

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**SISTEMA RF CON MODULACIÓN I/Q PARA
LECTURA DE DETECTORES DE
INDUCTANCIA CINÉTICA**
(RF-System with I/Q Modulation for Readout of
Kinetic Inductance Detectors)

Para acceder al Título de

***Graduado en
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autor: Luis Crespo Zuloaga

Julio - 2022

**GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN**

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Realizado por: Luis Crespo Zuloaga

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

Título: “Sistema de RF con modulación IQ para la lectura de Detectores de Inductancia Cinética”

Title: “RF-System with I/Q Modulation for Readout of Kinetic Inductance Detectors”

Presentado a examen el día: 22 de marzo de 2022

para acceder al Título de

**GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN**

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Pascual Gutierrez, Juan Pablo

Secretario (Apellidos, Nombre): Pontón Lobete, María Isabel

Vocal (Apellidos, Nombre): Aja Abelán, Beatriz

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)

V° B° del Subdirector

Trabajo Fin de Grado N°
(a asignar por Secretaría)

Agradecimientos

Quiero agradecer a toda mi familia toda la ayuda y el apoyo que me han dado en todo momento para sacar esta carrera y este trabajo adelante, en especial a mi madre.

Agradezco también a mi amigo y compañero Eric B. que me ha acompañado estos 4 años día a día.

Quiero dar las gracias a Beatriz y Luisa, mis tutoras de este trabajo, por el esfuerzo y a Paul y Eva, que han llevado a cabo todos los montajes necesarios de los PCB.

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.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1.	INTRODUCCIÓN.....	14
1.1	Introducción a sistema de lectura de KIDs	14
1.2	Objetivos	16
1.3	Estructura del trabajo	16
2.	SISTEMA RF CON MODULACIÓN I/Q	17
2.1	Descripción y especificaciones	17
2.1.1	Modulación I/Q	17
2.1.2	Características del sistema.....	20
2.2	Modulador MAX2021. Caracterización.	23
2.2.1	Caracterización	24
2.2.2	Pérdidas de conversión	24
2.2.3	Medidas con señales I y Q a la entrada del mezclador	31
2.2.4	Medidas con Analizador de Redes	36
2.3	Análisis y simulación ideal del sistema	41
2.4	Análisis del sistema. Potencia y ruido	45
2.5	Componentes comerciales	50
2.6	Rango de portadoras	53
2.7	Análisis con componentes comerciales	53
3.	DISEÑO Y CARACTERIZACIÓN DE SUBSISTEMAS	59
3.1	Línea de transmisión Coplanar	59
3.2	Amplificador HMC788ALP2E.....	62
3.2.1	Diseño y layout.....	62
3.2.2	Medidas	65
3.3	Atenuador Variable HMC542BLP4E.....	69
3.3.1	Diseño y layout.....	70
3.3.2	Medidas	71
3.4	Modulador MAX2021	72
3.4.1	Power Splitter 90 ° - QCV-151+.....	73
3.4.2	Transformador RF - TC1-1-13M+	76
3.4.3	Caracterización conjunta Power Splitter y Transformador RF	79
3.4.4	MAX2021: Diseño y layout	81

3.4.5	MAX2021: Medidas	83
4.	DISEÑO DEL LAYOUT DEL SISTEMA	90
5.	CARACTERIZACIÓN DEL SISTEMA	92
5.1	Medidas con fuente de alterna.	92
5.2	Medidas con generación de tonos. DAC.....	94
5.3	Medidas módulo completo readout: up-convertter y down-convertter.....	98
6.	CONCLUSIONES.....	101
7.	REFERENCIAS	102
8.	ANEXOS.....	104

Palabras clave

Sistema

MKID (Detector de Inductancia Cinética de Microondas)

DAC (Conversor Digital Analógico)

Resonancia

Potencia

Readout

Modulación I/Q

Up-converter

PCB

Layout

Resumen

En este trabajo se ha realizado parte de un sistema de lectura de detectores de inductancia cinética (KID – Kinetic Inductance Detector). Estos detectores están hechos con materiales superconductores enfriados a temperaturas criogénicas, y se utilizan para construir receptores ultrasensibles en aplicaciones de radioastronomía entre otras. Los sistemas de lectura de RF se emplean para la evaluación de los detectores KID, que son resonadores acoplados a una línea de transmisión. Cada KID tiene una frecuencia de resonancia que se ve modificada si detecta una onda incidente. Las señales de lectura son señales multitono de fase aleatoria generadas en baja frecuencia, 10 y 250 MHz y que son convertidas a las frecuencias de resonancias de los KID del orden de cientos de Megahercios a pocos Gigahercios. El sistema desarrollado permite la conversión de esas señales de baja frecuencia a señales de alta frecuencia (RF), en el rango de 760 MHz a 1 GHz. La conversión hacia arriba se consigue mediante un modulador IQ, que modula las señales en fase y cuadratura y genera una señal en RF. Además, el sistema permite un control de la potencia de la señal que se regula mediante componentes tales como conmutadores y un atenuador variable, ajustando la potencia que llega a cada KID y permitiendo realizar las medidas en sistemas con diferente número de detectores.

Abstract

In this work, part of a readout system for Kinetic Inductance Detectors (KID – Kinetic Inductance Detector) has been developed. These detectors are made of superconducting materials cooled down to cryogenic temperatures, and they are used for ultrasensitive receivers in radio astronomy among other applications. Readout systems are used for the evaluation of KID detectors, which are resonators coupled to a transmission line. Each KID has a resonance frequency which is modified under a detected incident wave. The reading signals are random phase multitone signals generated at low frequencies, 10 to 250 MHz, and they are upconverted to the KID resonance frequencies on the order of hundreds of Megahertz to a few Gigahertz. The developed system allows the conversion of these low-frequency signals to high-frequency signals (RF), from 760 MHz to 1 GHz. Up-conversion is achieved with an IQ modulator, which modulates the signals in phase and quadrature. and generates the RF signal. In addition, the system allows signal power control through components such as switches and a variable attenuator, adjusting the power reaching each KID and being able to carry out measurements in systems with different number of detectors.

1. INTRODUCCIÓN

El campo de la observación del fondo cósmico de microondas supone un estudio detallado de la radiación del universo. La aparición de nuevas tecnologías capaces de detectar esta radiación de manera más precisa ha llevado al desarrollo de los Detectores de Inductancia Cinética (KIDs). Estos detectores mejoran los sistemas tradicionales basados en dispositivos de estado sólido, limitados en sensibilidad de recepción, algo de gran importancia debido a la tenue señal recibida del fondo cósmico.

Los sistemas de lectura (readout) de KIDs pueden estar constituidos por cientos o incluso miles de detectores ordenados en arrays de KIDs, obteniendo así información muy precisa y mejorando la sensibilidad del receptor. Algunos sistemas alcanzan más de 10000 pixeles.

1.1 Introducción a sistema de lectura de KIDs

Un KID es un circuito electromagnético superconductor resonante acoplado a una línea de transmisión, con frecuencias de resonantes de microondas[1]. En el sistema bajo desarrollo, estos valores de resonancia oscilan entre 750 -1000 MHz. Dentro del sistema cada resonancia se corresponde con un valor determinado dentro del rango de las frecuencias de estudio de la astronomía milimétrica. El ancho de banda de cada detector depende del factor de calidad del circuito resonador Q a razón de, $\Delta f = B/Q$ [1].

Los resonadores están implementados con elementos concentrados L y C . La señal incidente de alta frecuencia, que se desea detectar, modifica la impedancia de superficie de la inductancia, desplazando su frecuencia de resonancia.

La señal de microondas que se introduce en el sistema de lectura consiste en una señal multitono multiplexada en el dominio de la frecuencia, conocida como señal de readout. A medida que la señal atraviesa la línea de lectura, sufre un acoplo en cada circuito resonador. Si el elemento inductivo resonante no ha absorbido radiación, no se ha desplazado, la componente frecuencial de la señal de lectura se acoplará a ese detector. En cambio, si ha sufrido alguna alteración a causa de la radiación recibida, el acoplo será más débil [2].

Debido a que los KIDs detectan señal de muy baja potencia, su temperatura debe ser muy próxima al cero absoluto, del orden de mK[1]. De esta manera, los detectores se encuentran en estado de superconducción. Por ello, los arrays de detección se encuentran dentro de un criostato.

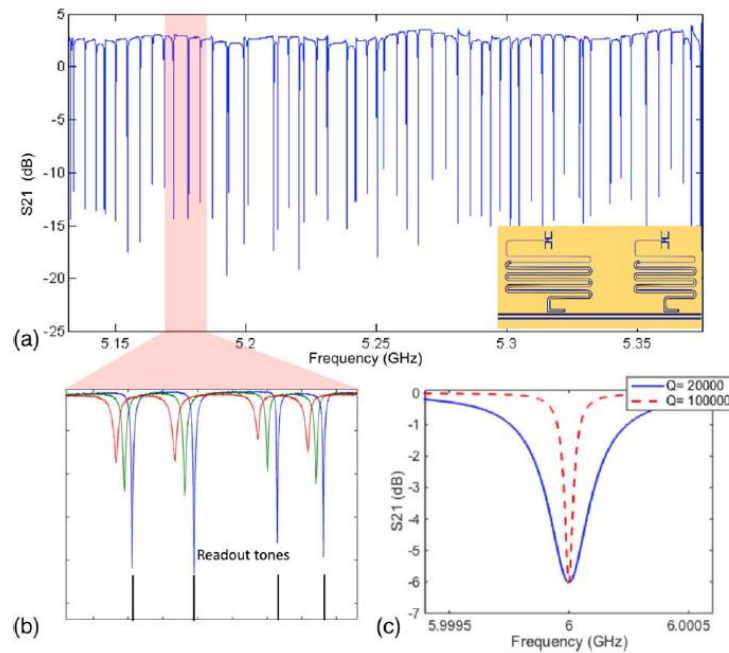


Fig. 1: gráficas resonancias[2]

En la Fig. 1 a) se observa el parámetro S21 de transmisión de un array de KIDs. En la Fig. 1 b), se representan 4 frecuencias de resonancia. A medida que la señal de microondas incide en los KID, su respuesta frecuencial se ve alterada haciéndola más ancha, menos profunda y desplazada hacia frecuencias menores. Se representan también los tonos de lectura introducidos en esas frecuencias y se observa como en caso de atravesar los KID con respuesta profunda se acoplarían en gran medida. Por último, en la Fig. 1 c), se representan dos MKIDs (Microwave Kinetic Inductance Detectors), uno de mayor Q respecto al otro. Se observa que el ancho del valle es menor, más preciso, para el factor de calidad superior [2].

Un sistema completo de readout está formado por 3 partes diferenciadas:

- Tarjeta de control digital: DAC y ADC (en azul en la Fig. 2: sistema de lectura de KIDs: electrónica de RF, módulo de lectura RF y criostato) . La señal de lectura de los KIDs se genera digitalmente en las tarjetas conversoras digital analógicas (DAC), señales de salida en fase y cuadratura. La señal recibida se introduce en el conversor analógico digital (ADC), se muestrea, se procesa digitalmente y se extrae fase y amplitud de cada uno de los tonos.
- Tarjeta de RF: Up-converter y Down-converter (en rosa en la Fig. 2: sistema de lectura de KIDs: electrónica de RF, módulo de lectura RF y criostato). Las señales procedentes del DAC se introducen a un modulador I/Q, donde se trasladan a frecuencia de resonancia de KIDs, ajustando el nivel la potencia. Del mismo modo, la señal procedente del criostato se traslada en frecuencia hasta la banda generada por los convertidores digital analógico, en el proceso de demodulación de la señal recibida.
- Criostato: LE-MKIDs (en gris en la Fig. 2: sistema de lectura de KIDs: electrónica de RF, módulo de lectura RF y criostato). Dentro del criostato se encuentra el

array de KIDs. Previamente a los detectores, hay unos atenuadores que acomodan el nivel de entrada requerida por los detectores superconductores. Tras la detección, un amplificador de bajo ruido a 4 K de temperatura aumenta el nivel de la señal, añadiendo el nivel de ruido más bajo posible.

El tema que ocupa este Trabajo de Fin de Grado es el diseño, fabricación y medida de la tarjeta conversora hacia arriba mediante la implementación de un sistema de modulación I/Q con control variable de potencia.

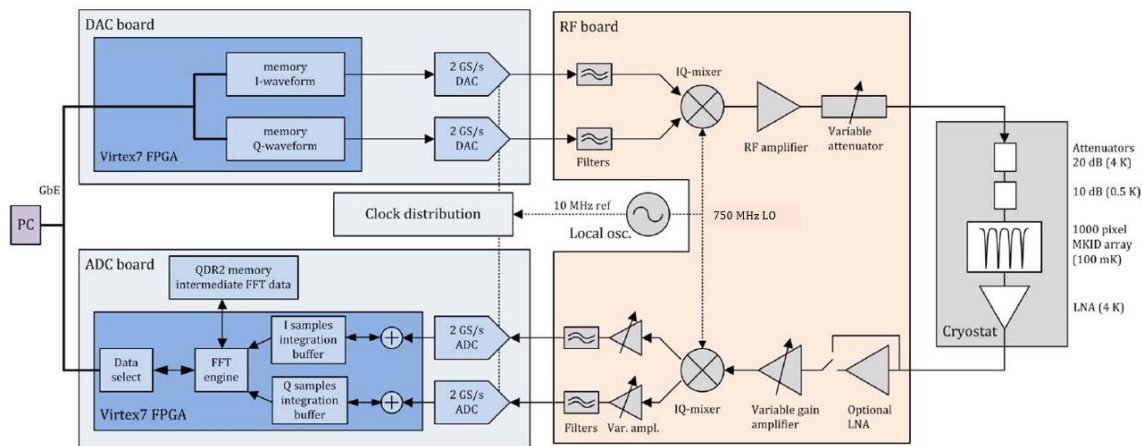


Fig. 2: sistema de lectura de KIDs: electrónica de RF, módulo de lectura RF y criostato

1.2 Objetivos

Para conseguir la correcta lectura de los KIDs, los sistemas de readout deben diseñarse de manera precisa tanto en términos de potencia, como de frecuencia. Las señales de lectura que llegan al criostato no deben exceder una determinada potencia, por lo que el rango máximo y mínimo de potencia debe estar correctamente delimitado. Además, los tonos que acceden a cada resonador no pueden ensancharse frecuencialmente, pues se perdería precisión en la medida de los KIDs.

El objetivo fijado para este proyecto consiste en el estudio, diseño y caracterización del sistema de modulación up-converter. Para ello se emplearán las técnicas de diseño, simulación y medidas utilizados en el laboratorio de ingeniería de comunicaciones. Se afrontan tareas de simulación de sistemas y diseño de layout para la fabricación de circuitos con el software de ADS (Keysight Technologies).

Dentro del marco teórico de las telecomunicaciones se aplicarán conceptos de modulación, análisis de parámetros de scattering, análisis de sistemas en cascada y análisis de ruido en sistemas de comunicaciones.

1.3 Estructura del trabajo

La documentación del trabajo ha seguido un orden cronológico a medida que avanzaba la investigación de los componentes y subsistemas, así como el estudio de potencia y

ruido y posterior diseño montaje y caracterización. El trabajo se divide en 5 capítulos. El capítulo 2 recoge todo el análisis teórico del sistema de modulación I/Q, el estudio en potencia y ruido y las simulaciones del sistema. En el capítulo 3 se ha incluido el diseño y caracterización de los subsistemas diseñados previamente al diseño del sistema completo. En los capítulos 4 y 5, se incluye el diseño y caracterización del sistema modulador completo. Finalmente, en el capítulo 6 se argumentan las conclusiones obtenidas durante el desarrollo del proyecto, además de las posibles líneas futuras de investigación y mejoras del sistema desarrollado.

2. SISTEMA RF CON MODULACIÓN I/Q

El sistema de conversión hacia arriba representado en la Fig. 3:esquema del sistema RF de conversión hacia arriba con modulación I/Q consta de dos partes claramente diferenciadas. En primer lugar, las ramas de señal de baja frecuencia previas al modulador. Esta parte se corresponde con la salida de las tarjetas DAC(Conversor Digital Analógico) del sistema, que proveen las señales I y Q. Tras el modulador, se encuentra la cadena de amplificación. Esta serie de componentes aplican ganancias y atenuaciones a la señal modulada en frecuencia RF.

Las señales de lectura son señales multitono de fase aleatoria. Estas señales contienen todas las frecuencias de resonancia de los KIDs. Una de las ventajas del uso de señal multitono es la medida de un único barrido, sin tener que introducir los tonos individualmente en el sistema. Además, la fase solo requiere control de la señal completa, y no de cada tono individualmente.

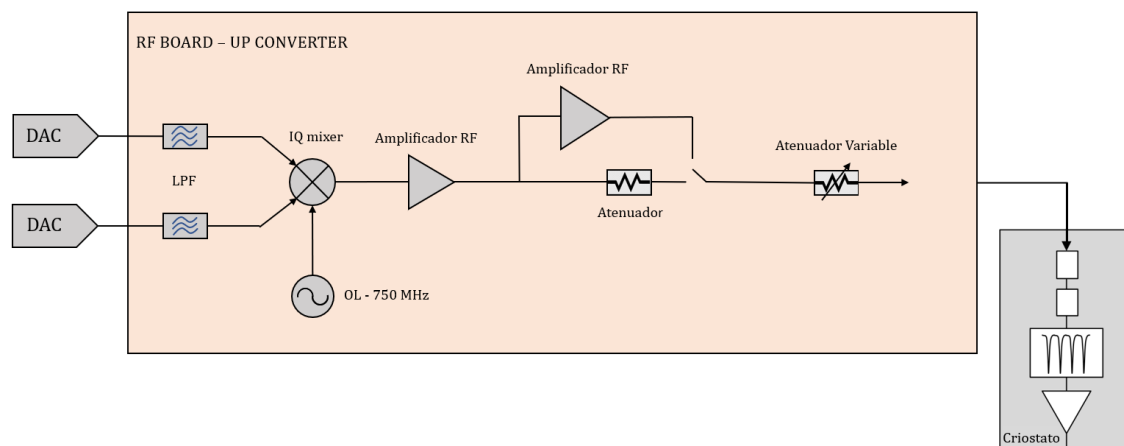


Fig. 3:esquema del sistema RF de conversión hacia arriba con modulación I/Q

2.1 Descripción y especificaciones

2.1.1 Modulación I/Q

El sistema de modulación tiene la función de subir en frecuencia las señales que posteriormente se utilizan para realizar la lectura los KIDs (Detectores de Inductancia Cinética - Kinetic Inductance Dectector). Esta conversión se realiza a través de un

modulador I/Q, cuyas señales de entrada (señales I y Q) proceden de la tarjeta conversora digital/analógica (DAC)[3].

Las señales de entrada al sistema se encuentran en frecuencias intermedias (IF) y las señales de salida en frecuencias de microondas (RF).

Para conseguir esta conversión de frecuencia se emplea un modulador en fase y cuadratura (IQ mixer)[5].

○ Conceptos teóricos – Modulación I/Q

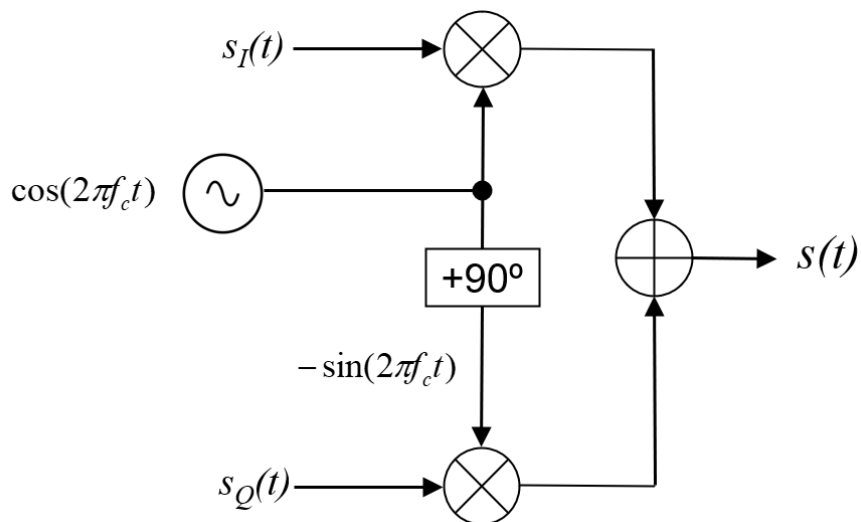


Fig. 4: modulador I/Q

El esquema de la Fig. 4 representa el funcionamiento a nivel de bloques de un modulador I/Q. Existe un oscilador local que añade la señal portadora para la modulación de las señales I y Q. La señal de oscilador local (OL) se desfasa 90° para una de las dos ramas y se introducen en el mezclador correspondiente para modular la señal en fase y la señal en cuadratura. De esta forma las señales I y Q se mezclan con la señal de OL y posteriormente se suman en un combinador.

Para comprender el funcionamiento del sistema se pueden utilizar señales sinusoidales y escribir las ecuaciones:

Señales frecuencia intermedia,

$$s_I(t) = A_{IF} \cos(2\pi f_{IF}t) \quad (1)$$

$$s_Q(t) = A_{IF} \text{sen}(2\pi f_{IF}t) \quad (2)$$

Señal Portadora del oscilador local,

$$c(t) = A_{OL} \cos(2\pi f_c t) \quad (3)$$

Señal resultante en RF,

$$\begin{aligned}
 s(t) &= s_I(t)c(t) - s_Q(t)c(t) = \\
 &= A_{IF} \cos(2\pi f_{IF}t) A_{OL} \cos(2\pi f_c t) - A_{IF} \sin(2\pi f_{IF}t) A_{OL} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi}{2}\right) = \quad (4) \\
 &= \frac{A_{IF}A_{OL}}{2} [\cos(2\pi(f_c - f_{IF})t) + \cos(2\pi(f_c + f_{IF})t) - \cos(2\pi(f_c - f_{IF})t) + \cos(2\pi(f_c + f_{IF})t)]
 \end{aligned}$$

$$s(t) = A_{IF}A_{OL} \cos(2\pi(f_c + f_{IF})t) \quad (5)$$

A la salida del sistema modulador se obtiene una señal de amplitud el producto de *Amplitud de IF* y *Amplitud de OL*, de frecuencia la suma de *Frecuencia de IF* y *Frecuencia de IF*.

A partir de la teoría de funcionamiento de un modulador I/Q se extrapola el funcionamiento a las señales que se van a introducir en el sistema de readout.

En la entrada del sistema se introduce una señal multitono o peine de señales sinusoidales en la frecuencia intermedia (Fig. 5). Esta señal se combina con la señal de oscilador local (Fig. 6) y se genera la señal en RF (Fig. 7). Estos tonos se hacen pasar el sistema de readout y accederán a los detectores KID en frecuencia de RF.



Fig. 5: señales en frecuencia intermedia

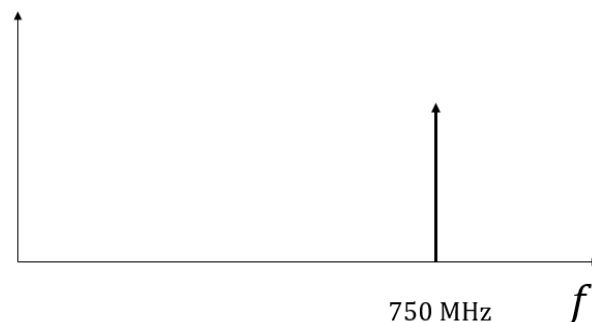


Fig. 6: señal de OL

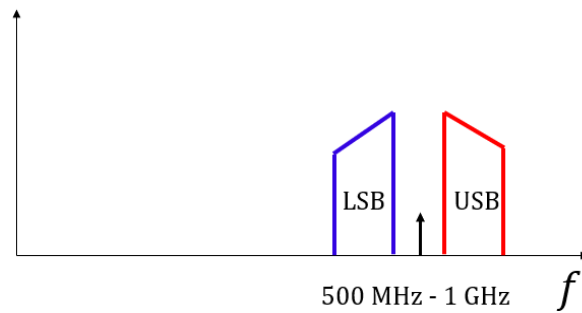


Fig. 7: señal en RF salida del mezclador

2.1.2 Características del sistema.

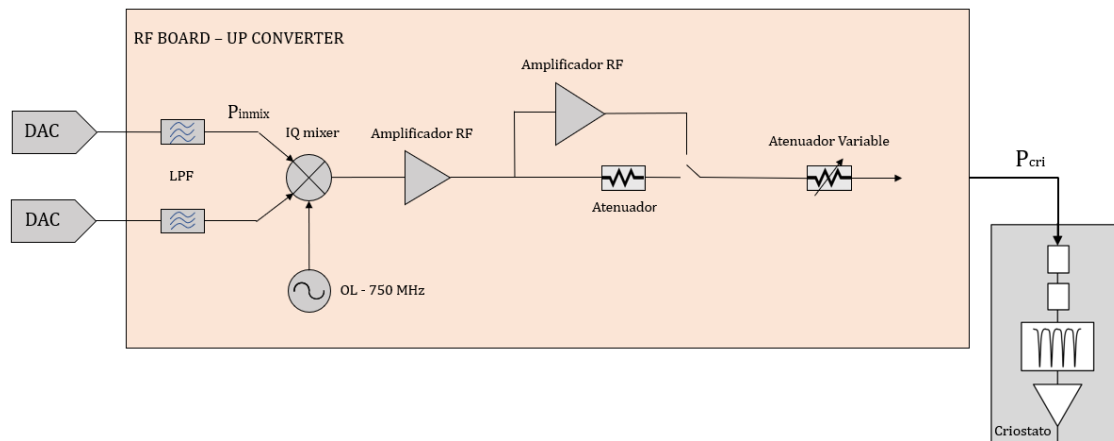


Fig. 8: sistema de readout RF upconverter

En la Fig. 8 se muestra el diagrama de bloques inicial del diseño del sistema modulador, por el que las señales de lectura se trasladan a las frecuencias de resonancia de los detectores. Consta de tres bloques diferenciados. Primero, las ramas de IF previas al modulador. Las señales de IF salientes de los DAC se hacen pasar por filtros paso bajo antes de la modulación. A continuación, el modulador IQ. A él acceden las señales I, Q y el oscilador local[4]. La última parte del sistema de readout es la cadena de amplificación. En ella, una serie de amplificadores y atenuadores varían la potencia de la señal de lectura.

Para el correcto funcionamiento de los módulos de conversión se requieren una serie de especificaciones.

Frecuencia:

- $f(IF) = 0.1 - 250 \text{ MHz}$, señales multitono
- $f(OL) = 750 \text{ MHz}$
- $f(RF) = 750 - 1000 \text{ MHz}$

Rango de potencia de los tonos de lectura de los KIDs:

- Potencia de 1 portadora en los KIDs.
 - $P_{1tono_max} = -75 \text{ dBm}$
 - $P_{1tono_min} = -105 \text{ dBm}$

Dentro del criostato la señal se atenúa 30 dB antes de los detectores (Fig. 9: criostato del sistema, atenuadores y MKIDs internos):

- Potencias de 1 portadora requeridas de entrada al criostato.
 - $P_{1tono_max} = -45 \text{ dBm}$
 - $P_{1tono_min} = -75 \text{ dBm}$

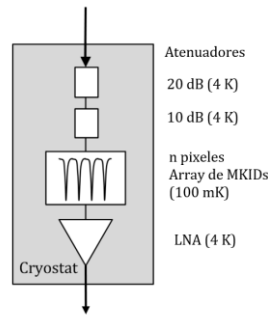


Fig. 9: criostato del sistema, atenuadores y MKIDs internos

La potencia conjunta de las portadoras que entran al criostato se modela en función de la potencia de cada portadora, el factor de cresta y el número de portadoras.

$$P_{cri} = P_{1tono} * C^2 * N \quad (6)$$

$$P_{cri}(dBm) = P_{1tono}(dBm) + 20 \log(C) + 10 \log(N) \quad (7)$$

El factor de cresta [6] mide la relación de tensión que hay entre el valor pico de una señal y su valor cuadrático medio (rms) (Fig. 10).

$$C = \frac{|V_p|}{V_{rms}} \quad (8)$$

En el sistema las señales de entrada son señales multitono de fases aleatorias y el factor de cresta se utiliza como valor estadístico que pondera la potencia conjunta de las portadoras. La aleatoriedad de las fases hace que las señales se sumen cuando están fase, se anulen en contrafase o disminuya la amplitud en fases intermedias.

$$s(t) = \sum_{k=1}^N \cos\left(\frac{2\pi kt}{T} + \phi_k\right) \quad (9)$$

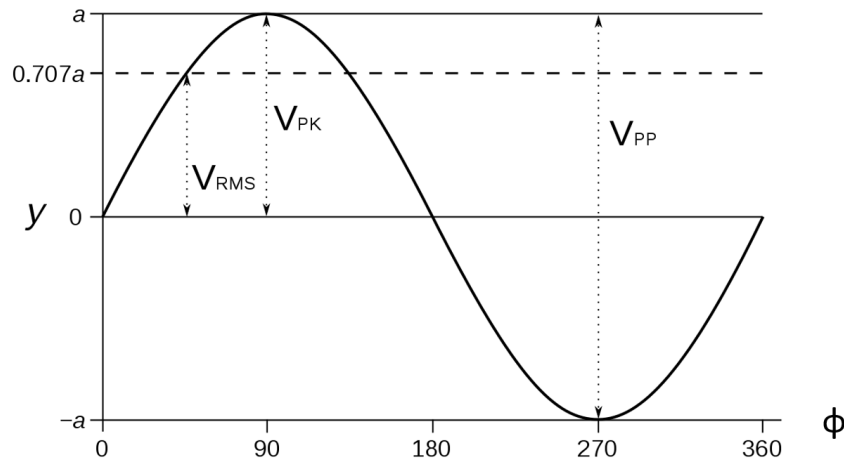


Fig. 10: valor de pico, valor rms o eficaz de una señal sinusoidal

En la Fig. 10: valor de pico, valor rms o eficaz de una señal representa una señal sinusoidal cuyo valor eficaz es $\frac{1}{\sqrt{2}}a$, y su valor de pico es a . Por lo tanto, su factor de cresta es $\sqrt{2}$.

$$C = \frac{|V_p|}{V_{rms}} = 4 \quad (10)$$

Teniendo en cuenta estos conceptos para el cálculo de la potencia de las portadoras, los elementos del sistema variarán combinando posiciones del Switch y atenuaciones variables para obtener un rango de potencias conocido a la entrada del criostato. Es decir, en todo momento el sistema deberá ser ajustado a los requerimientos del número de portadoras y potencia necesarios amplificando o atenuando la señal proveniente del DAC (nota: el DAC suministra potencia constante -3 dBm en cada rama I y Q).

