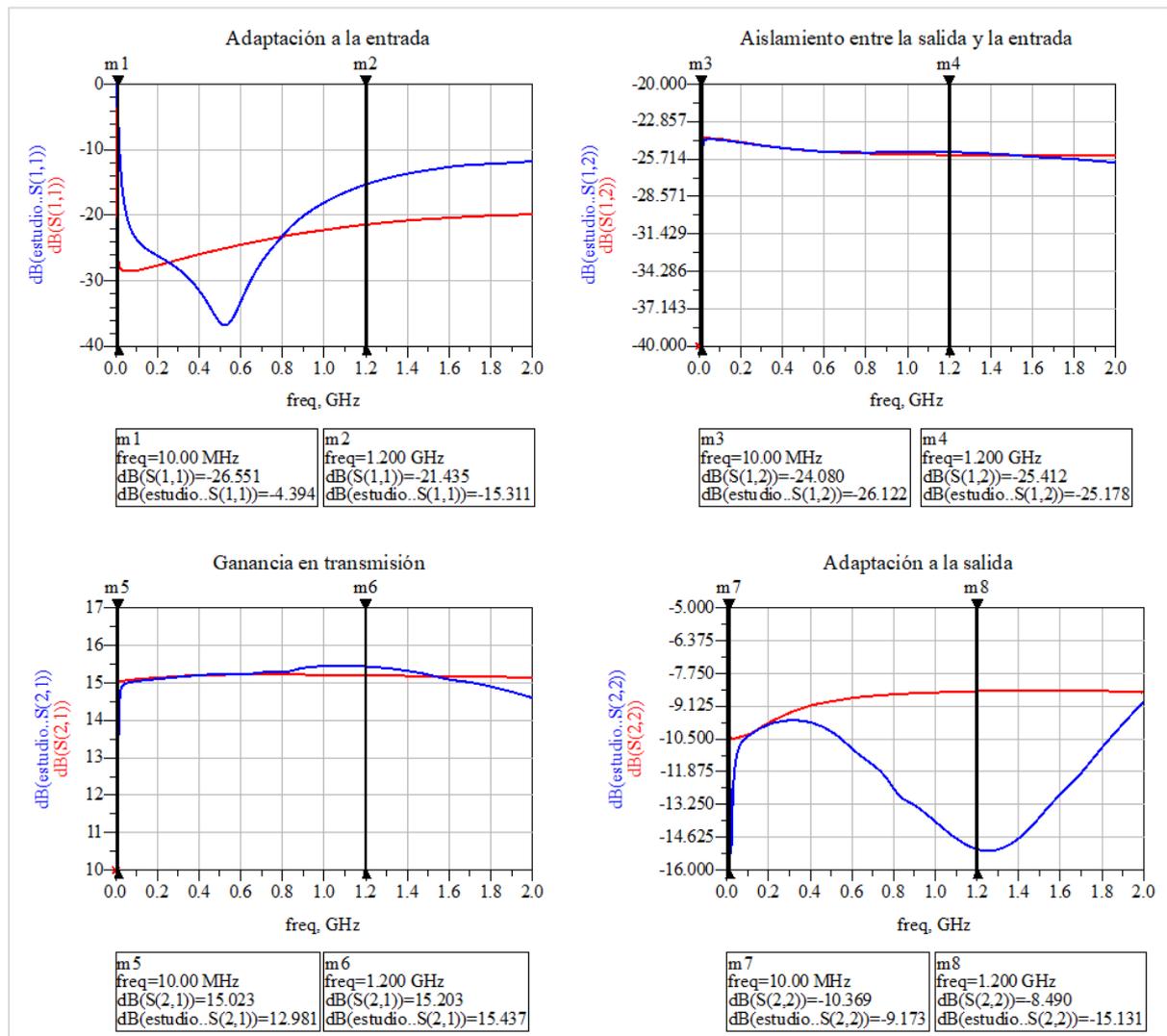


Figura 53 Parámetros S HMC788LP2E. En rojo, condensadores recomendados por el fabricante; en azul, condensadores empleados.

Se puede ver cómo la ganancia ( $S_{21}$ ) se mantiene constante respecto a la configuración del fabricante. Por otro lado, la adaptación a la entrada empeora ( $S_{11}$ ). Sin embargo, en las frecuencias de interés, es adecuado. La adaptación a la salida mejora considerablemente ( $S_{22}$ ). El aislamiento entre la salida y la entrada se mantiene invariante ( $S_{12}$ ). De este modo, se procede a utilizar dichos componentes.

Por otro lado, el listado de componentes es el siguiente:

Tabla 6 Listado de componentes para el montaje del circuito del HMC788LP2E.

Componente	Valor	Encapsulado
C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub>	220 pF	0603
C <sub>3</sub>	0.1 μF (100 nF)	0402
C <sub>4</sub>	10 pF	0402
L <sub>1</sub>	3.5 nH	11.68 × 4.826 mm

### 3.3.1 Diseño del layout

Se sigue un procedimiento similar para el diseño del layout del componente. Esta vez, para realizar el circuito de alimentación, es preciso diseñar la huella de la inductancia previamente.

Como el fabricante no proporciona una huella, pero sí las dimensiones del componente (Figura 54), se abre un diseño aparte para definir el emplazamiento de la bobina acorde con lo especificado por Coilcraft (Figura 55).

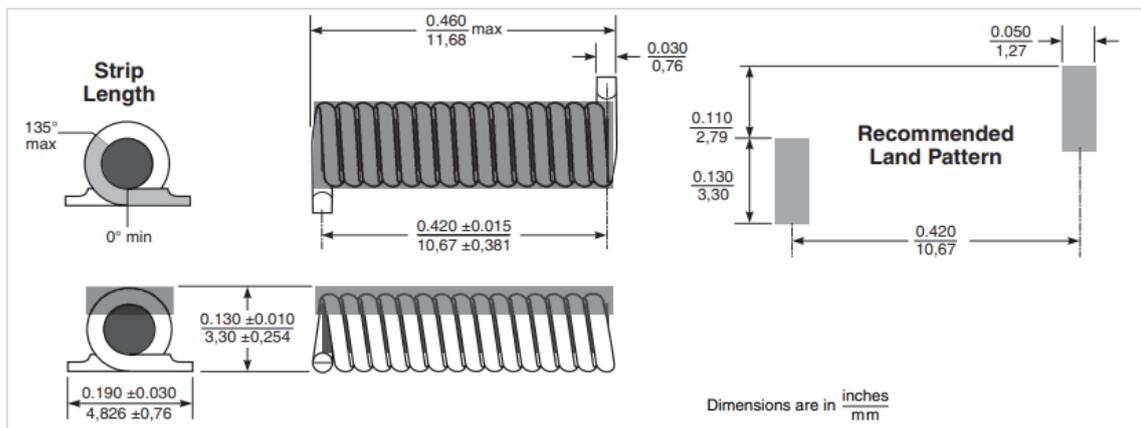


Figura 54 Dimensiones de la bobina 4310LC.

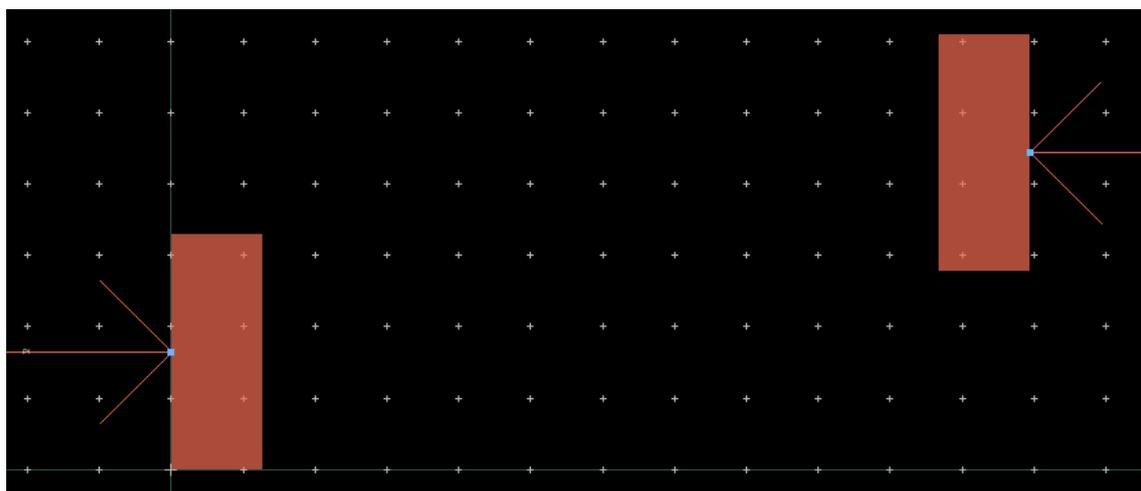
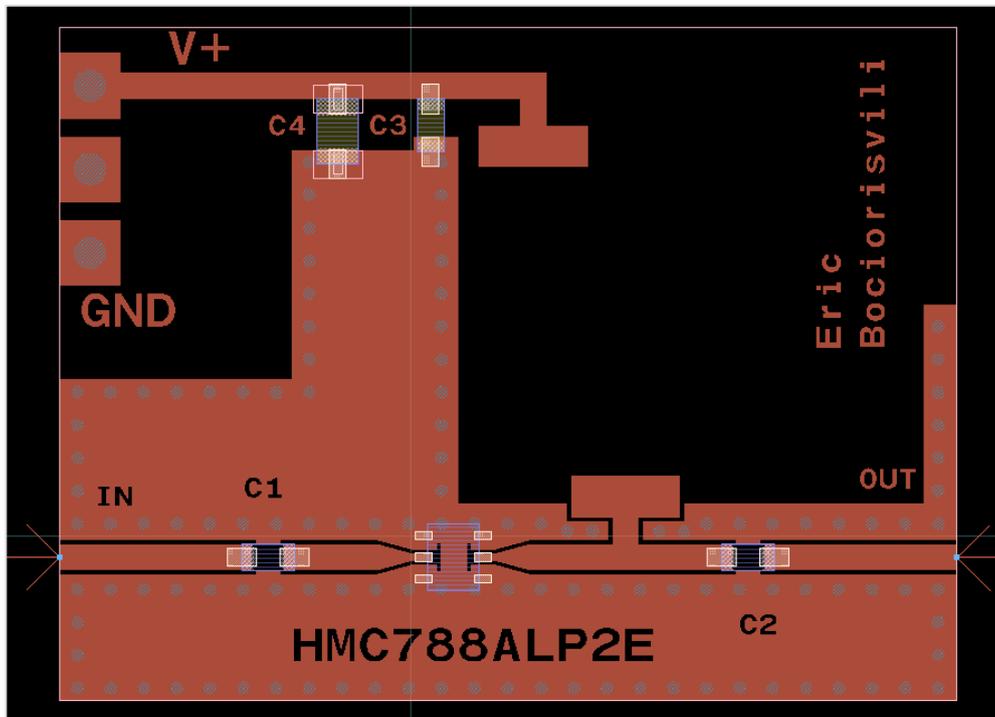
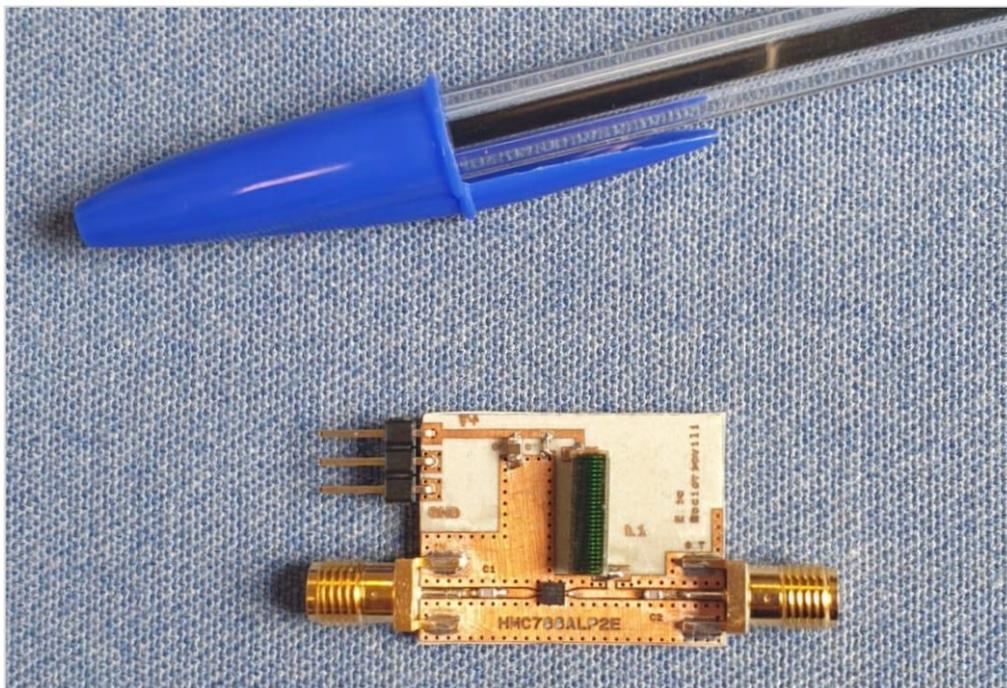


Figura 55 Layout de la huella de montaje de la bobina 4310LC.

Por último, se realiza el diseño de la placa del componente (*Figura 56*). A diferencia del LNA HMC8411LP2FE, este sí fue fabricado (*Figura 57*). Se realiza la medida de los parámetros S del componente empleando el analizador de redes Agilent E8364A PNA y de la figura de ruido por medio de un analizador de ruido HP Agilent Keysight N8975A *Noise Figure Analyzer*.



*Figura 56* Layout del circuito del HMC788LP2E.



*Figura 57* Componente fabricado del HMC788LP2E.

### 3.3.1 Caracterización – Parámetros S y ruido

En primer lugar, se procede a realizar la medida de parámetros S empleando el analizador de redes. Los parámetros de la medida son:

- Potencia de entrada por el puerto 1:  $P_1 = P_{in} = -17$  dBm
- Barrido en frecuencia:  $f = [50 \text{ MHz}, 10 \text{ GHz}]$

Representando los parámetros S en ADS, el resultado se puede visualizar en la Figura 58. Se compara la respuesta experimental (azul) con la traza teórica (rojo).

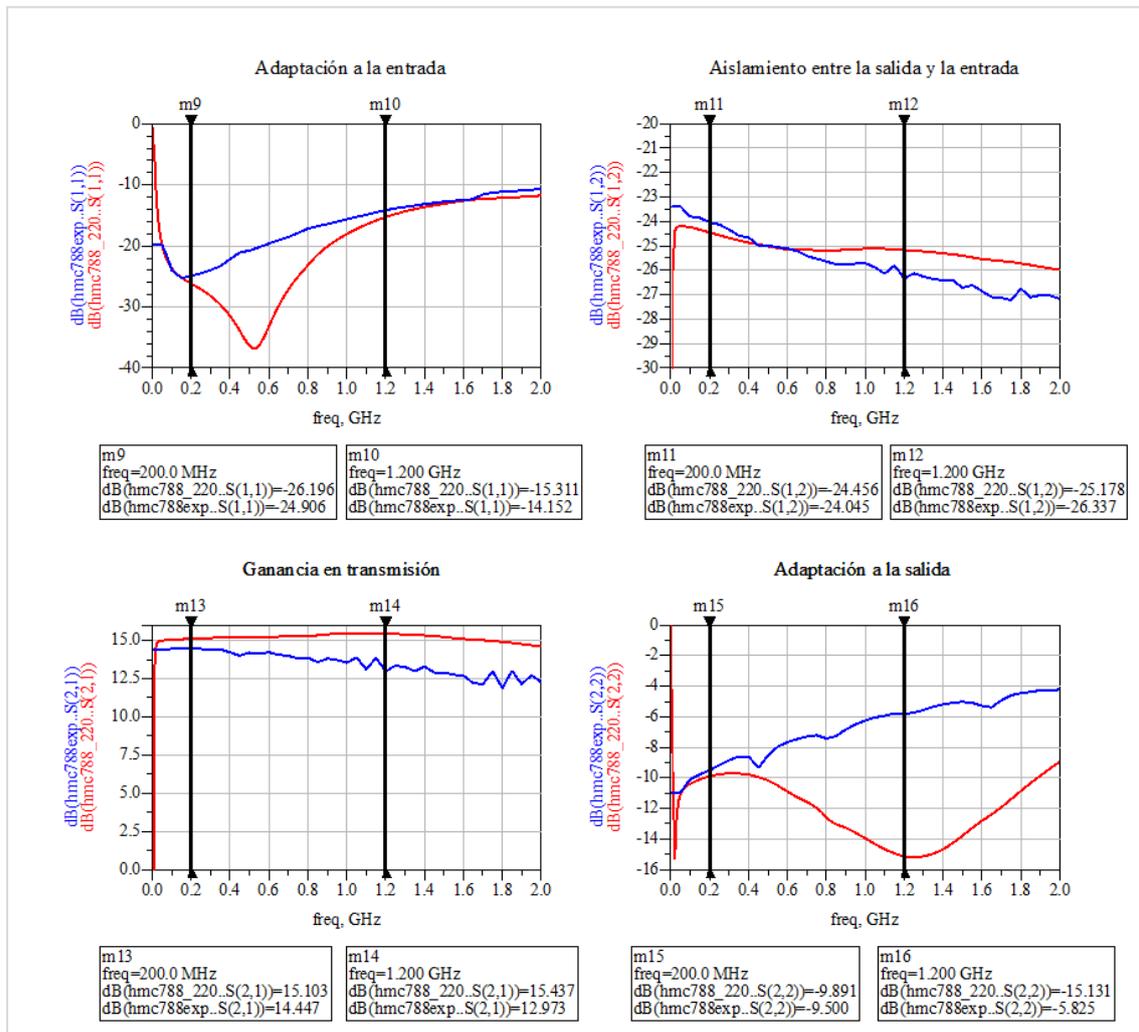


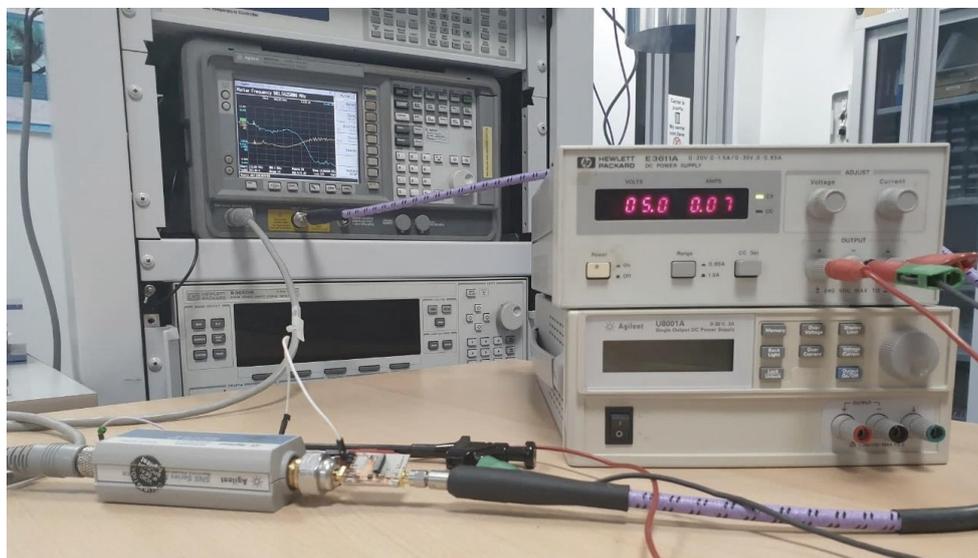
Figura 58 Parámetros S HMC788LP2E. En rojo, los parámetros proporcionados por el fabricante; en azul el resultado de la medida de la placa fabricada.