Ejemplo:

$$P_{DAC} = -3 \text{ dBm}$$

$$N = 300 \text{ portadoras}$$

$$C = 4, \text{ factor de cresta}$$

$$P_{cri}(\text{dBm}) = P_{1tono}(\text{dBm}) + 20 \log(C) + 10 \log(N) \quad (11)$$

- $P_{1tono_max} = -45 \text{ dBm}$
- Potencia de las 300 portadoras con P_{1tono_max} :

$$P_{cri}(\text{dBm}) = -45 + 20 \log(4) + 10 \log(300) = -8.19 \text{ dBm} \quad (12)$$

El sistema debe atenuar la señal del DAC

$$L = -3 \text{ dBm} - (-8.19 \text{ dBm}) = 5.19 \text{ dB} \quad (13)$$

- $P_{1tono_min} = -75 \text{ dBm}$

- Potencia de las 300 portadoras con $P_{1\text{tono}_{\text{min}}}$:

$$P_{\text{cri}}(\text{dBm}) = -75 + 20 \log(4) + 10 \log(300) = -38.19 \text{dBm} \quad (14)$$

El sistema debe atenuar la señal del DAC hasta la entrada del criostato $\rightarrow L = -3 \text{ dBm} - (-38.19 \text{ dBm}) = 35.19 \text{ dB}$

2.2 Modulador MAX2021. Caracterización.

La base del sistema de conversión tanto up-converter como down-converter es el modulador I/Q. Para elegir un componente que se adecuara a los requerimientos del sistema se ha escogido el modulador MAX2021.

MAX2021 es un modulador/demodulador en fase y cuadratura de bajo ruido y alta linealidad con capacidad de funcionar en la banda de 650 – 1200 MHz. Es el componente principal del sistema de readout, encargado de situar las señales de lectura de las tarjetas digitales en la banda de frecuencias de los KIDs.

En su estructura interna (Fig. 11) incorpora un divisor de potencia desfasador, 1 amplificador de OL, dos mezcladores doblemente equilibrados y un sumador de banda ancha. Sus entradas de IF son equilibradas, cuenta con 4 puertos: 2 para I+ e I- y otros 2 para Q+ y Q-.

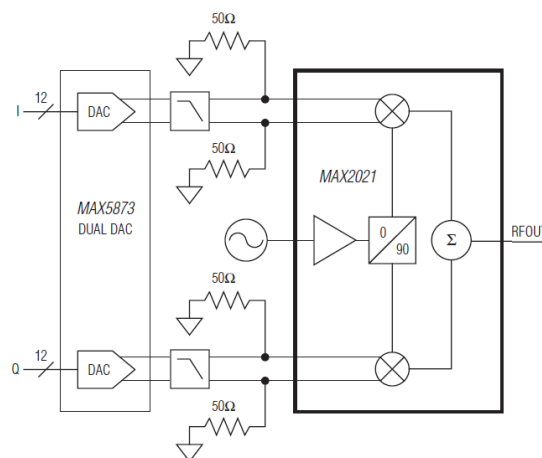


Fig. 11 :estructura interna MAX2021

Características extraídas de la hoja de datos del componente:

Parámetro	Min.	Tip.	Max.	Unidades
Tensión de Alimentación	4.75	5	5.25	V
Corriente de Alimentación	230	271	315	mA
Potencia de OL	-6	-	3	dBm
Frecuencia de OL	750	-	1200	MHz
Frecuencia de IF	-	-	550	MHz

Frecuencia de RF	650	-	1200	MHz
------------------	-----	---	------	-----

Tabla 1: datos fabricante MAX2021

Otras características en condiciones particulares en modulación:

$P_{LO} = 0\text{dBm}$, $750\text{MHz} \leq f_{LO} \leq 1200\text{MHz}$, 50Ω LO y RF impedancia del sistema, $V_{CC} = 5\text{V}$, $V_{BBI} = 1.4\text{V}_{\text{P-P}}$ diferencial, $V_{BBQ} = 1.4\text{V}_{\text{P-P}}$ diferencial, $f_{IQ} = 1\text{MHz}$, $f_{LO} = 900\text{MHz}$, $TC = +25^{\circ}\text{C}$.

- $P_{1\text{dB}} = 16.7\text{ dBm}$
- Ruido de fondo = 168 dBm/Hz

2.2.1 Caracterización

A partir de las especificaciones de la hoja de datos se han realizado medidas del mezclador con la ayuda de la tarjeta de evaluación del componente mostrada en la Fig. 12: Evaluation kit MAX2021.

Las entradas I y Q del modulador MAX2021 están equilibradas, presentan 2 puertos para la I y otros 2 para la Q. Debido a que no se dispone de equipo adecuado para introducir estas señales de entrada, equilibradas y desfasadas, se ha optado por caracterizar el componente introduciendo señal por una única rama de IF. De esta manera se puede extrapolar un funcionamiento aproximado del modulador.

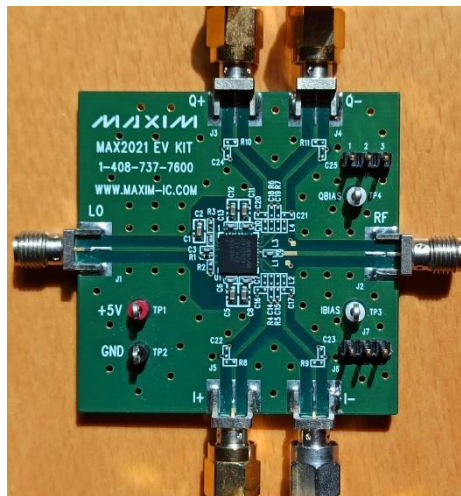


Fig. 12: Evaluation kit MAX2021

2.2.2 Pérdidas de conversión

Para medir las pérdidas de conversión del mezclador se ha realizado un barrido en frecuencia de la señal de IF con frecuencia de OL constante y potencias de IF y OL constantes. El set-up de medida es el de la Fig. 13. Se han utilizado dos generadores de radiofrecuencia para las señales de IF y OL, un analizador de espectros para visualizar la salida de RF y una fuente de tensión continua para polarizar el mezclador. Se ha conectado un atenuador de 3 dB a la entrada de IF y OL, para mejorar la adaptación que presenta el MAX2021. Se ha conectado un DCBlock a la entrada del Analizador de

Espectros para evitar que señales de continua puedan dañar el equipo. Se ha introducido señal solo por el puerto I+ y se han conectado cargas de $50\ \Omega$ en los otros 3 puertos.

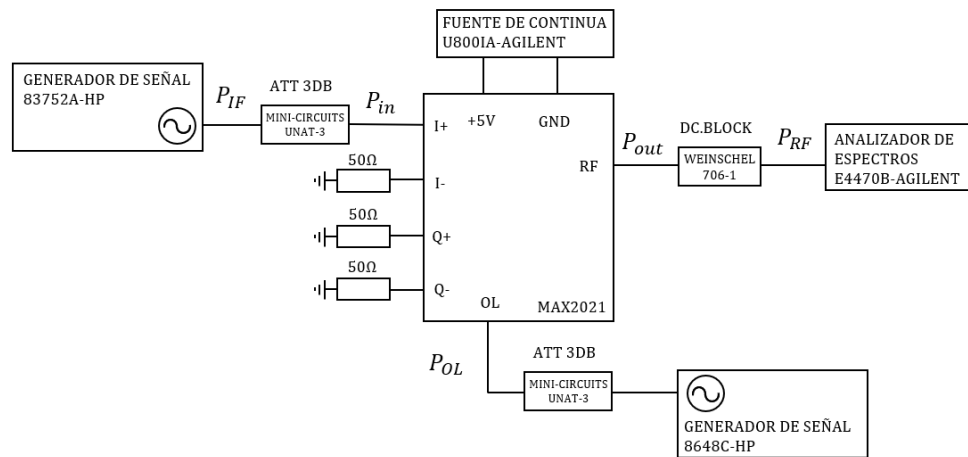


Fig. 13: setup de medida pérdidas de conversión

- $f_{OL} = 750\text{ MHz}$ $P_{OL} = 0\text{ dBm}$
- $f_{IF} = [10,250]\text{ MHz}$ $P_{in} = 0\text{ dBm}$
- $f_{RF} = 760 - 1000\text{ MHz}$

La instrumentación utilizada para las medidas que se muestra en la Fig. 14 es la siguiente:

- Generador de señal OL: 83752A – HP
- Generador de señal IF: 8648C – HP
- Analizador de Espectros: E4470B – Keysight Agilent
 - Resolution Bandwidth = 3 MHz
 - Video Bandwidth = 3 MHz
- Fuente de Tensión: U8001A – Keysight Agilent
- Atenuador 3 dB entrada de OL para adaptación: UNAT-3 Mini-Circuits
- DC-Block: WEINSCHTEL 706-1

El análisis se ha realizado introduciendo señal por I+, anotando la potencia saliente en el analizador de espectros. De la misma manera se ha tomado la medida introduciendo señal por el puerto Q+.

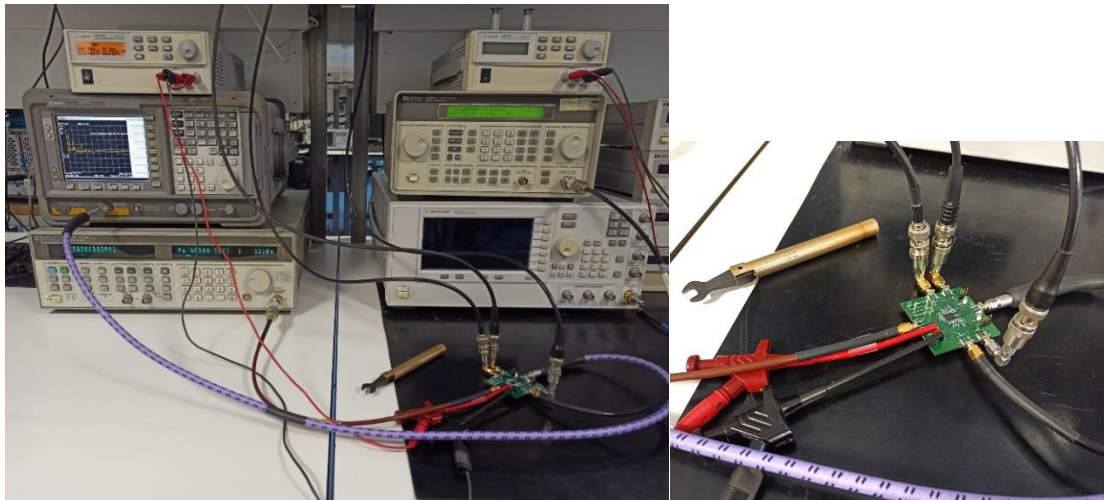


Fig. 14: instrumentación set-up de medida para pérdidas de conversión de eval kit MAX2021

Barrido frecuencia I+

Con los puertos I-, Q+, Q- cargadas a 50Ω , se ha introducido señal por la rama I+, realizando un barrido en frecuencia a potencia constante.

Se observa en la gráfica de la (

Fig. 15) las pérdidas del mezclador toman un valor entorno a los 16.5 dB y tienden a aumentar a medida que la IF toma valores superiores.

**Pérdidas de Conversión vs Frecuencia de IF
(Entrada en I+)**

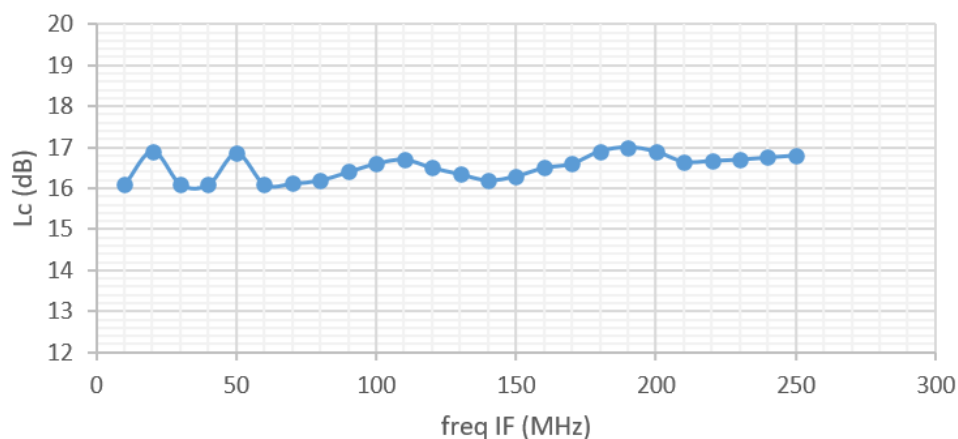


Fig. 15: pérdidas de conversión en puerto I+

Barrido frecuencia Q+

De la misma manera, se han medido las pérdidas del modulador introduciendo señal por Q+ y cargando los 3 puertos de IF restantes a cargas de 50Ω .

En la Fig. 16 se observa un comportamiento similar del mezclador al de la entrada en I+. Valores del orden de 16-17 dB de pérdidas con tendencia a aumentar con la frecuencia.

Perdidas de Conversión vs Frecuencia de IF (Entrada en Q+)

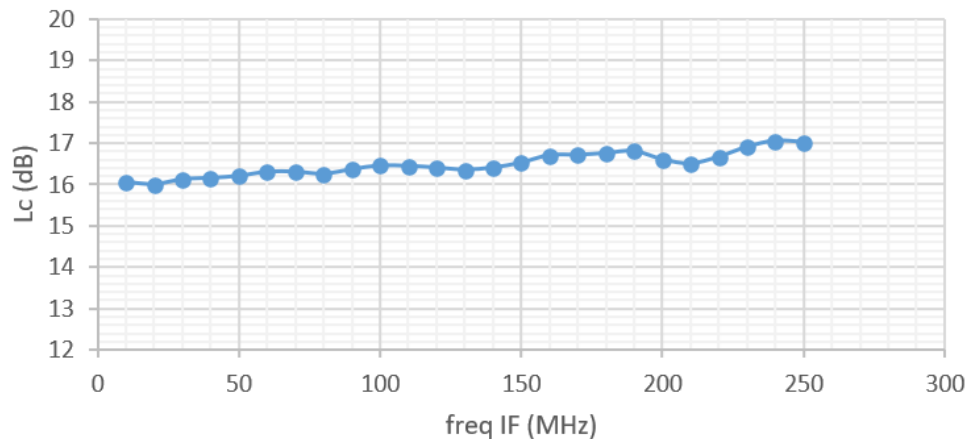


Fig. 16: pérdidas de conversión en puerto Q+

A partir del análisis de las pérdidas de conversión se han obtenido las siguientes conclusiones:

Para una señal de entrada por IF hay unas pérdidas de 16 - 17 dB. Por lo tanto, si se introduce señal de misma potencia por I+ e Q+, cargando I- y Q- con 50Ω , se obtendrían unas pérdidas de conversión del orden de 13 - 14 dB. Así mismo, introduciendo señal de misma potencia por todos los puertos de IF, es de esperar que el mezclador presentara unas pérdidas de alrededor de 10 - 11 dB.

➤ AISLAMIENTO DE OL FRENTE A IF

Durante el estudio de las pérdidas de conversión se ha podido medir también el nivel aislamiento entre los puertos de OL y RF. Con la misma configuración y el mismo barrido de señal de entrada, IF (10-250 MHz), se obtiene la potencia de salida a la frecuencia de OL (750 MHz), en el puerto de RF. De esta manera se obtiene cuanta potencia del oscilador local se filtra en el puerto de RF.

Barrido frecuencia I+

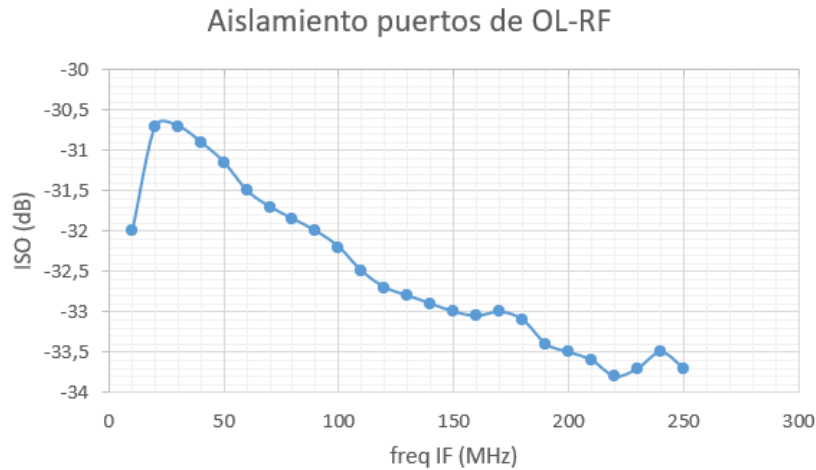


Fig. 17: aislamiento entre puertos OL y RF en función de frecuencia de IF (I+)

El aislamiento entre los puertos de RF y de OL demuestra que el Oscilador Local apenas introduce señal en el puerto de RF, con más de -30 dB de aislamiento (Fig. 17)

Barrido frecuencia Q+

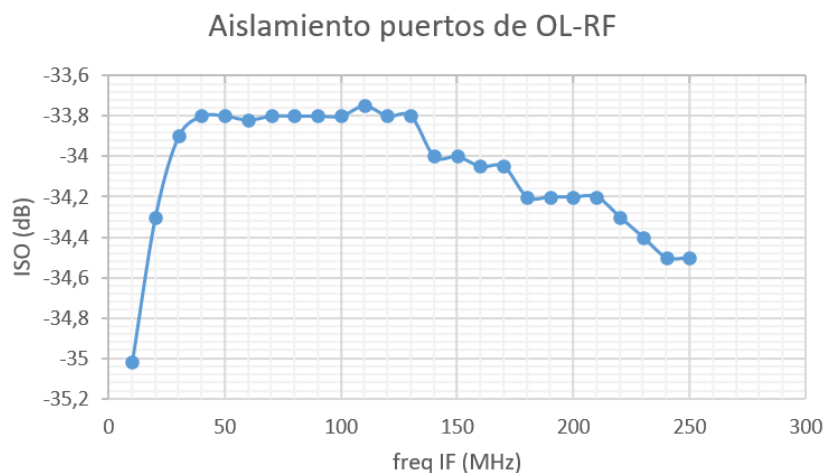


Fig. 18: aislamiento de puertos OL y RF frente a barrido de frecuencia IF por Q+

En el caso de la Fig. 18, donde la señal de entrada accede por la rama Q+, el modulador presenta también un buen aislamiento del puerto de RF respecto al puerto de OL.

➤ Punto de compresión 1 dB

Para obtener el punto de compresión de 1 dB del modulador se ha realizado un barrido en potencia de IF. De este modo, se calculan las pérdidas del modulador en función de la potencia de entrada y así, el P1dB mediante la compresión de ganancia. Para esta medida se ha introducido la señal por el puerto I+, el resto de las entradas de IF se refieren a 50 Ω y se visualizan los resultados en el analizador de redes (Fig. 19).

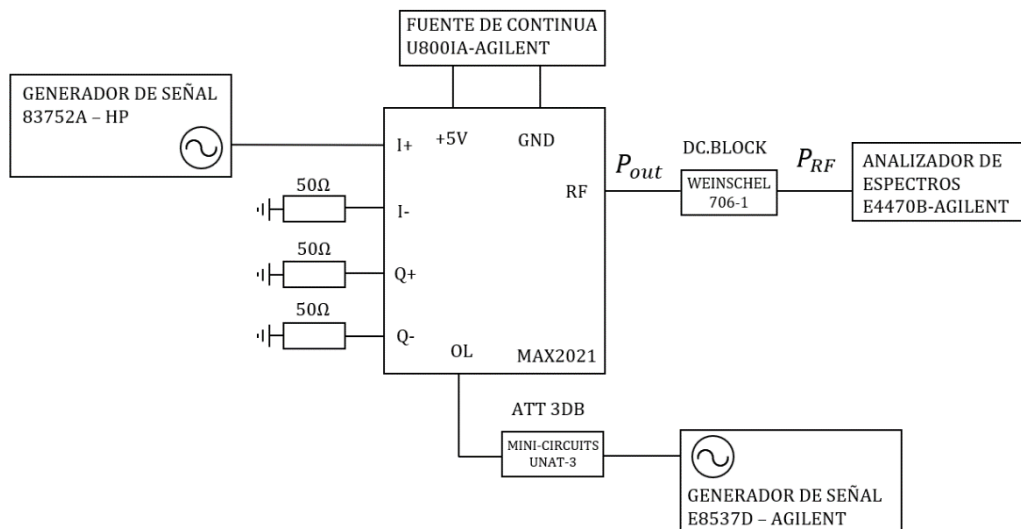


Fig. 19: esquema setup de medida P_{1dB} evalkit MAX2021

Para esta medida se ha utilizado una fuente capaz de suministrar hasta 22 dBm de potencia al modulador.

- $f_{OL} = 750 \text{ MHz}$ $P_{OL} = 0 \text{ dBm}$
- $f_{IF} = 100 \text{ MHz}$ $P_{IF} = [-10, 22] \text{ dBm}$
- $f_{RF} = 850 \text{ MHz}$

La instrumentación utilizada para realizar la medida y mostrada en la Fig. 20 es la siguiente:

- Generador de señal OL: E8357D- Keysight Agilent
- Generador de señal IF: 83752A – HP
- Analizador de Espectros: E446A – Keysight Agilent
 - Resolution Bandwidth = 3 MHz
 - Video Bandwidth = 3 MHz
- Fuente de Tensión: U8001A – Keysight Agilent
- Atenuador 3 dB entrada de OL para adaptación: UNAT-3 Mini-Circuits

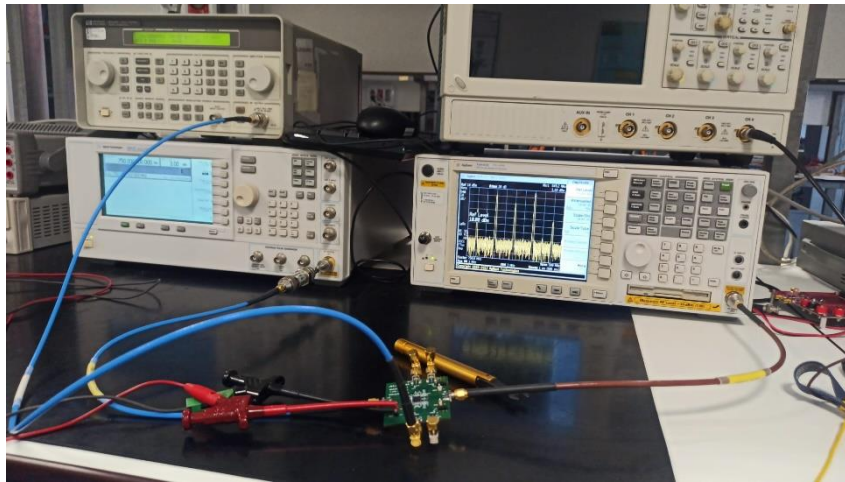


Fig. 20: instrumentación y setup de medida

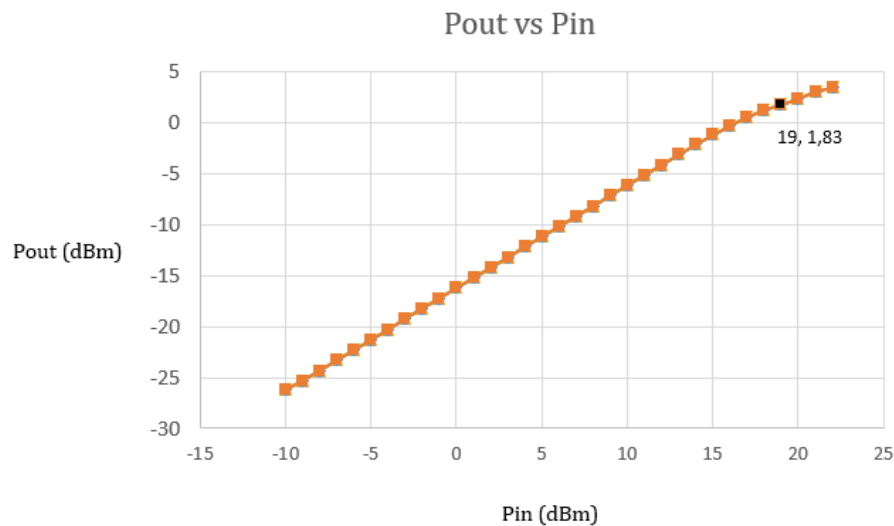


Fig. 21: Pout frente a Pin MAX2021

En la gráfica de la Fig. 22 se observa como para potencias de entrada superiores a 17 dBm la potencia de salida comienza a sufrir más pérdidas. En este punto el mezclador ha entrado en zona de saturación y alcanza el P1dB a la salida cuando la potencia de entrada es de 19 dBm.

$$P_{in} = 19 \text{ dBm} \rightarrow P_{1dB} \text{ a la entrada}$$

$$L = 17.7 \text{ dB} \rightarrow OP_{1dB} = P_{in} - L = 1.3 \text{ dBm} \quad (15)$$

El fabricante suministra el P1dB a la salida para 16.7 dBm. Sin embargo, el análisis de la medida realizada resulta 1.3 dBm. Este funcionamiento se debe a que al introducir señal por un único puerto de IF, se excita el diodo de un único oscilador mezclador interno en el modulador. De este modo la rama no excitada no tiene un rango de operación estable y se producen mayores pérdidas. El mezclador no está funcionando en las mismas condiciones que las medidas dadas en la hoja de características del componente.

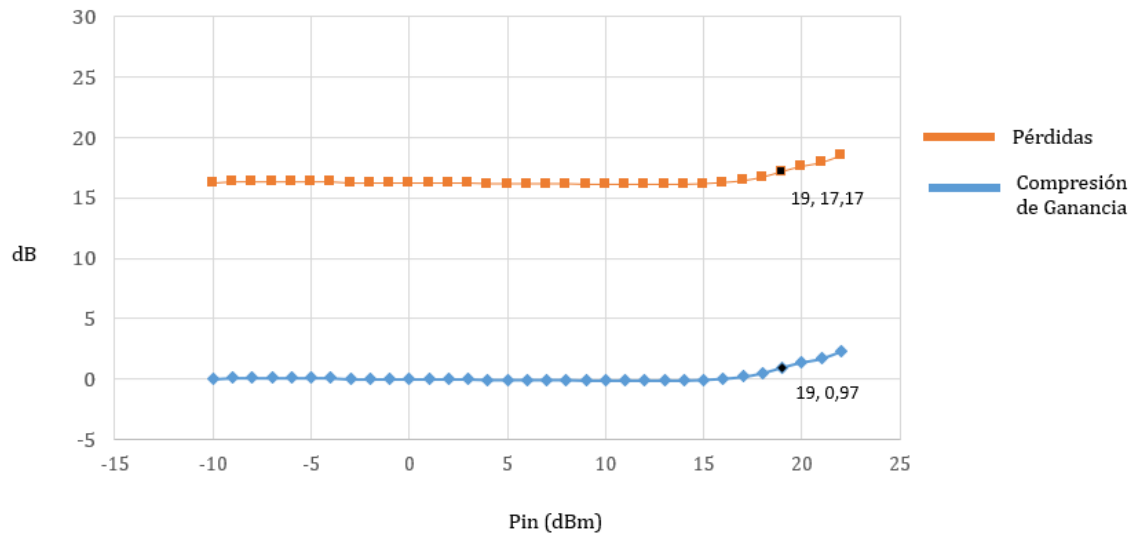


Fig. 22: Pérdidas de Inserción y Compresión de Ganancia

2.2.3 Medidas con señales I y Q a la entrada del mezclador

Para conseguir una medida en la que se introdujeran señales por los puertos I y Q del mezclador se ha utilizado el modulador MMIQ-0520LSM (Fig. 23). Utilizándolo en demodulación se han generado una señal I y una señal Q válidas para introducir al MAX2021 por las entradas I+ y Q+.

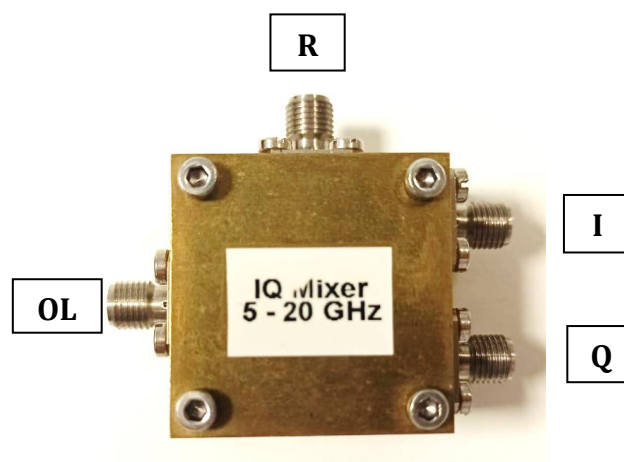


Fig. 23: MMIQ-0520LSM

Parámetro	Tip.	Unidades
RF/LO rango	5-20	GHz
IF rango	DC-6	GHz
Pérdidas de Conversión I/Q	9	dB

Tabla 2: datos de fabricante MMIQ-0520LSM

Con el objetivo de obtener la potencia más alta que proporcione este mezclador se ha analizado la gráfica de pérdidas de conversión proporcionada por el fabricante (Fig. 24).

Se ha escogido una frecuencia de RF de 7 GHz, donde las pérdidas son mínimas, aproximadamente 11 dB.

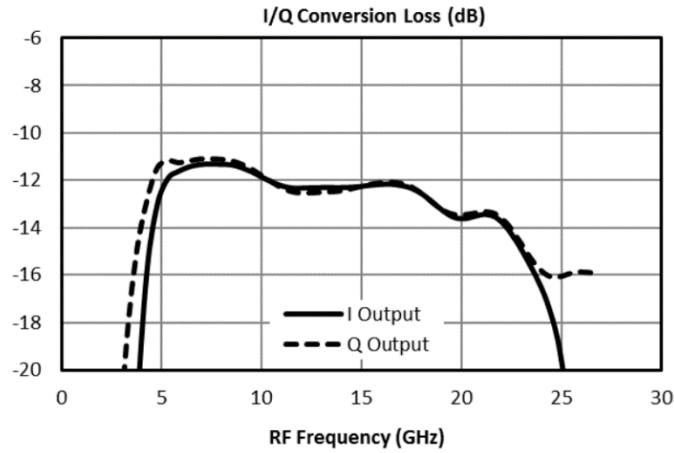


Fig. 24: pérdidas de conversión MMIQ-0520LSM proporcionadas por el fabricante

La señal de RF del MMIQ se obtiene con el generador que previamente se utilizó como generador de IF. Para el OL se añade un nuevo generador. En la (Fig. 25) se muestran las conexiones realizadas para las medidas

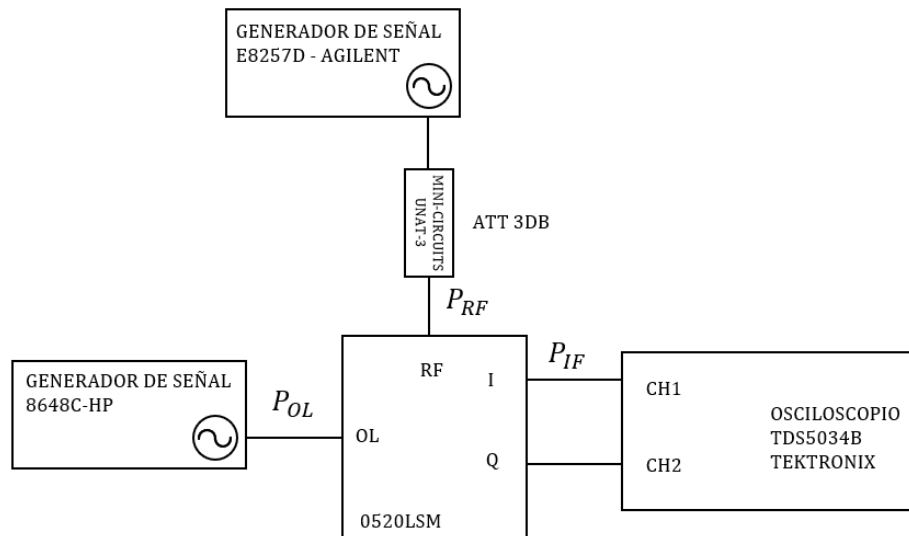


Fig. 25: esquema setup de medida para caracterización MMIQ-0520LSM

MMIQ

- $f_{OL} = 7 \text{ GHz}$
- $P_{OL} = 8 \text{ dBm}$
- $f_{RF} = 7.05 \text{ MHz}$
- $P_{RF} = 0 \text{ dBm}$

$f_{RF} > f_{OL}$ para que la fase de IF sea la misma que la RF (señal que lleva la información)

- $f_{IF} = f_{RF} - f_{OL} = 50 \text{ MHz}$

Instrumentación utilizada en la medida (Fig. 26):

- Generador de OL: 8648C-HP
- Generador de RF: E8257D-Keysight Agilent
- Osciloscopio: TDS5034B-Tektronix

Para calcular la potencia de salida del MMIQ se han introducido las salidas I y Q al osciloscopio para observar su amplitud y su fase.

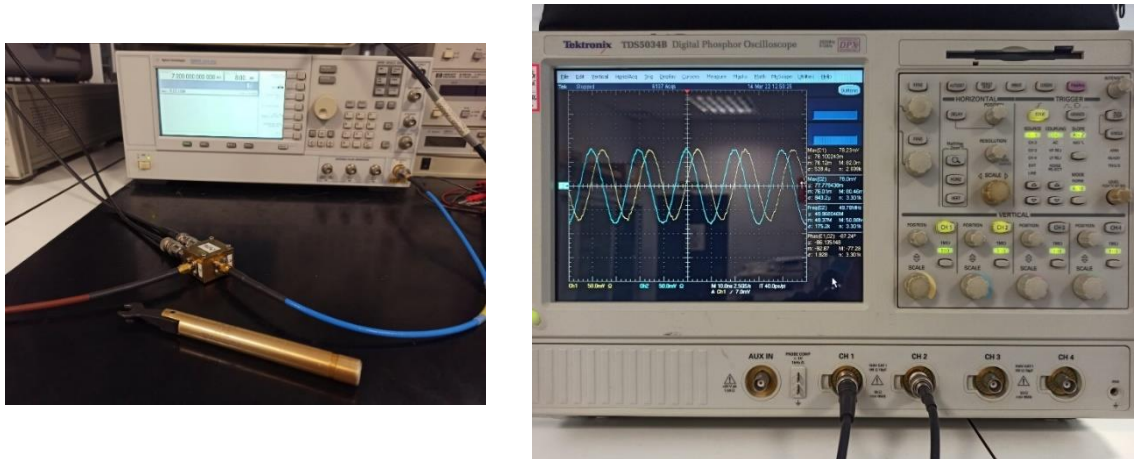


Fig. 26: instrumentación caracterización MMIQ-0520LSM

Lecturas en el osciloscopio:

- CH1 → SEÑAL I
- CH2 → SEÑAL Q

La amplitud de las señales I y Q del demodulador toma un valor de 78 mV, o bien en potencia -12.15 dBm sobre una impedancia de 50Ω . Esta potencia se corresponde con las pérdidas, siendo ligeramente superiores a las proporcionadas por el fabricante, 11 dB.

La diferencia de fase entre las señales I y Q es de -67° , algo errático respecto a los 90° esperados según la hoja de características.

A partir de la salida del demodulador IQ se introducen las señales de salida a los puertos de entrada de IF en el MAX2021 (Fig. 27)

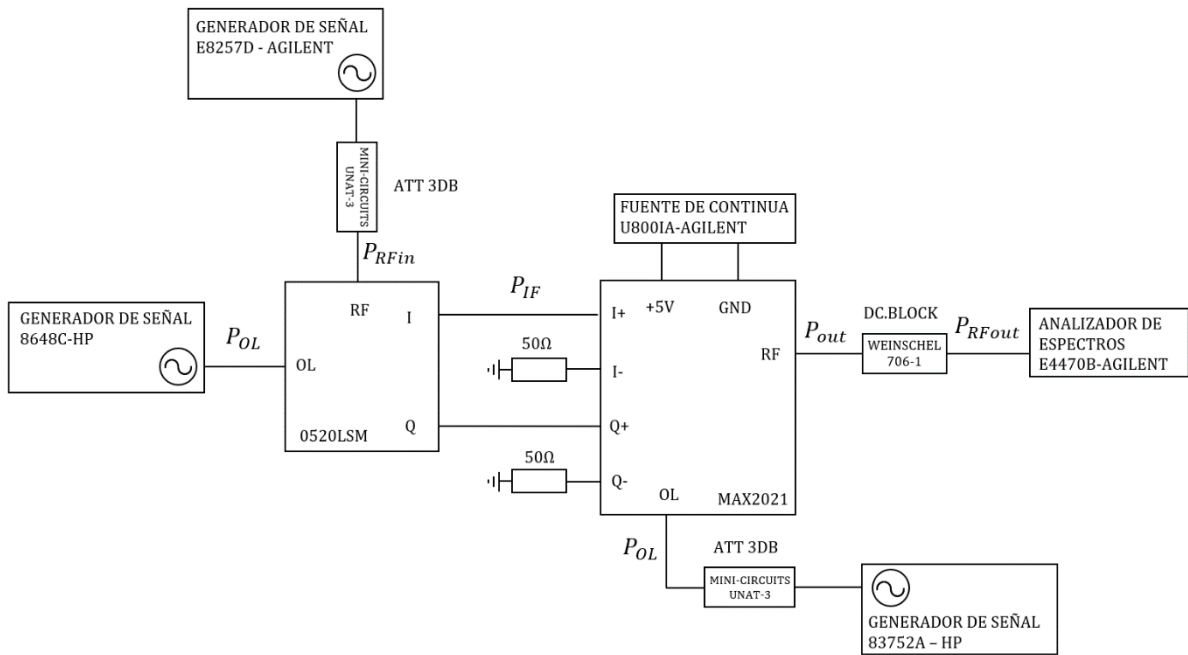


Fig. 27: esquema setup de medida MMIQ y MAX2021

MAX2021

- $f_{OL} = 750 \text{ MHz}$ $P_{OL} = 0 \text{ dBm}$
- $f_{IF} = 50 \text{ MHz}$ $P_{IF} = -12.1 \text{ dBm}$
- $f_{RF} = f_{OL} + f_{IF} = 800 \text{ MHz}$, banda lateral superior de interés.

Instrumentación:

- Generador OL: 83752A – HP
- Generador IF: MMIQ 0520LSM
- Fuente de Tensión: U8001A – Keysight Agilent
- Atenuador 3 dB: UNAT-3 Mini-Circuits
- DC-Block: WEINSCHTEL 706-1

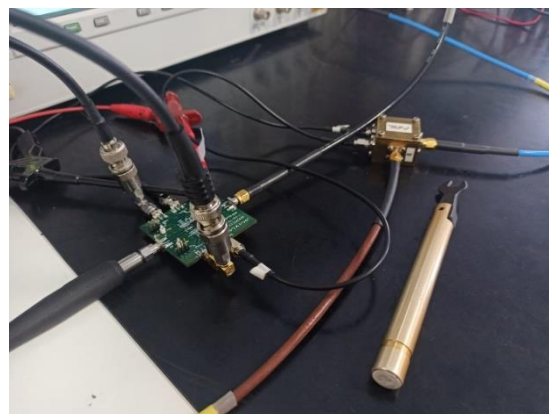


Fig. 28: medidas de MMIQ y evalkit MAX2021

En esta medida se han calculado las pérdidas de conversión del MAX2021 para dos señales de entrada I y Q desfasadas $\sim 70^\circ$. Los resultados esperados son unas pérdidas de 16 dB en cada rama, lo que se traducen en la salida en -25.1 dBm.

$$L(\text{dB}) = 16 \text{ dB}$$

$$P_I = -12,1 \text{ dBm} = P_Q \rightarrow P_{in} = -12.1 + 3 = -9.1 \text{ dBm} \quad (16)$$

$$P_{out}(\text{dBm}) = P_{in}(\text{dBm}) - L(\text{dB}) = -9.1 \text{ dBm} - 16 \text{ dB} = -25.1 \text{ dBm} \quad (17)$$

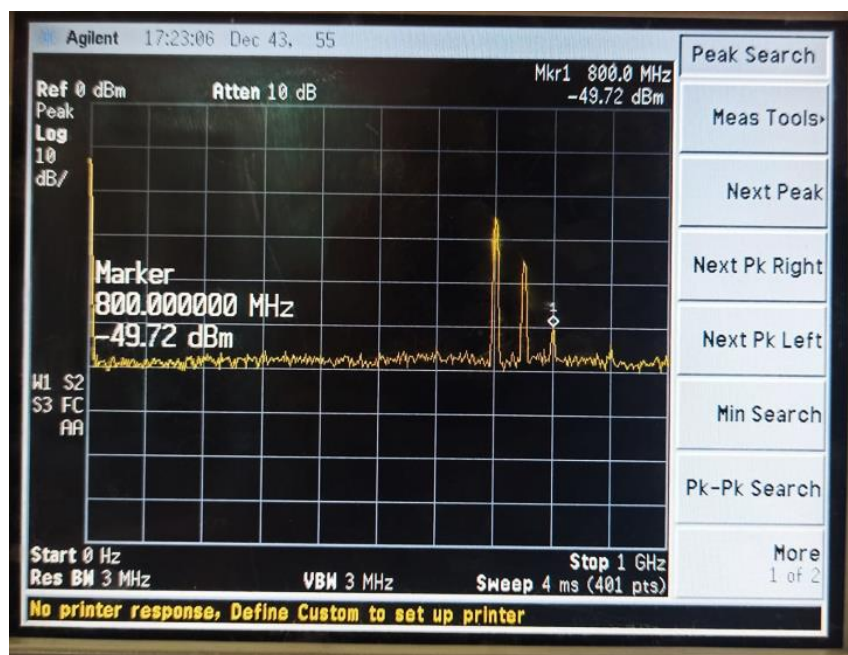


Fig. 29: pérdidas de conversión MAX2021 con MMIQ conversión hacia BLI

En la Fig. 29 se observa que la potencia en la conversión se había situado en la frecuencia de la banda lateral inferior (BLI), introduciendo solamente -49 dBm de potencia en la banda lateral superior (BLS).

Para conseguir que la potencia se suministrara a la BLS se optó por intercambiar las entradas al modulador. Es decir, $I+ = Q_{MMIQ}$ y $Q = I_{MMIQ}$. De este modo, en la medida resultante de la Fig. 30, la BLS había obtenido -25.48 dBm de potencia, un valor muy similar a los -25.1 dBm teóricos esperados. Con esto se comprueba el funcionamiento que se esperaba del modulador,

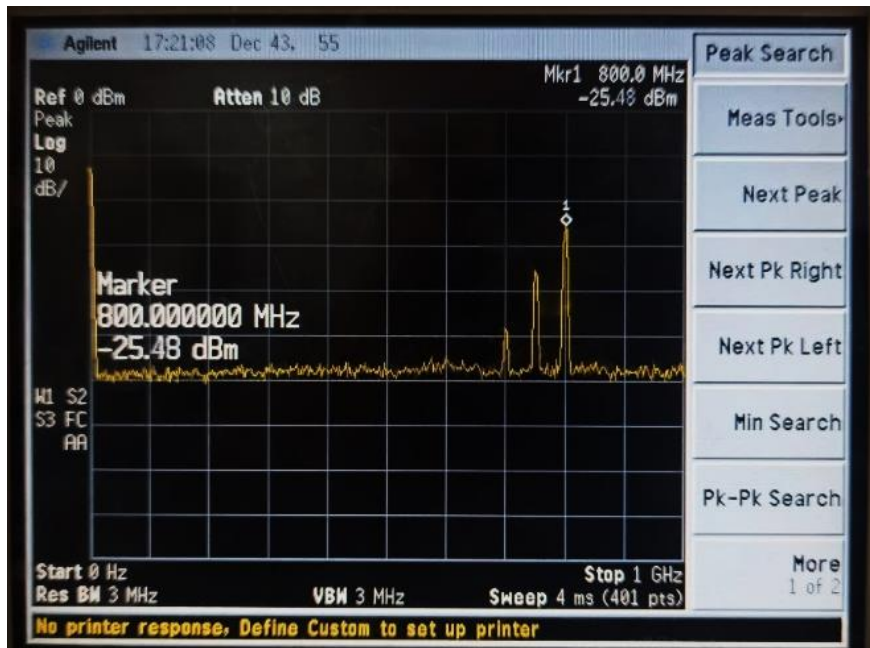


Fig. 30: pérdidas de conversión MAX2021 con MMIQ conversión hacia BLS

2.2.4 Medidas con Analizador de Redes

Para completar la caracterización del modulador MAX2021 se ha utilizado el Analizador de Redes de 2 puertos para estudiar las adaptaciones de los puertos y el aislamiento entre ellos.

Analizador de Redes – E8364A Agilent Technologies (45 MHz - 50 MHz)

Kit de calibración: 85052C 3.5 mm

Frecuencia: 45 MHz - 2 GHz

Potencia PNA: 5 dBm

CONDICIONES DE MEDIDA 1

A partir de la configuración de la Fig. 31 se han medido los parámetros S de los puertos del MAX2021:

- PNA:
 - Barrido de frecuencia: $f = 45 \text{ MHz} - 2 \text{ GHz}$
 - Potencia: $P = 8 \text{ dBm}$
- Oscilador Local
 - $f_{OL} = 750 \text{ MHz}$
 - $P_{OL} = 0 \text{ dBm}$ (3 dBm en la fuente y atenuador de 3 dB)
- Los puertos no conectados al PNA o a una fuente se refieren a 50Ω .

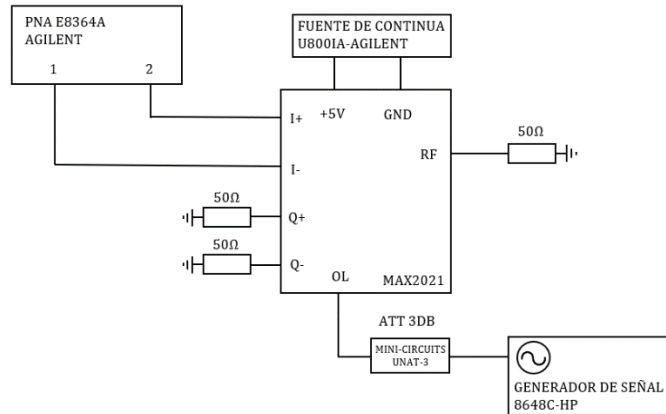


Fig. 31: esquema setup de medida parámetros S MAX2021

PUERTO 1: I- ~ PUERTO 2: I+

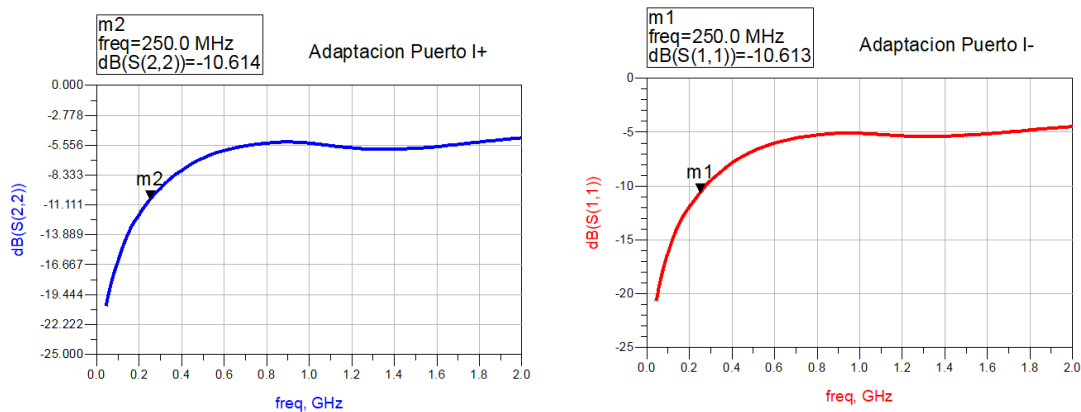


Fig. 32: adaptación de puertos I+ e I- de MAX2021 evalkit

La grafica de la Fig. 32 representa la adaptación del puerto I+ e I- respectivamente en ambos puertos. Esta adaptación es siempre igual o superior a 10 dB en la banda de frecuencias de entrada al modulador (10 – 250 MHz).

PUERTO 1: Q- ~ PUERTO 2: Q+

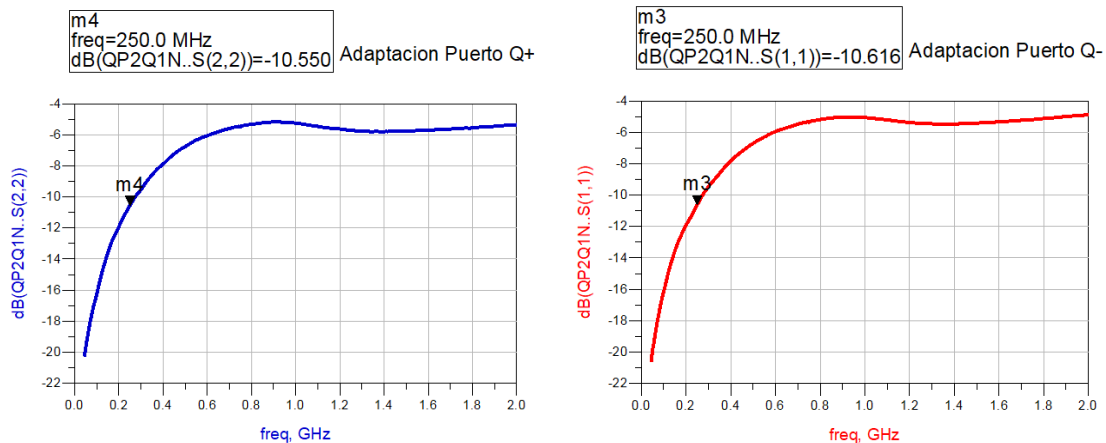


Fig. 33: adaptación puertos Q+ y Q- de MAX2021 evalkit

La adaptación de los puertos Q+ y Q- se representa en la Fig. 33. Es similar a los puertos de la rama I, siempre mayor de 10 dB en la banda.

PUERTO 1: RF ~ PUERTO 2: Q+

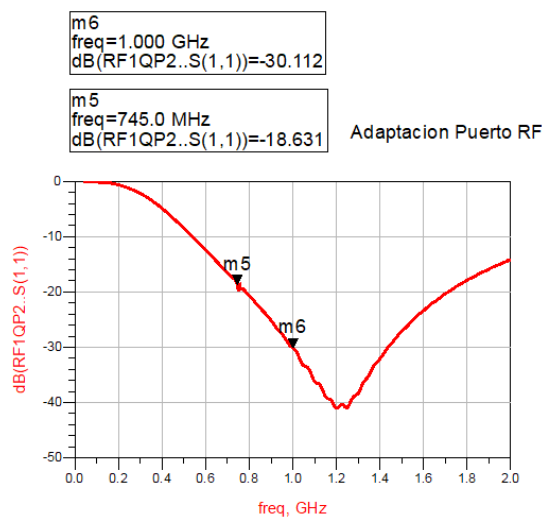


Fig. 34: adaptación puerto RF MAX2021

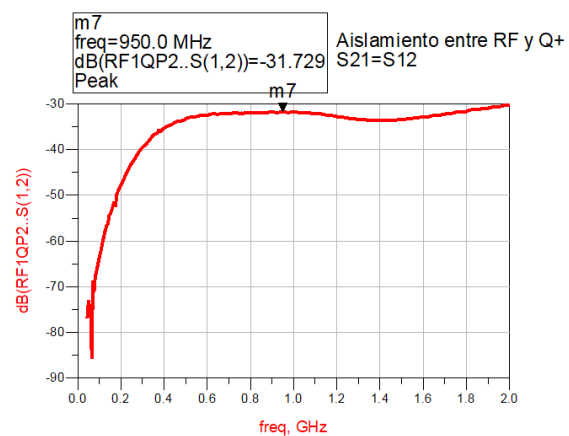


Fig. 35: aislamiento entre puertos RF y Q+ MAX2021

En al grafica de la Fig. 34, se observa que el puerto RF esta bien adaptado en el margen de frecuencias desde 750 MHz hasta 1000 MHz. En 750 MHz existe una pequeña desviación debido a que en esta frecuencia esta activado el Oscilador Local. El aislamiento entre el puerto RF y Q+ es siempre superior a los 30 dB como se puede comprobar en la Fig. 35.

CONDICIONES DE MEDIDA 2

- PNA:
 - Barrido de frecuencia: $f = 45 \text{ MHz} - 2 \text{ GHz}$
 - Potencia: $P = 8 \text{ dBm}$
- Oscilador Local: apagado.
- Los puertos no conectados al PNA o a fuente se refieren a 50Ω .

Se han tomado las medidas de la adaptación del puerto de RF y el aislamiento del puerto de RF con respecto a OL. Se han comparado los resultados con los obtenidos con el oscilador local encendido.

PUERTO 1: RF ~ PUERTO 2: Q+

En la Fig. 36, se compara la gráfica de la adaptación del puerto de RF cuando el Oscilador Local está encendido y apagado. Se observa que la adaptación empeora cuando no hay una señal de OL entrando al mezclador. Con el oscilador local apagado la adaptación de RF empeora hasta 10.5 dB dentro de la banda del sistema y 17.5 dB fuera de la banda.

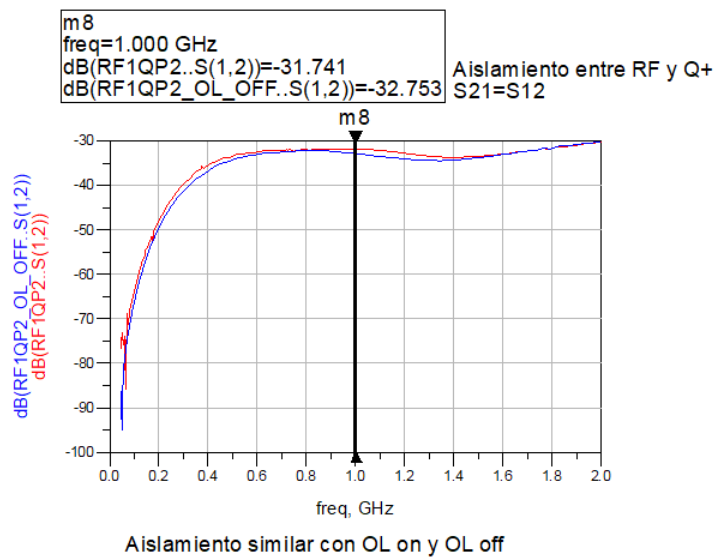


Fig. 37: comparativa aislamiento RF y Q+ OL on y OL off

Se compara también en la Fig. 37 el aislamiento entre RF y Q+. En este caso, el aislamiento no depende de la señal de OL. Hay un aislamiento siempre superior a 30 dB.

CONDICIONES DE MEDIDA 2

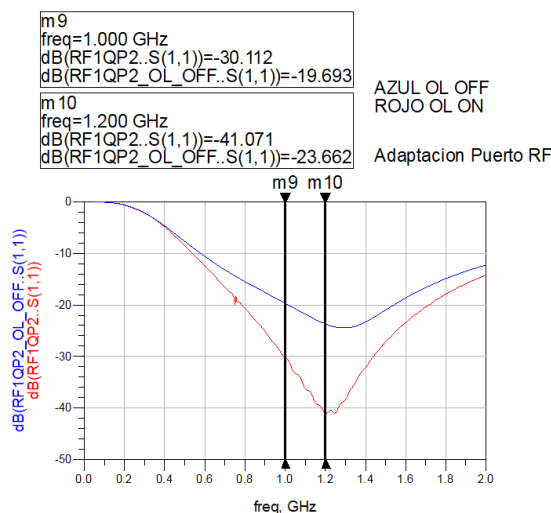


Fig. 36: adaptación del puerto RF comparativa OL on y OL off

Seguindo el esquema de conexión de la Fig. 38 se conecta el puerto RF y el OL al analizador de redes para medir las adaptaciones de los puertos de RF y OL, y el aislamiento entre ellos.

- PNA:
 - Barrido de frecuencia: $f = 45 \text{ MHz} - 2 \text{ GHz}$
 - Potencia: $P = 0 \text{ dBm}$, potencia habitual de OL y de RF en el sistema
- Oscilador Local conectado en puerto 2 del PNA.
- Los puertos no conectados al PNA o a fuente se refieren a 50Ω .

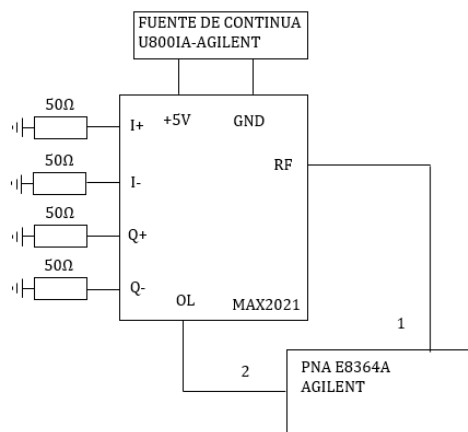


Fig. 38: esquema medida de parámetros S

PUERTO 1: RF~ PUERTO: 2 OL

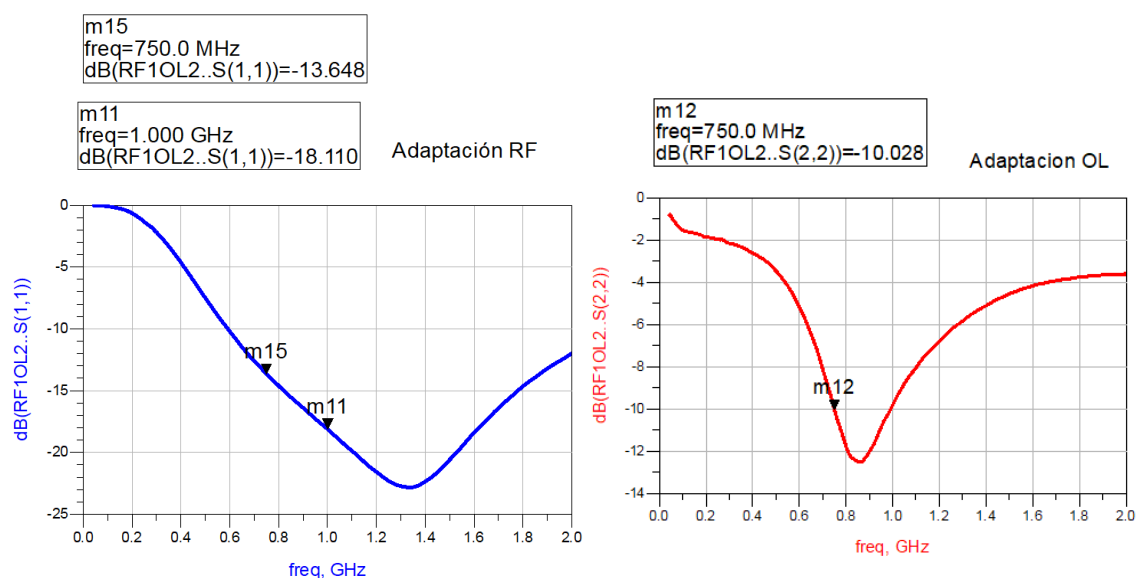


Fig. 39: Adaptación de puertos RF y OL

La adaptación del puerto de RF (Fig. 39) 13 dB en 750 MHz y 18 dB en 1 GHz. La adaptación del puerto de OL es de 10 dB. A pesar de ser un valor adecuado de

adaptación, se recomienda colocar un atenuador a la entrada de este puerto, para reducir así la formación de razón de onda estacionaria, y evitar reflexiones indeseadas.