Se puede ver cómo el resultado obtenido de manera experimental se ajusta a la simulación. No obstante, todos los parámetros empeoran en cierta medida. La adaptación ( $S_{11}$ ) empeora aproximadamente 1 dB, el aislamiento entre el puerto de salida y el de entrada ( $S_{12}$ ), también empeora 1 dB.

La ganancia ( $S_{21}$ ), cae alrededor de 1 – 1.5 dB, algo a tener en cuenta cuando se realice el calibrado en potencia del sistema final. La adaptación a la salida es el

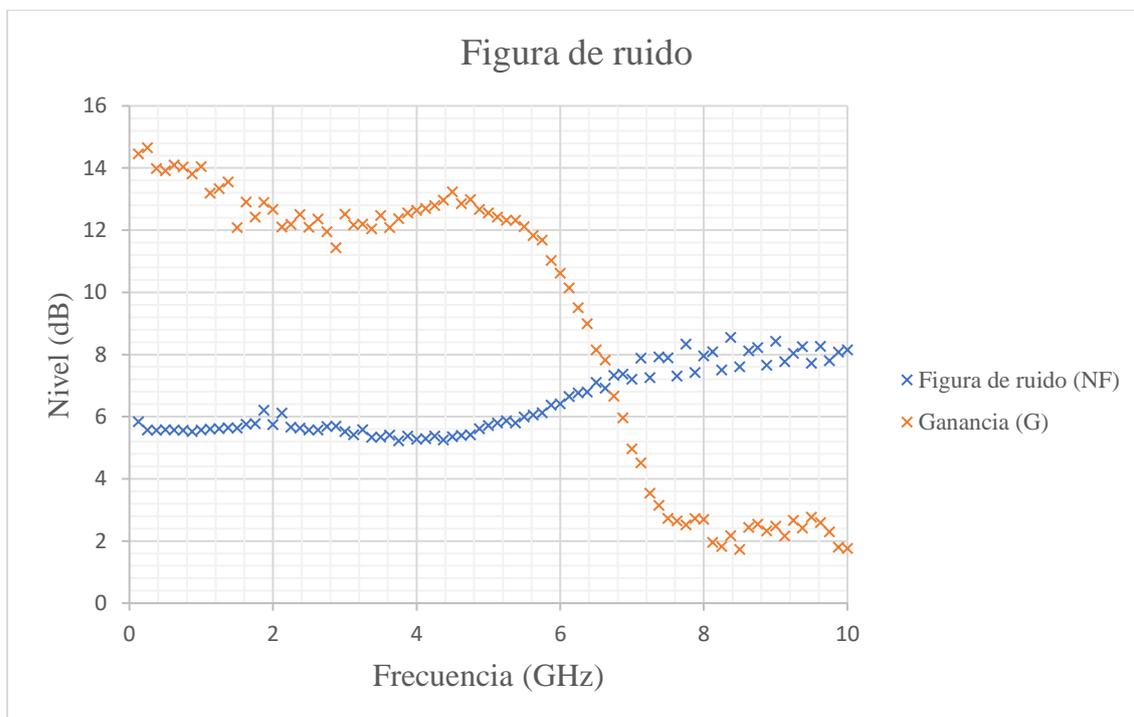
parámetro que peor comportamiento tiene, en frecuencias bajas se mantiene al valor teórico; al subir, se tiene una diferencia de 10 dB.

Una vez realizada la medida de parámetros S, se procede al análisis de ruido. Para ello, se hace uso del analizador de ruido HP Agilent Keysight N8975A *Noise Figure Analyzer* junto con una fuente de ruido N4000A (*Figura 59*).



*Figura 59 Medida de ruido.*

La medida de ruido se realiza calibrando el plano de referencia de medida del nivel de ruido de la fuente de ruido. A continuación, se procede a la medida del componente realizando un barrido en frecuencia.



*Figura 60 Figura de ruido experimental del HMC788LP2E.*

El resultado del analizador se exporta en una hoja de cálculo. Representando gráficamente el ruido (*Figura 60*), se tiene un valor parecido al especificado por el fabricante ( $NF_{teórica} = 6 \text{ dB}$ ,  $NF_{exp} \approx 5.8 \text{ dB}$ ) para frecuencias bajas. Conforme se sube de frecuencia, la ganancia decae, y, el ruido aumenta. La diferencia se debe a que se empleó una inductancia distinta a la recomendada por el fabricante.

Se puede concluir con resultados satisfactorios del diseño, fabricación y caracterización completa del amplificador HMC788ALP2E.

### 3.4 Atenuador variable HMC542BLP4E

El diseño del atenuador variable HMC542BLP comienza con el estudio del funcionamiento del componente. Partiendo del datasheet, el atenuador funciona por modulación de ancho de pulso (*pulse width modulation – PWM*) de la señal de control.

La *duración* (el ancho del pulso) de la señal de control (*serial input*) enciende el respectivo número de *lazos* ( $Q_x$ ), que, consecuentemente, activa los pesos de atenuación ( $C_x$ ).

El componente funciona con lógica inversa, es decir, los pesos que se mantienen en nivel alto, se desconectan; los que se mantienen en bajo, en cambio, son los que cuentan para la atenuación, siendo esta la suma de todos ellos.

En lugar de operar por una secuencia de bits estándar, el HMC542BLP4E funciona fijando, en primer lugar, el valor de atenuación y, a continuación, habilitando completamente la atenuación en el menor tiempo posible. Presenta una ventaja considerable frente a un atenuador variable convencional, reduciendo los tiempos de subida y bajada.

Sin embargo, presenta la necesidad de diseñar y montar un sistema de control. Para ello, en primer lugar, se diseña y se fabrica el componente, siguiendo el mismo procedimiento que los elementos anteriores.

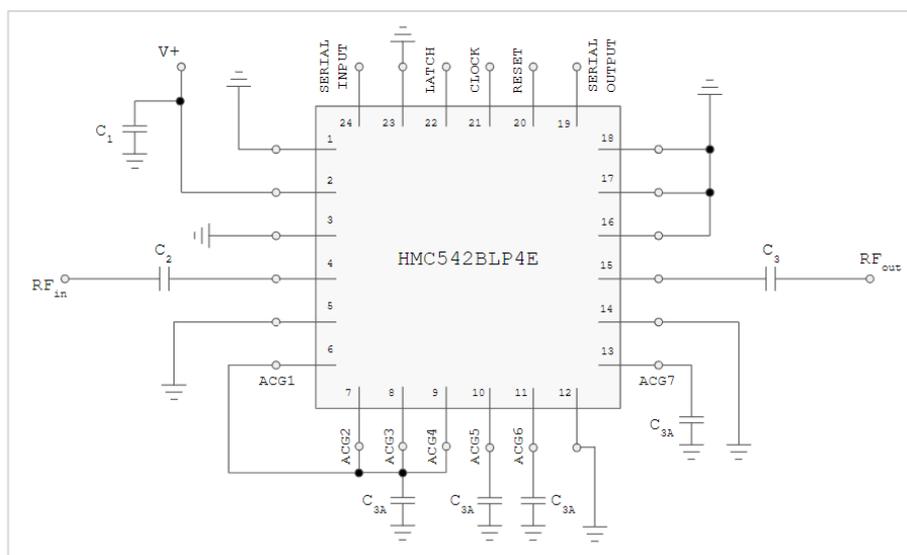


Figura 61 Circuito de montaje del HMC542BLP4E.

Partiendo del circuito indicado por el fabricante (*Figura 61*), los condensadores de los puertos 6 – 13 son para asegurar un funcionamiento correcto en corriente alterna (AC) muy baja, cercana a la DC, para aumentar el rango de frecuencias de operación. Los condensadores de desacoplo en RF se instalan  $C_2, C_3 = 30 \text{ pF}$  (0402).

Los elementos que conforman la red de entrada/salida son:

Tabla 7 Listado de componentes para el montaje del circuito del HMC542BLP4E.

Componente	Valor	Encapsulado
$C_1$	220 pF	0603
$C_2, C_3$	30 pF	0402
$C_{3A}$	330 pF	0402

### 3.4.1 Diseño del layout

Una vez concretado el listado de elementos que componen la placa, se diseña el layout (*Figura 62*) y se fabrica el componente (*Figura 63*).

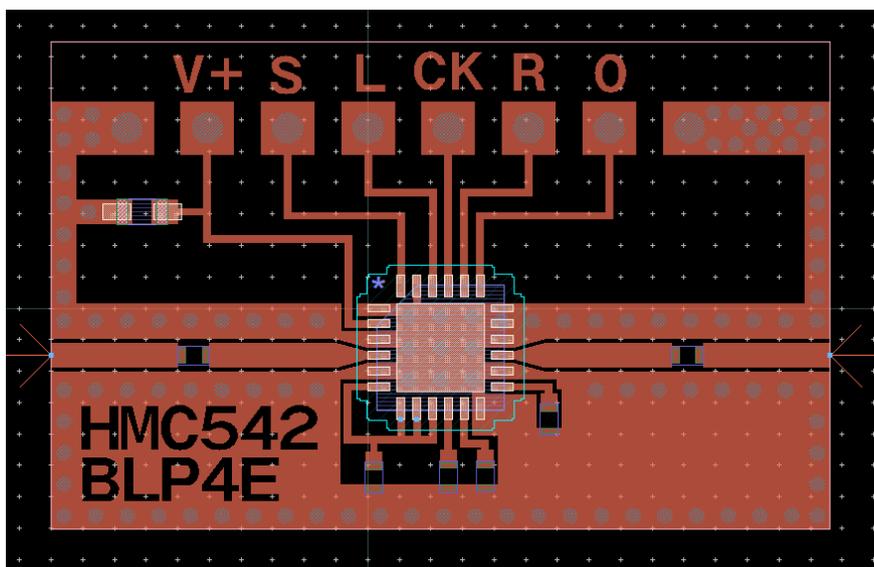


Figura 62 Layout del circuito del HMC542BLP4E.

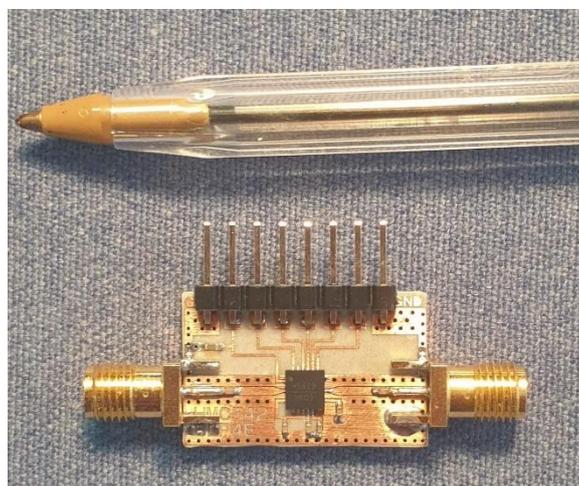
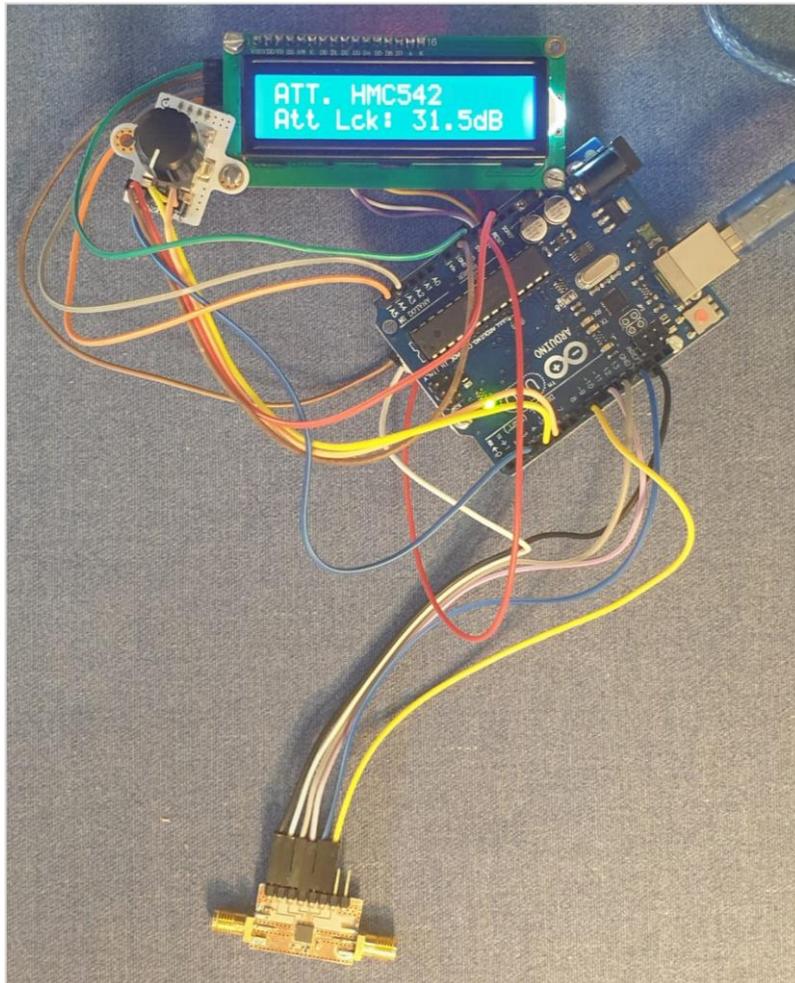


Figura 63 Circuito fabricado del componente HMC542BLP4E.

Para poder realizar el estudio experimental del componente se construye un sistema de control. Se hace uso de una placa programable *Arduino UNO*, junto a una pantalla LCD de 16x2 bits y un *rotary encoder* (codificador rotativo que permite fijar el valor de atenuación). Se diseña un programa que maneje todos los estados (ver anexo). El circuito de prueba es mostrado en la *Figura 64*.



*Figura 64* Circuito de control con *Arduino UNO*, *rotary encoder* y *HMC542BLP4E*.

### 3.4.2 Caracterización – Parámetros S

Se realiza la medida de parámetros S empleando el analizador de redes. Se estudia, entre otros, el caso de máxima atenuación (31.5 dB). El resultado exportado, procesado por medio de ADS, se puede visualizar en la *Figura 65*. Como la matriz S es simétrica y recíproca ( $S_{11} = S_{22}$ ,  $S_{21} = S_{12}$ ), solo se estudian dos casos.

En azul se muestra la respuesta teórica, mientras que, en rojo, la experimental. Se puede ver cómo prácticamente coincide, a pesar de que las medidas muestren parámetros menos adecuados.

La adaptación a la entrada, al subir en frecuencia, cae hasta 9 dB respecto al resultado teórico. La atenuación, en cambio, se mantiene relativamente constante, variando como mucho 1 dB. Cabe destacar que las pérdidas de inserción fijas

coinciden aproximadamente con el valor proporcionado por el fabricante (teóricamente 1.4 dB).

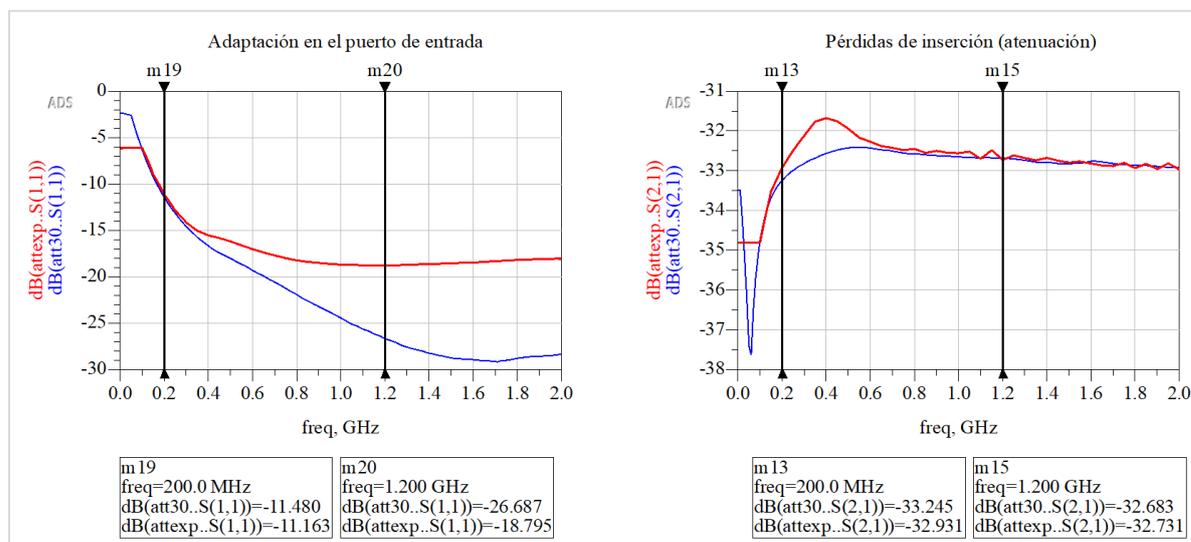


Figura 65 Parámetros S HMC542BLP4E en atenuación de 31.5 dB. En rojo, los parámetros proporcionados por el fabricante; en azul el resultado de la medida de la placa fabricada.

Estos parámetros es preciso tenerlos en cuenta para la caracterización en potencia del sistema completo.

### 3.5 Demodulador MAX2021

#### 3.5.1 Diseño del layout

Por último, se procede a diseñar el layout del demodulador MAX2021 para su posterior caracterización y medida. Partiendo del circuito de aplicación recomendado por el fabricante (Figura 66) se emplean los mismos elementos para el diseño (Figura 67) y fabricación (Figura 68) de la placa. Además, se implementan los filtros paso bajo LFCN – 225+ en cada una de las ramas de IF para suprimir frecuencias espurias.

El listado de componentes es el mostrado en la tabla siguiente:

Tabla 8 Listado de componentes para el montaje del circuito del MAX2021.

Componente	Valor	Encapsulado
C <sub>1</sub> , C <sub>6</sub> , C <sub>7</sub> , C <sub>10</sub> , C <sub>13</sub>	33 pF	0402
C <sub>2</sub> , C <sub>5</sub> , C <sub>8</sub> , C <sub>11</sub> , C <sub>12</sub>	0.1 μF (100 nF)	0402
C <sub>3</sub>	82 pF	0603
C <sub>9</sub>	8.2 pF	0402
R <sub>1</sub>	430 Ω	0402
R <sub>2</sub>	620 Ω	0402
R <sub>3</sub>	330 Ω	0402
LPF	LFCN – 225+	1206

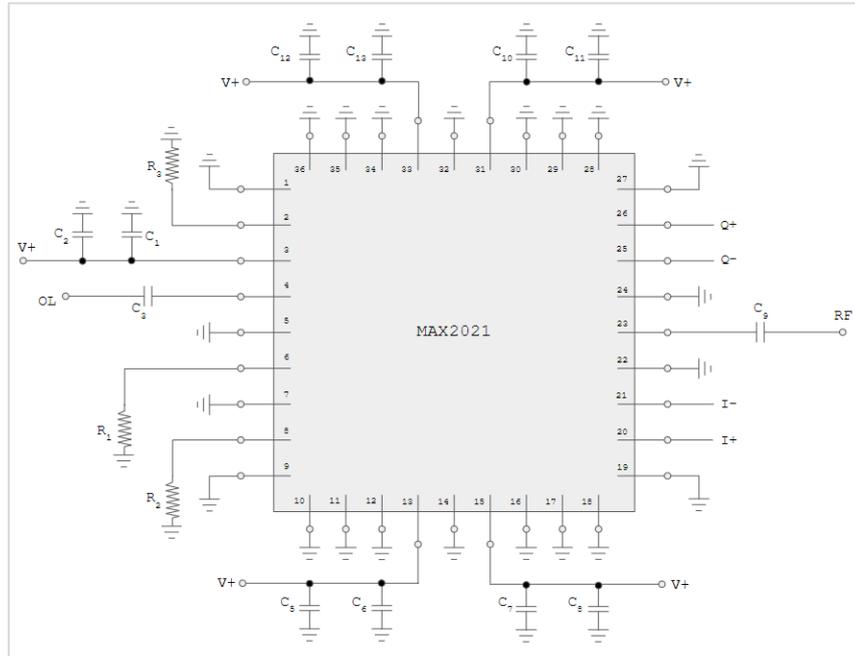


Figura 66 Circuito de montaje del MAX2021.