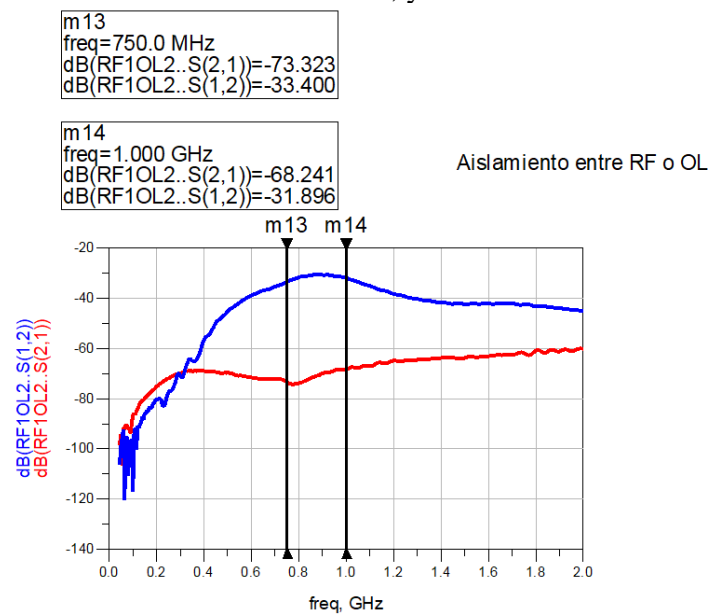


Fig. 40: aislamiento entre RF y OL comparativa OL on y OL off

Por último, se representa el aislamiento entre los puertos de RF y OL en la Fig. 40. El aislamiento es distinto de RF a OL que de OL a RF, siendo mejor el aislamiento de RF a OL (en ROJO). Esto se debe al nivel de aislamiento adicional que tiene el amplificador de oscilador local (S_{12}), que interviene en el aislamiento entre el puerto de RF y el de OL, y no al revés.

Una vez caracterizado el modulador del sistema, se ha realizado una simulación en ADS para ajustar el conjunto de componentes a las especificaciones requeridas.

2.3 Análisis y simulación ideal del sistema

La simulación ideal del sistema se ha llevado a cabo mediante el software ADS de Keysight Technologies. Se ha diseñado un esquemático con componentes de librería (mezcladores, atenuadores y desfasadores) y se ha añadido el P1dB, OIP2 y OIP3 las pérdidas medidas del modulador MAX2021,

En el esquemático se diferencian dos partes. Zona de frecuencia intermedia (pervia al modulador) y la cadena amplificadora en RF (posterior al modulador) (Esquemático completo en *Anexo I – Esquemáticos.*).

Para la parte de IF se ha simulado un setup similar al utilizado para medir el MAX2021(Fig. 41):

- Filtro Paso Bajo: banda de paso hasta 225 MHz
- Atenuador 3dB
- Modulador: pérdidas de conversión 8 dB.

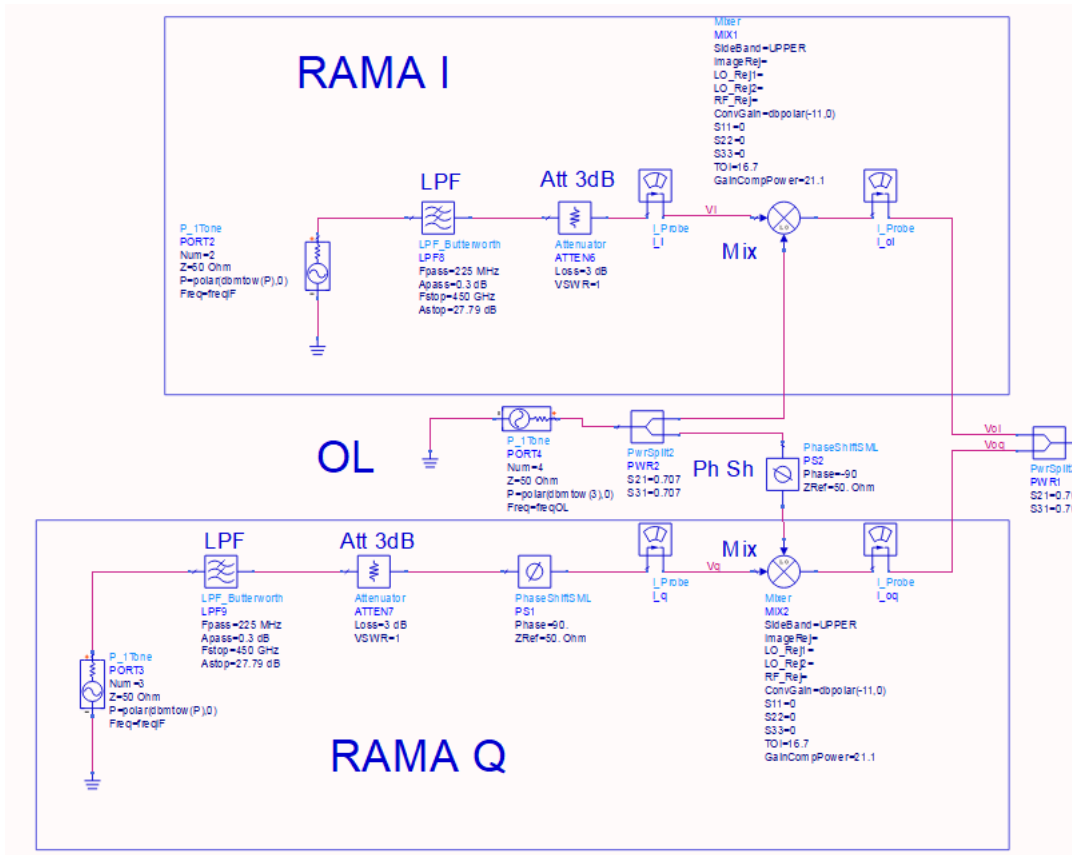


Fig. 41: ramas IF simulación ideal

Para la cadena de RF (Fig. 42):

- Amplificador
 - Ganancia = 14 dB
 - Punto de compresión 1 dB a la salida = 20 dBm
- Atenuador 6 dB
- Switch: pérdidas 0.6 dB
- Atenuador Variable: 1.4 – 32.9 dB

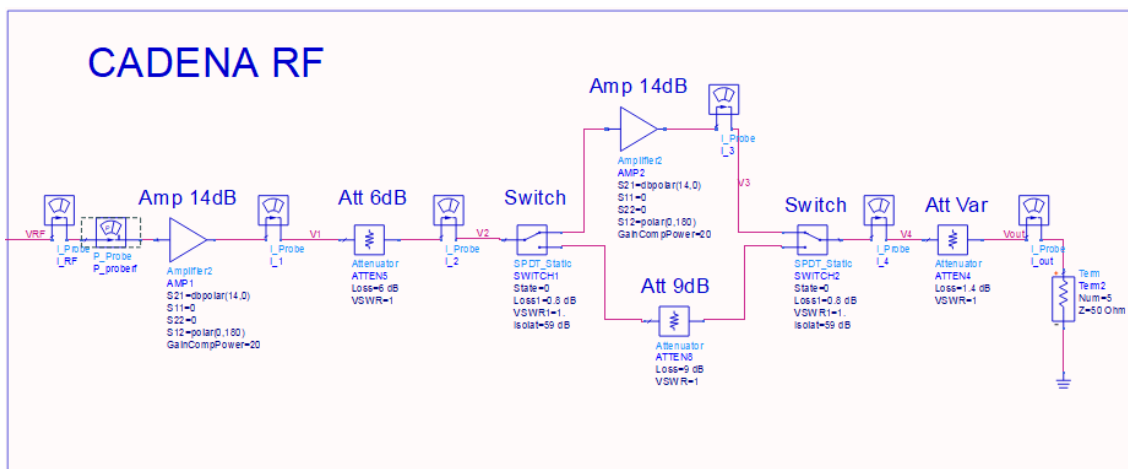


Fig. 42: esquemático cadena RF

Análisis en frecuencia estable y conocida.

$$f_{IF} = 225 \text{ MHz}$$

$$f_{OL} = 750 \text{ MHz}$$

$$P_{OL} = 0 \text{ dBm}$$

- Barrido en potencia

Se ha realizado un barrido en potencia para observar el comportamiento no lineal del sistema, simulando la rama amplificadora del sistema y la atenuación mínima del atenuador variable. La variable P representa la potencia de entrada en cada una de las ramas las ramas I y Q.

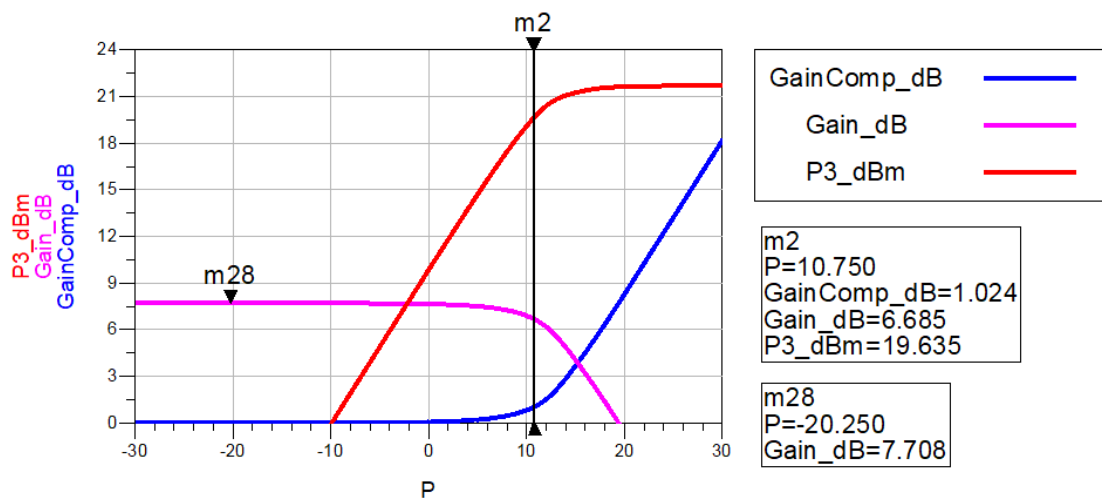


Fig. 43: Ganancia, compresión de ganancia y potencia a la salida del amplificador

La grafica de la (Fig. 43) representa la Ganancia (Gain_dB) y la Compresión de Ganancia del sistema (GainComp_dB) y la potencia de salida del último amplificador (P3_dBm). Se observa que a partir de una potencia de entrada de 5 dBm el sistema comienza a tener un comportamiento no lineal. Para una potencia de entrada de 10.75 dBm el sistema comprime 1 dB su ganancia.

Potencia en cada uno de los nodos

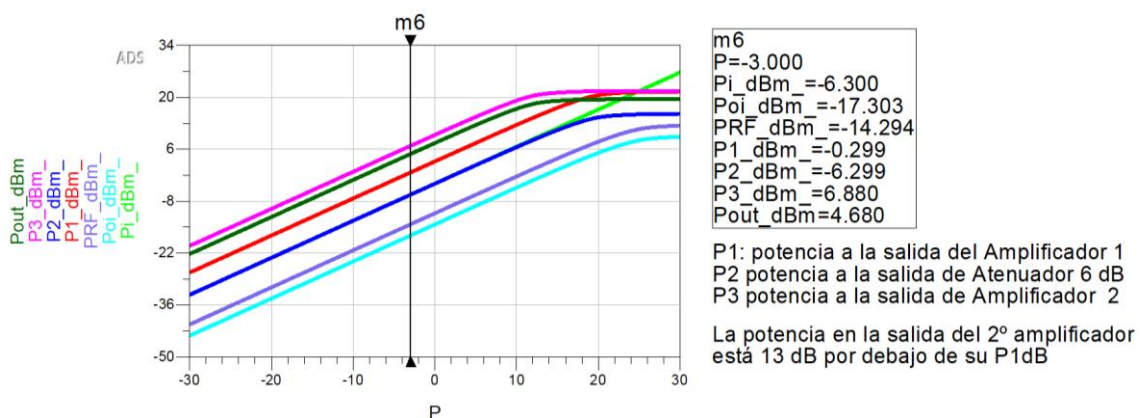


Fig. 44: potencia en los nodos del sistema

El amplificador es un componente crítico en términos de potencia. Su punto de compresión de 1 dB a la salida es de 20 dBm.

Considerando la potencia de entrada disponible en la rama I del DAC (P) de valor constante -3 dBm, la potencia a la salida del 2º amplificador es de 6.88 dBm, 12 dB por debajo del OP1dB y funcionando en zona lineal (Fig. 44 - Mrk6- P3_dBm). Si se observa de nuevo la gráfica de la Fig. 43 se observa como el amplificador alcanza una potencia de salida de 19 dBm cuando el sistema alcanza el P1dB. Esto refleja el papel protagonista de los componentes no lineales de una cadena situados en las últimas posiciones.

- Análisis frecuencial

Se ha realizado un balance armónico del sistema en ADS para obtener una referencia de la señal de lectura en puntos concretos del sistema. Introduciendo un tono a la frecuencia de 225 MHz se extraen las gráficas de la señal en dominio temporal y frecuencial en

$$f_{IF} = 225 \text{ MHz}$$

$$f_{OL} = 750 \text{ MHz}$$

$$P_{OL} = 0 \text{ dBm}$$

$$P_{IF} = -3 \text{ dBm en cada rama.}$$

En la gráfica de la Fig. 45 está representada la señal I de potencia -3 dBm. En el dominio del tiempo se ha representado en la Fig. 46 la comparativa entre la señal I y la señal Q, donde se observa el desfase de 90º.

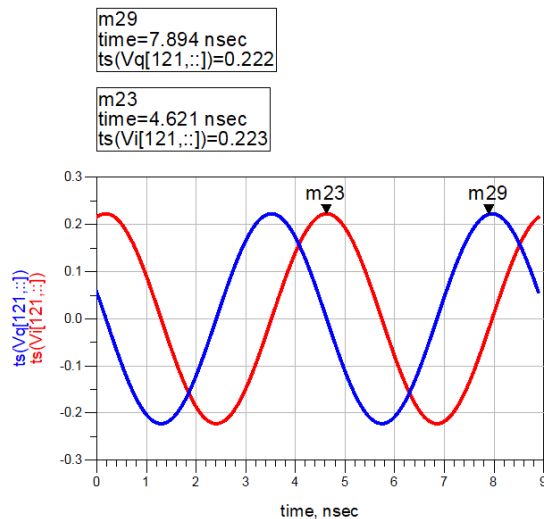
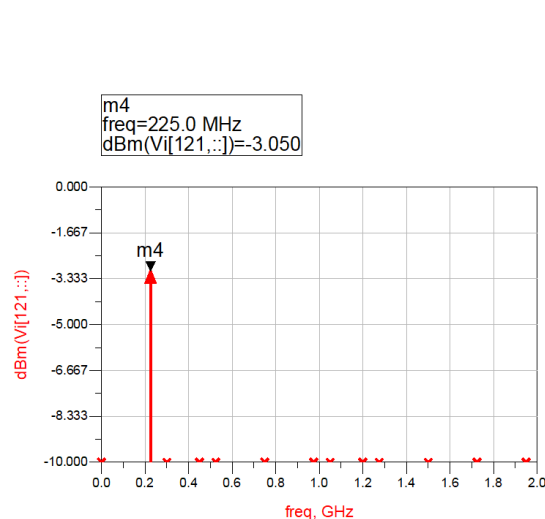


Fig. 45: Potencia en la entrada del mezclador rama I

Fig. 46: Señal I y señal Q en el dominio del tiempo

En una de las salidas del modulador IQ se obtiene la señal representada en la Fig. 47. En esta gráfica se observa el nivel de intermodulación generado en el mezclador, entre los que se encuentran los armónicos de las señales IF (450 MHz) y de OL (1500 MHz).

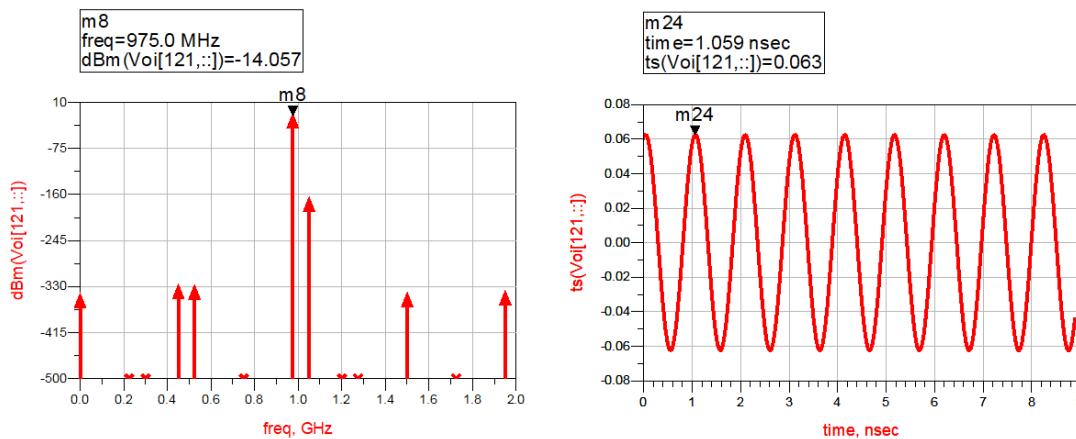


Fig. 47: señal de salida de uno de los moduladores

Tras la combinación de las señales salientes del modulador se obtiene la señal RF de la Fig. 48 de potencia -11 dBm.

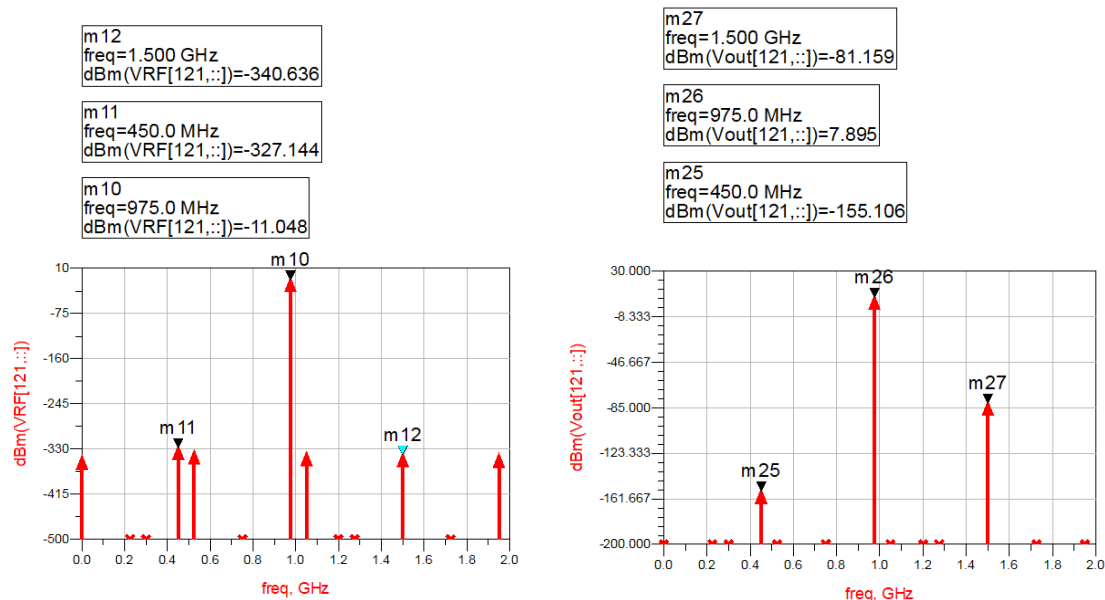


Fig. 48: espectro señal modulada (salida del modulador)

Fig. 49: espectro señal de salida del sistema

Finalmente, la señal de interés del sistema tiene una potencia de 7.9 dBm, como se muestra en la Fig. 49.

2.4 Análisis del sistema. Potencia y ruido

A partir del sistema simulado en ADS se ha realizado un análisis teórico para obtener el rango dinámico de potencia del sistema, así como la figura de ruido y densidad espectral de potencia de ruido.

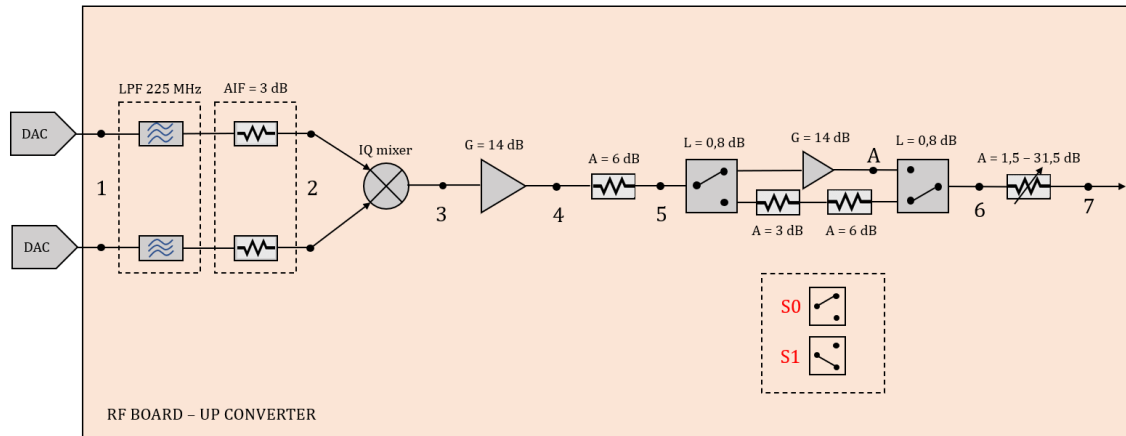


Fig. 50: diagrama de bloques del sistema conversor (up-converter)

➤ Análisis rango dinámico de potencia

A partir de los componentes seleccionados se puede analizar el rango dinámico de potencia en función de 2 elementos variables:

- Estado del Switch:
 - Estado 0 (S0) – rama amplificadora 14 dB
 - Estado 1 (S1) – rama atenuadora 9 dB
- Atenuador variable:
 - Mínima atenuación: 1.4 dB
 - Máxima atenuación: 32.9 dB

Estado	Atenuador	P_{out} (dBm) = Potencia en 7 (dBm)
S0	min	4.7
S0	MAX	-26.8
S1	min	-18.3
S1	MAX	-49.8

Tabla 3: rango dinámico de potencia

Rango dinámico (Tabla 3: rango dinámico de potencia): $[-49.8, 4.7]$ dBm

Una limitación del diseño del sistema es el punto de compresión (P1dB) de los Amplificadores. En el estado 0, la potencia en el punto A toma un valor de 6.9 dBm. El P1 dB del Amplificador a la salida vale 20 dBm, por lo que la limitación de potencia de entrada del sistema es crucial para el funcionamiento lineal del amplificador.

Existe un rango de potencias alcanzable por los dos estados del switch.

Rango solapado: $[-26.8, -18.3]$ dBm

Estado	Atenuador (dB)	P_{out} (dBm)
S0	1.4	4.7
S0	24.4	-18.3

S0	32.9	-26.8
S1	1.4	-18.3
S1	9.9	-26.8
S1	32.9	-49.8

Tabla 4: rango dinámico de potencia, estudio de rango solapado

En este rango se ha analizado que opción proporciona mejores prestaciones al sistema. Para ello se ha realizado un análisis de la figura de ruido de la cadena amplificadora en cada uno de los casos.

➤ Análisis de ruido de la cadena amplificadora

Se ha analizado en primer lugar la cadena de componentes amplificadores y atenuadores en cada uno de los posibles estados del sistema para determinar los límites de potencia para cada estado del switch.

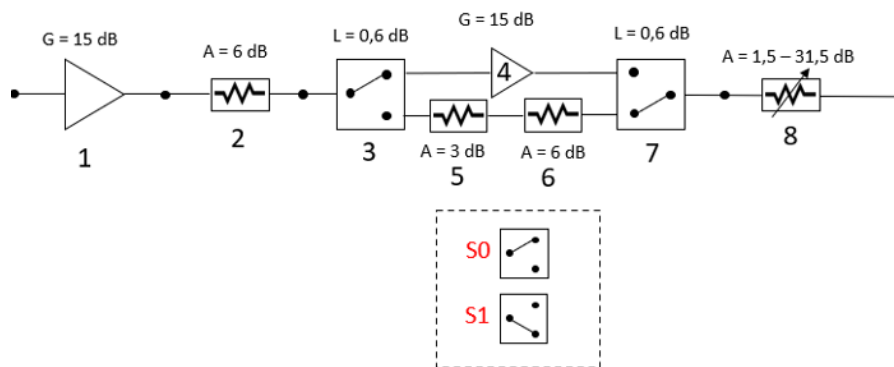


Fig. 51: cadena de RF amplificadora

Para analizar la figura de ruido de una cadena de componentes de la Fig. 51 se utiliza la fórmula de Friis[7].

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (18)$$

Con F_i factor de ruido de cada componente y G_i ganancia de cada componente en escala lineal (Tabla 5).

Componente	G (dB)	G (lineal)	F(dB)	F (lineal)
1	14	25.11	6	3.98
2	-6	0.25	6	3.98
3	-0.8	0.83	0.8	1.2
4	14	25.11	6	3.98
5	-3	0.5	3	2
6	-6	0.25	6	3.98
7	-0.8	0.83	0.8	1.2

Tabla 5: ganancia y figura de ruido de cada componente

Con el fin de obtener un resultado para aclarar el rango de potencias del sistema en cada estado se ha calculado la figura de ruido en los puntos críticos donde se puede alcanzar la misma potencia de salida en los dos estados del conmutador (Tabla 6).

Estado	Atenuador (dB)	Pout (dBm)	Factor de ruido (dB)
S0	1.4	4.7	6.72
S0	24.4	-18.3	8.58
S0	32.9	-26.8	13.51
S1	1.4	-18.3	8.10
S1	9.9	-26.8	13.37
S1	32.9	-49.8	35.50

Tabla 6: análisis figura de ruido en puntos críticos de rango dinámico

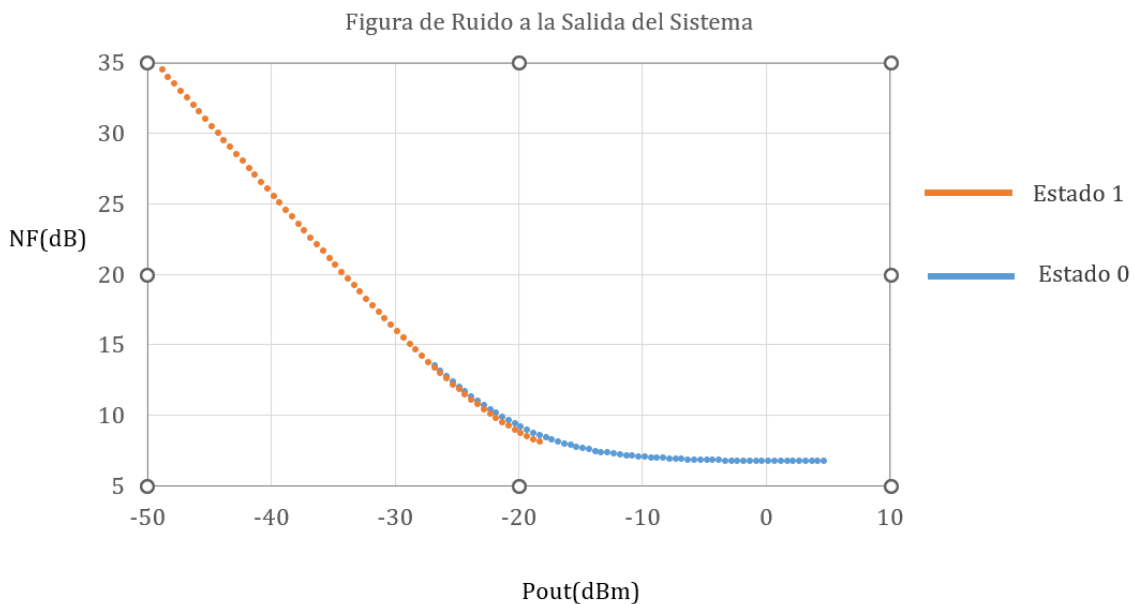


Fig. 52: figura de ruido en función de potencia de salida del sistema

Analizando el ruido en el rango solapado de la Fig. 52, en el caso de Potencia de salida de -18.3 dBm se ha obtenido una figura de ruido mejor en el caso del estado 1. En el caso de la potencia de salida de -26.8 dBm, también es inferior la figura de ruido en el estado 1 del switch. Por lo tanto, la figura de ruido del estado 0 es propicia para el sistema desde la máxima potencia hasta alcanzar la potencia de salida de -17.8 dBm, y a partir de este punto es mejor el estado 1. Se define un nuevo intervalo de potencias en cada estado en la Tabla 7.

Estado	Atenuador (dB)	Pout (dBm)
S0	1.4	4.7
S0	23.9	-17.8
S1	1.4	-18.3
S1	32.9	-49.8

Tabla 7: rango dinámico de potencia final

Finalmente, a partir de estos cálculos se pueden obtener resultados tabulados de algunos casos prácticos del sistema. Por ejemplo, número mínimo y máximo de portadoras que admite el sistema.

➤ Análisis de ruido del sistema completo – Densidad Espectral de Potencia de Ruido (DSPn)

Para calcular la densidad espectral de potencia de ruido del sistema completo, se ha modelado el sistema como dos fuentes de ruido independientes que, sumadas, generan el ruido total del sistema.

Por un lado, el mezclador aporta una temperatura de ruido equivalente, y por otro la cadena de RF genera una temperatura de ruido equivalente de sistema. Estas temperaturas se suman y representan la temperatura de ruido de todo el sistema. La temperatura total es amplificada por la ganancia del sistema, y se obtiene la temperatura de ruido a la salida del sistema. Esta temperatura se multiplica por la constante de Boltzmann y se obtiene la densidad espectral de potencia del sistema.