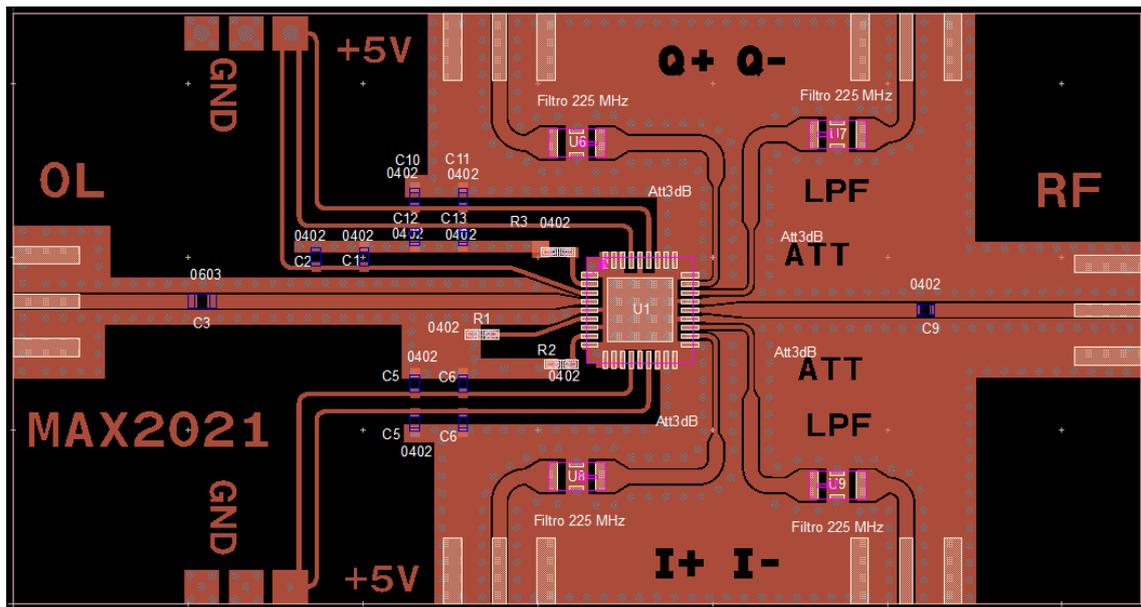


Figura 67 Layout del circuito del MAX2021.

Siguiendo la misma metodología que la representada en el apartado 2.6, se procede a realizar el estudio experimental del componente. Los casos de medida son:

1. Pérdidas de conversión en función de la frecuencia RF.
2. Pérdidas de conversión en función de la potencia de RF.
3. Punto de compresión 1 dB en función de la potencia de RF.
4. Parámetros de *Scattering*. Análisis del coeficiente de transmisión, adaptación y aislamiento entre los puertos.

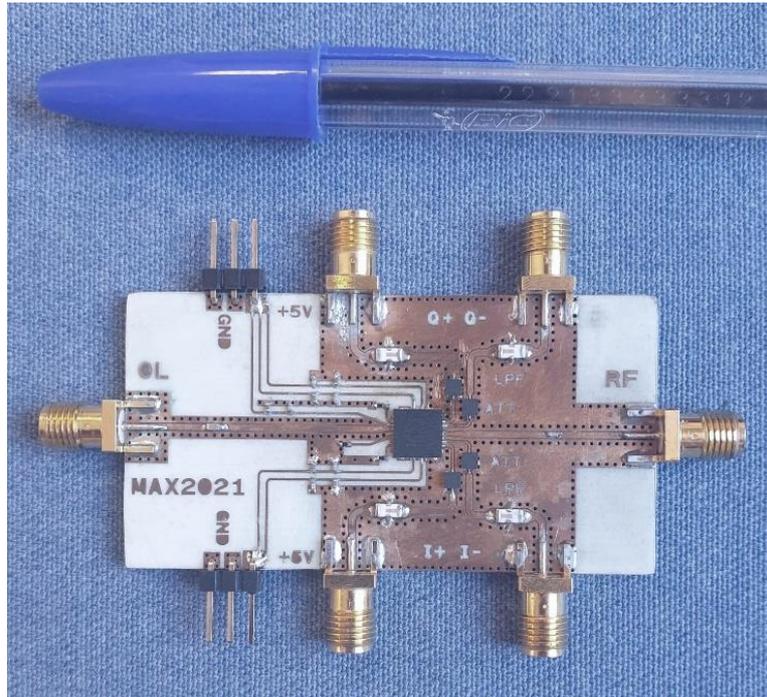


Figura 68 Circuito fabricado del componente MAX2021.

### 3.5.1 Pérdidas de conversión en función de la frecuencia RF

Se realiza un barrido en frecuencia de RF, fijando la potencia de las señales de RF y OL. El objetivo es obtener la relación de las pérdidas de conversión y la frecuencia de la señal de entrada para estudiar la transmisión.

Las condiciones de medida son idénticas a las del apartado 2.6.1. El esquema se corresponde con el de la *Figura 24*. A diferencia de la medida con la *Evaluation Board*, donde se estudiaron las pérdidas de conversión entre las ramas de RF y Q+, Q-, I+, I-, en este caso se han medido entre el puerto RF y Q-. Los parámetros más importantes son:

- Frecuencia de la señal RF:  $f_{RF} = [750, 1000]$  MHz.
- Frecuencia de la señal OL:  $f_{OL} = 750$  MHz.
- Potencia de la señal RF:  $P_{RF} = 0$  dBm.
- Potencia de la señal OL:  $P_{OL} = 0$  dBm.

Ajustando las pérdidas de las redes de entrada y salida, se insertan los datos en una hoja de cálculo. El resultado viene representado en la *Figura 69*. Se han añadido 6 dB al valor obtenido debido, una vez más, a que la medida está referida a un puerto. Por tanto, se puede ver, en promedio, que las pérdidas son levemente superiores a las del kit de evaluación comercial. La causa, posiblemente, es el incorrecto funcionamiento de los mezcladores internos, al no operar de manera equilibrada.

Las pérdidas de conversión son, aproximadamente  $L_C \approx 9.8$  dB. Comparando con el valor especificado por el fabricante (9.2 dB), se puede concluir con un parámetro parecido.

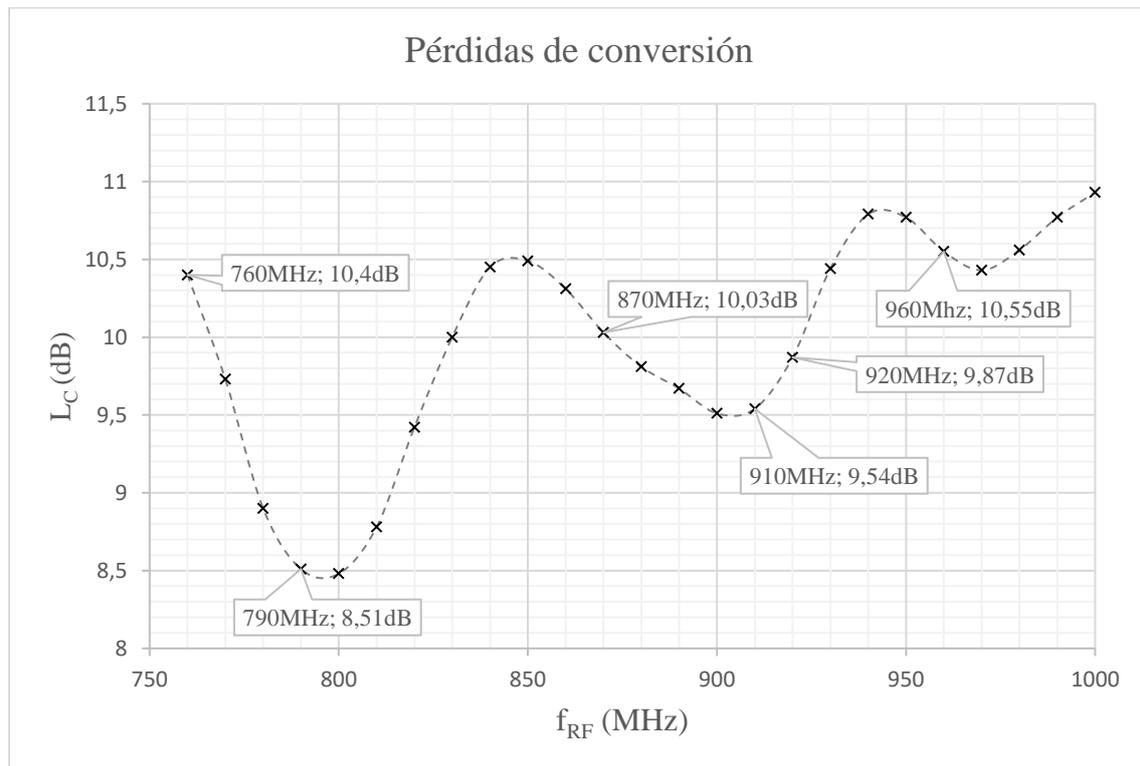


Figura 69 Pérdidas de conversión frente a frecuencia de RF de la placa MAX2021 fabricada.

### 3.5.2 Pérdidas de conversión en función de la potencia de RF

Se realiza un barrido en potencia de RF, fijando la frecuencia de las señales de RF y OL. El objetivo es obtener la relación de las pérdidas de conversión y la potencia de la señal de entrada.

El esquema de la medida se corresponde con el de la *Figura 26*, los parámetros más importantes son:

- Frecuencia de la señal RF:  $f_{RF} = 800$  MHz.
- Frecuencia de la señal OL:  $f_{OL} = 750$  MHz.
- Potencia de la señal RF:  $P_{RF} = [-21, 22]$  dBm.
- Potencia de la señal OL:  $P_{OL} = 0$  dBm.

Ajustando las pérdidas de las redes de entrada y salida se insertan los datos en una hoja de cálculo. Se añaden 6 dB y se realiza la representación gráfica. El resultado se muestra en *Figura 70*.

Cabe destacar que, en la frecuencia de IF de la medida ( $f_Q = 50$  MHz), se dan las mínimas pérdidas de conversión. El valor promedio, aproximadamente  $L_C = 8.6$  dB, es considerablemente mejor que el indicado por el fabricante. Sin embargo, puede haber ciertas discrepancias debido a que no es misma condición de medida al referir el resultado a un único puerto en configuración diferencial. Al subir en potencia de entrada, las pérdidas aumentan.

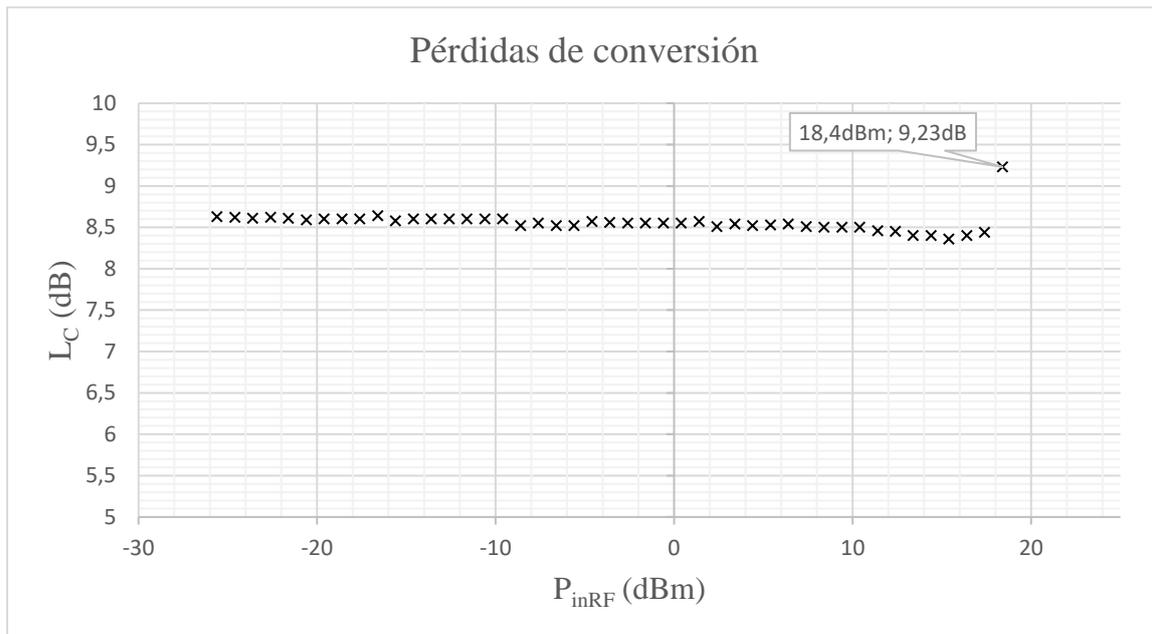


Figura 70 Pérdidas de conversión frente a potencia de RF de la placa MAX2021 fabricada.

### 3.5.3 Punto de compresión 1 dB en función de la potencia de RF

La configuración de medida es la misma (mismo esquema y mismos parámetros de entrada) que la del caso del apartado anterior (*apartado 3.5.2*). Una vez más, la medida está referida a un puerto. Al igual que en todos los casos, el funcionamiento del mezclador puede no ser el adecuado debido a que se polariza uno de los dos diodos que lo componen y el punto de trabajo no es equilibrado. El ajuste de los 6 dB se hace al final del estudio.

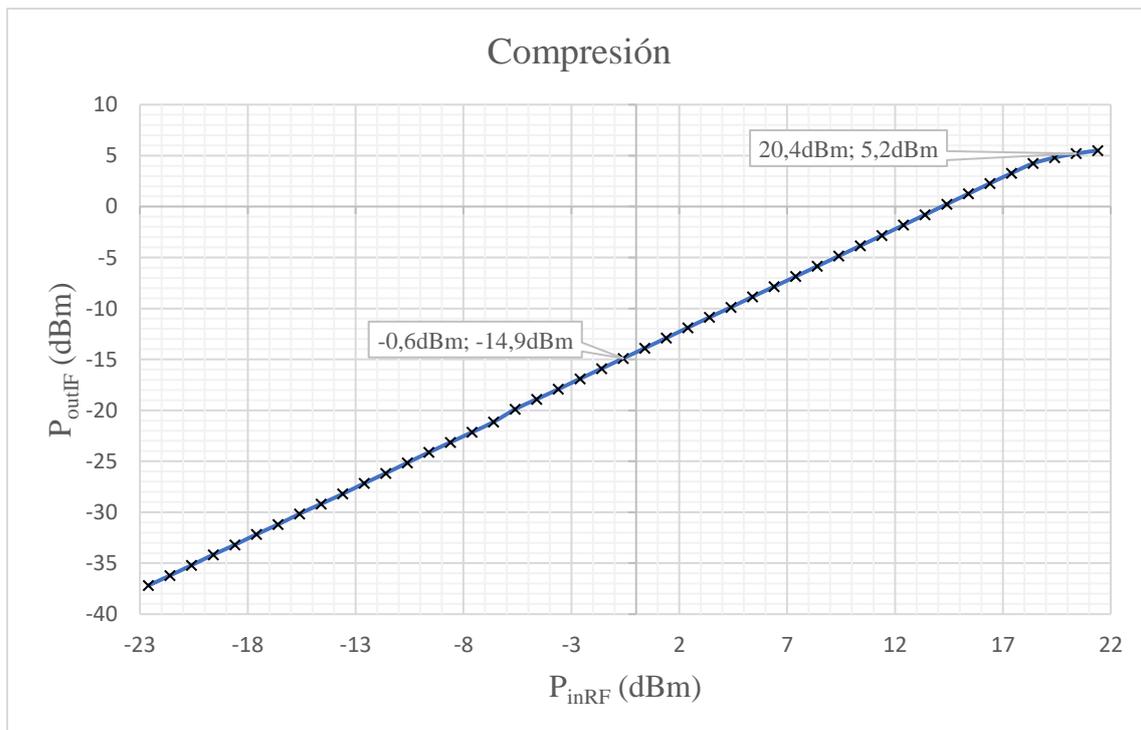


Figura 71  $P_{1dB}$  de la placa MAX2021 fabricada.

Tal y como muestra la *Figura 71*, en el rango de respuesta lineal, las pérdidas de conversión son:

- $P_{inRF} = -0.6 \text{ dBm}$
- $P_{outIF} = -14.9 \text{ dBm}$

$$L_c = P_{inRF} - P_{outIF}, L_{c1} = -0.6 - (-14.9) \quad (30)$$

$$L_{c1} = 14.3 \text{ dB} \quad (31)$$

El punto en el que la respuesta decae 1 dB respecto a las pérdidas de conversión lineales, indicado en el gráfico, es en:

- $P_{inRF} = 20.4 \text{ dBm}$
- $P_{outIF} = 5.2 \text{ dBm}$

$$L_{c2} = 20.4 - 5.2, L_{c2} = 15.2 \text{ dB} \quad (32)$$

$$L_{c1} - L_{c2} \approx 1 \text{ dB} \quad (33)$$

El punto de compresión de 1 dB a la entrada,  $IP_{1dB} = 20.4 \text{ dBm}$ . Añadiendo 6 dB para ajustar la potencia obtenida en la rama estudiada Q-, se tiene  $IP_{1dB} = 26.4 \text{ dBm}$ . Es un valor 3 dB por debajo del propuesto por el fabricante ( $IP_{1dB} = 30 \text{ dBm}$ ); las condiciones de medida no son las mismas, además de que solo se ha evaluado un puerto. No obstante, el procedimiento es correcto y se puede considerar un resultado satisfactorio.

### 3.5.4 Parámetros de Scattering

Utilizando el analizador de redes Agilent E8364A se obtienen los parámetros S de la placa fabricada. En primer lugar, se calibra empleando el kit de calibración Keysight 85082C *precision mechanical calibration kit*. Los casos y, las configuraciones, de medida son idénticos a los del apartado 2.6.4.

Se representan los parámetros de Scattering tanto de la *Evaluation Board* como de la placa fabricada. En rojo, se muestra la traza de los parámetros S medidos en la *Evaluation Board*, mientras que, en azul, los de la placa nueva. Además, la respuesta de la placa fabricada viene limitada en frecuencia debido a los filtros paso bajo implementados; se realiza el análisis en la banda de paso.

Los parámetros de medida son:

- Barrido en frecuencia:  $f = 45 - 2000 \text{ MHz}$
- Frecuencia de OL:  $f_{OL} = 750 \text{ MHz}$
- Potencia de entrada en el puerto P<sub>1</sub>:  $P_{in} = +5 \text{ dBm}$
- Potencia de OL:  $P_{OL} = +0 \text{ dBm}$

Caso 1: I-, I+

El esquema de medida es el mostrado en la *Figura 30*. Se colocan cargas adaptadas en los accesos de RF, Q+, Q-, y se realiza el barrido en frecuencia.

- Puerto P<sub>1</sub>: I-
- Puerto P<sub>2</sub>: I+

Extrayendo los parámetros S del analizador de redes, los resultados se pueden visualizar en la *Figura 72*. Se ve cómo el filtro funciona correctamente, eliminando completamente la banda de frecuencias a partir de 400MHz.

La adaptación es ligeramente mejor en la placa fabricada, se puede apreciar una diferencia de hasta 3 dB (S<sub>11</sub>, S<sub>22</sub>). El aislamiento mejora aproximadamente 6 dB entre los puertos de salida I+, I-.

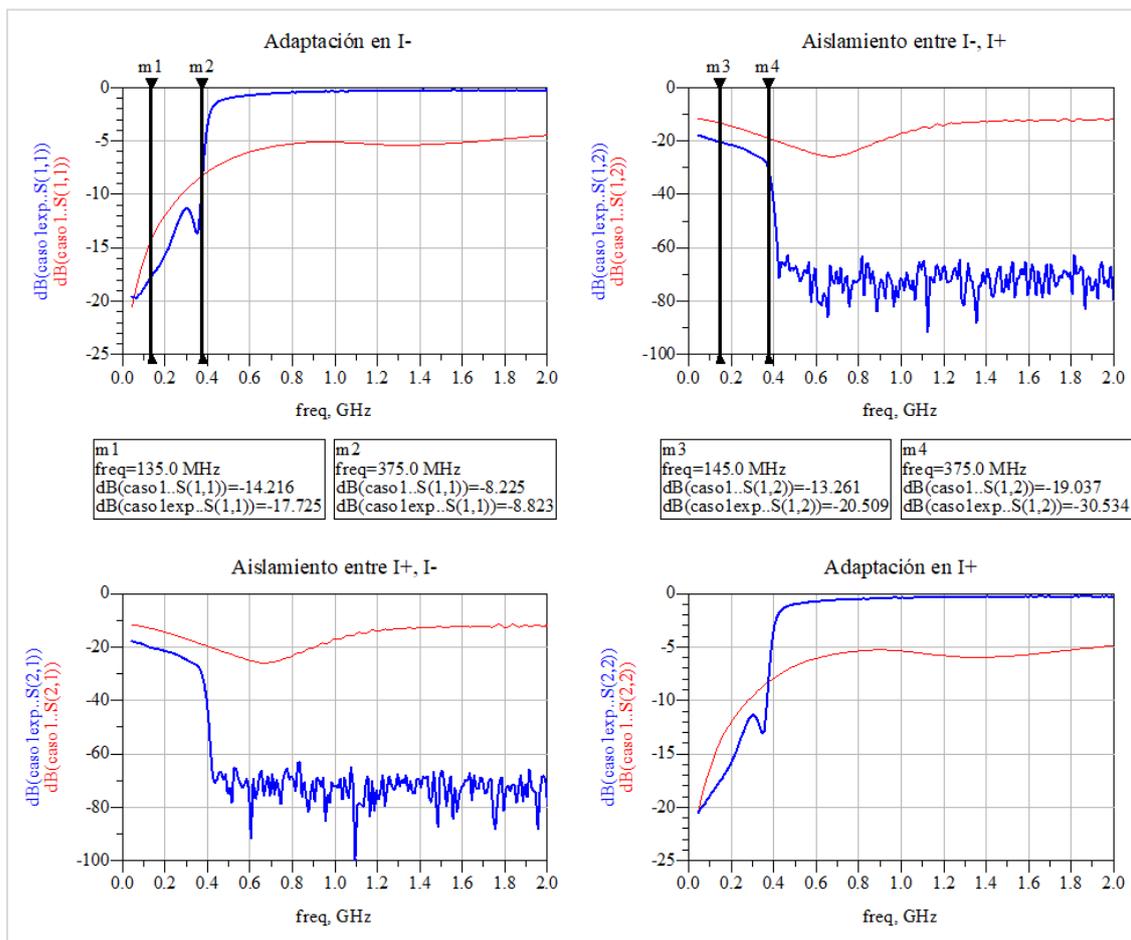


Figura 72 Parámetros S entre I-, I+. En rojo, la medida de la Evaluation Board; en azul, del MAX2021 fabricado.

Caso 2: Q-, Q+

El esquema coincide con el mostrado en la *Figura 32*. El objetivo de medida es idéntico al del *caso 1*. Se colocan cargas adaptadas en los accesos de RF, Q+, Q-, y se realiza el barrido en frecuencia.

- Puerto P<sub>1</sub>: Q-

- Puerto P<sub>2</sub>: Q+

Al extraer el resultado y, realizar la representación gráfica (*Figura 73*), se puede ver, una vez más el efecto del filtro. Así como se muestra en el caso anterior, los parámetros S presentan una leve mejora frente al kit comercial. Al igual que en la medida de los puertos I+, I-, la matriz S es recíproca. Por lo tanto, solo se estudian dos casos.

Al igual que ocurre en el caso anterior, la adaptación en los puertos Q+, Q- (S<sub>11</sub>, S<sub>22</sub>) llega a mejorar en 3 dB para frecuencias muy bajas. La diferencia en el aislamiento (S<sub>12</sub>, S<sub>21</sub>), entre la *Evaluation Board* y el mezclador fabricado, es de 6 dB para frecuencias muy bajas, y de 10 dB en el límite de la banda de rechazo.

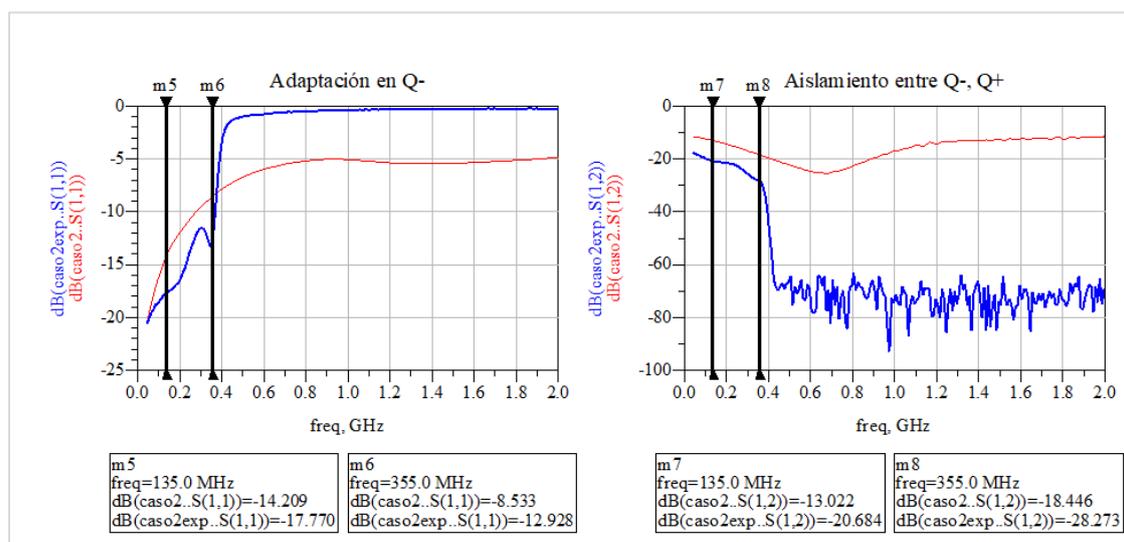


Figura 73 Parámetros S entre Q-, Q+. En rojo, la medida de la *Evaluation Board*; en azul, del MAX2021 fabricado.

### Caso 3: RF, Q+ (OL on)

Ya que los puertos Q+, Q-, I+, I- tienen una respuesta similar, se estudian los parámetros S entre RF y Q+, lo cual es equivalente a estudiar RF y cualquier otra salida en IF. El esquema de medida es equivalente al de la *Figura 34* y la configuración es la siguiente:

- Puerto P<sub>1</sub>: RF
- Puerto P<sub>2</sub>: Q+

Analizando los resultados (*Figura 74*), se puede ver que el filtro no afecta la línea de RF. La adaptación en el puerto de RF (S<sub>11</sub>) cambia, se aprecian deterioros de hasta 30 dB con respecto a la *Evaluation Board* conforme se aumenta en frecuencia. Sin embargo, una adaptación de -10 dB es aceptable.

Por otro lado, el aislamiento entre los puertos RF y Q+ es recíproco (S<sub>22</sub> = S<sub>12</sub>). La traza muestra mucho rizado en parte por la implementación del filtro y por la resolución de la medida en el analizador de redes. En la banda de funcionamiento, para

frecuencias bajas, es peor; sin embargo, en el límite de la banda de paso, hay una diferencia de aproximadamente 8 dB.

Por último, según lo previsto, la adaptación en  $Q+$  ( $S_{22}$ ), se mantiene invariante.

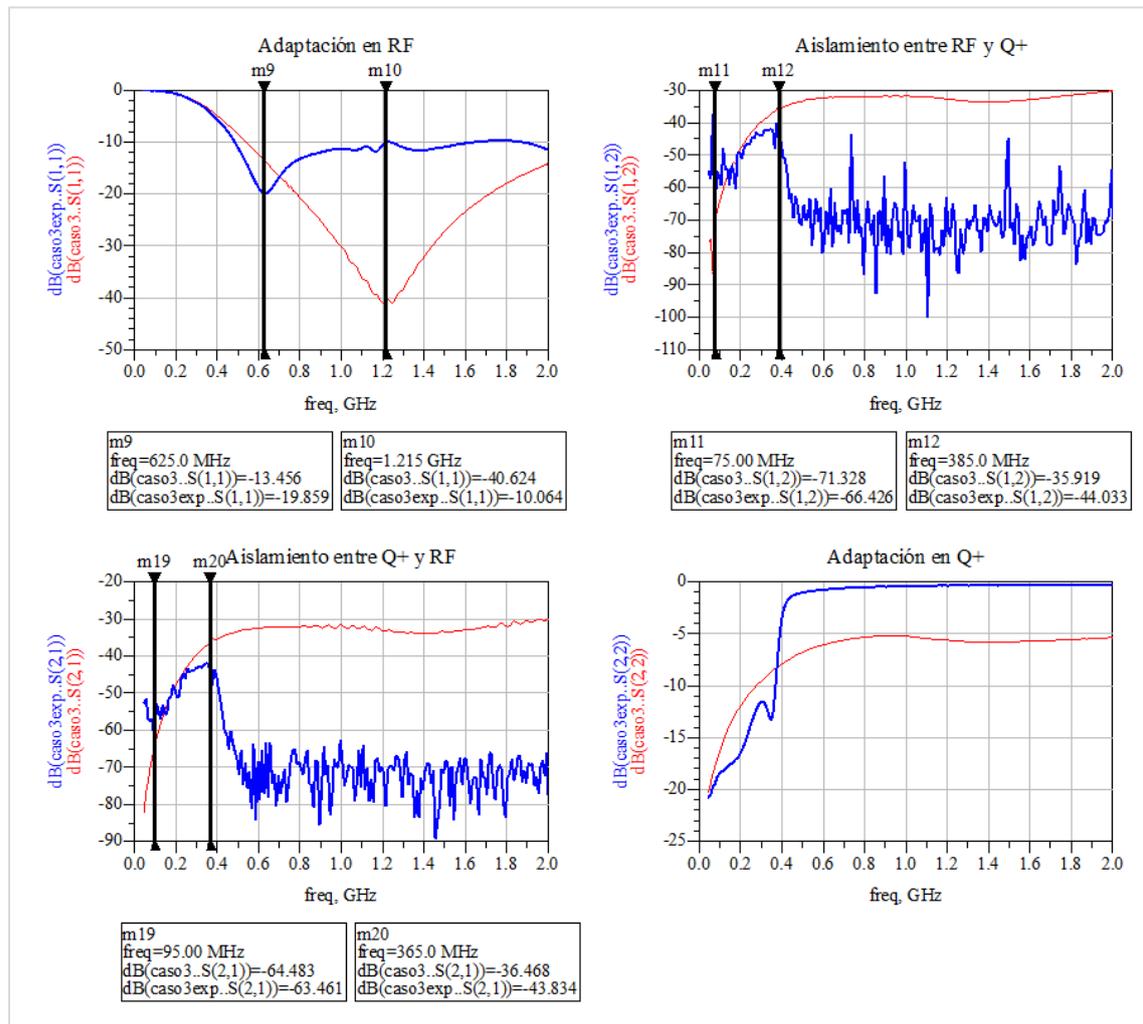


Figura 74 Parámetros S entre RF, Q+. En rojo, la medida de la Evaluation Board; en azul, del MAX2021 fabricado.

#### Caso 4: RF, OL

Por último, es importante caracterizar los parámetros S entre los puertos de RF y OL. Para ello, con el esquema equivalente al de la Figura 37, se realiza la medida con la siguiente configuración:

- Puerto  $P_1$ : RF
- Puerto  $P_2$ : OL

El resultado se procesa con ADS y se representa de manera gráfica (Figura 75). La adaptación en el puerto RF ( $S_{11}$ ) es invariante respecto al caso anterior. El aislamiento no es recíproco. Entre los puertos RF y OL ( $S_{12}$ ), se cuenta con valores muy buenos, del orden de  $-35$  dB, parecido al aislamiento ofrecido por la Evaluation Board. En sentido opuesto, entre OL y RF ( $S_{21}$ ), es excelente y, a su vez, similar al de la placa comercial.

Por último, la adaptación en el puerto del oscilador local ( $S_{22}$ ) de la placa fabricada se asemeja al del kit comercial. Hay puntos en los que mejora, pero no de manera significativa. La adaptación mejora conforme se sube en frecuencia y, como se sabe que la frecuencia mínima para OL especificada por el fabricante es  $f_{OL\text{mín}} = 750$  MHz, una adaptación entre  $[-8, -10]$  dBm es adecuada para trabajar.

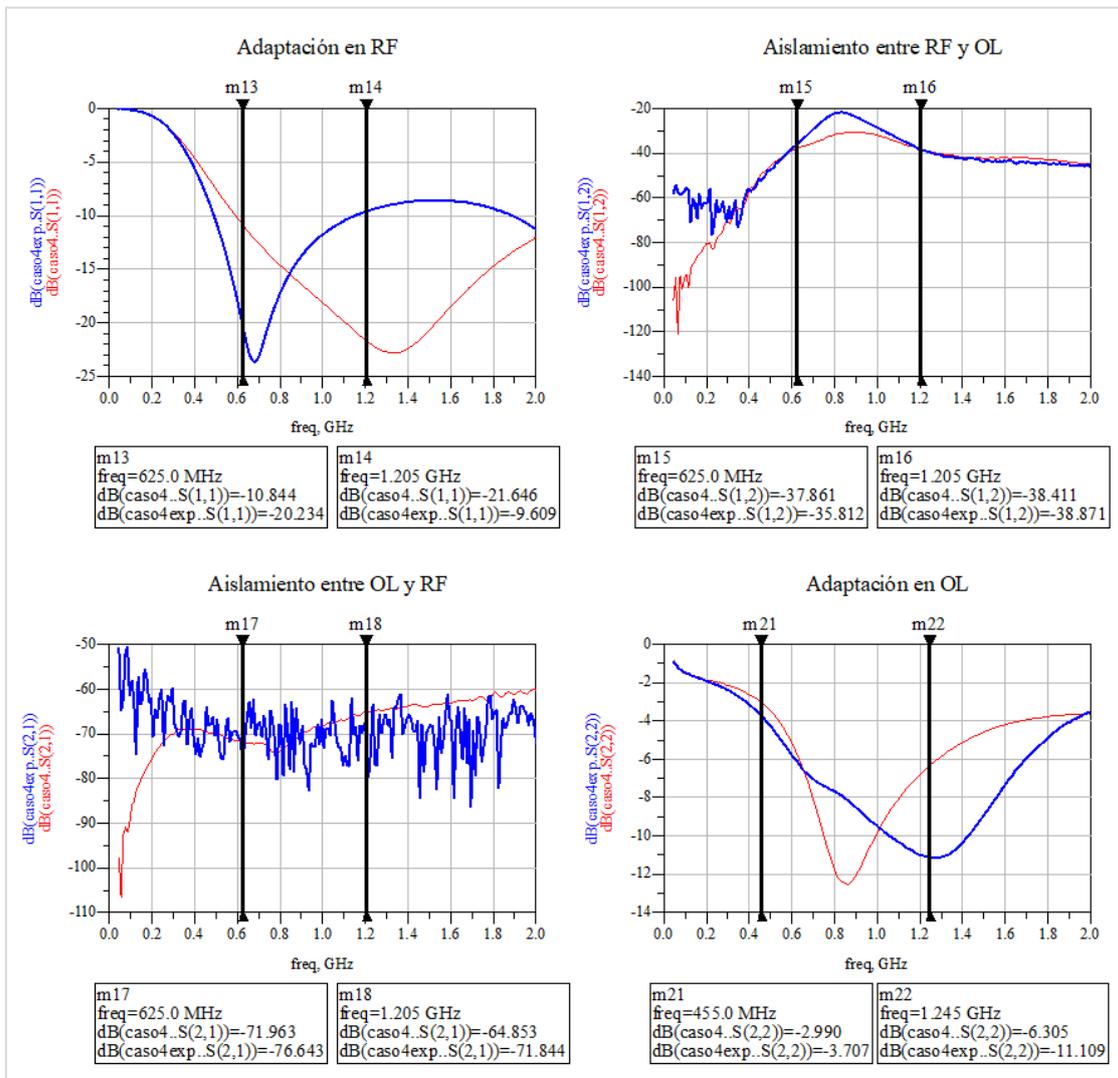


Figura 75 Parámetros S entre RF, OL. En rojo, la medida de la Evaluation Board; en azul, del MAX2021 fabricado.

Una vez realizado el caracterizado experimental de la placa fabricada, se procede al diseño de la placa del sistema completo, implementando todos los elementos necesarios.

## 4. SISTEMA DEMODULADOR I/Q GENERAL

### 4.1 Introducción

El sistema conversor general, ilustrado en la *Figura 17*, está formado por diferentes componentes. El diseño de la huella de componentes pasivos que no requerían red de entrada/salida, como los filtros y el amplificador direccional no se ha detallado debido a que únicamente se ha implementado la huella proporcionada por el fabricante.

### 4.1 Diseño y montaje

El diseño comienza con un archivo de tipo *layout* en ADS para cuadrar el emplazamiento de cada componente de manera libre. Tal y como se muestra en la *Figura 47*, las líneas de señal de microondas son de tipo coplanar de impedancia característica  $Z_0 = 50 \Omega$  con anchura  $W = 0.8 \text{ mm}$ , y gap al plano de masa  $G = 0.11 \text{ mm}$  utilizando el sustrato RO4003C de altura  $h = 60 \text{ mil}$ . Por otro lado, las líneas de polarización se fijan de manera libre.

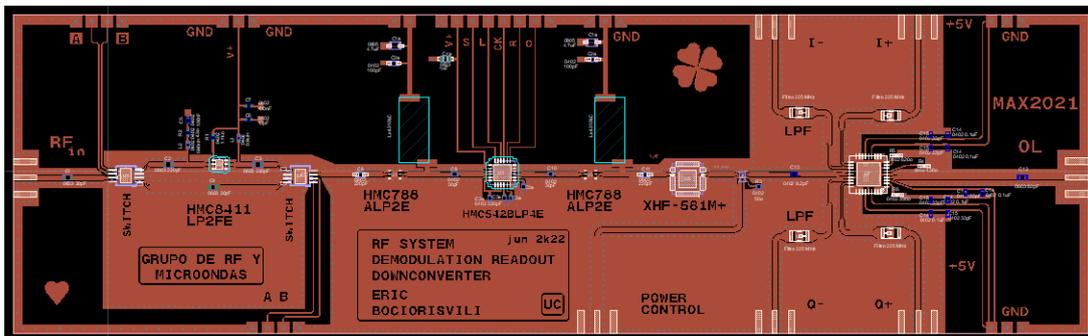


Figura 76 Layout del sistema de conversión completo

El resultado final se puede visualizar en la *Figura 76*. Se puede ver cómo la entrada de RF llega al primer bloque de amplificación (*Figura 77*). Al polarizar debidamente los conmutadores HMC435A en función de la potencia de entrada en RF (potencia a la salida del criostato), la señal viaja por el camino preestablecido (estado '0': se pasa por el amplificador; estado '1': camino directo).