El sistema equivalente de ruido se muestra en la Fig. 53

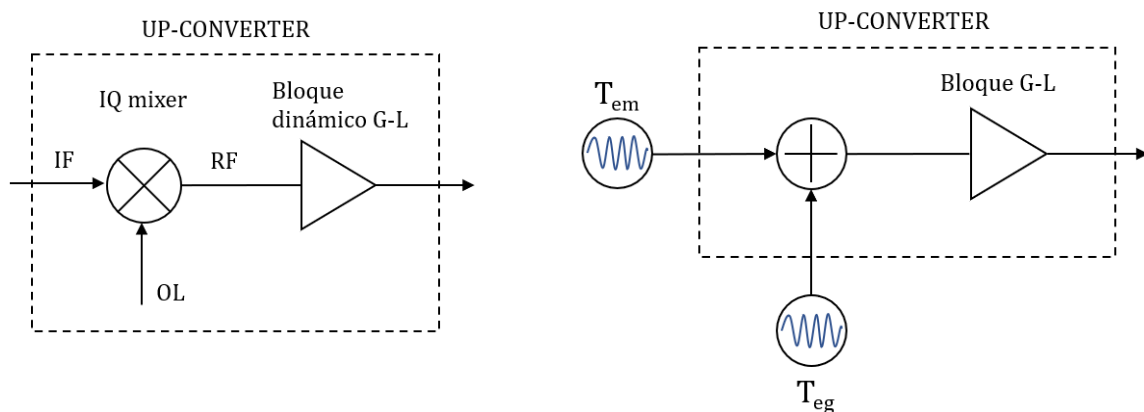


Fig. 53: sistema de ruido equivalente

$$DSP_n = k * T_{sys} * G = k(T_{em} + T_{eg})G \quad (19)$$

Donde, G = Ganancia de la cadena amplificadora

$$k = 1.38 * 10^{-23} \frac{J}{K}, \text{ Constante de Boltzmann}$$

Cálculo de las temperaturas equivalentes de ruido.

En el caso del mezclador se obtiene la DSP_n de la hoja de datos del MAX2021.

$$DSP_n = -168 \frac{dBm}{HZ}, \text{ datasheet}$$

$$DSP_n = k * T_{em}, \quad DSP_n = 10 \log(k * T_{em} * 10^3) = -168 \frac{dBm}{Hz} \quad (20)$$

$$T_{em} = \frac{10^{-\frac{168}{10}}}{k * 10^3} = 1148.47 K \quad (21)$$

Para calcular la temperatura equivalente de la cadena de amplificación se utilizan los valores calculados en la Fig. 52

$$T_{eg} = T_o(F_g + 1) \quad (22)$$

Se calcula la temperatura equivalente del sistema como la suma de las temperaturas equivalentes de ruido del modulador y el sistema en cascada de amplificadores y atenuadores.

$$T_{esys} = T_{em} + T_{eg} \quad (23)$$

Una vez calculada la temperatura equivalente total del sistema se ha generado una gráfica con la densidad espectral de potencia de ruido total en Fig. 54 respecto a la potencia de salida del sistema. Se observa que a medida que aumenta la potencia de salida del sistema (P_{out}), la densidad espectral de potencia de ruido (DSP_n) también aumenta.

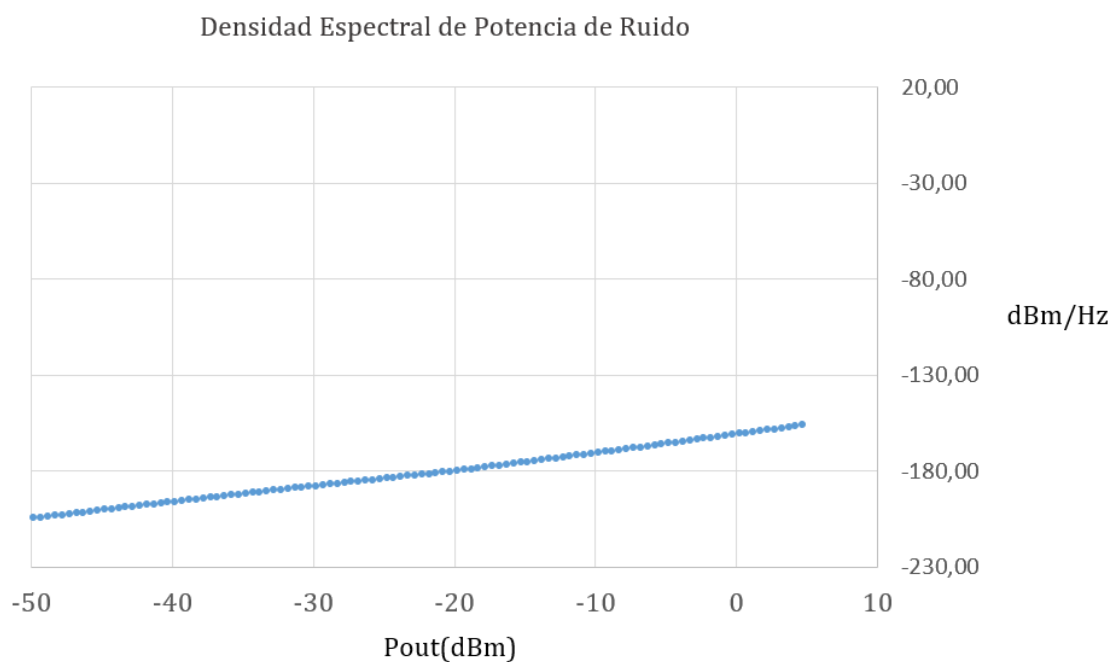


Fig. 54: densidad espectral de ruido del sistema en función de la potencia de salida

2.5 Componentes comerciales

En la Fig. 55 se visualiza el diagrama de bloques del sistema completo, desde la salida de los DAC hasta la entrada del Criostato. Los componentes se han elegido a partir de las especificaciones requeridas para el funcionamiento del sistema.

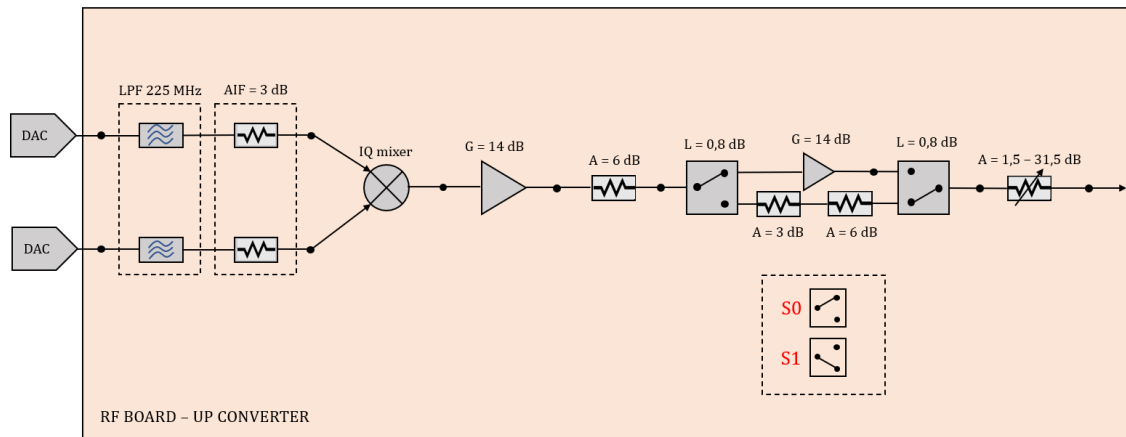


Fig. 55: tarjeta RF up-converter

A continuación, se especifican los componentes implementados en el sistema:

- Filtro Paso Bajo LFCN-225+: [8]
 - Frecuencia de corte: 225 MHz

El primer componente del sistema es un filtro paso bajo de frecuencia de corte 225 MHz. La función del filtro es eliminar la banda imagen de la salida del DAC y cualquier otra señal fuera de la banda de 0 – 250 MHz

- Atenuador 3 dB: QAT-3+: [9]
 - Atenuación: 3 dB
 - Figura de Ruido: 3 dB
 - $VSWR \leq 1.4$

El atenuador previo al mezclador es un componente pasivo del sistema cuya función es mejorar la adaptación del modulador en sus entradas de IF (~10 dB de adaptación). Además, se consigue una potencia de entrada de 0 dBm en el mezclador, alejada del funcionamiento no lineal.

- Modulador I/Q: MAX2021: [10]
 - Rango de frecuencia RF:
 - RF: 650 – 1200 MHz
 - Perdidas de Conversión: 10 dB
 - OP1dB: 16 dBm
 - Rango Potencia de OL: [-6, +3] dBm

El mezclador es la parte más importante del sistema. Es un componente activo que tiene como función modular la señal proveniente de las tarjetas DAC y subirla en frecuencia.

- Amplificador: HMC788ALP2E: [11]
 - Ganancia: 14 dB

- OP1dB: 20 dBm
- OIP3: 33 dBm
- Figura de Ruido: 6 dB

Los amplificadores son componentes activos que permiten alcanzar rangos de potencia más altos de los proporcionados por el convertidor digital analógico. Un aspecto importante es no suministrar demasiada potencia al amplificador para evitar que alcance zona de saturación. El objetivo del diseño del sistema es conseguir que la potencia a la salida del amplificador sea 10 dB inferior al P1dB a su salida, y evitar así un funcionamiento no lineal.

- Atenuador 6 dB ATS1005-6DB-FDT05: [12]
 - Atenuación: 6 dB
 - Figura de Ruido: 6 dB
 - VSWR \leq 1.4

El atenuador de 6 dB es otro componente pasivo que se ha utilizado con el objetivo de reducir la potencia y buscar rangos amplios con la combinación de otros atenuadores y amplificadores.

- Switches de control HMC435A: [13]
 - Pérdidas de Inserción: 0.8 dB
 - Figura de Ruido: 0.8 dB
 - Control de alimentación: +5/0 V

Pines de control		Salida
A	B	
+5	0	RF1
0	+5	RF2

Tabla 8: control por tensión switch

Los switches permiten controlar el estado del sistema para alcanzar valores distintos de potencia a la salida. Existen dos estados: S0 (Amplificación) y S1 (Atenuación)

- Atenuador Variable: HMC542BLP4E: [14]
 - Pérdidas de Inserción: 1.4 dB
 - Paso de Atenuación: 0.5 dB con rango 0 – 31.5 dB
 - Rango de Atenuación: 1.4 – 32.9 dB

El último componente del sistema, cuya función es manejar el rango de potencias con la combinación de los estados del Switch y la potencia de las portadoras. Este elemento establece niveles discretos de potencia con paso de 0.5 dB.

2.6 Rango de portadoras

Tras obtener el rango dinámico de potencia del sistema, se han definido los límites de portadoras que se pueden introducir al sistema. Estos rangos tienen carácter teórico. Están limitados por la potencia de cada portadora a la entrada del criostato, entre -75 y -45 dBm.

- Número mínimo de portadoras

La cantidad mínima de portadoras posibles a introducir en el módulo de conversión se calcula para la máxima potencia de 1 portadora de -45 dBm, cuando se sitúa el sistema en su máxima atenuación.

- Número máximo de portadoras

La cantidad máxima de portadoras posibles a introducir en la tarjeta conversora se calcula para la mínima potencia de 1 portadora de -75 dBm, cuando el sistema aplica la máxima ganancia posible.

En la Tabla 9 se recogen estos límites de portadoras máximo y mínimo.

Estado SWITCH	Att Var	P _{1 tono}	P _{out} (dBm)	Portadoras	Nº portadoras
S0	1.4	-45	-49.8	1	Mínimo
S1	32.9	-75	4.7	5.832.839	Máximo

Tabla 9: rango teórico de portadoras

2.7 Análisis con componentes comerciales

Tras la selección de los componentes para el montaje del sistema, se ha realizado una simulación similar a la realizada con los componentes ideales de librería en ADS. En este caso los componentes tienen un comportamiento muy similar a los componentes reales. Los resultados de esta simulación se aproximan más a la realidad del montaje final del sistema.

Para la simulación se han utilizado los parámetros S de cada uno de los elementos y se han cargado en componentes de lectura de ficheros de datos. En el caso del modulador, los ficheros de parámetros son reales, medidos en el laboratorio sobre la tarjeta de evaluación del MAX2021. El resto de los componentes utilizan ficheros de parámetros S proporcionados por el fabricante.

En la Fig. 56 se muestra el esquemático del sistema con los componentes correspondientes a las ramas I y Q:

- Filtro Paso Bajo: banda de paso hasta 225 MHz
- Atenuador 3dB
- Modulador: pérdidas de conversión 8 dB.

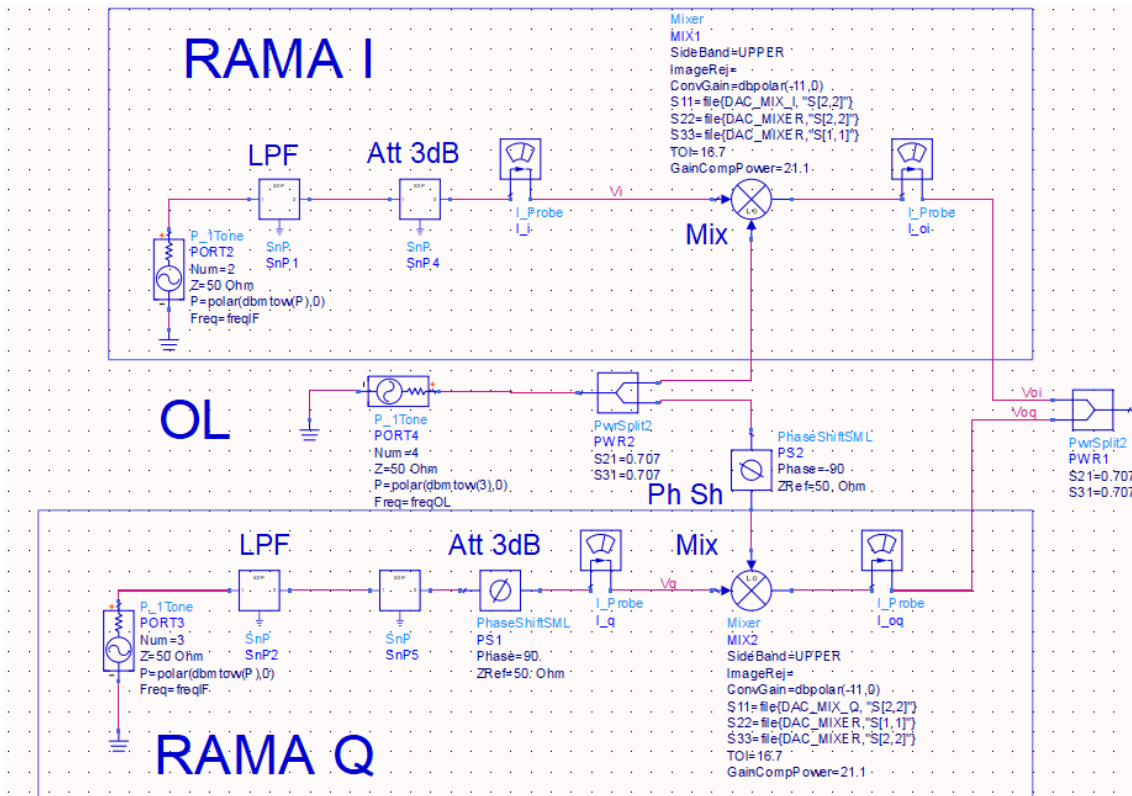


Fig. 56: esquemático ramas IF simulación componentes comerciales

Los componentes de la cadena de RF de la Fig. 57:

- Amplificador 14 dB
- Atenuador 6 dB
- Switch: pérdidas 0.6 dB
- Atenuador Variable: 1.4 – 32.9 dB

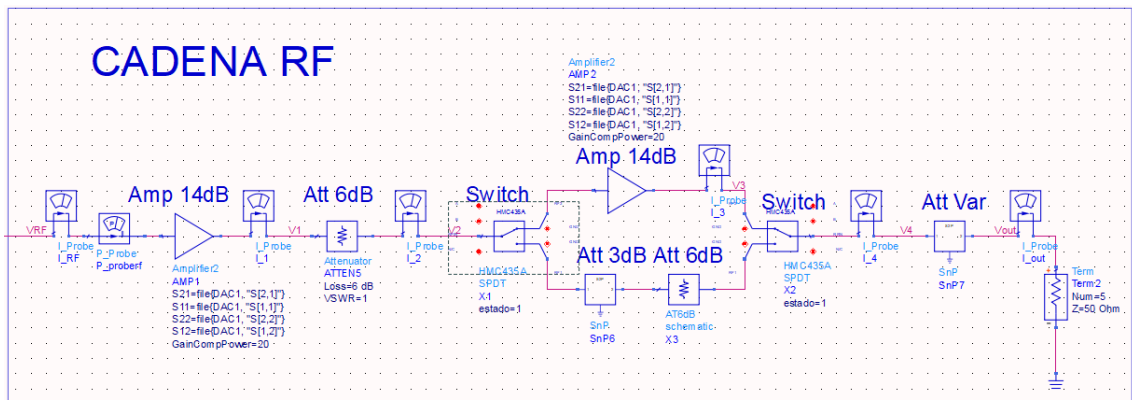


Fig. 57: esquemático rama RF simulación componentes comerciales

Para analizar el sistema se han realizado simulaciones similares al análisis de componentes ideales. En primer lugar, se ha realizado un barrido en potencia para observar la compresión del sistema. También se ha representado el espectro de los puntos críticos del sistema mediante un balance armónico. La variable P representa la potencia dada por el DAC en cada una de las ramas las ramas I y Q.

- Barrido en potencia

Simulando el sistema en su estado de amplificación y mínima atenuación se obtiene su comportamiento lineal y no lineal.

Potencia en cada uno de los nodos

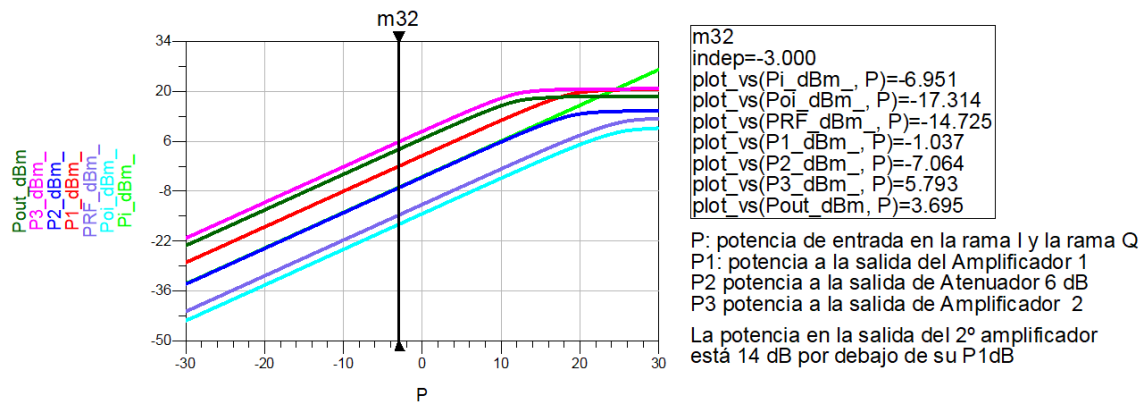


Fig. 58: potencia disponible en cada nodo del sistema, componentes comerciales

El sistema debe funcionar siempre dentro del rango lineal de los componentes. Si se observa la gráfica de la Fig. 58, los componentes no se saturan para la máxima potencia de salida posible del sistema, $P_{outmax} = 4.7$ dBm.

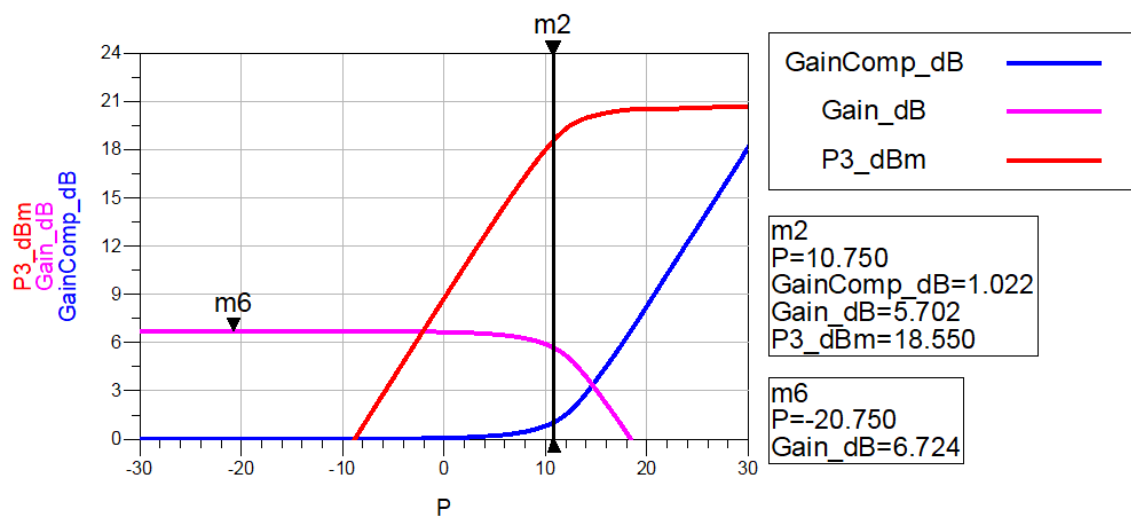


Fig. 59: ganancia y compresión del sistema, componentes comerciales

La gráfica de la Fig. 59 representa el P1dB del sistema a la entrada. Este se alcanza cuando la potencia a la entrada son 10.75 dBm. Por lo tanto, el P1dB a la salida será 17.474 dBm. En el caso del amplificador más próximo a la salida del sistema, este punto se alcanza para 18.55 dBm a su salida. Este punto no se alcanza en ningún momento, se encuentra más de 10 dB fuera del rango dinámico del sistema.

- Análisis en puntos de interés

Para obtener un resultado realista de la simulación se observan las gráficas de potencia dentro del rango delimitado por cada estado. $P_{DAC} = -3$ dBm en cada rama I y Q.

	Estado	Atenuador (dB)	Pout (dBm)
1	S0	1.4	4.7
2	S0	23.9	-17.8
3	S1	1.4	-18.3
4	S1	32.9	-49.8

Fig. 60: casos de estudio del rango dinámico en simulación

➤ Estado 0 y mínima atenuación: Potencia de salida teórica = 4.7 dBm

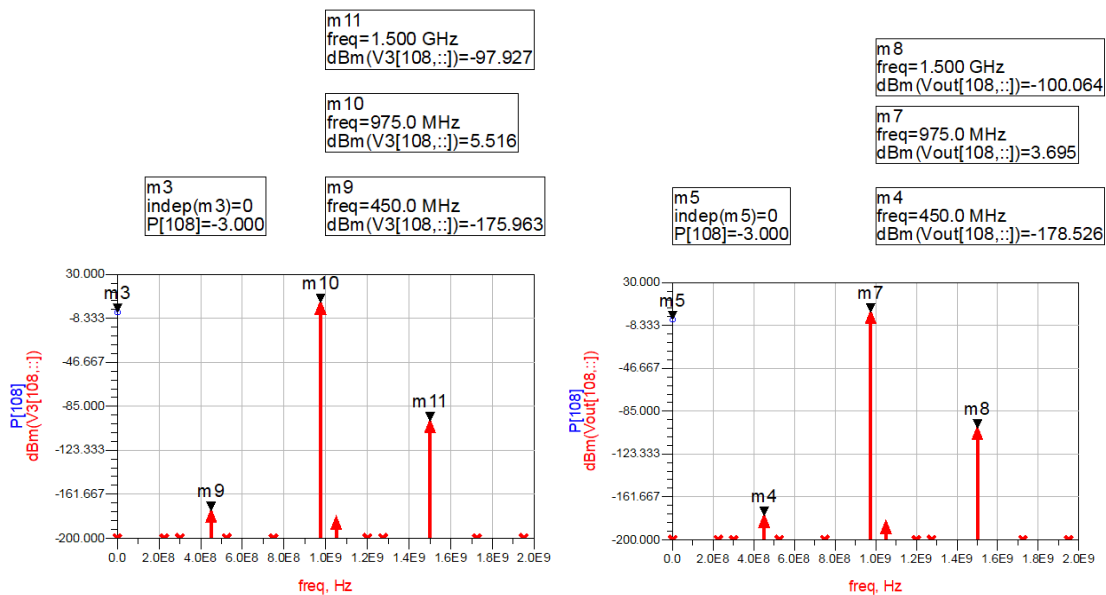


Fig. 61: potencia a la salida del 2º amplificador estado 0 y att min Fig. 62: potencia salida estado 0 y att min

La potencia a la salida del amplificador se representa en la Fig. 61, donde toma un valor de 5 dBm, 15 dB inferior a su OP1dB. La potencia de salida del sistema en la Fig. 62 (marcador 7) es de 3.7 dBm. Los componentes atenúan 1 dB más que en los cálculos teóricos.

➤ Estado 0 y máxima atenuación: Potencia de salida teórica = -17.8 dBm

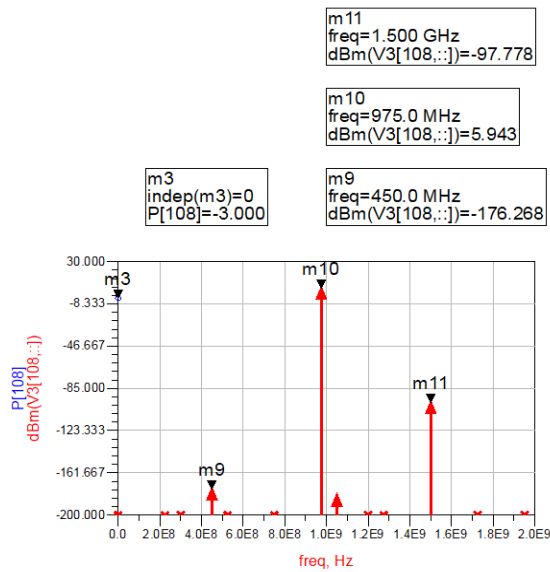


Fig. 63: potencia salida estado 0 att máx

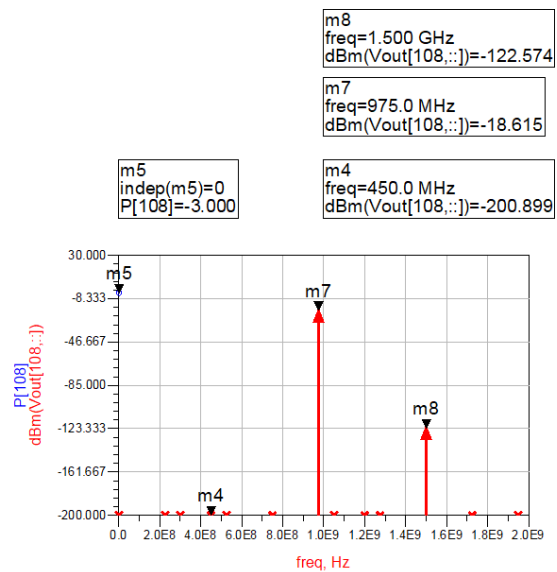


Fig. 64: potencia salida 2º amplif. estado 0 y att máx

En la Fig. 63 se representa la potencia de salida del segundo amplificador. Se observa que el amplificador se encuentra 15 dB por debajo de su OP1dB. La potencia de salida se observa en la Fig. 64. En este caso el sistema atenúa 0.8 dB más de lo esperado con una potencia de -18.6 dBm frente a los 17.8 dBm.

- Estado 1 y mínima atenuación: Potencia de salida teórica = -18.3 dBm

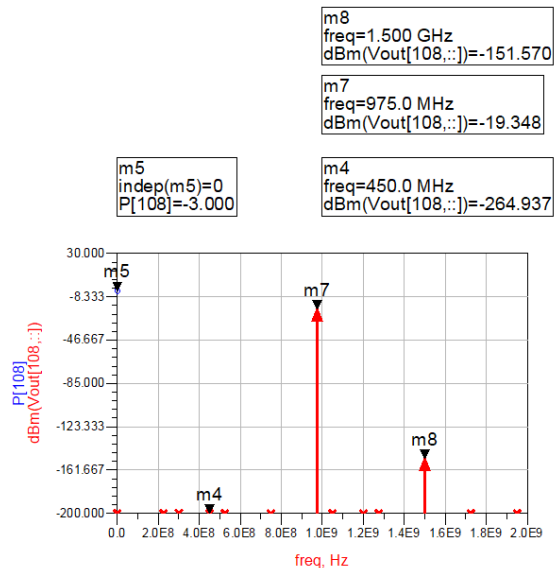


Fig. 65: potencia salida estado 1atenuacion min

La potencia es de nuevo 1 dB inferior para el caso de atenuación mínima del estado de atenuación (Fig. 65)

➤ Estado 1 y máxima atenuación: Potencia de salida teórica = -49.8 dBm

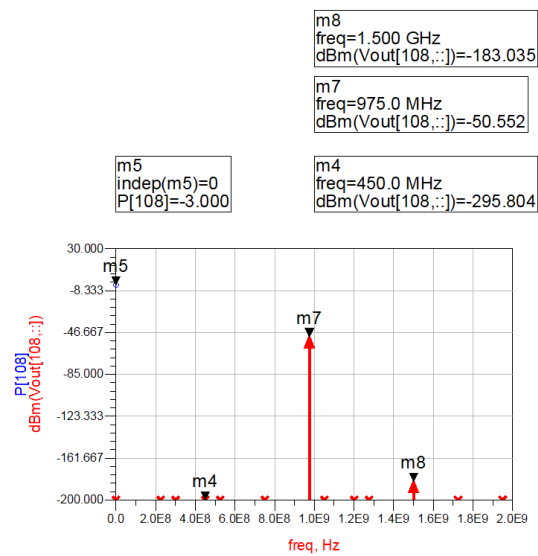


Fig. 66: potencia de salida estado 1 y att máx

En el estado máximo de atenuación del sistema la potencia de salida es de -50.5 dBm, es decir, 0.7 dB por debajo del valor teórico esperado.

3. DISEÑO Y CARACTERIZACIÓN DE SUBSISTEMAS

Durante el diseño de la tarjeta de readout se realizó una búsqueda de componentes adecuados y se decidió fabricar subsistemas para realizar medidas previas del comportamiento de algunos de los más importantes. Es el caso de los amplificadores, el atenuador variable y el mezclador.