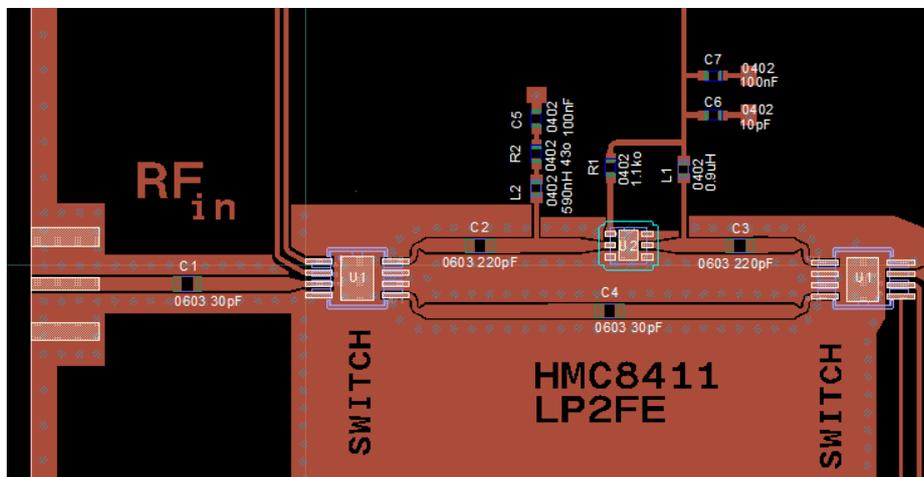


Figura 77 Primer bloque de amplificación.

A continuación, se pasa al segundo bloque de amplificación (*Figura 78*), compuesto por el atenuador variable (HMC842BLP4E) entre dos amplificadores idénticos (HMC788ALP2E). La señal se sube de nivel, se atenúa en función de las necesidades y, se vuelve a subir de nivel para ajustar la diferencia y llegar con potencia constante a la entrada del MAX2021.

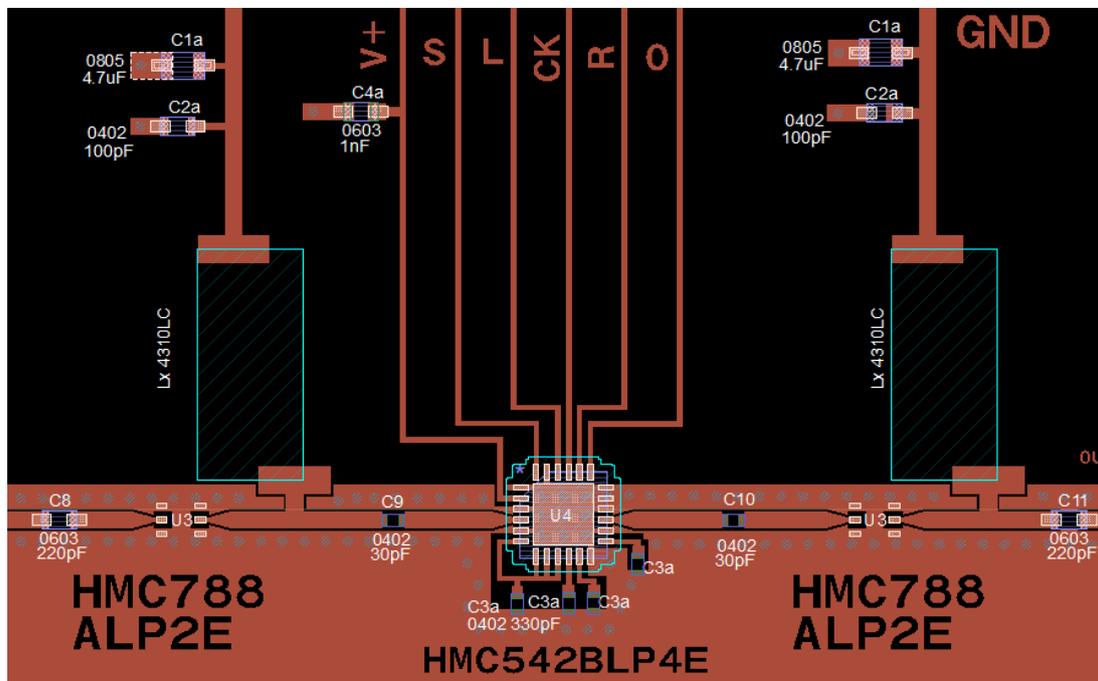


Figura 78 Segundo bloque de amplificación.

Antes de pasar al demodulador, la señal llega al bloque de procesado y control (*Figura 79*), donde hay conectados un filtro paso alto (XHF – 581M+) y un acoplador direccional (DCW – 30 – 272+) en cascada. El filtro sirve para eliminar señales espurias indeseadas en baja frecuencia, mientras que, el acoplador, sirve para extraer una muestra de la señal y obtener la potencia de entrada al demodulador.

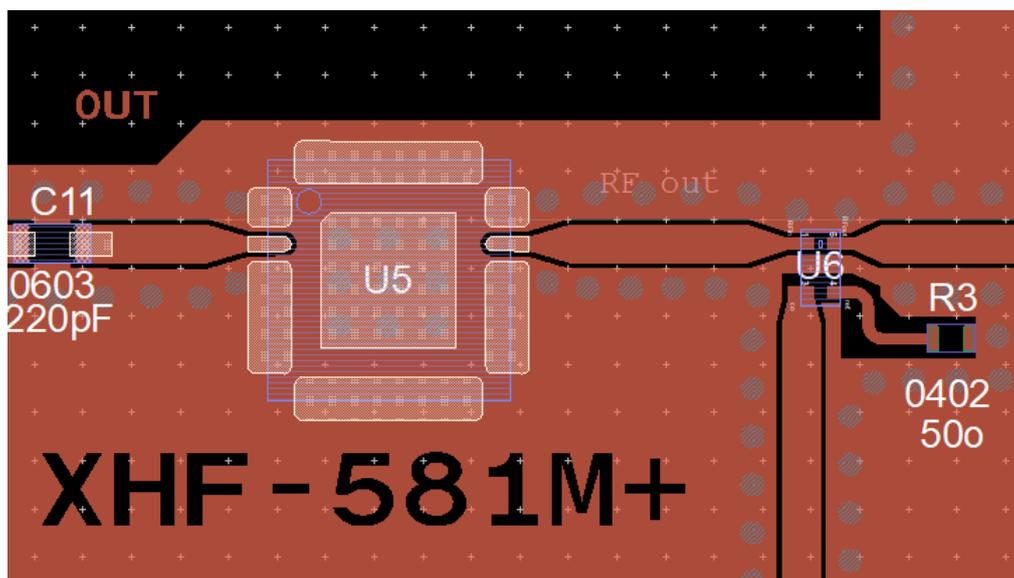


Figura 79 Bloque de procesado y control.

Por último, la señal llega al MAX2021, cuya función es la conversión en frecuencia. En la salida de cada rama, I+, I-, Q+, Q-, se instala un filtro paso bajo (LFCN – 225+) para tener solo la señal en la banda de interés (Figura 80).

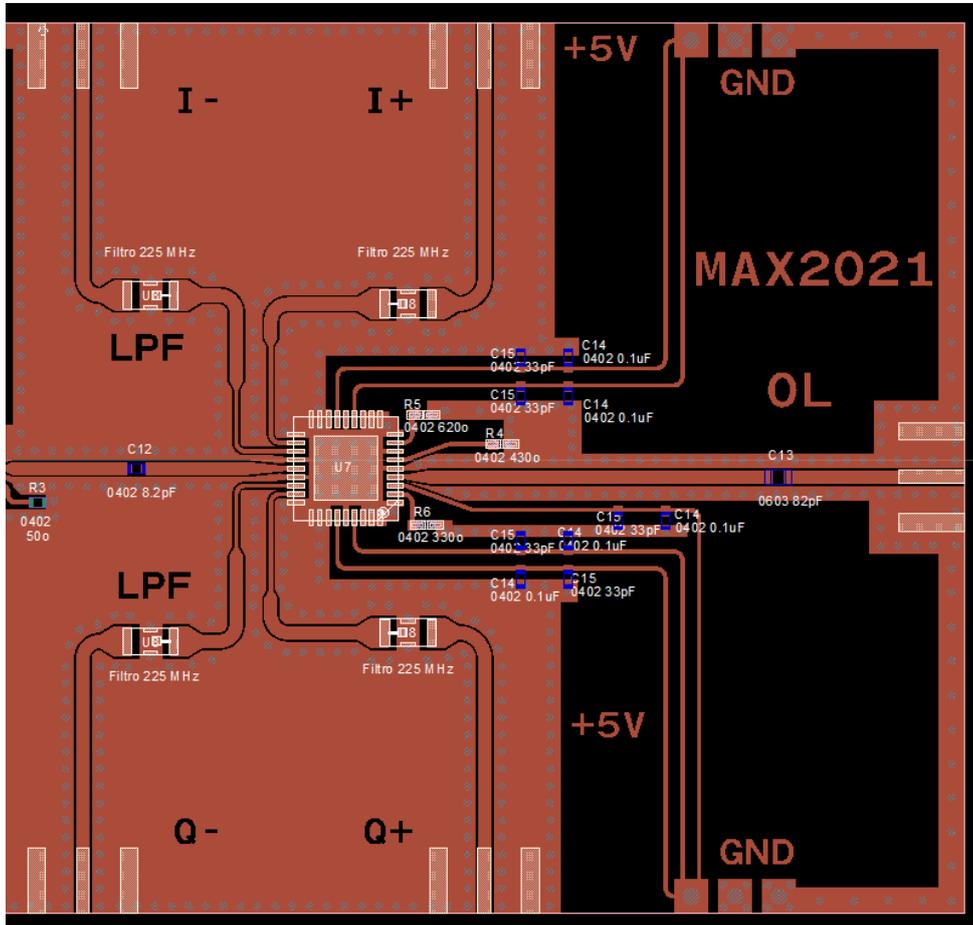


Figura 80 Demodulador IQ MAX2021.

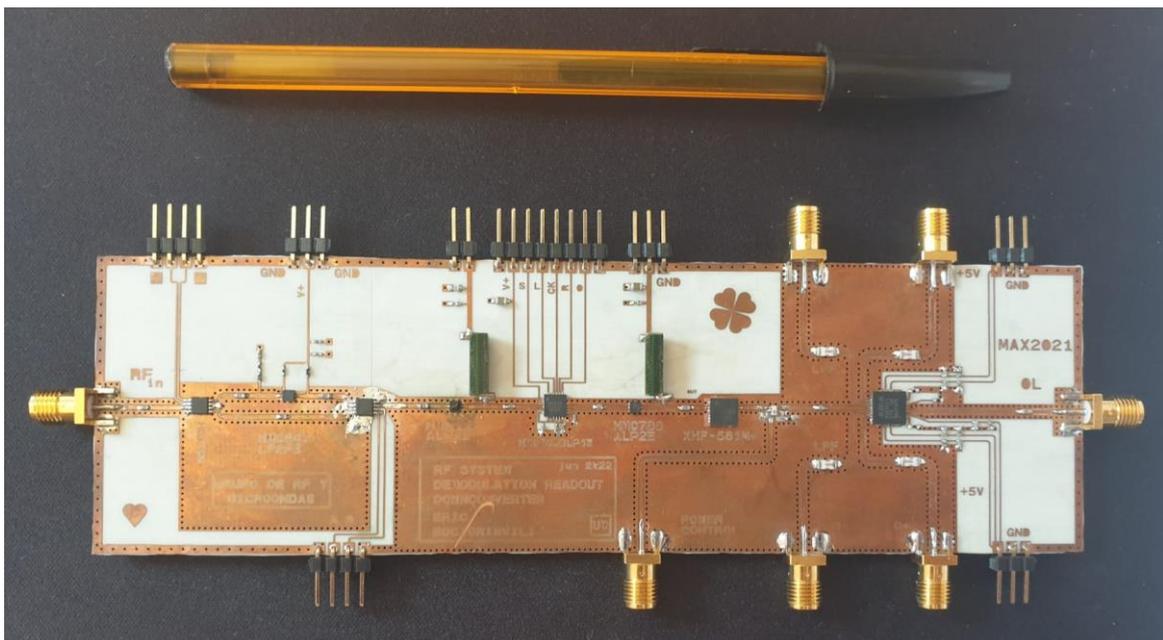


Figura 81 Sistema de conversión completo fabricado (dimensiones 172x52 mm).

Tras el proceso de fabricación, se puede ver, tal y como se muestra en la *Figura 81*, que la placa tiene dimensiones de  $172 \times 52$  mm. Multitud de detalles, tales como la impresión de las etiquetas, resultan complicados y requieren de alto nivel de precisión.

El punto más crítico del diseño de placas para la implementación de componentes reside en cotejar la huella proporcionada por el fabricante con las dimensiones que se especifican en el *datasheet*. Al tratar con órdenes de magnitud de  $\mu\text{m}$ , cualquier mínima desviación implica una huella de impresión errónea.

Con la placa del sistema general fabricada, se procede a realizar su caracterización.

## 5. CARACTERIZACIÓN DEL SISTEMA DEMODULADOR I/Q

### 5.1 Introducción

Este capítulo tiene como objetivo exponer la caracterización y medida de la placa general fabricada y comparar con el estudio teórico realizado. Los casos de estudio se han de ajustar al análisis previo.

Se contemplan dos casos de estudio: estudio en potencia y recepción de tonos.

### 5.2 Estudio en potencia

Se estudia la respuesta en potencia del sistema general. El objetivo es comprobar la conversión de frecuencia de RF a frecuencia de IF, el funcionamiento del circuito de control y caracterizar las pérdidas de conversión.

El esquema de la configuración de medida se corresponde con el de la *Figura 82* Se fija la señal de oscilador local y se realiza un barrido en potencia de entrada en el puerto de  $RF_{in}$ . Los parámetros de medida son:

- Frecuencia de la señal RF:  $f_{RF} = 800$  MHz.
- Frecuencia de la señal OL:  $f_{OL} = 750$  MHz.
- Potencia de la señal RF:  $P_{RF} = [-40, 8]$  dBm.
- Potencia de la señal OL:  $P_{OL} = 0$  dBm.
- $V_{cc} = 5$  V,  $I = 500$  mA.
- Acoplo del DCW - 30 - 272+:  $C \approx 30$  dB.

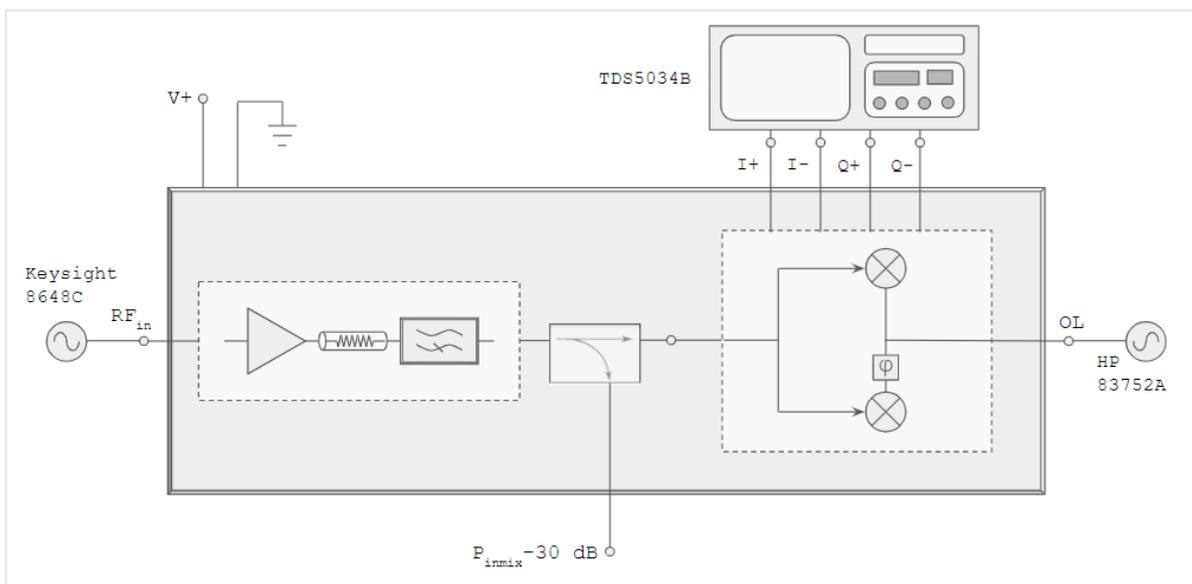


Figura 82 Configuración de la medida.

La señal del acoplador direccional, que sirve para extraer una muestra de la señal y calcular el nivel de potencia a la entrada al demodulador, se conecta a un analizador de espectros.

En primer lugar, las salidas en frecuencia intermedia, I+, I-, Q+, Q- se conectan, en al osciloscopio para comprobar el correcto funcionamiento del sistema: el desfase entre las señales en fase y cuadratura y el nivel de amplitud (*Figura 83*). El caso teórico de medida se supone:

Tabla 9 Caso teórico de la medida

$P_{inRF}$ (dBm)	Switch	Atenuación (dB)
-28 dBm	'0' (LNA on)	11.5 + 1.4

En la *Figura 83* se puede ver cómo las señales tienen aproximadamente la misma amplitud y que el desfase es correcto (aproximadamente  $-90^\circ$ ).

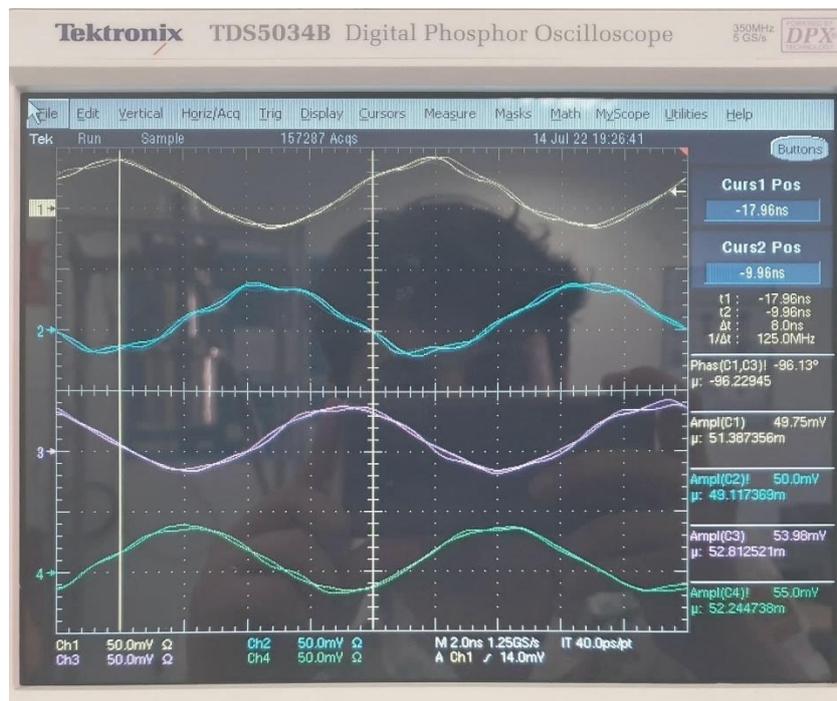


Figura 83 Resultado de la medida. Desfase aproximado de  $-95^\circ$ , igual amplitud en todas las salidas I+, I-, Q+, Q-

Por otro lado se conecta el puerto acoplado del DCW – 30 – 272+ en el analizador de espectros y se obtienen los siguientes resultados:

$$P_C = -30.8 \text{ dBm}$$

lo cual se traduce en:

$$P_{inmix} = P_C + C \quad (34)$$

$$P_{inmix} = -30.8 + 30 \quad (35)$$

$$P_{inmix} = -0.8 \text{ dBm} \approx 0 \text{ dBm} \quad (36)$$

Siguiendo con el procedimiento indicado en 2.6.2 y en 3.5.2, se construye una hoja de cálculo partiendo del rango de potencia admitido en la entrada de  $RF_{in}$ , para

comprobar el funcionamiento del sistema de control y obtener las pérdidas de conversión. Es importante destacar que es potencia general, en este caso, de una única señal sinusoidal (un tono).

Tal y como se muestra en la *Figura 84*, el sistema de control funciona de manera correcta. Los componentes de control (estado de los conmutadores y del atenuador variable) se fijan en los valores del estudio teórico; todos los casos comprendidos dentro del rango de funcionamiento ( $P_{RF} = [-40, 8]$  dBm) consiguen una potencia constante a la entrada del MAX2021 de  $P_{inmix} \approx -0.6$  dBm, lo cual está considerablemente cerca del objetivo ( $P_{inmix} = 0$  dBm).

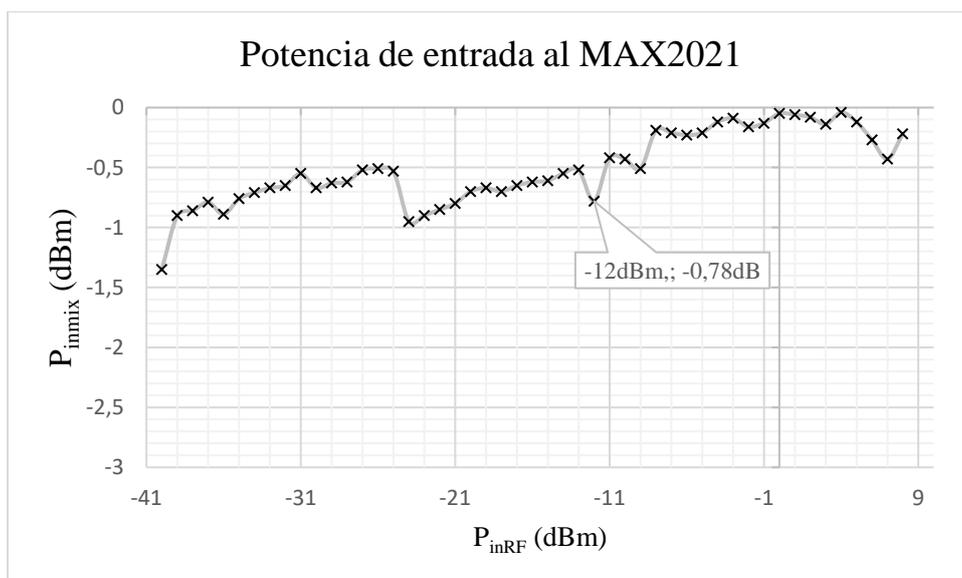


Figura 84 Potencia a la entrada del MAX2021 frente a potencia de entrada al sistema.

Sin embargo, tal y como se muestra en la *Figura 85*, ajustando los 6 dB por estar la medida referida a un puerto, las pérdidas de conversión del MAX2021 son peores que las obtenidas de la *Evaluation Board* y de la placa fabricada.

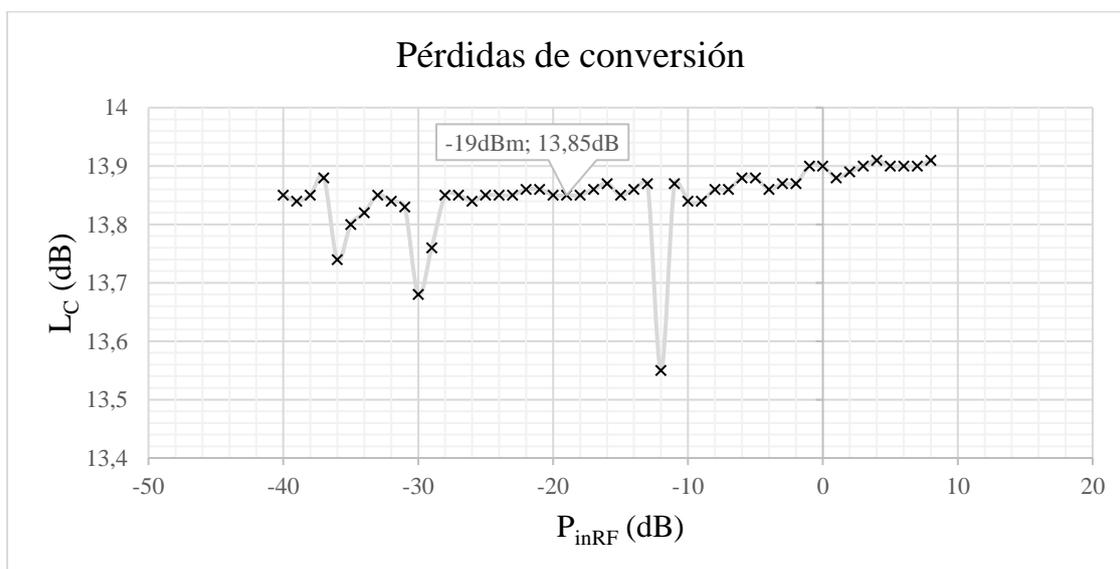


Figura 85 Pérdidas de conversión del MAX2021 de la placa en función de la potencia total de entrada al sistema.

Investigando la causa del aumento en las pérdidas se ha llegado a la conclusión de que el motivo debe ser alguna variación del componente MAX2021 en particular utilizado en la fabricación de la placa. Como es el último componente de la cadena y se sabe que le llega la potencia esperada, se puede afirmar que todos los demás componentes operan de manera correcta.

Es importante la revisión en versiones futuras. Sin embargo, en lo que atañe a este trabajo, la placa realiza la conversión en frecuencia de manera correcta y, es utilizable para un primer estudio.

## 5.2 Ruido

Una vez comprobado que el sistema funciona, se procede a realizar la medida de ruido en formato *mezclador doble banda lateral (DBL)*. Se hace uso del analizador de ruido y se tienen los siguientes casos de estudio:

- Amplificador LNA activo (switch ‘0’) y atenuación mínima (0 + 1.4 dB).
- Paso directo (switch en ‘1’) y atenuación teórica de 15 dB.

Se mide el ruido tomando como entrada el puerto de  $RF_{in}$  y como de salida el  $Q+$ , terminando el resto en una carga adaptada. Se realiza la calibración el plano de referencia de frecuencia IF. La configuración del estudio es:

- Modo OL fijo en  $f_{OL} = 750$  MHz,  $P_{OL} = 0$  dBm.
- Barrido en frecuencia de entrada  $f_{RF} = [755, 1000]$  MHz.
- Medida en doble banda lateral (DSB).

### CASO 1

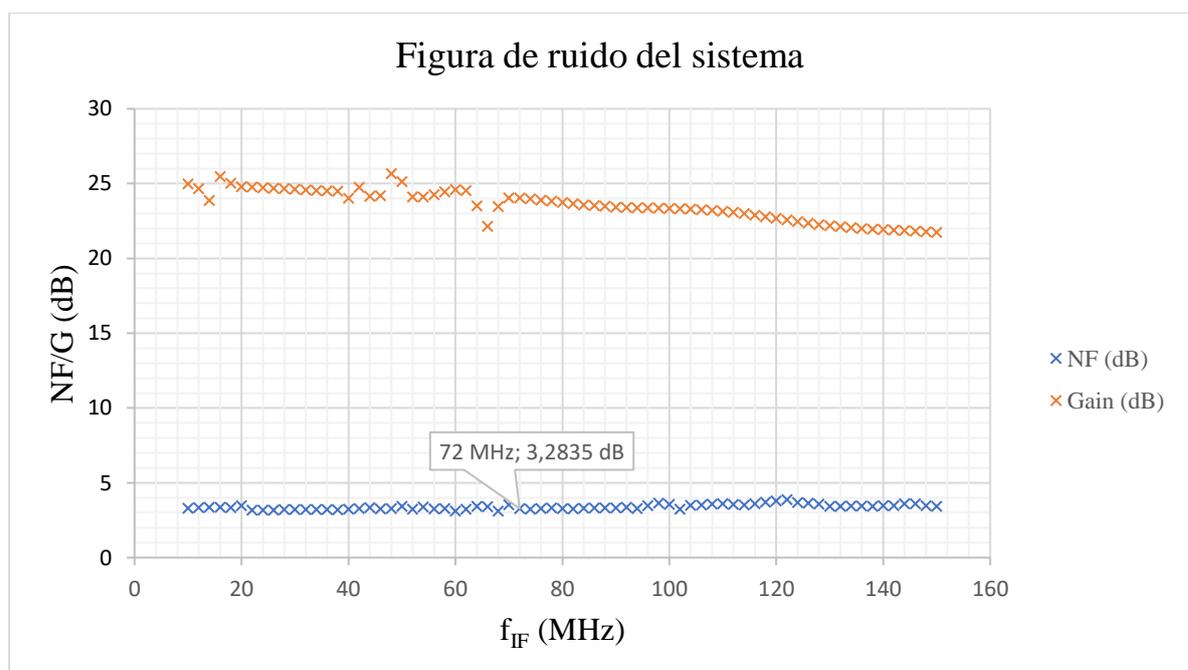


Figura 86 Figura de ruido del sistema conversor completo en el Caso 1.

En el primer caso, se activa el primer amplificador. El resultado, mostrado en la *Figura 86*, se ajusta al valor calculado teóricamente. Es un nivel de ruido aceptable, de bajo nivel debido a que se encuentra funcionando el LNA (HMC8411LP2FE).

La figura de ruido teórica calculada para este caso **a la entrada del MAX2021** es:  $NF = 2.9$  dB (tabla de cálculos en el Anexo). Comparado con la  $NF = 3.3$  dB obtenida a la **salida del MAX2021** se puede considerar un valor aceptable ya que la diferencia puede ser debida al ruido introducido por el demodulador.

## CASO 2

El segundo caso de estudio se realiza para comprobar el nivel de ruido cuando la señal atraviesa el camino directo en el primer bloque de amplificación. Tal y como se muestra en la *Figura 87*, se puede ver que la ausencia del amplificador de bajo ruido y mayor atenuación (mayores pérdidas y por tanto, mayor ruido) causan un aumento el nivel de ruido.

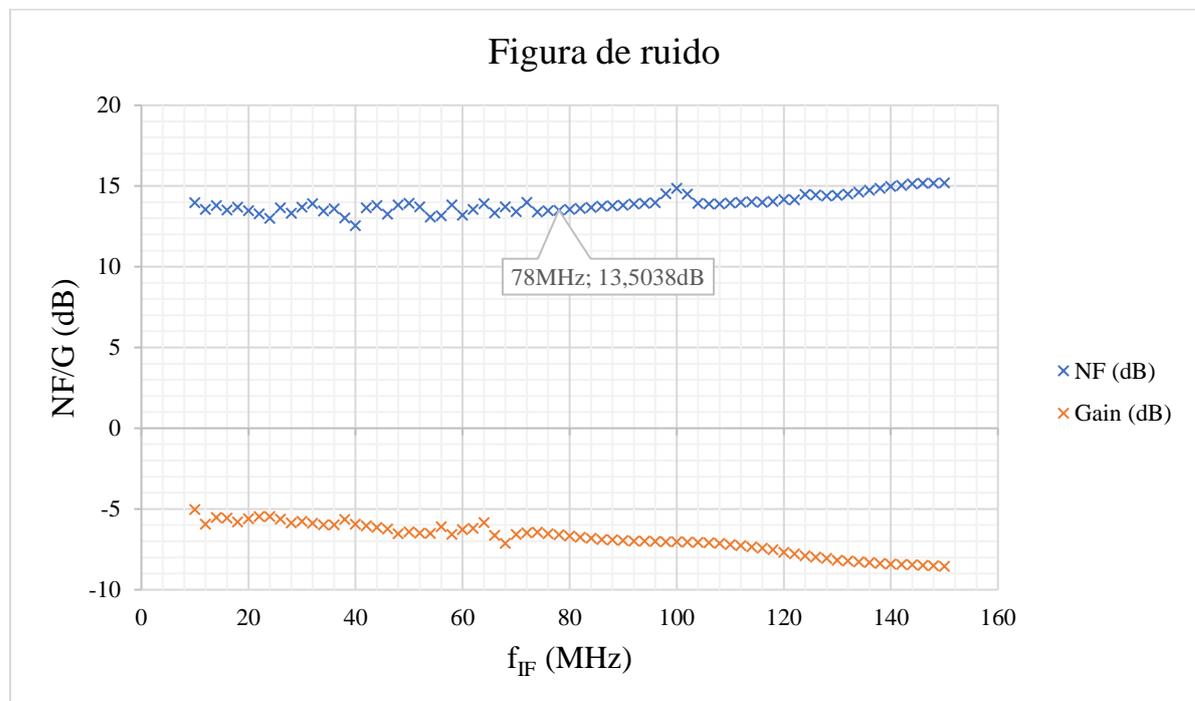


Figura 87 Figura de ruido del sistema conversor completo en el Caso 2.

La figura de ruido teórica para este caso, una vez más a la entrada del demodulador, es  $NF = 12$  dB (tabla de cálculos en el Anexo). La diferencia con el valor obtenido de manera experimental se debe a que la medida está referida a la salida del sistema.

Se pueden considerar unos resultados satisfactorios. Coinciden de manera adecuada con el valor deducido teóricamente.

Por último, se procede a realizar el estudio en demodulación de señales multiportadora.

### 5.3 Downconverter en recepción de señales multitono

En este apartado se procede a realizar el montaje del entorno de control para la medida y comprobación del sistema definitivo. Se detalla el procedimiento seguido para la generación y el procesado de la señal.

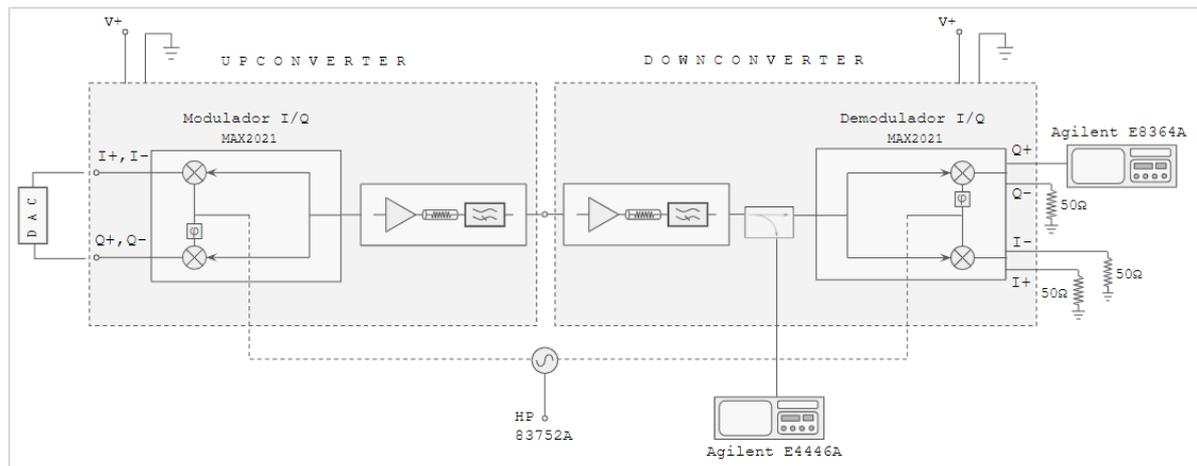


Figura 88 Configuración de la medida.

El esquema de medida se muestra en la *Figura 88*. En primer lugar, la señal multitono se genera de manera digital con el software proporcionado por el fabricante (Texas Instruments) y, se envían a una FPGA (*Field Programmable Gate Array*). La FPGA envía la señal digital al DAC 5681 (*Figura 89*) y se envía, en banda base, al sistema *upconverter* [16]. Una vez subida en frecuencia, la señal llega directamente al sistema *downconverter* para volver a banda base.

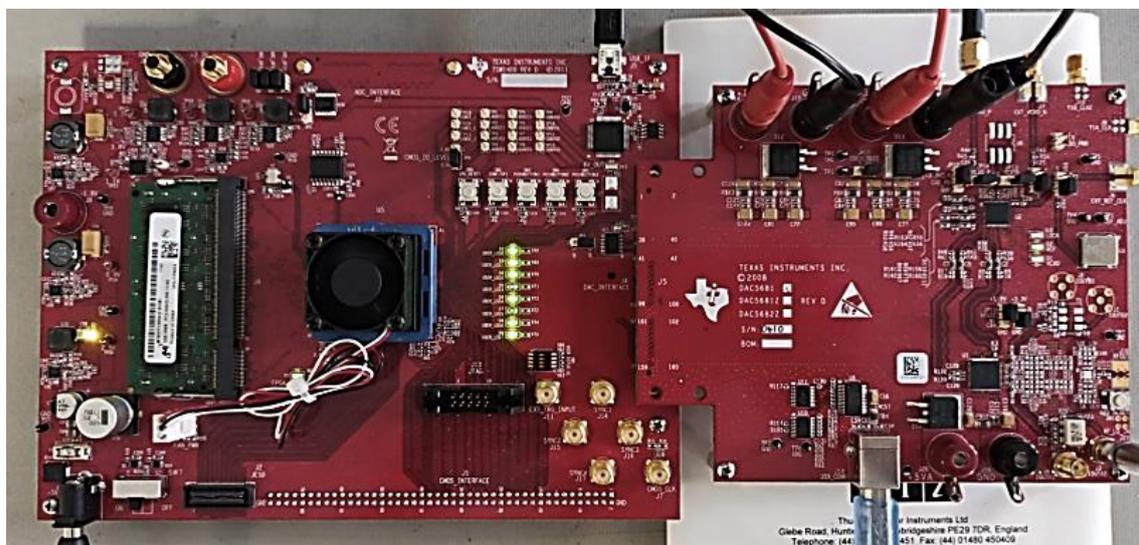


Figura 89 Sistema utilizado para la generación de tonos.

Tal y como se indica en el *apartado 2.5.1*, la potencia de entrada al sistema depende de la potencia de cada tono, del número de tonos y, si el número de portadoras es elevado, del factor de cresta. En este caso, se considera el factor de cresta despreciable.

Los casos de medida vienen enumerados en la tabla siguiente, la potencia de cada tono se da a la salida del *upconverter*:

Tabla 10 Casos de estudio.

Caso	Número de tonos	Potencia/tono
1	10	-45 dBm
2	20	-45 dBm
3	50	-75 dBm
4	50	-45 dBm
5	1000	-75 dBm

Los parámetros de medida son:

- Frecuencia de la señal RF:  $f_{RF} = 850$  MHz.
- Frecuencia de la señal OL:  $f_{OL} = 750$  MHz.
- Potencia de la señal OL:  $P_{OL} = 0$  dBm.
- $V_{cc} = 5V$ ,  $I = 500$  mA.