3.1 Línea de transmisión Coplanar

Para caracterizar los componentes del sistema se han montado los circuitos integrados sobre placas de lámina conductora de líneas de transmisión coplanar, ya que facilitan el montaje de componentes que requieren contactos de masa en la parte superior del sustrato. Tanto los subsistemas como la tarjeta del sistema completo se han fabricado sobre el mismo sustrato.

El sustrato seleccionado para la fabricación de todos los subsistemas y el sistema completo ha sido ROGERS 4003C:

- Altura del sustrato: $H = 60 \text{ mil} = 1.524 \text{ mm}$
- Constante dieléctrica: $\epsilon_r = 3.38$
- Permeabilidad magnética: $\mu_r = 1$
- Tangente de pérdidas: $\text{tg}(\delta) = 0.0027$
- Grosor de metalización: $t = 35 \mu\text{m}$

➤ Línea de transmisión coplanar

La línea de transmisión coplanar es un tipo de línea de transmisión basada en tecnología uniplanar. La geometría de este tipo de líneas es muy similar a las líneas microstrip (Fig. 67), un plano conductor sobre un sustrato dieléctrico. La diferencia física que radica entre ellas es que en la coplanar existen dos planos de masa paralelos a la línea central. Los campos viajan del conductor central a los dos planos de masa paralelos que se conectan con la masa en la capa inferior del dieléctrico. El espacio o *gap* entre el conductor y las masas y el ancho de la línea conductorá dependerá de la frecuencia de trabajo[15][16].

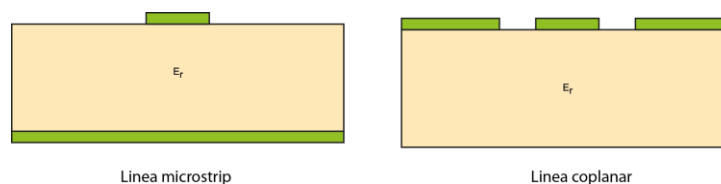


Fig. 67: línea microstrip vs coplanar

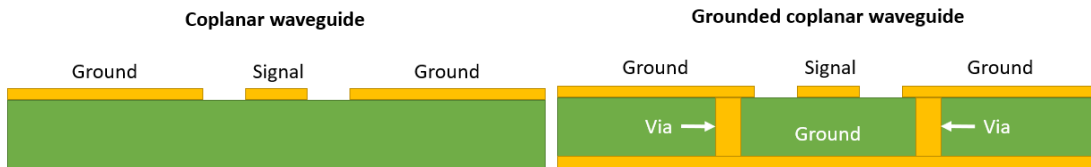


Fig. 68: línea coplanar sin plano de masa inferior vs plano de masa con vías

En el sistema se va a utilizar la línea coplanar perforada con masa inferior (Fig. 68). El interés de usar este tipo línea se centra en que esté excitada en el modo par, un modo cuasi-TEM caracterizado por ser poco dispersivo. En este modo el campo eléctrico viaja del conductor a los planos de tierra de dentro hacia afuera (Fig. 69). La corriente que circula por los planos de tierra anexos tiene magnitud mitad y sentido contrario a la corriente que circula por el conductor central. En cambio, en el modo impar las líneas de campo eléctrico viajan de una tierra al conductor central, y del conductor central a la tierra contraria y las corrientes solo viajan por la tierra con mismo modulo y sentido contrario (Fig. 70)[17].

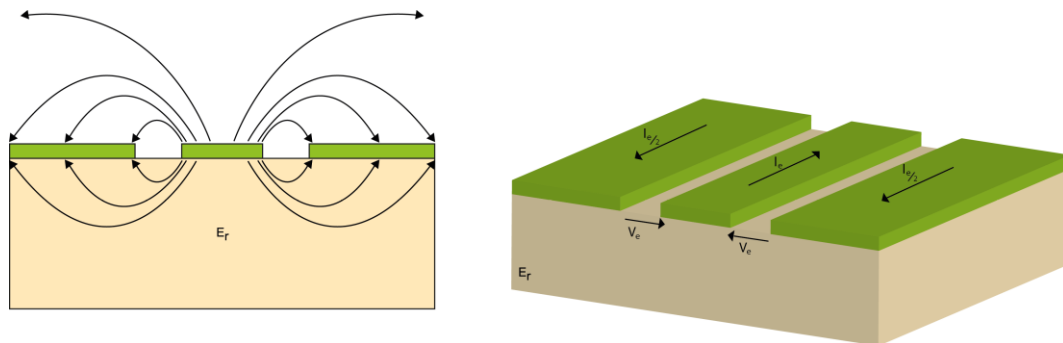


Fig. 69: línea coplanar excitación modo par

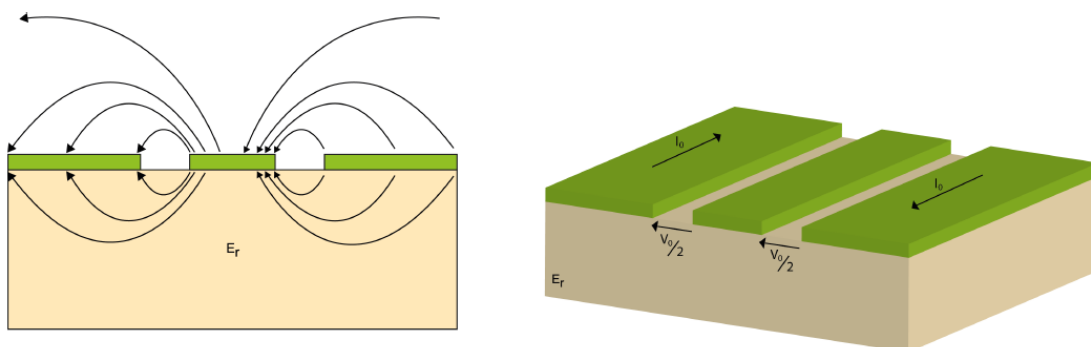


Fig. 70: línea coplanar excitación modo impar

El sustrato seleccionado para el montaje con grosor de metalización de 35 μm y dieléctrico 1.524 mm, junto con la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas se introducen en un sustrato de ADS CPWSub para líneas de transmisión coplanares y MSub para las líneas de transmisión microstrip tal y como se muestra en la Fig. 71.

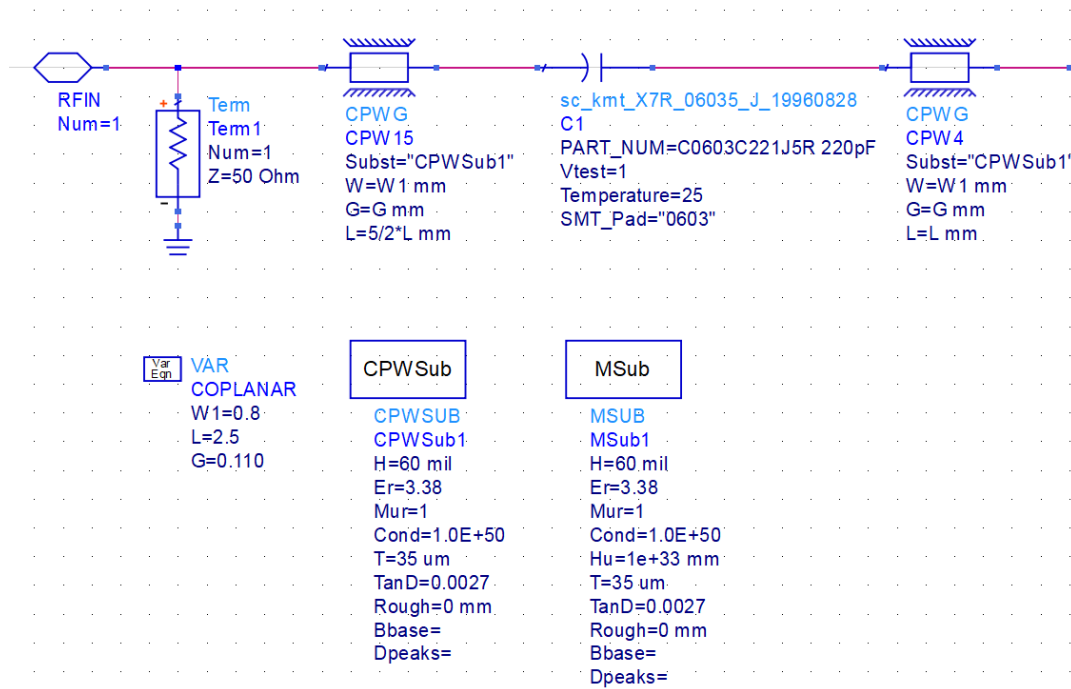


Fig. 71: ejemplo ADS substrato y líneas coplanares

Una vez introducido el substrato, mediante la herramienta *Linecalc* de ADS se calculan las dimensiones de la línea coplanar (Fig. 72). Linecalc permite calcular dimensiones de las líneas de transmisión para introducirlas en los esquemáticos y poder utilizarlas como modelos reales muy aproximados.

Se ha definido una anchura de 0.8 mm de la tira conductora, impedancia característica de 50 Ω. Con estos datos se sintetiza la línea y se obtiene un gap de 110 μm. Estas dimensiones se han aplicado para todos los montajes de subsistemas.

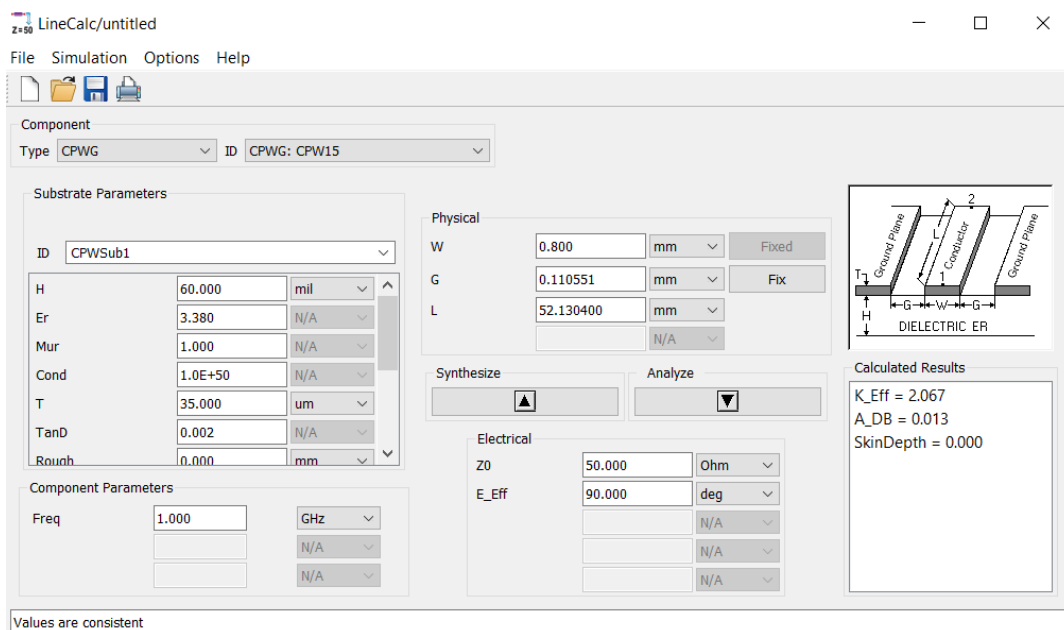


Fig. 72: cálculo dimensiones línea coplanar con linecalc ADS

3.2 Amplificador HMC788ALP2E

Uno de los elementos de gestión de potencia son los amplificadores. En el sistema completo hay 2 unidades de este componente y al tratarse de un componente sensible a niveles altos de potencia se ha implementado en una placa PCB para caracterizarlo previamente.

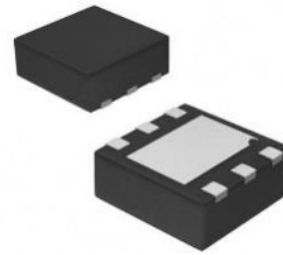


Fig. 73: encapsulado amplificador HMC 788A

Características HMC788ALP2E

- Ganancia: 14 dB
- OP1dB: 20 dBm
- OIP3: 33 dBm
- Figura de Ruido: 6 dB
- Alimentación: $V = 5\text{ V}$, $I = 76\text{ mA}$

3.2.1 Diseño y layout

Para el diseño del componente se ha diseñado un esquemático utilizando elementos de librería de líneas de transmisión microstrip y coplanar con el substrato ya mencionado.

El amplificador es un componente de 6 pines (ver Fig. 73) que requiere alimentación externa para proporcionar ganancia. Para que la tensión no acceda a otros componentes por la línea de RF se han introducido condensadores de desacoplo (C1 y C2) de continua en la entrada y la salida, de tal manera que la tensión de corriente continua es solo suministrada al amplificador.

➤ Bias-Tee: TCBT-14+

La señal de RF y la señal de continua deben estar desacopladas. Para ello, se ha utilizado un componente que genera un choque de RF hacia la fuente de polarización y un bloqueo de la señal de DC (Bias-T) cuyo circuito equivalente es un condensador y una bobina (Fig. 74), creando un circuito abierto virtual. Este componente tiene capacidad de bloqueo de señales en el rango de 10 MHz hasta 10 GHz.



Fig. 74: encapsulado Bias-tee TCBT-14+

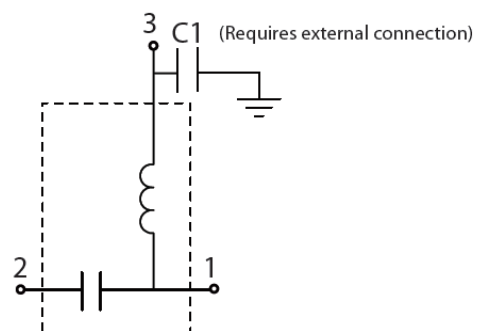


Fig. 75: circuito equivalente Bias-tee

En la Fig. 76 se muestra un esquema eléctrico del montaje a realizar. Previo al encapsulado del amplificador U1, se ha introducido un condensador de bloqueo de continua. La rama de alimentación conecta a tierra dos condensadores (C3 y C4) para tener masas a frecuencias bajas y evitar inestabilidades.

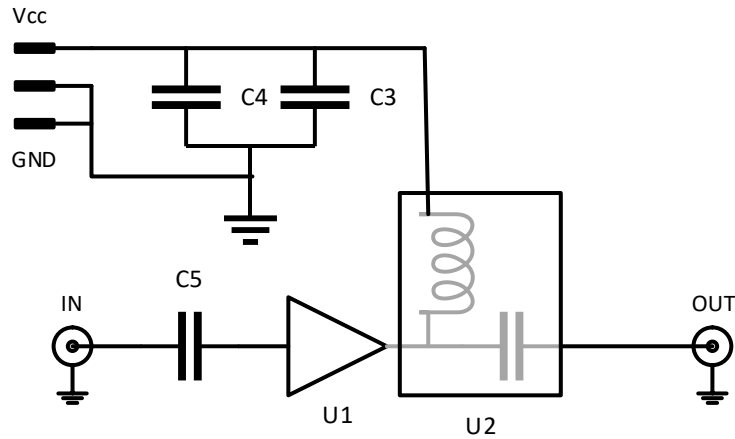


Fig. 76: circuito montado en PCB

El PCB completo del componente se representa en la Fig. 77: layout HMC788ALP2E con Bias- y en el Anexo II – Montajes: PCB layout y tablas se incluyen todos los componentes utilizados. Las conexiones de la placa se realizan con conectores coaxiales SMA de montaje en borde de PCB.

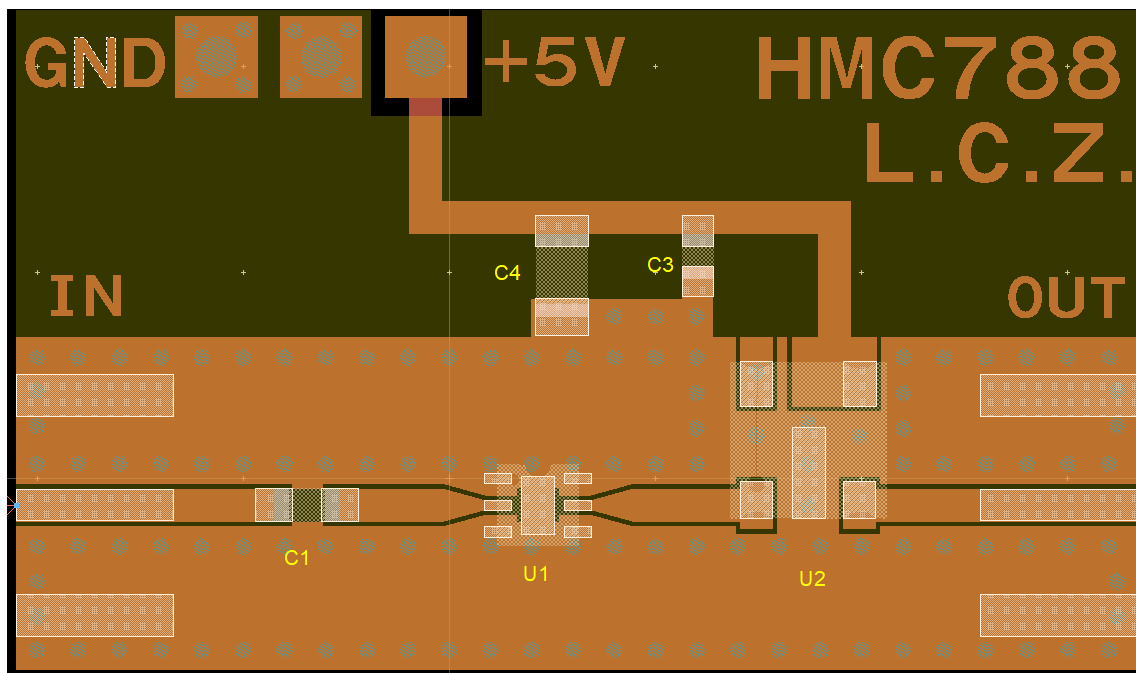


Fig. 77: layout HMC788ALP2E con Bias-T

Finalmente, no se ha podido implementar el bias-T en el diseño por falta de existencias. Por ello, se ha sustituido por una bobina como choque de RF de 3.5 nH (4310LC-352KE) y un condensador de desacoplo de continua C2 de 220 pF.

En la Fig. 78 se muestra el esquema eléctrico del montaje con la bobina. El PCB del montaje se representa en la Fig. 79

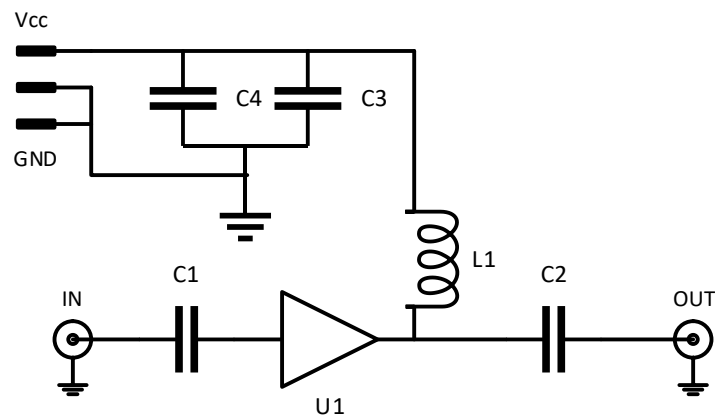


Fig. 78: circuito montado en PCB sin Bias-tee

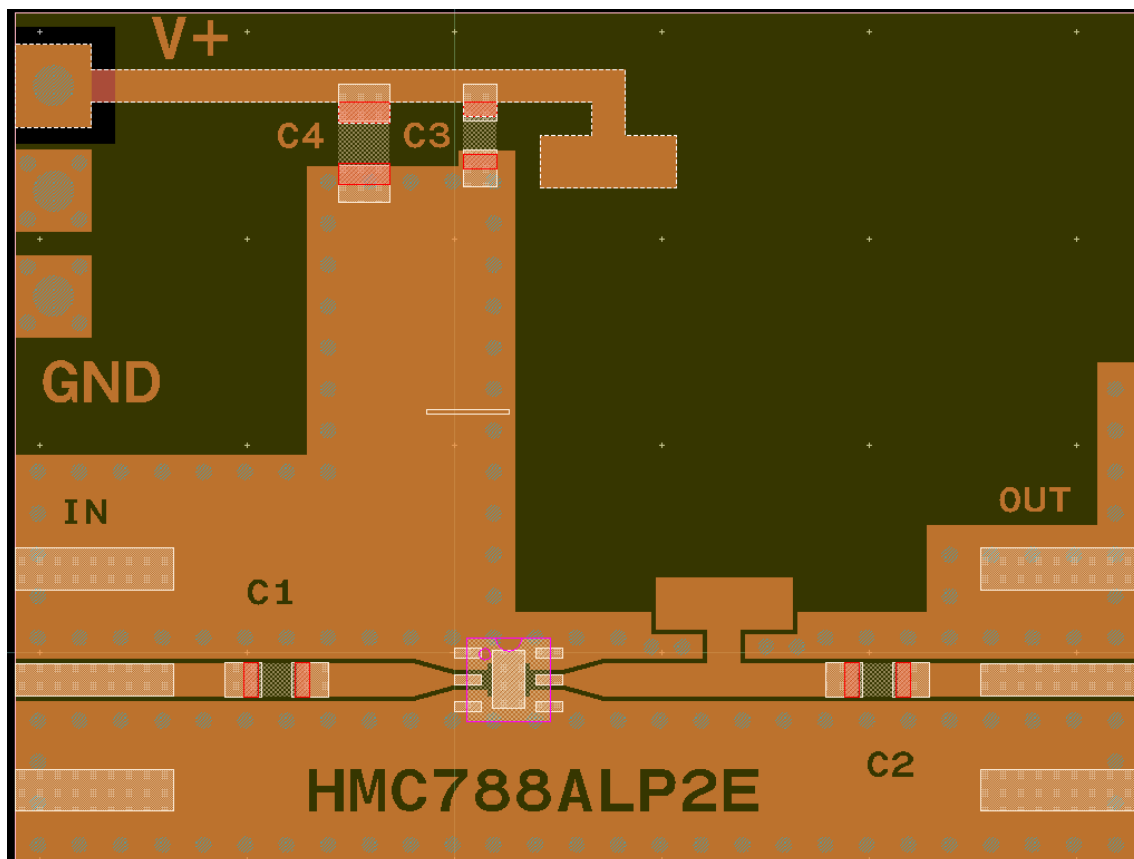


Fig. 79: layout HMC788ALP2E con bobina choque de RF

Se ha realizado una simulación con ADS previa al montaje para comparar los resultados con la medida posterior.

En la se muestra el esquemático del montaje del amplificador con parámetros de scattering proporcionados por el fabricante.

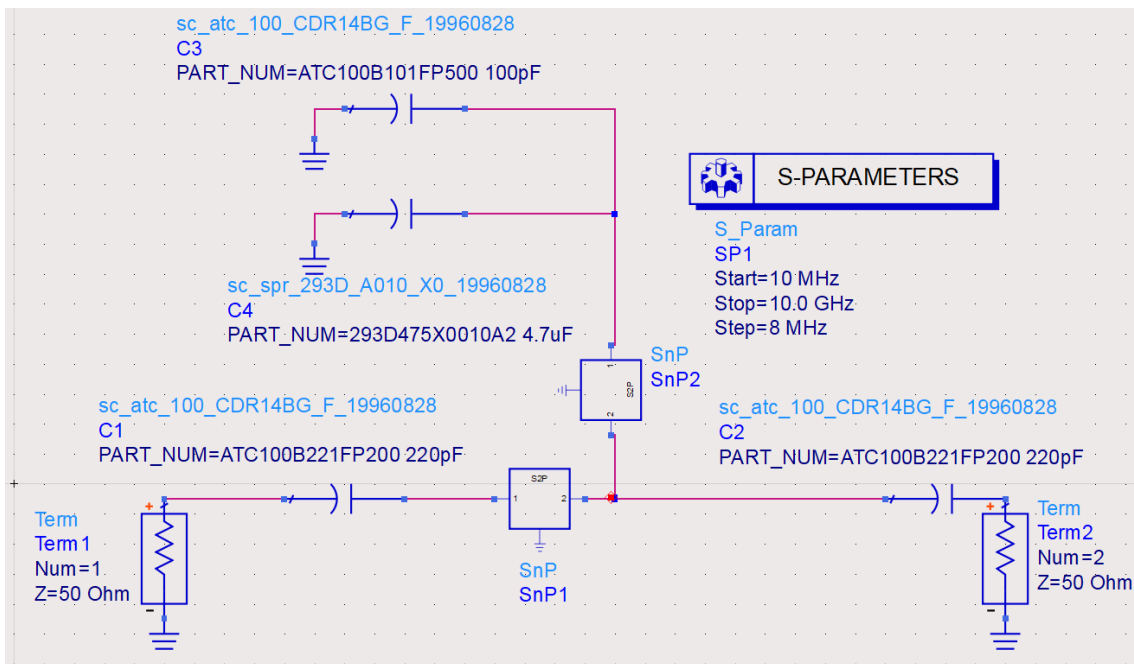


Fig. 80: esquemático de simulación HMC788ALP2E

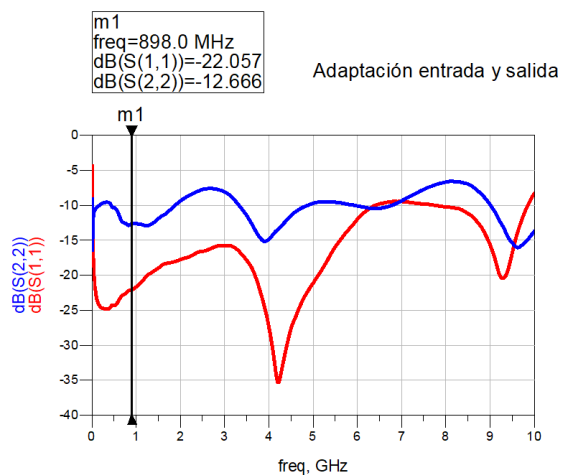


Fig. 81: adaptaciones HMC788ALP2E (simulación)

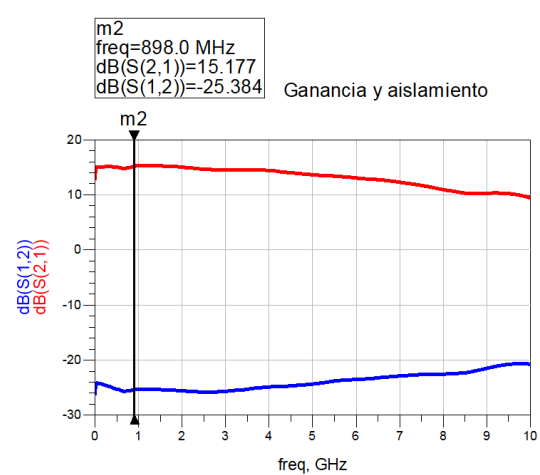


Fig. 82: ganancia y aislamiento (simulación)

Los resultados de adaptación (Fig. 81) son muy buenos en la banda del sistema, 22 dB a la entrada y 12 dB a la salida. La Fig. 82 muestra la ganancia del amplificador, siendo máxima en el rango de frecuencias del sistema, 15 dB.

3.2.2 Medidas

Una vez montado el amplificador sobre el PCB (Fig. 83) se han analizado los parámetros S y el ruido del amplificador.

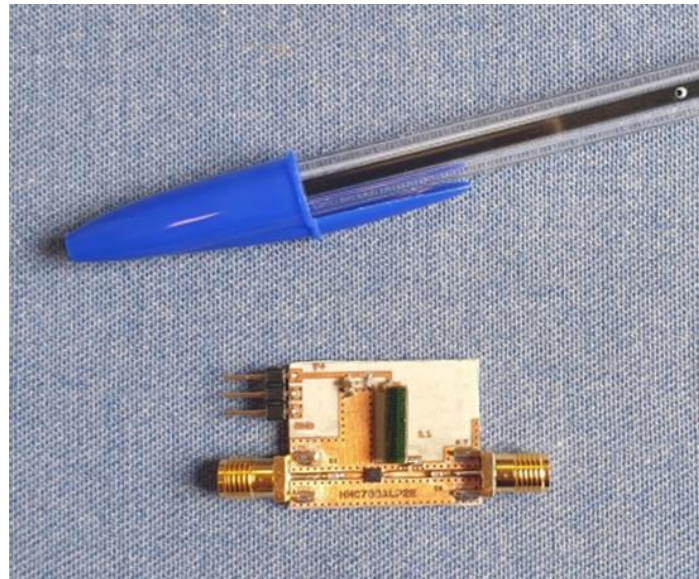


Fig. 83: PCB HMC788ALP2E montado sobre placa

➤ Parámetros S

Utilizando el Analizador de redes se han obtenido los parámetros S del amplificador. Con ellos se observa la ganancia, las adaptaciones y el aislamiento entre la salida y la entrada.

Analizador de Redes – E8364A Agilent Technologies

Kit de calibración: 85052C

Frecuencia: 45 MHz – 10 GHz, intervalos 5 MHz

Potencia: -17 dBm

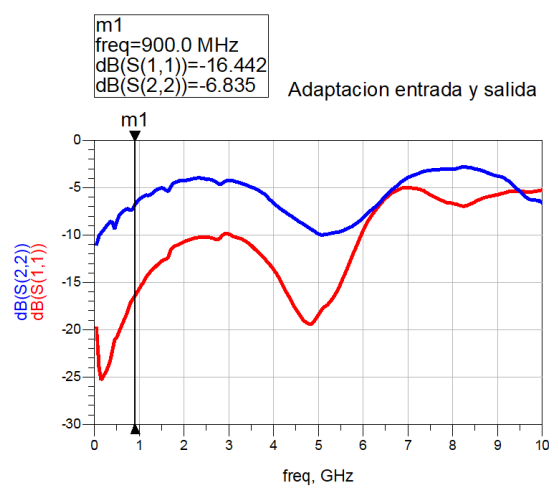


Fig. 84: adaptación puertos entrada y salida HMC788ALP2E (medidas)

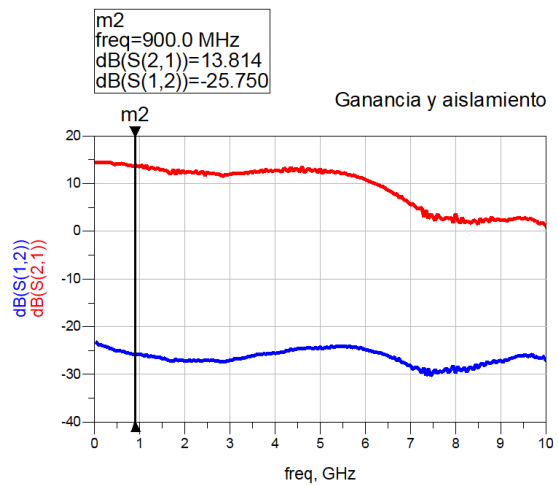


Fig. 85: ganancia (rojo) y aislamiento (azul) PCB HMC788ALP2E (medidas)

El amplificador se ha medido con un punto de polarización de 5 V y 70 mA. En la gráfica de la Fig. 84, se ha representado la adaptación de los puertos del amplificador. La adaptación a la salida es de 7 dB, similar a la proporcionada del fabricante, 9 dB. La

adaptación en la entrada coincide con la hoja de datos 16 dB. Respecto a la ganancia, el amplificadora gana 13.8 dB, levemente inferior a los 14 dB del valor nominal de ganancia (Fig. 85).

Existe una gran similitud con los resultados de la simulación previa con los obtenidos de la medida del PCB del amplificador. En la gráfica de la Fig. 86 se ha representado la comparación entre la adaptación de la simulación y el PCB del amplificador. La adaptación se ve deteriorada debido al efecto de las líneas de transmisión, cables y conectores utilizados en la medida. De la misma manera, en la Fig. 87, se observa como la ganancia es aproximadamente 1 dB inferior a la obtenida en la simulación.

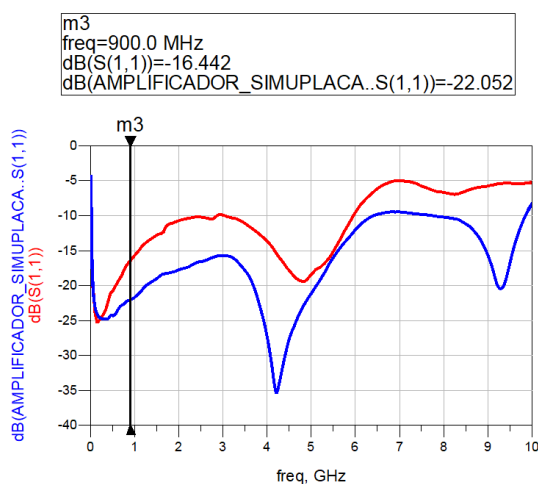


Fig. 86: comparativa ganancia simulación y medida en PCB (medidas)

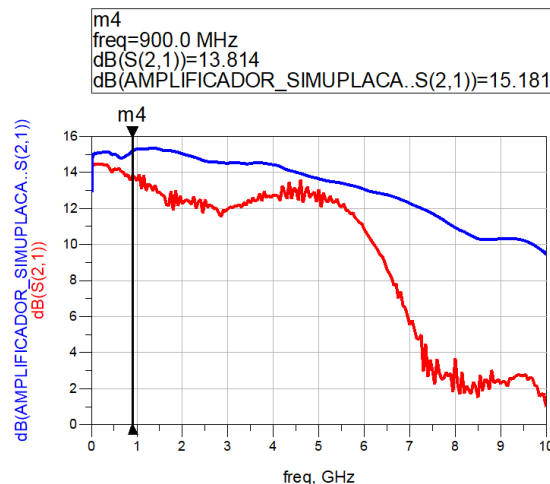


Fig. 87: comparativa aislamiento simulación y medida en PCB (medidas)

➤ Ruido

La medida de ruido del amplificador se realiza con el Analizador de figuras de ruido N89754A-Agilent. Para generar ruido se ha utilizado una fuente de ruido con bajo nivel de exceso de ruido (ENR). La ENR se define como el ruido que introduce la fuente a la medida para generar un nivel de referencia de ruido.

- Analizador de figura de ruido: N89754A-Agilent
- Fuente de ruido: N4000A-Agilent
 - Rango de ruido analizable por la fuente: 10 MHz – 18 GHz
 - ENR Nominal = 6 dB

Para calibrar el analizador de ruido, se conecta en primer lugar la fuente de ruido directamente al analizador de ruido. El analizador barre el rango de frecuencias introducido manualmente, desde 125 MHz hasta 10 GHz y 80 puntos, y obtiene la figura de ruido del analizador de ruido. En la Fig. 88 se observa el esquema de medida utilizado.

Una vez se ha calibrado el analizador, se introduce el amplificador debidamente polarizado y, a continuación de la fuente de ruido tal y como se muestra en la Fig. 89. Se inicia la medida y se obtienen los valores por pares de figura de ruido y de ganancia.

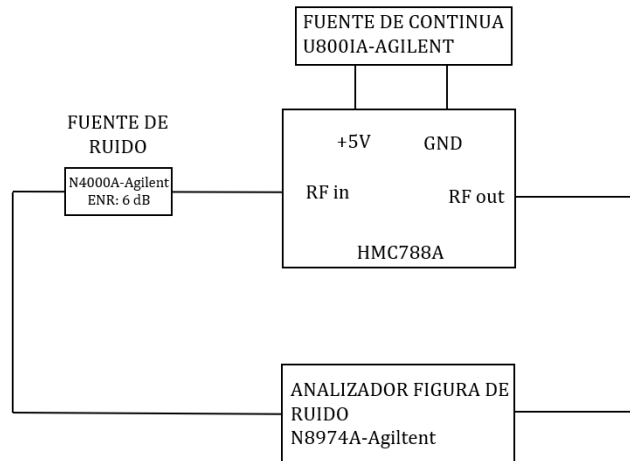


Fig. 88: setup medida de ruido HMC788ALP2E

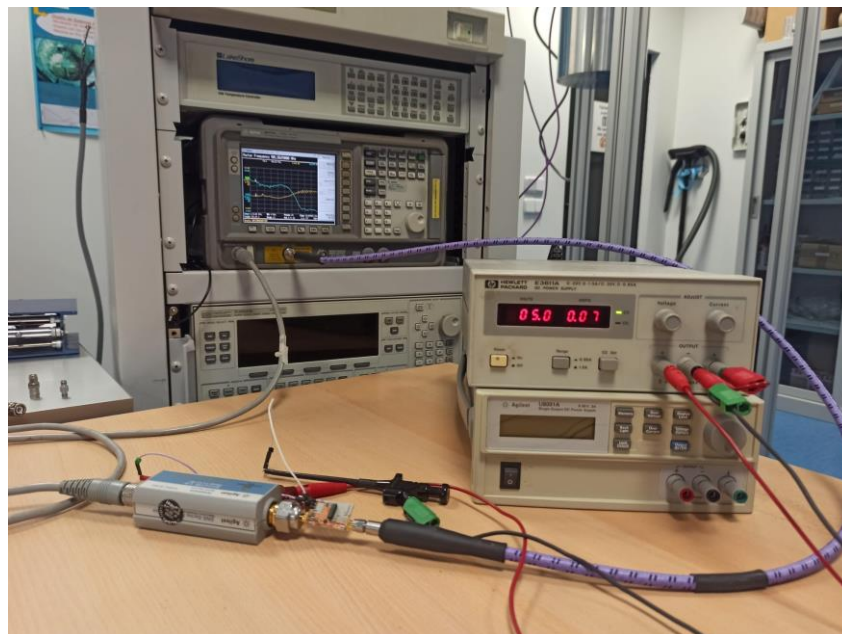


Fig. 89: setup medida de ruido HMC788ALP2E en el laboratorio

La medida de ruido y la ganancia del amplificador se muestra en la Fig. 90. La figura de ruido se degrada en frecuencias superiores a 5 GHz, donde la ganancia también empieza a caer.

En 875 MHz la ganancia vale 14 dB y la figura de ruido 5.5 dB. La figura de ruido es ligeramente inferior a la indicada por el fabricante, 6 dB, en todo el rango de frecuencias de funcionamiento (750-1000 MHz).

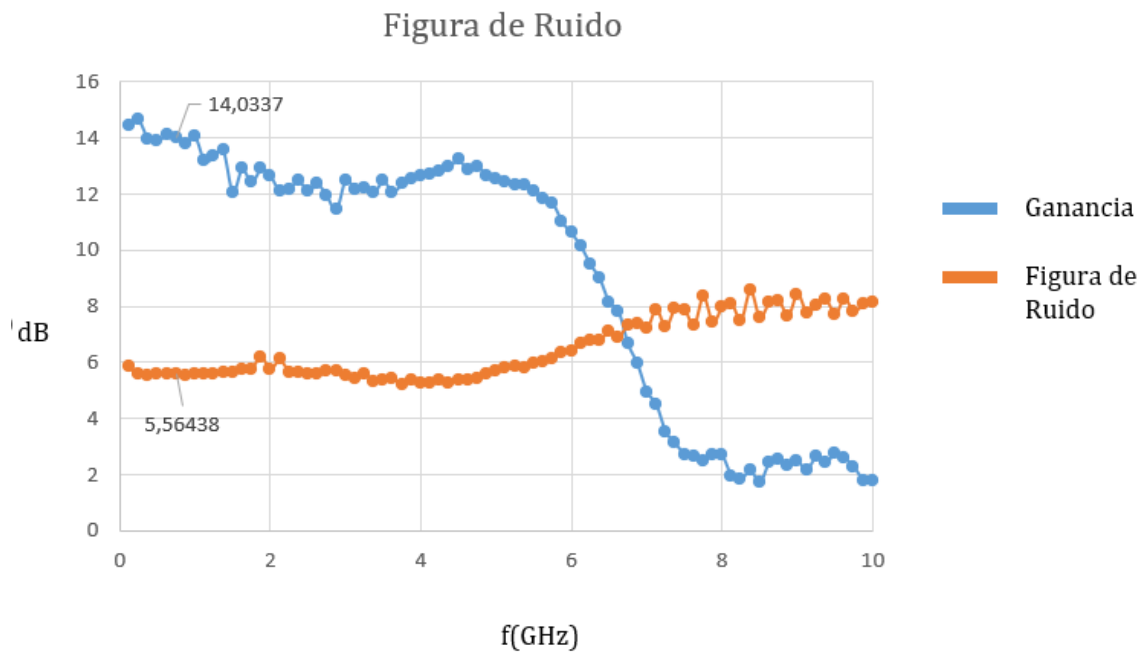


Fig. 90: Ganancia y Figura de Ruido barrido en frecuencia ($V_{cc} = 5\text{ V}$ y 70 mA)

3.3 Atenuador Variable HMC542BLP4E

El atenuador variable es el último componente en la cadena del sistema. Junto con los switches, son los únicos componentes variables. El control de potencia del atenuador se gestiona con la conexión de una placa de Arduino Uno y un codificador rotatorio. La potencia se regula en valores discretos de paso 0.5 dB. El rango dinámico de potencia del atenuador es de 1.4 dB a 32.9 dB de atenuación.

En la Tabla 10 se recogen los datos más importantes de la hoja de características.

Parámetro	Frecuencia (GHz)	Min	Typ	Max	Unidades
Rango de frecuencia		0	-	4	GHz
Perdidas de inserción	DC-1.5	-	1.4	1.5	dB
	1.5 - 3.0	-	1.7	1.8	
	3.0 - 4.0	-	1.9	2.3	
Precisión de atenuación	DC - 1.0	± (0.20 + 3% of Atten. Setting) Max			dB
	1.0 - 4.0	± (0.20 + 2.5% of Atten. Setting) Max			
Potencia a la entrada de 0.1 dB de compresión	0.1 - 4	-	30	-	dBm

Tabla 10: datos de fabricante atenuador variable

3.3.1 Diseño y layout

El montaje del atenuador requiere incluir condensadores de desacoplo de continua en la entrada y la salida, y 5 condensadores conectados a tierra. El esquema eléctrico del montaje se muestra en la Fig. 91.

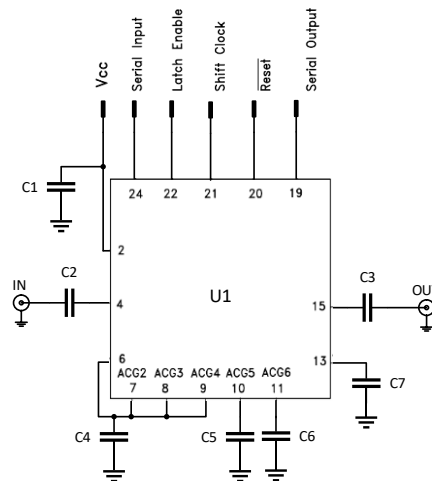


Fig. 91: esquema eléctrico atenuador en PCB

El layout del montaje del atenuador variable se visualiza en la Fig. 92. El atenuador es el componente U1, se polariza con 5 voltios y se controla con 5 pines que se controlan con conectores de DC.

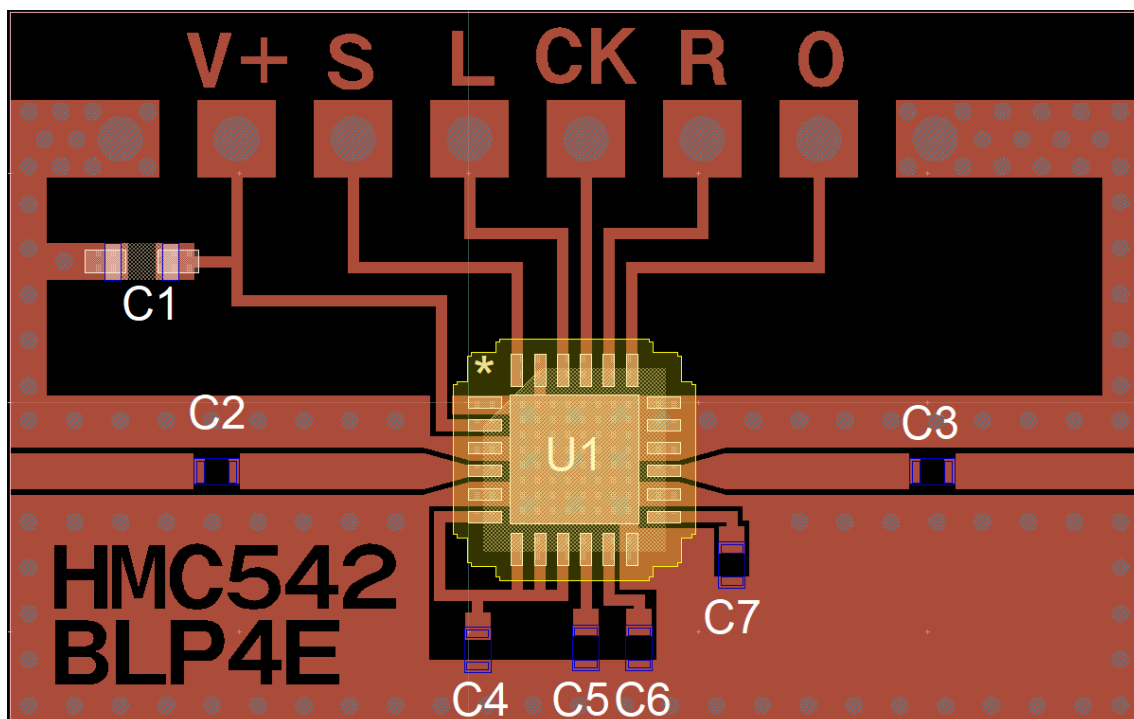


Fig. 92: diseño layout de atenuador variable

3.3.2 Medidas

Con el atenuador controlado por el Arduino (Fig. 93), se han obtenido los parámetros de Scattering del atenuador en sus estados de mínima y máxima atenuación.

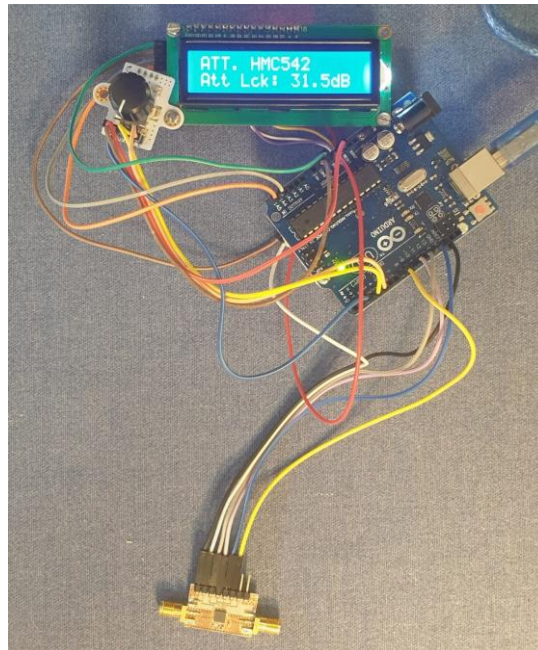


Fig. 93: Atenuador Variable controlado por Arduino

Analizador de Redes – E8364A Agilent Technologies

Kit de calibración: 85052C

Frecuencia: 100 MHz – 10 GHz , intervalos 5 MHz

Potencia de entrada: 5 dBm

- Caso: Mínima atenuación

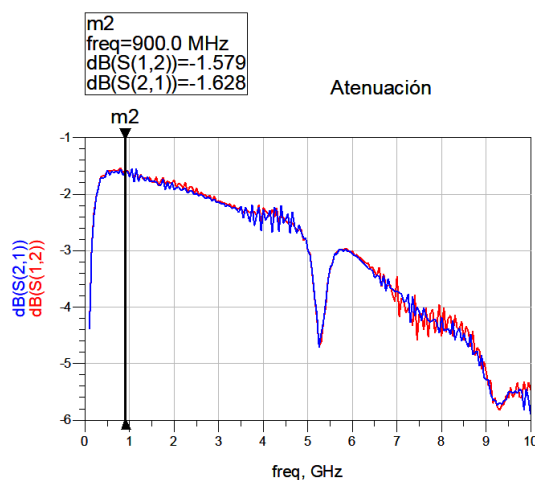


Fig. 94: parámetros S transferencia att. var.

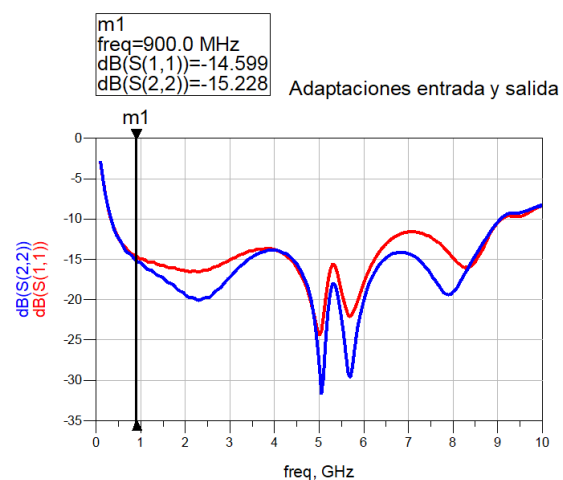


Fig. 95: parámetros S adaptaciones att. var.

La atenuación toma un valor de 1.5 dB en la frecuencia de 900 MHz (Fig. 94), muy similar a las pérdidas de inserción de la hoja de características. Se observa también que la adaptación del atenuador es muy buena en toda la banda, salvo a frecuencias por debajo de 500 MHz donde se deteriora (Fig. 95).

➤ Caso: Máxima atenuación

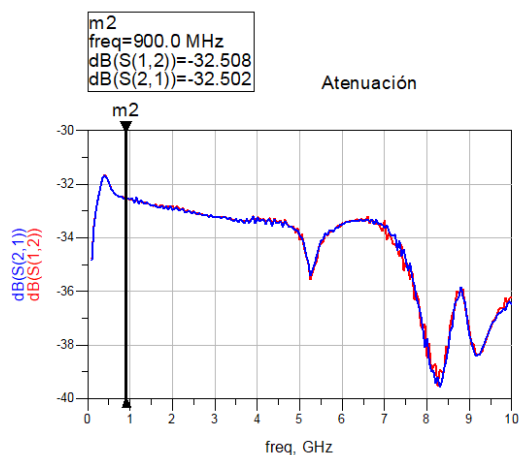


Fig. 96: parámetros S transferencia att. var.

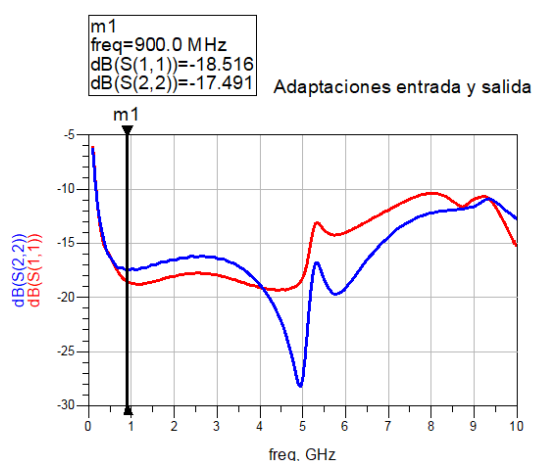


Fig. 97: parámetros S adaptaciones att. var.

En la configuración de máxima atenuación se alcanzan 32.5 dB de atenuación, frente a los 32.9 dB esperados (Fig. 96). Presenta buena adaptación en ambos puertos, 17/18 dB en la banda del sistema (Fig. 97).

El funcionamiento del atenuador se asemeja al funcionamiento esperado. La atenuación máxima es menor de la especificada por el fabricante. Posiblemente se debe a la variación de las pérdidas de conversión.

3.4 Modulador MAX2021

El modulador I/Q MAX2021 es un componente con puertos de entrada en diferencial I+, I-, Q+ y Q-. Las tarjetas de readout reciben estas señales de los DAC pero, debido a que no está disponible esta opción de utilizar un DAC diferencial que genere señal I/Q equilibrada, ha sido necesario emplear componentes que permitan generar las 4 señales.

Las señales I y Q son señales idénticas desfasadas 90° entre sí. Para ello se ha fabricado una placa de evaluación para un Power Splitter de 90°, un divisor de potencia que divide la señal de entrada en dos salidas y presenta un desfase de 90° entre ellas.

Por otra parte, para conseguir las señales en diferencial se ha fabricado una placa de evaluación para un transformador de RF. A la salida del componente se obtienen dos señales equilibradas de mitad de potencia y desfase de 180° entre ellas.

El esquema de la Fig. 98 representa la configuración que se ha implementado con los componentes mencionados.

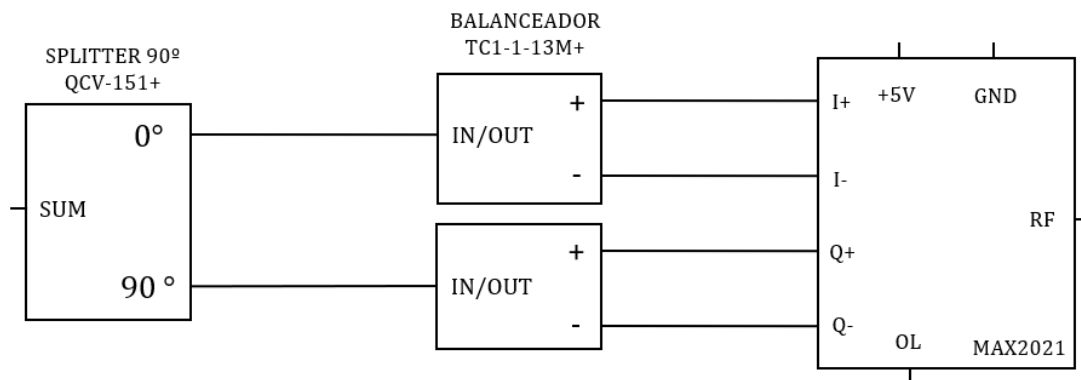


Fig. 98: splitter 90°, transformador y MAX2021

3.4.1 Power Splitter 90 ° - QCV-151+

Este componente se encarga de generar la señal I y la señal Q desfasadas 90° a partir de una señal introducida por su entrada.

Datos del fabricante:

Parámetro	Frecuencia (MHz)	Min	Typ	Max	Unidades
Rango de frecuencia		90	-	150	MHz
Perdidas de inserción (media de las salidas acopladas sobre 3 dB)	90-118	-	0.5	0.8	dB
	118-138	-	0.6	0.95	
	138-150	-	0.9	1.35	
Desequilibrio de fase	90-118	-	3	4	Rad
			171.9	229.2	°
Desequilibrio de amplitud	90-118	-	1.1	1.6	dB

Tabla 11: datos fabricante QCV-151+

➤ Montaje

El componente es un integrado de 6 pines soldados a la placa con una entrada y dos salidas (Fig. 99) cuyo circuito equivalente se representa en la Fig. 100.



Fig. 99: encapsulado TCV-151+

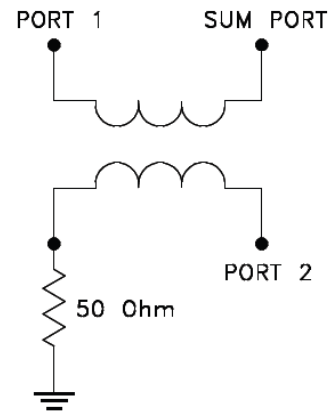


Fig. 100: circuito equivalente TCV-151+

En el layout de la (Fig. 101) se ha integrado el componente con líneas coplanares y una resistencia de 50Ω para terminar el puerto no utilizado. Se observa como el camino entre los puertos desfasados deben ser de igual longitud

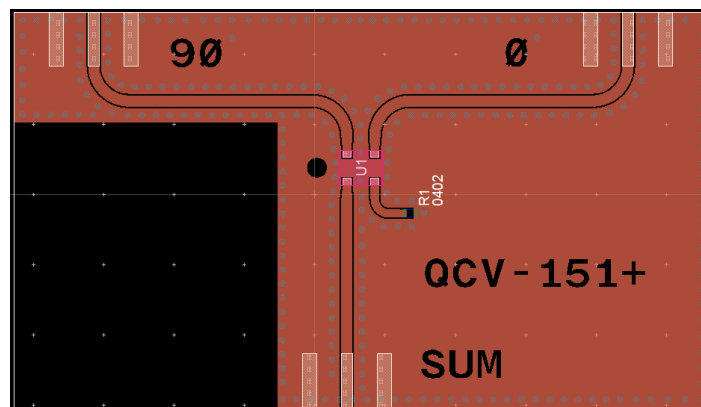


Fig. 101: diseño layout TCV-151+

➤ Medidas

Una vez fabricado el PCB (Fig. 102), se han medido los parámetros S del divisor entre entrada y salidas. Al tratarse de un componente de 3 puertos y el PNA solo cuenta con 2 se ha medido individualmente los parámetros entre entrada y cada salida.



Fig. 102: PCB power splitter QCV-151+

Analizador de Redes – E8364A Agilent Technologies

Kit de calibración: 85052C

Frecuencia: 45 MHz – 10 GHz , intervalos 5 MHz

Potencia de entrada: 5 dBm

Se representan las gráficas en la banda del sistema, hasta 1 GHz, de puerto suma a puerto sin desfase (Fig. 103, Fig. 104).

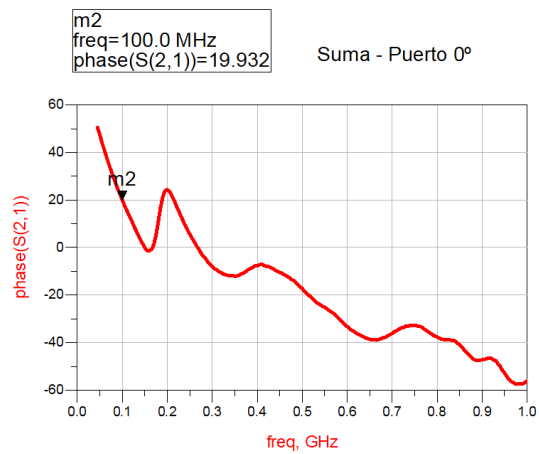
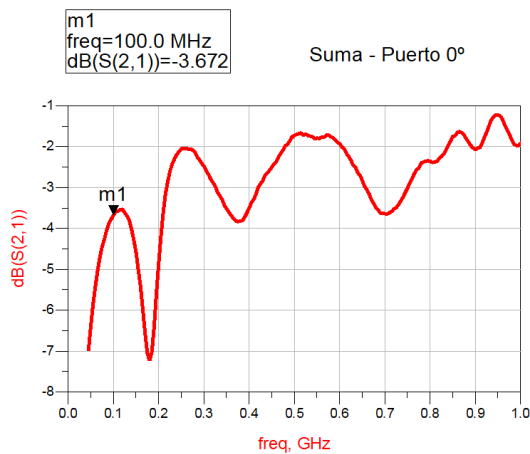


Fig. 103: transferencia de puerto suma a puerto sin desfase

Fig. 104: fase puerto suma a puerto sin desfase

Entre el puerto suma y el puerto sin desfase hay unas pérdidas de 3.6 dB y un desfase de 20°.

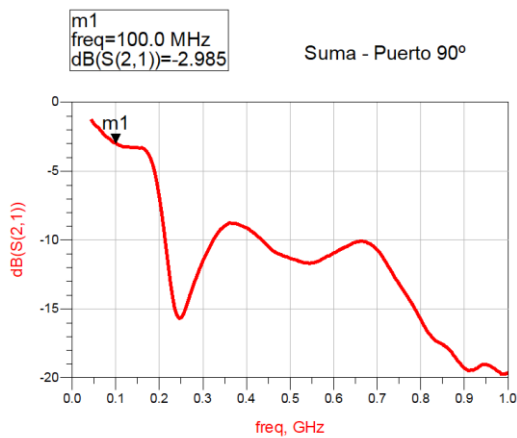


Fig. 105: transferencia de puerto suma a puerto desfase 90°

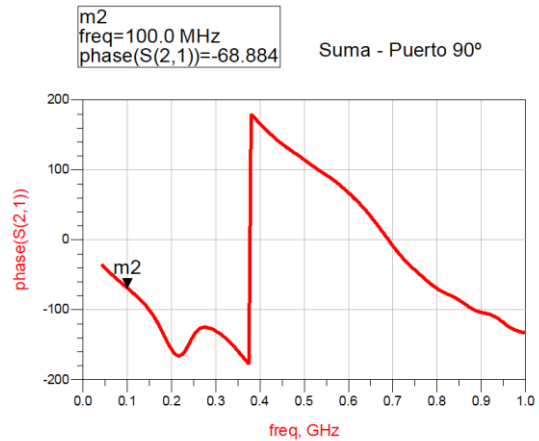


Fig. 106: fase puerto suma a puerto desfase 90°

Entre el puerto suma y el puerto desfasado hay unas pérdidas de 2.9 dB tal y como se observa en la Fig. 105, mas ajustado al valor esperado de un divisor de potencia. En la Fig. 106 se observa desfase de -68° respecto a la entrada.