### 5.3.1 Caso 1

Al downconverter llega una señal de  $N = 10$  portadoras de  $P_{1tone} = -45$  dBm. En primer lugar, se realiza el cálculo teórico de la potencia esperada a la entrada del sistema de recepción.

$$P_{insys} = P_{1tone} * N ; P_{insys}(dBm) = P_{1tone}(dBm) + 10\log_{10}(N) \quad (37)$$

$$P_{insys} = -45 + 10, P_T = -35 \text{ dBm} \quad (38)$$

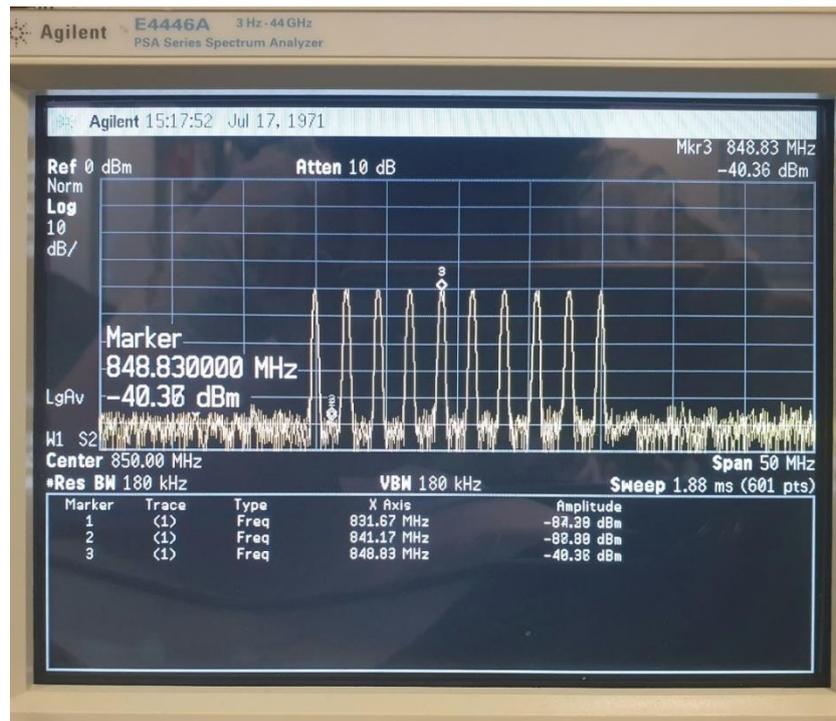


Figura 90 Señal en la rama acoplada. Señal 30 dB por debajo a la entrada del MAX2021. 10 tonos.

De este modo, acorde al estudio teórico, se activa el amplificador HMC8411LP2FE (switch en '0') y se fija el atenuador variable en  $4.5 + 1.4$  dB. La potencia a la entrada del MAX2021 se deduce a partir del acoplador direccional; tal y como se muestra en la *Figura 90*, la rama acoplada tiene un nivel de potencia de  $P_{1\text{tone}D} = -40.4$  dBm. Ajustando al número de portadoras:

$$P_{inmix} = P_{1\text{tone}D} + 10\log_{10}(N) + C \quad (39)$$

Como  $C = 30$  dB:

$$P_{inmix} = -40.4 + 10 + 30, P_{inmix} \approx -0.4 \text{ dBm} \quad (40)$$

Por otro lado, tal y como se muestra en la *Figura 91*, la señal está convertida a banda base (100 MHz) y, se tiene un nivel de potencia de aproximadamente  $P_{1\text{tone}OUT} = -30.2$  dBm. La señal a la salida del sistema está referida al puerto Q+, mientras que el resto de accesos están terminados en una carga adaptada. Por tanto, es preciso añadir 6 dB al resultado.

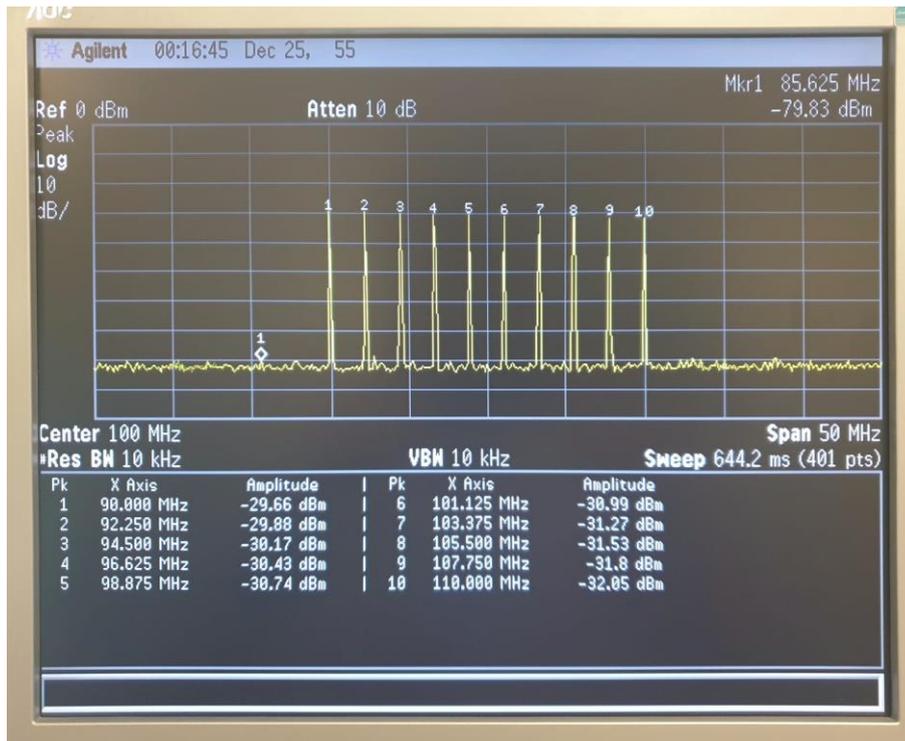


Figura 91 Señal de salida en IF. Rama Q+. 10 tonos.

Las pérdidas de conversión coinciden con las obtenidas en otras medidas (*apartado 5.2*):

$$P_{out} = P_{out1tone} + 10\log_{10}(N) \quad (41)$$

$$P_{out} = -30.2 + 10 = -20.2 \text{ dBm} \quad (42)$$

$$L_C = P_{in} - P_{out} + 6 \text{ dB} \quad (43)$$

$$L_C = -0.4 - (-20.2) - 6 = 13.8 \text{ dB} \quad (44)$$

El sistema funciona correctamente para este caso, la potencia de entrada al MAX2021 se ajusta al estudio teórico. La demodulación se lleva a cabo de manera satisfactoria y el nivel de señal a la salida es el esperado.

### 5.3.2 Caso 2

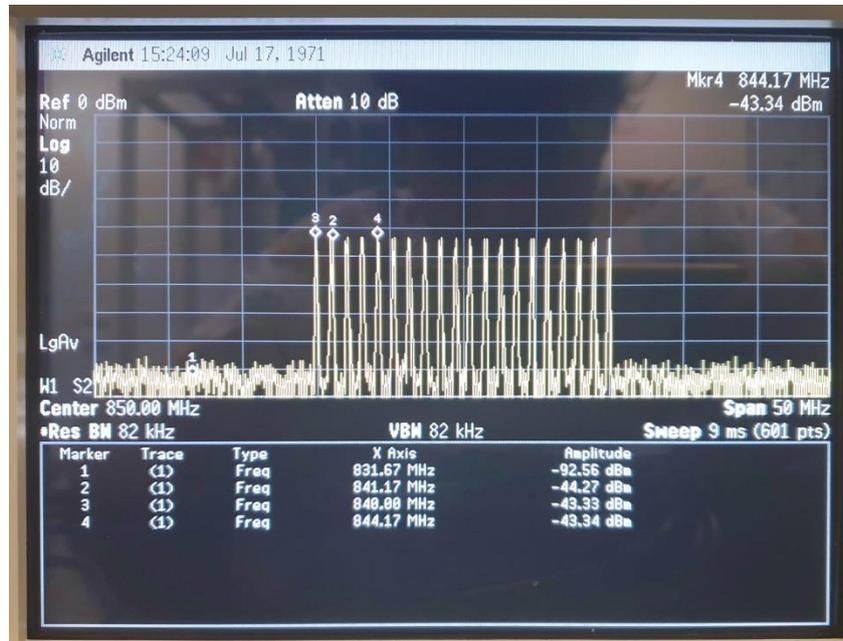
En este caso, al downconverter llega una señal de  $N = 20$  portadoras de  $P_{1tone} = -45$  dBm. Realizando el cálculo teórico de la potencia esperada a la entrada del sistema de recepción:

$$P_{insys} = -45 + 10\log_{10}(N) \quad (45)$$

$$P_{insys} = -45 + 13, P_{insys} = -32 \text{ dBm} \quad (46)$$

El espectro de la señal a la entrada del mezclador se muestra en la *Figura 92*. Tras aplicar el mismo procedimiento que en el primer caso (*5.3.1 Caso 1*) para obtener la potencia a la entrada del MAX2021, se concluye en activar el amplificador HMC8411LP2FE (switch en '0') y fijar el atenuador variable en  $7.5 + 1.4$  dB.

$$P_{inmix} = -43.3 + 13 + 30, P_{inmix} \approx -0.3 \text{ dBm} \quad (47)$$



*Figura 92* Señal en la rama acoplada. Señal 30 dB por debajo a la entrada del MAX2021. 20 tonos.

Una vez más, tal y como se muestra en la *Figura 93*, la señal resultante está en banda base y tiene un nivel de potencia de aproximadamente  $P_{1\text{toneOUT}} = -33.2$  dBm. Ajustando al número de portadoras:

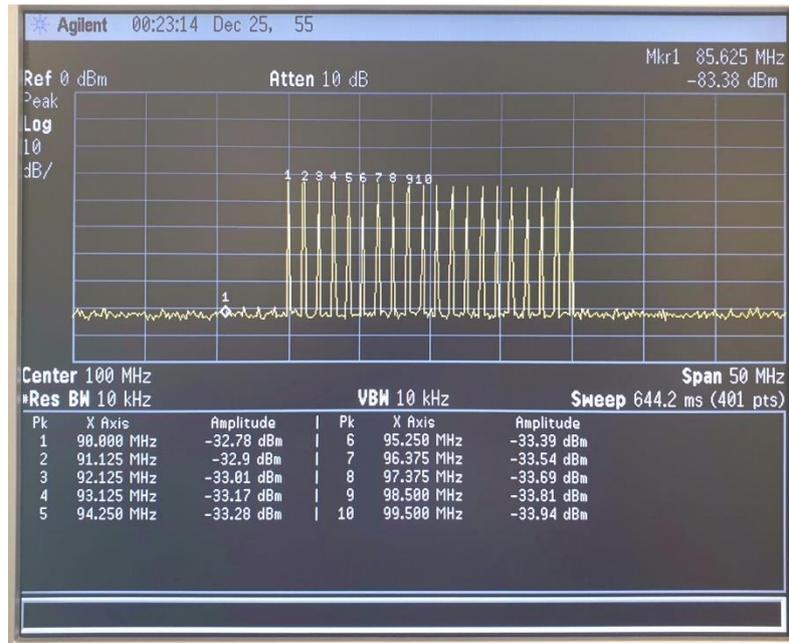


Figura 93 Señal de salida en IF. Rama Q+. 20 tonos.

$$P_{out} = -33.2 + 13 = -20.3 \text{ dBm} \quad (48)$$

$$L_C = -0.3 - (-20.2) - 6 = 13.9 \text{ dB} \quad (49)$$

La potencia de entrada al mezclador es la esperada y, las pérdidas de conversión son coherentes. Por otro lado, la conversión se lleva a cabo de manera correcta.

### 5.3.3 Caso 3

Se envían  $N = 50$  tonos con una potencia de  $P_{1\text{tone}} = -75 \text{ dBm}$ . La potencia a la entrada del sistema es, por tanto:

$$P_{insys}(\text{dBm}) = P_{1\text{tone}}(\text{dBm}) + 10\log_{10}(N) \quad (50)$$

$$P_{insys} = -75 + 17, P_{insys} = -58 \text{ dBm} \quad (51)$$

Como la potencia a la entrada del sistema está por debajo de la potencia mínima con la que se puede trabajar, se activa el amplificador LNA (switch en '0') y se fija mínima atenuación ( $0 + 1.4 \text{ dB}$ ) para que la señal se vea afectada por ganancia máxima.

El espectro de la señal acoplada se muestra en la *Figura 94*; como es de esperar, la señal está centrada en  $f_c = 850 \text{ MHz}$  con potencia de  $P_{1\text{toneD}} = -66.1 \text{ dBm}$ . La potencia a la entrada del MAX2021 se obtiene empleando la misma metodología:

$$P_{inmix} = -66.1 + 17 + 30, P_{inmix} \approx -19.1 \text{ dBm} \quad (52)$$

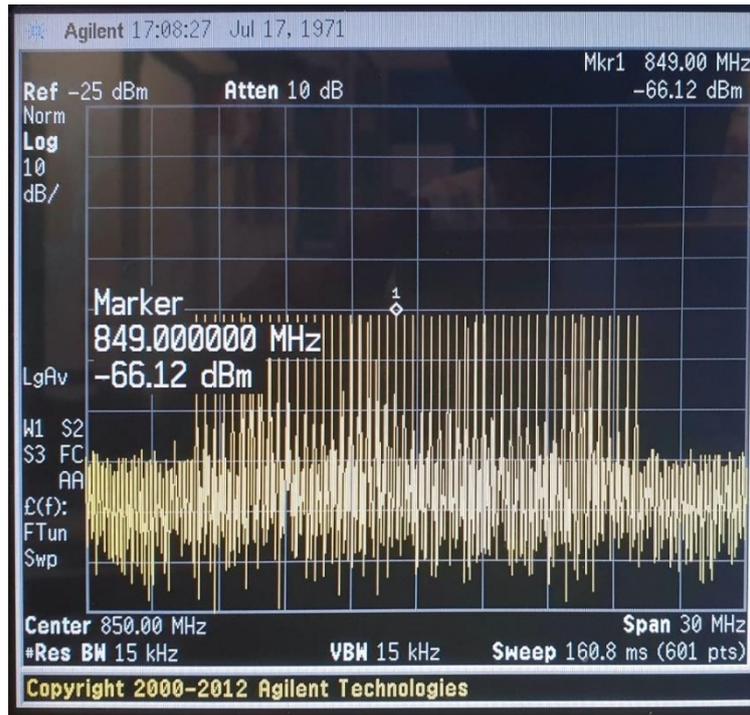


Figura 94 Señal en la rama acoplada. Señal 30 dB por debajo a la entrada del MAX2021. 50 tonos.

A pesar de que la potencia de entrada al mezclador es reducida, la conversión en frecuencia se realiza de manera correcta, tal y como se muestra en la Figura 95. Por otro lado, el nivel de potencia a la salida es de  $P_{1\text{toneOUT}} = -55.6 \text{ dBm}$  y se encuentra en frecuencia centrada en  $f_c = 100 \text{ MHz}$ . Calculando las pérdidas de conversión se tiene:

$$P_{out} = -55.6 + 17 = -38.6 \text{ dBm} \quad (53)$$

$$L_c = -19.1 - (-38.6) - 6 = 13.5 \text{ dB} \quad (54)$$

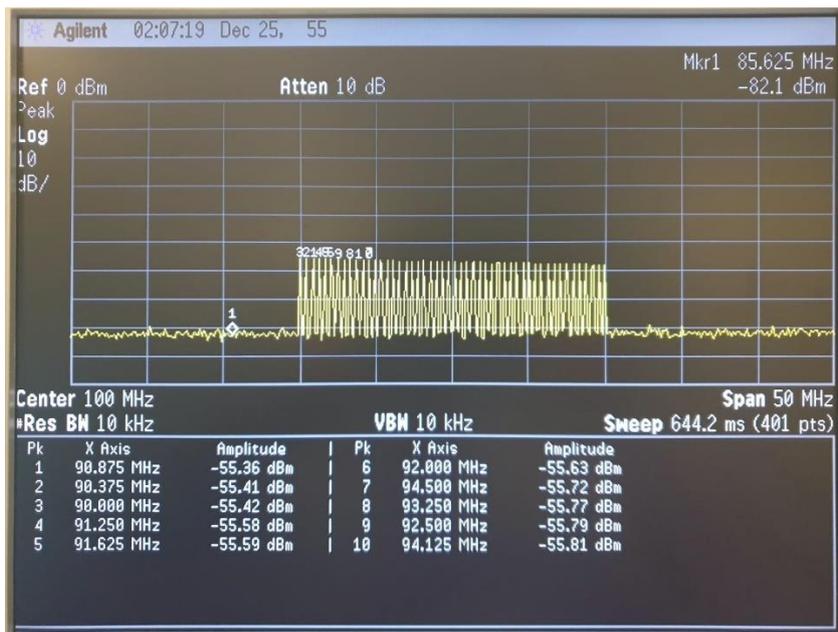


Figura 95 Señal de salida en IF. Rama Q+. 50 tonos.

Es importante destacar que, aun con baja potencia de entrada, el MAX2021 demodula correctamente, las pérdidas de conversión son parecidas a las calculadas en apartados anteriores. De todos modos, es preciso que al mezclador le llegue potencia constante y en este caso, es preciso o enviar más tonos o aumentar la potencia de cada uno para llegar al mínimo nivel en potencia.

### 5.3.4 Caso 4

Se mantiene el número de tonos enviados,  $N = 50$ ; sin embargo, la potencia de cada uno es  $P_{1tone} = -45$  dBm. De este modo, la potencia a la entrada del sistema:

$$P_{insys}(dBm) = P_{1tone}(dBm) + 10\log_{10}(N) \quad (55)$$

$$P_{insys} = -45 + 17, P_{insys} = -28 \text{ dBm} \quad (56)$$

Para  $P_{in} = -28$  dBm, se precisa activar el amplificador LNA (switch en '0') y fijar la atenuación en  $11.5 + 1.4$  dB. Tal y como se muestra en la *Figura 96*, la potencia de la señal en la rama acoplada es  $P_{1toneD} = -47.7$  dBm. Por lo tanto, la potencia a la entrada del mezclador es:

$$P_{inmix} = -47.7 + 17 + 30, P_{inmix} \approx -0.7 \text{ dBm} \quad (57)$$

En este caso, se puede ver cómo, al aumentar la potencia de cada portadora, la potencia total es mayor y, por tanto, la potencia a la entrada del MAX2021 vuelve a ser la requerida. De este modo, tal y como se muestra en la *Figura 97*, la potencia por tono a la salida en una rama es de  $P_{1toneOUT} = -37.4$  dBm.

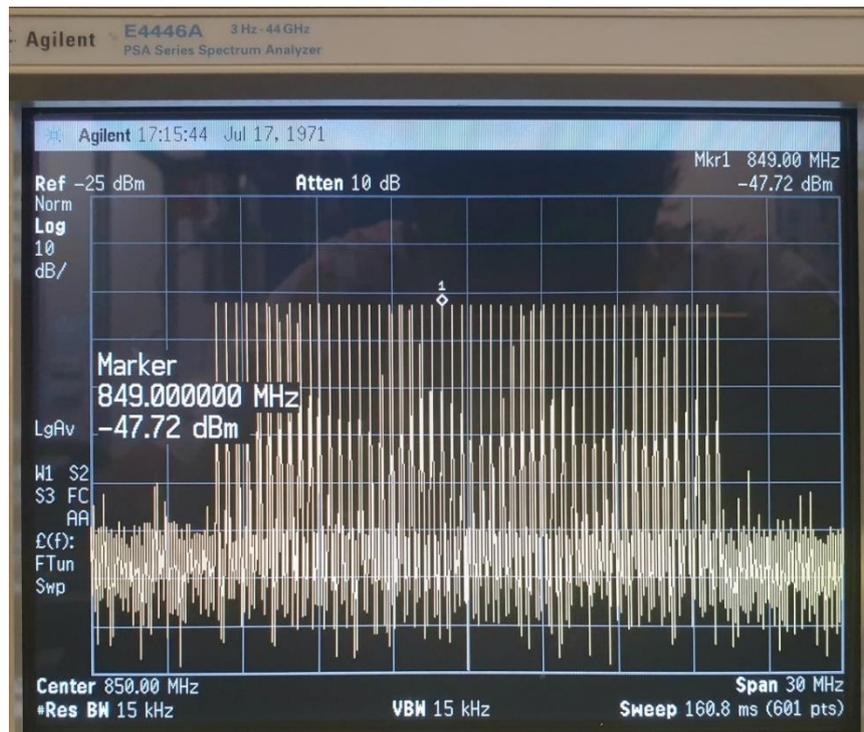


Figura 96 Señal en la rama acoplada. Señal 30 dB por debajo a la entrada del MAX2021. 50 tonos.

Las pérdidas en conversión son, por tanto:

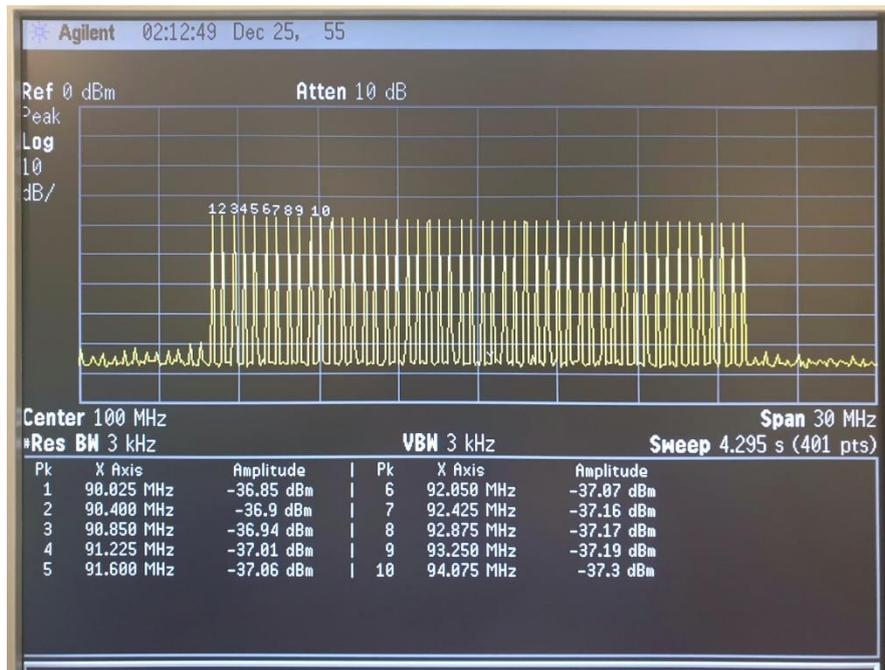


Figura 97 Señal de salida en IF. Rama Q+. 50 tonos.

$$P_{out} = -37.4 + 17 = -20.4 \text{ dBm} \quad (58)$$

$$L_C = -0.7 - (-20.4) - 6 = 13.7 \text{ dB} \quad (59)$$

El resultado es correcto y se ajusta al estudio teórico. Se logra la potencia de entrada al mezclador requerida y, la conversión se lleva a cabo de manera satisfactoria.

### 5.3.5 Caso 5

Por último, para evaluar el comportamiento del sistema cuando se envía un alto número de portadoras, se realiza el estudio cuando a la entrada se tienen  $N = 1000$  tonos de potencia  $P_{1\text{tone}} = -75 \text{ dBm}$ . Por tanto, la potencia total a la entrada es:

$$P_{insys}(\text{dBm}) = P_{1\text{tone}}(\text{dBm}) + 10\log_{10}(N) \quad (60)$$

$$P_{insys} = -75 + 30, P_{insys} = -45 \text{ dBm} \quad (61)$$

Al igual que ocurre en 5.3.3, la potencia de entrada no está dentro del margen teórico de funcionamiento, por lo que se procede a configurar el sistema en máxima ganancia: amplificador HMC8411LP2FE activado (switch en '0') y atenuación mínima (0 + 1.4 dB).

El espectro de la señal acoplada, tal y como se muestra en la Figura 98, tiene una potencia por tono de  $P_{1\text{toneD}} = -66.9 \text{ dBm}$ . La potencia de entrada al mezclador resulta:

$$P_{inmix} = -66.9 + 30 + 30, P_{inmix} \approx -6.9 \text{ dBm} \quad (62)$$

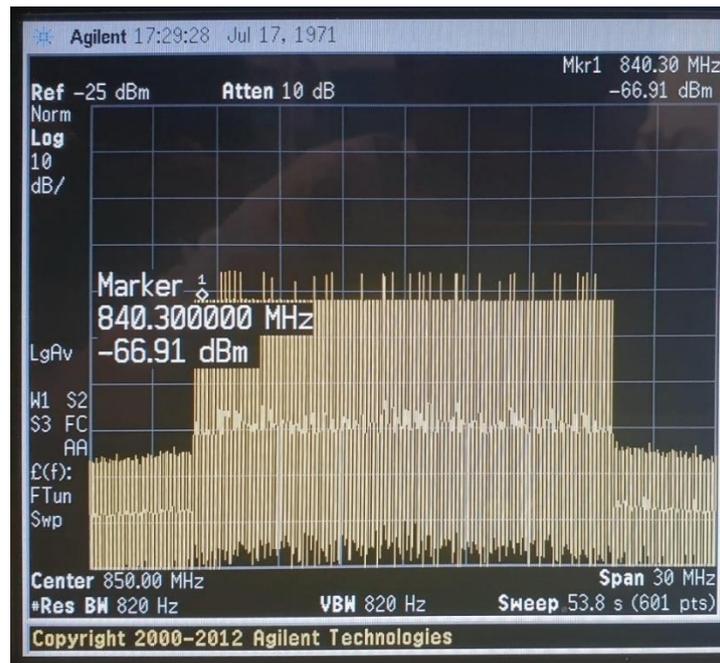


Figura 98 Señal en la rama acoplada. Señal 30 dB por debajo a la entrada del MAX2021. 1000 tonos.

Además, se puede ver en *Figura 98*, cómo al mandar tantos tonos, hay algunos que tienen mayor nivel de potencia. Debido al factor de cresta, las ondas en fase se suman en amplitud y, en contrafase, se restan. Sin embargo, como no se puede fijar a priori, el balance de potencia se realiza sin tener en cuenta el factor de cresta.

El espectro de la señal de salida, por la rama Q+, muestra los  $N = 1000$  tonos demodulados en baja frecuencia (*Figura 99*). No se pueden visualizar los tonos debido a la falta de resolución del analizador de espectros. La potencia de cada tono es de aproximadamente  $P_{\text{1toneOUT}} = -52.1$  dBm.

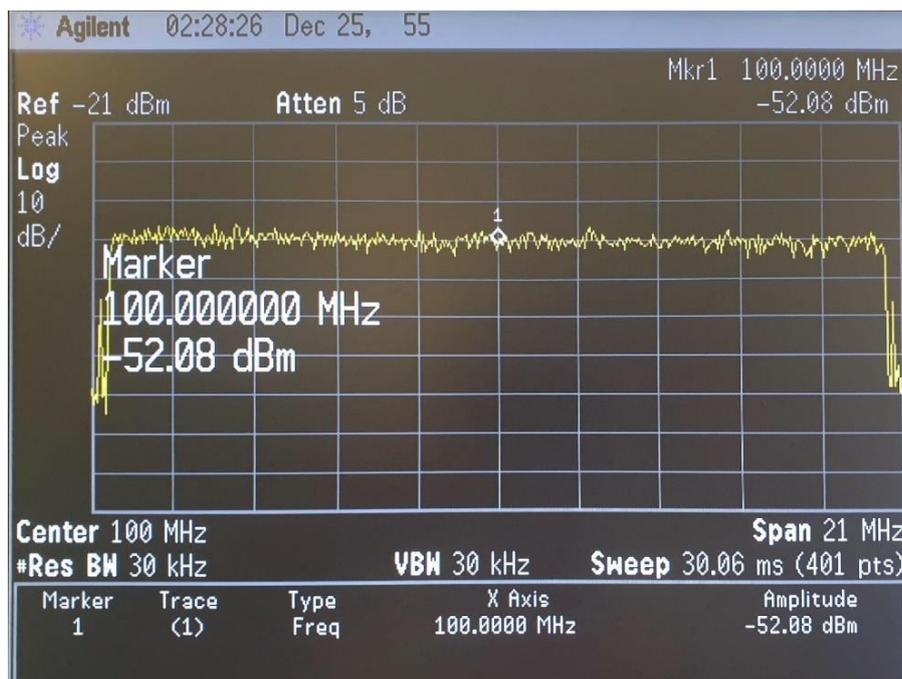


Figura 99 Señal de salida en IF. Rama Q+. 1000 tonos.

Las pérdidas de conversión son, por tanto:

$$P_{out} = -52.1 + 30 = -22.1 \text{ dBm} \quad (63)$$

$$L_C = -6.1 - (-22.1) - 6 = 10 \text{ dB} \quad (64)$$

En este caso las pérdidas de conversión son menores que las obtenidas en el resto de casos. Esto se debe, una vez más, a que no se ha tenido en cuenta el factor de cresta a la hora de realizar los cálculos.

El sistema funciona de manera correcta, la demodulación es, en todos los casos estudiados, correcta. El sistema de control de potencia funciona adecuadamente y, cuando la potencia de entrada al sistema de downconverter está dentro del rango teórico, la potencia a la entrada del mezclador es constante. Las pérdidas de conversión, aunque no coincidan con lo especificado por el fabricante, sí coinciden con las obtenidas en el apartado 5.2.

## 6. CONCLUSIÓN

Se ha diseñado, construido y medido un sistema RF con demodulación I/Q para lectura de detectores de inductancia cinética. En primer lugar, la señal de entrada en RF se convierte a frecuencia intermedia de manera correcta.

Se puede manejar un amplio abanico de posibilidades, el sistema requiere de un compromiso entre número y potencia de las portadoras procesadas. La disposición, con dos bloques de amplificación, uno de procesado y uno de demodulación, operan a alta frecuencia (750 MHz – 1 GHz), con una respuesta lineal en todo el rango establecido.

Las herramientas de simulación disponibles de ADS han permitido realizar un estudio teórico previo, tanto para caracterizar la primera variante de sistema y, consecuentemente, determinar el listado de componentes utilizados, como para estudiar el sistema con modelos comerciales empleando parámetros proporcionados por los fabricante. Además, se hizo uso de simulaciones para determinar los elementos que conforman las redes de entrada/salida de cada componente.

Por otra parte, la primera toma de contacto del diseño de layouts, supuso un reto; sin embargo, gracias a las herramientas disponibles de modelado y fabricación, se pudieron fabricar prototipos previos de componentes específicos para poder realizar la caracterización y estudio de los parámetros que modelaran su comportamiento para la comparación con la respuesta teórica.

Una vez realizado todo el estudio teórico y práctico, se ha diseñado el circuito impreso del sistema general. Se han implementado todos los componentes de manera óptima para su posterior fabricación. La implementación de un acoplador direccional se puede considerar clave para mantener un control de la potencia de la señal procesada.

El objetivo del trabajo: estudiar la viabilidad de diseñar y montar un sistema capaz de demodular y convertir en frecuencia señales multitono en un amplio rango de potencia, portadoras y frecuencias, se ha cumplido de manera adecuada. El resultado se puede considerar satisfactorio.

Es importante destacar que este es un primer prototipo del sistema y que, a pesar de funcionar de manera correcta, hay ciertos aspectos en los que se podría mejorar el resultado.

### 5.1 Líneas futuras

El sistema funciona de manera correcta. No obstante, es importante mencionar que, para sistemas más sofisticados, es conveniente aplicar ciertas mejoras.

En primer lugar, se pueden utilizar componentes con mejor respuesta, mejores parámetros y menor consumo.

Sin embargo, más importante que utilizar componentes mejor adaptados y mejor aislados, es estudiar un sistema que funcione mejor para niveles de potencia aún más bajos que el límite inferior.

Si el objetivo es mantener una potencia de entrada al demodulador constante, es preciso que el sistema pueda manejar tonos de menor potencia cada uno. En el *caso 5.3.3* se puede ver cómo la potencia de llegada al demodulador es considerablemente menor a la fijada como requerimiento.

Por otro lado, sería conveniente contar con un DAC de dos canales para poder enviar y recibir simultáneamente señales. Además, sería interesante, antes de utilizar el sistema con KIDs reales, emplear algún elemento pasivo entre el upconverter y el downconverter que altere la respuesta en frecuencia de la señal generada para analizar el grado de deterioro que puede recibir la misma para, de este modo, *refinar* la calidad de los componentes utilizados.

*Eric Bociorisvili, Ingeniería en Tecnologías de Telecomunicación.*

2022.

## 7. REFERENCIAS

- [1] Bördner Cano, Daniel (2022). Detectores de Inductancia Cinética en Banda W para Radioastronomía. Universidad de Cantabria, Ingeniería en Tecnologías de la Telecomunicación.
- [2] Bourrion, O., Bideaud, A., Benoit, A., Cruciani, A., Macias-Perez, J. F., Monfardini, A., ... & Vescovi, C. (2011). Electronics and data acquisition demonstrator for a kinetic inductance camera. *Journal of Instrumentation*, 6(06), P06012.
- [3] McHugh, S., Mazin, B. A., Serfass, B., Meeker, S., O'Brien, K., Duan, R., ... & Werthimer, D. (2012). A readout for large arrays of microwave kinetic inductance detectors. *Review of Scientific Instruments*, 83(4), 044702.
- [4] J. van Rantwijk, M. Grim, D. van Loon, S. Yates, A. Baryshev and J. Baselmans, "Multiplexed Readout for 1000-Pixel Arrays of Microwave Kinetic Inductance Detectors," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 6, pp. 1876-1883, June 2016, doi: 10.1109/TMTT.2016.2544303.
- [5] D. M. Pozar *Microwave Engineering*. 4<sup>a</sup> ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.
- [6] Y. Shibasaki et al., "Study on Multi-Tone Signals for Design and Testing of Linear Circuits and Systems", *ICTSS*, April 2018.
- [7] <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX2021.pdf>
- [8] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc435a.pdf>
- [9] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc8411lp2fe.pdf>
- [10] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc788a.pdf>
- [11] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc542b.pdf>
- [12] <https://www.minicircuits.com/pdfs/XHF-581M+.pdf>
- [13] <https://www.minicircuits.com/pdfs/DCW-30-272+.pdf>
- [14] <https://www.minicircuits.com/pdfs/LFCN-225+.pdf>
- [15] [http://www.mirrorsemi.com/pdf/Rogers\\_RO4003C\\_Data\\_Sheet.pdf](http://www.mirrorsemi.com/pdf/Rogers_RO4003C_Data_Sheet.pdf)
- [16] Crespo Zuloaga, Luis (2022). Sistema RF con Modulación I/Q para lectura de Detectores de Inductancia Cinética. Universidad de Cantabria, Ingeniería en Tecnologías de la Telecomunicación.

## 8. ANEXO

TABLA DE CÁLCULOS TEÓRICOS DE POTENCIA Y RUIDO

$P_{in}$ (dBm)	Switch	Atenuador	$P_{inMIX}$ (dBm)	$NF_{sys}$ (dB)	$G_{sys}$ (dB)
-41	0	1,4	-1,5	2,93	39,5
-40	0	1,4	-0,5	2,93	39,5
-39	0	1,9	-1,8E-15	2,94	39
-38	0	2,9	-1,8E-15	2,95	38
-37	0	3,9	-1,8E-15	2,97	37
-36	0	4,9	-1,8E-15	2,98	36
-35	0	5,9	-1,8E-15	3,01	35
-34	0	6,9	-1,8E-15	3,04	34
-33	0	7,9	-1,8E-15	3,07	33
-32	0	8,9	-1,8E-15	3,12	32
-31	0	9,9	-1,8E-15	3,17	31
-30	0	10,9	-1,8E-15	3,24	30
-29	0	11,9	0	3,33	29
-28	0	12,9	0	3,44	28
-27	0	13,9	0	3,57	27
-26	0	14,9	0	3,73	26
-25	0	15,9	0	3,92	25
-24	1	1,4	-1,8E-15	7,79	39,5
-23	1	2,4	-1,8E-15	7,85	38,5
-22	1	3,4	-1,8E-15	7,92	37,5
-21	1	4,4	-1,8E-15	8,01	36,5
-20	1	5,4	-1,8E-15	8,12	35,5
-19	1	6,4	-1,8E-15	8,26	34,5
-18	1	7,4	-1,8E-15	8,43	33,5
-17	1	8,4	-1,8E-15	8,62	32,5
-16	1	9,4	-1,8E-15	8,86	31,5
-15	1	10,4	-1,8E-15	9,15	30,5
-14	1	11,4	0	9,48	29,5
-13	1	12,4	0	9,86	28,5
-12	1	13,4	0	10,30	27,5
-11	1	14,4	0	10,80	26,5
-10	1	15,4	0	11,35	25,5
-9	1	16,4	1,72E-15	11,97	24,5
-8	1	17,4	1,72E-15	12,63	23,5
-7	1	18,4	1,72E-15	13,34	22,5
-6	1	19,4	1,72E-15	14,10	21,5
-5	1	20,4	1,72E-15	14,90	20,5

## CÓDIGO DEL ENTORNO DE CONTROL EN ARDUINO DEL ATENUADOR VARIABLE HMC542BLP4E

```
#include <SPI.h>
#include <Encoder.h>
#include <Wire.h>
#include <LiquidCrystal_I2C.h>

//LiquidCrystal_I2C lcd(0x3f,8,2);
LiquidCrystal_I2C lcd(0x27,20,4); // set the LCD address to 0x27 for
a 16 chars and 2 line display

Encoder enc(2, 3);
const int BTN_PIN = 4;
const int SLOW_DOWN_FACTOR = 4;

const int CS_PIN = 10;
const int SER_EN = 8;

long encLastPos = 0;
int adjVal = 0;
int buttonState = HIGH;
int lastButtonState = HIGH;
unsigned long lastDebounceTime = 0;

bool canAdjust = false;
float attenuation = 0;

void setup() {
  Serial.begin(9600);
  // lcd.init();
  lcd.init(); // initialize the lcd
  lcd.backlight(); // Pasa que se encienda
  pinMode(BTN_PIN, INPUT);
  digitalWrite(BTN_PIN, HIGH);

  pinMode(SER_EN, OUTPUT);
  digitalWrite(SER_EN, HIGH);

  pinMode(CS_PIN, OUTPUT);
  SPI.begin();

  printAttenuation(attenuation);
}

void printAttenuation(float val)
{
  float att = 31.5 - val;

  // Print a message to the LCD.
  lcd.clear();
  lcd.setCursor(0,0);
  lcd.print("ATT. HMC542");

  lcd.setCursor(0,1);

  if (canAdjust) {
    lcd.blink();
    lcd.print ("Att Adj:");
    Serial.print ("Att Adj ");
  }
}
```

```
    } else {
        lcd.noBlink();
        lcd.print("Att Lck:");
        Serial.print ("Att Lck");
    }

    lcd.setCursor(9,1);
    if (att < 10.0)
        Serial.print (" ");
    lcd.print(att, 1);
    Serial.println (att, 1);
    lcd.print("dB");
}

void loop() {
    //read encoder
    //adjVal is limited to between 0 and 63
    long encNewPos = enc.read() / SLOW_DOWN_FACTOR;

    if (encNewPos != encLastPos) {
        if (canAdjust) {
            if (encNewPos > encLastPos) { if (adjVal > 0) adjVal-=4; }
            else { if (adjVal < 252) adjVal+=4; }
        }
        encLastPos = encNewPos;

        attenuation = (float) adjVal / 8.0;

        printAttenuation(attenuation);
    }

    //read button
    //the button toggles whether attenuation can be adjusted
    int r = digitalRead(BTN_PIN);

    if (r != lastButtonState) lastDebounceTime = millis();

    if ((millis() - lastDebounceTime > 25) && (r != buttonState)) {
        buttonState = r;
        if (buttonState == 0) canAdjust = !canAdjust;

        //commit changes
        if (!canAdjust) {
            digitalWrite(CS_PIN, LOW);
            // delay(1000);
            SPI.transfer(adjVal);
            // delay(1000);
            digitalWrite(CS_PIN, HIGH);
            // delay(1000);
        }

        printAttenuation(attenuation);
    }

    lastButtonState = r;
}
```