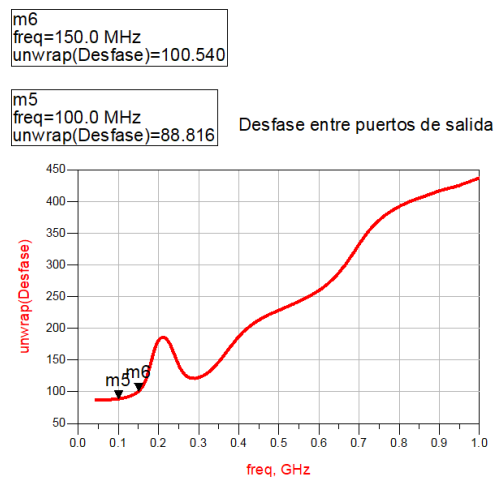


Fig. 107: desfase entre puertos de salida power splitter 90°

En la gráfica de la Fig. 107 se observa el desfase entre las dos salidas del divisor. En la frecuencia de 100 MHz es muy próximo a los 90° esperados, mientras que para 150 MHz el desfase asciende a los 100° .

3.4.2 Transformador RF - TC1-1-13M+

El transformador de RF es el elemento encargado de equilibrar las señales I y Q provenientes del Splitter de 90° .



Fig. 108: componente TC1-1-13M+

Datos del fabricante

Parámetro	Frecuencia (MHz)	Min	Typ	Max	Unidades
Rango de frecuencia		4.5	-	3000	MHz
Perdidas de inserción	4.5 – 1500	-	1	-	dB
Desequilibrio de fase	4.5 - 1000	-	2	-	Rad
			114.53		°
Desequilibrio de amplitud	4.5 – 1000	-	0.5	-	dB

Tabla 12: datos TCI-1-13M+

Parámetros S del fabricante:

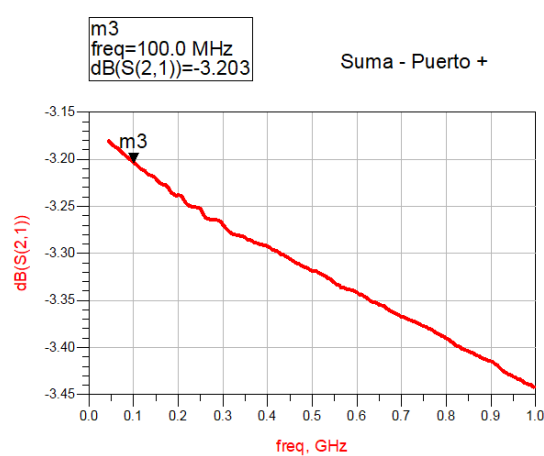


Fig. 109: pérdidas del puerto sum - puerto +

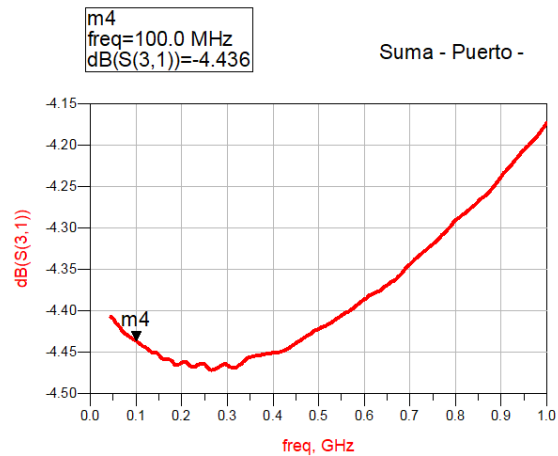


Fig. 110: pérdidas del puerto sum - puerto -

La Fig. 109 representa las pérdidas entre el puerto de entrada del componente y las salidas equilibradas. Según los datos proporcionados por el fabricante existe una diferencia de 1.2 dB entre la potencia saliente del puerto + y el puerto -.

➤ Montaje

Para el montaje en la placa se trata de nuevo de un componente de 6 pines con 2 entradas y una salida. Al igual que el divisor de 90°, el camino entre el componente y las salidas equilibradas debe tener la misma longitud de línea coplanar para las dos ramas.

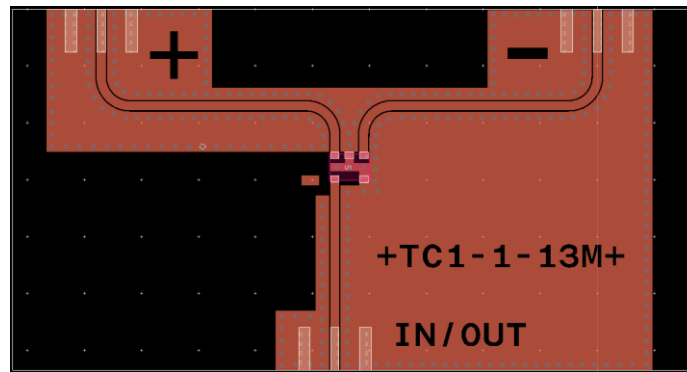


Fig. 111: layout transformador de RF

➤ Medidas

Tras fabricar el PCB del transformador de la Fig. 112 se toman las medidas con el PNA de sus parámetros S.

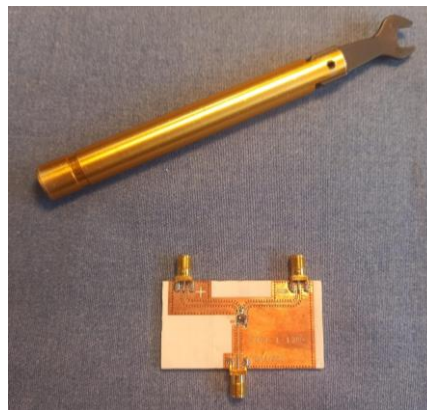


Fig. 112: PCB RF transformer

Analizador de Redes – E8364A Agilent Technologies

Kit de calibración: 85052C

Frecuencia: 45 MHz – 10 GHz , intervalos 5 MHz

Potencia de entrada: 5 dBm

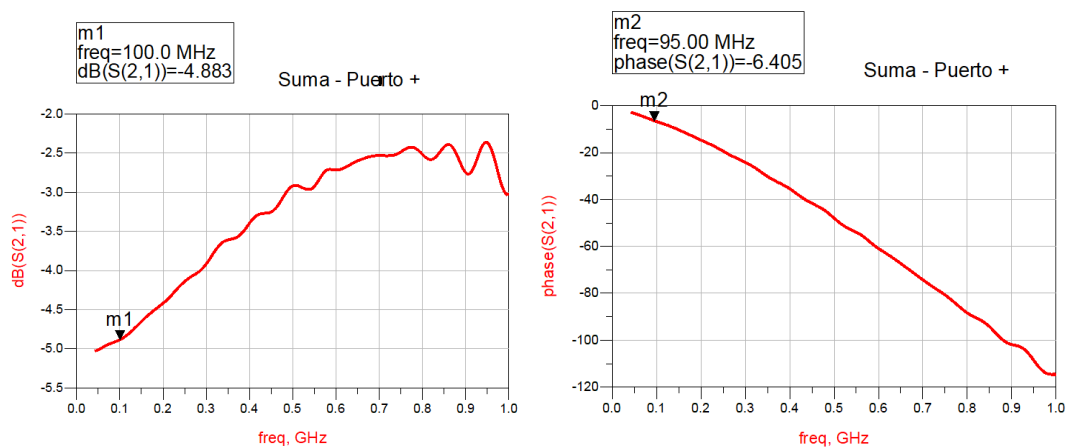


Fig. 113: pérdidas y desfase puerto sum - puerto +

En la Fig. 113 se ha representado las pérdidas del transformador entre el puerto de entrada y el puerto de salida +. Las pérdidas son superiores a las proporcionadas por el fabricante, casi 5 dB frente a los 3 dB.

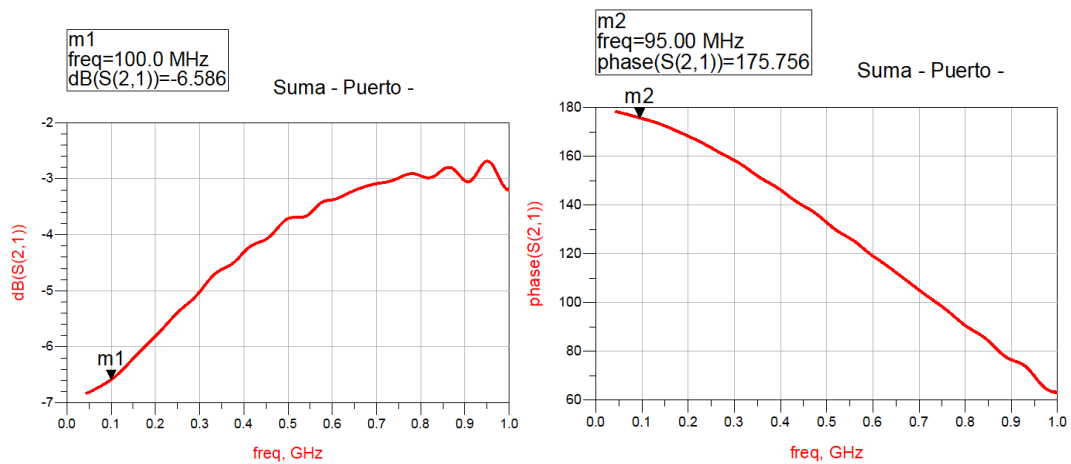


Fig. 114: pérdidas y desfase puerto sum - puerto -

En el caso del puerto secundario equilibrado se representan sus pérdidas y desfase en la Fig. 114. Las pérdidas son superiores: 6.6 dB frente a los 4.4 dB del fabricante. La fase decrece linealmente con la frecuencia, al igual que el puerto positivo.

Se ha representado en la Fig. 115 el desfase entre los dos puertos de salida. Se mantiene la relación esperada de aproximadamente 180°.

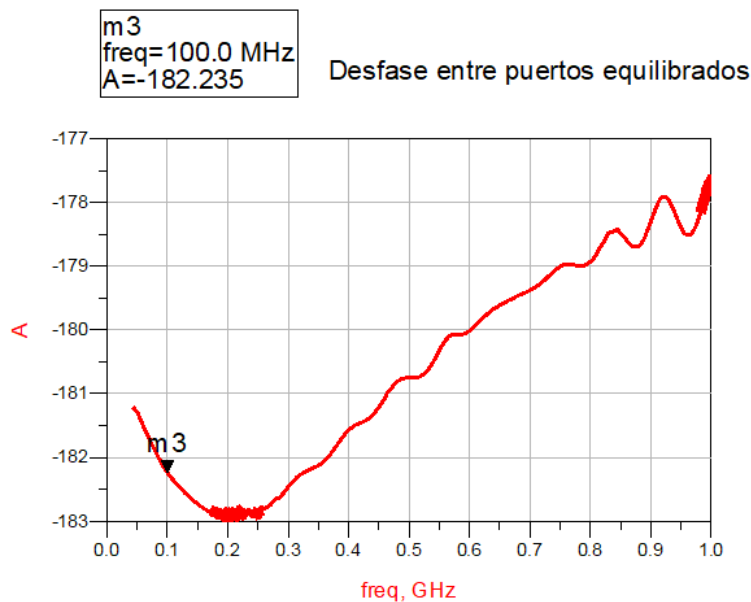


Fig. 115: desfase entre puertos de salida equilibrados

3.4.3 Caracterización conjunta Power Splitter y Transformador RF

Una vez obtenido el análisis individual del splitter y el transformador, se han tomado las medidas de ambos subsistemas conectados de la misma manera que se emplearán en la medida del modulador, tal y como se muestra en la Fig. 116.

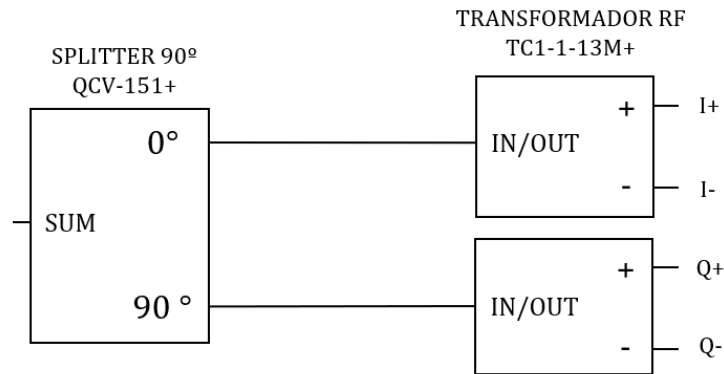


Fig. 116:esquema configuración splitter y rf transformer

En las gráficas de la Fig. 117 y la Fig. 118, se representa la amplitud de las 4 señales de entrada al modulador. En la rama Q se observa que la potencia es aproximadamente 0.5 dB inferior a las de sus correspondientes ramas I+ e I-.

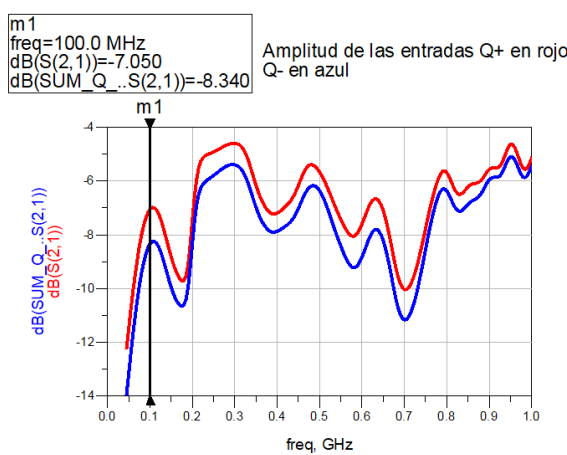


Fig. 117: amplitud señal Q+ y Q-

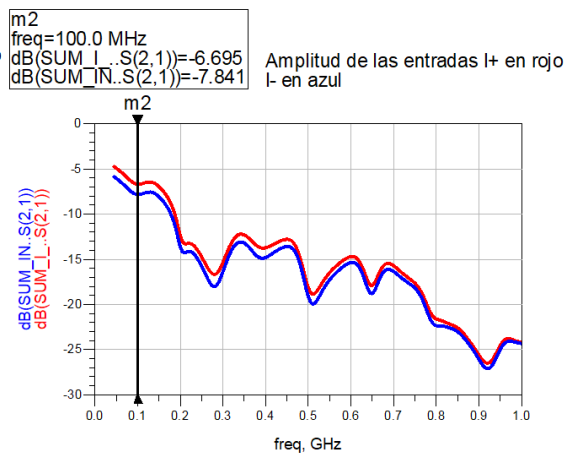


Fig. 118: amplitud señal I+ e I-

Se ha medido el desfase entre las entradas equilibradas y el desfase entre las ramas de mismo signo.

En la Fig. 119 se ha representado el desfase entre los puertos equilibrados Q+ y Q- en rojo e I+ e I- en azul. Se observa como el desfase entre las entradas equilibradas es constante, 180° en las dos parejas de ramas de frecuencia intermedia. Por otro lado, en la Fig. 120, se ha representado el desfase entre las ramas de mismo signo. En rojo se representa el desfase entre las ramas I+ y Q+, y en azul el desfase entre las ramas I- y Q-. Se observa que en las frecuencias de señales de entrada al modulador el desfase es de aproximadamente 90°.

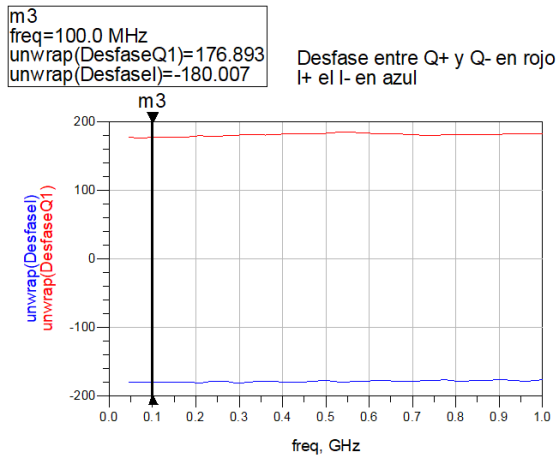


Fig. 119: desfase entre ramas equilibradas

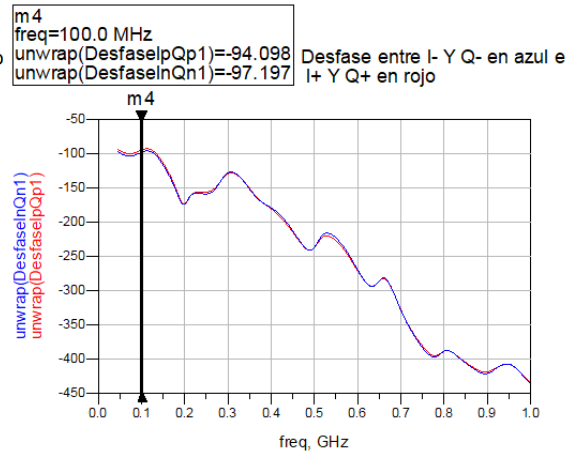


Fig. 120: desfase entre ramas de mismo signo

A partir de estos resultados se puede caracterizar el modulador IQ MAX2021 de una manera precisa con respecto a las señales de IF a introducir en un rango de frecuencias, asegurando un funcionamiento controlado.

3.4.4 MAX2021: Diseño y layout

Para diseñar el layout del modulador MAX2021 se han seguido los esquemas proporcionados por el fabricante (Fig. 121).

El circuito integrado del modulador es un componente de 36 pines: 4 pines de entradas de IF equilibradas I+, I-, Q+ y Q-, un puerto de OL, un puerto de RF, 5 pines de entrada de alimentación, 3 de polarización y el resto conectados a tierra.

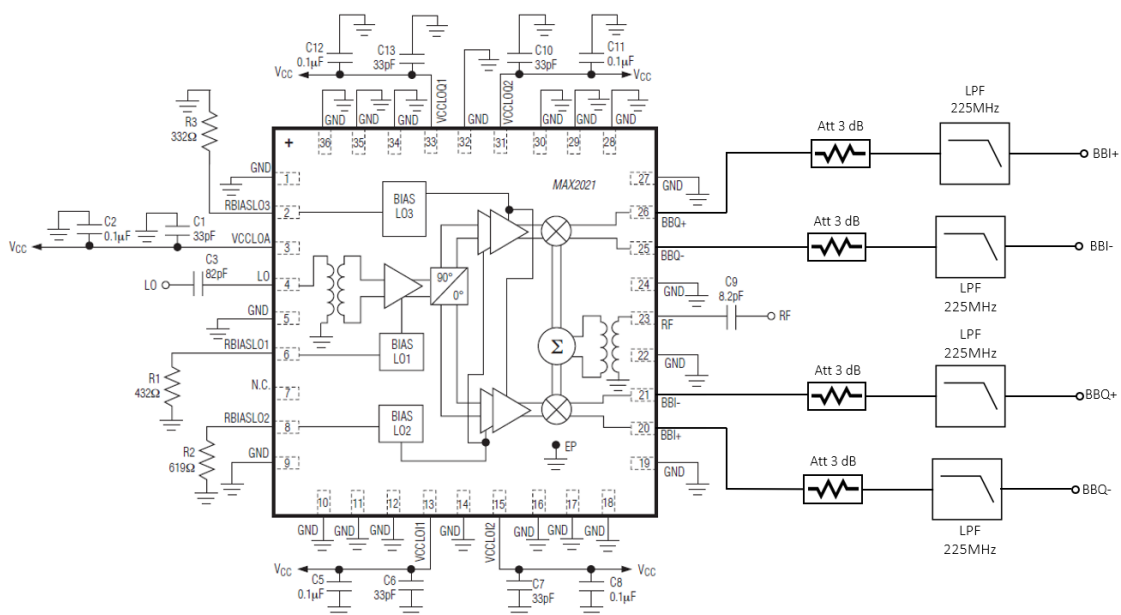


Fig. 121: esquema eléctrico MAX2021

Los condensadores de OL y RF tienen la función de bloquear la señal de continua. Los dos condensadores de cada línea de alimentación filtran el ruido de baja y alta frecuencia. Las resistencias de los pines 2 y 8 polarizan el amplificador del oscilador local previo al mezclador de cada rama y la resistencia del pin 6 polariza el amplificador de la entrada del oscilador local.

A partir de la huella del mezclador se han ido insertando cada uno de los componentes interconectados con líneas de transmisión coplanar (Fig. 122). La longitud que hay entre los pines de entradas de IF y sus conectores SMA de la placa son las mismas para las 4 entradas.

A la entrada de cada puerto de IF del circuito integrado se ha introducido un atenuador 3 dB para mejorar la adaptación del modulador. Además, un filtro paso bajo de frecuencia de corte 225 MHz asegura la inserción de señales únicamente dentro de la banda para evitar la inserción de señales no deseadas dentro del mezclador.

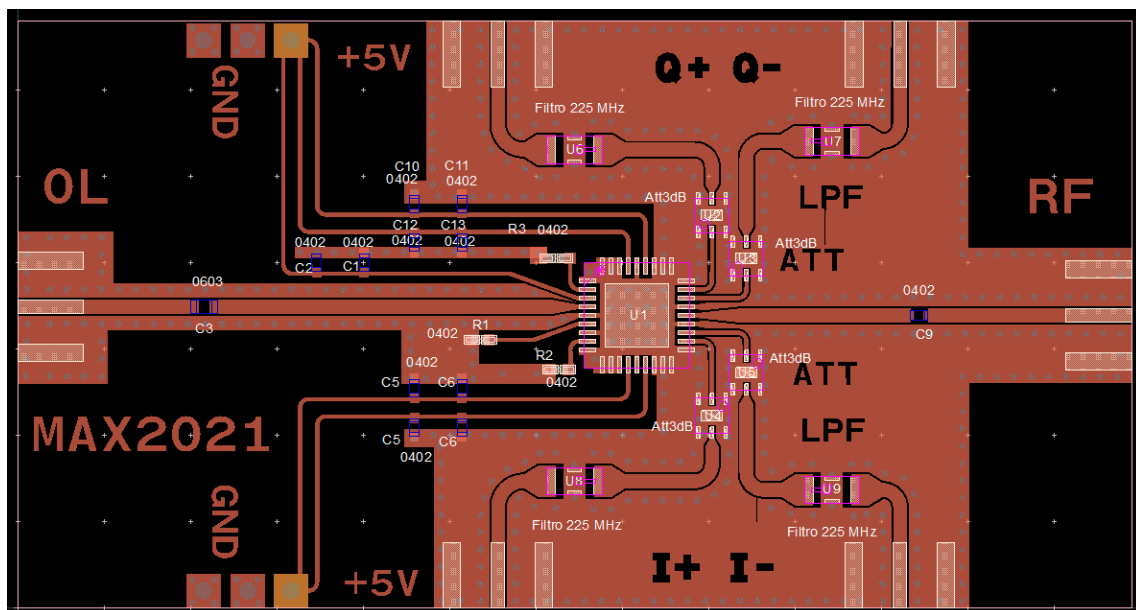


Fig. 122: diseño PCB modulador MAX2021

Una vez montado el PCB del modulador de la Fig. 123, se utilizan el splitter de 90° y el transformador para caracterizarlo.

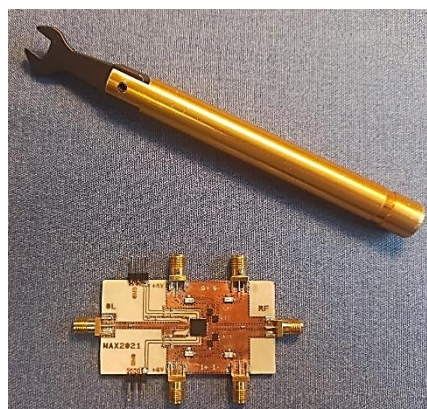


Fig. 123: PCB modulador

3.4.5 MAX2021: Medidas

De la misma manera que se ha procedido con el kit de evaluación del modulador, se han medido las pérdidas de conversión, las adaptaciones de los puertos y los aislamientos en el PCB del modulador fabricado, tal y como se muestra en la Fig. 124.

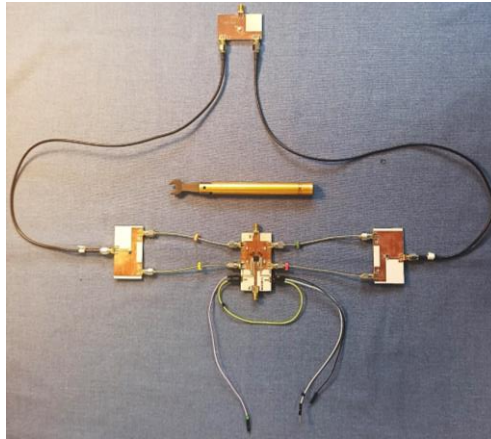


Fig. 124: PCB splitter 90°, transformador RF y modulador

MEDIDAS CON ANALIZADOR DE ESPECTROS

Empleando la configuración de la Fig. 125. Se ha caracterizado el modulador en 2 frecuencias diferentes de oscilador local, en 2 frecuencias distintas de IF y en 4 puntos de potencia de IF. Se tienen en cuenta las pérdidas del splitter de 90° y el circuito transformador de 7.5 dB. El modulador MAX2021 se polariza con una tensión de 5 V y tiene un consumo de 270 mA para todas las medidas realizadas.

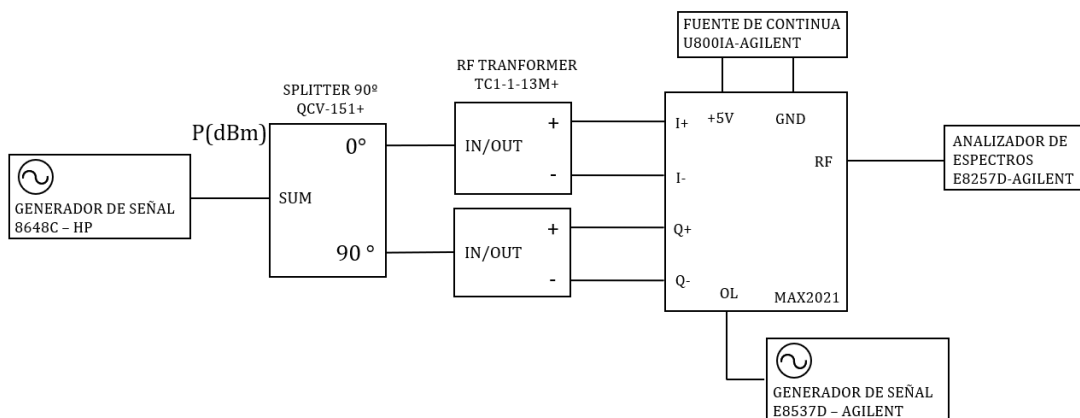


Fig. 125: setup de medida placa MAX2021 con analizador de espectros

- Frecuencia OL = 750 MHz
- Potencia OL = 0 dBm
 - Frecuencia IF = 100 MHz
 - Frecuencia IF = 150 MHz
- Potencia de IF:
 - [-9, +9] dBm en generador de señal
 - [-19, -1]dBm a la entrada del mezclador

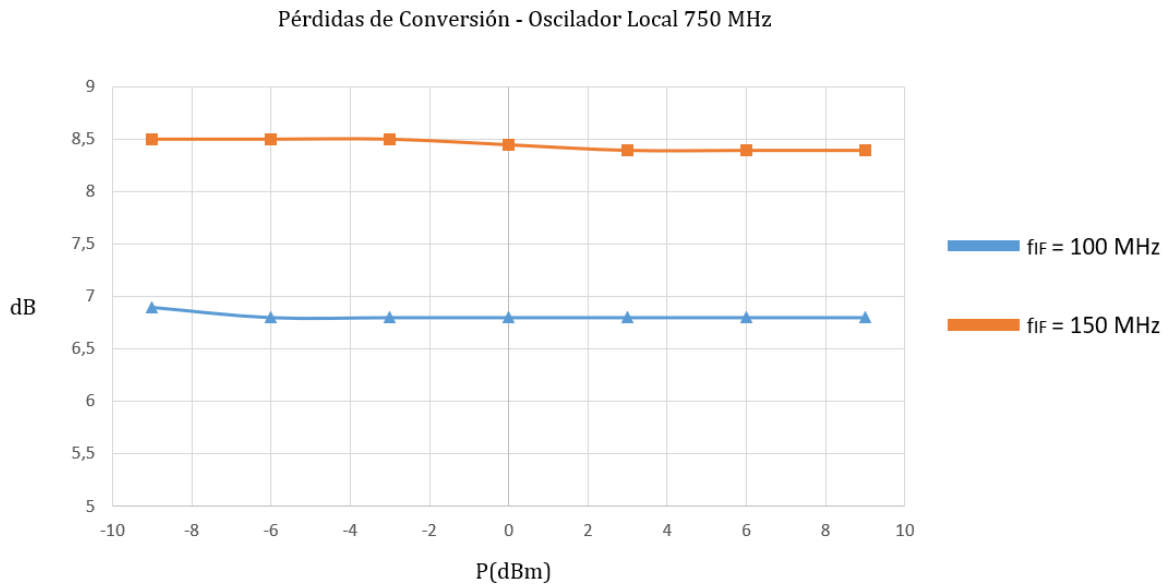


Fig. 126: pérdidas de conversión $f_{OL}=750$ MHz

En la gráfica de la Fig. 126 se observa como el modulador presenta unas pérdidas de 7-8 dB, con alguna variación debida a las pérdidas del circuito transformador y del splitter 90°. Son superiores para frecuencias de IF de 150 MHz.

- Frecuencia OL = 650 MHz
- Potencia OL = 0 dBm
 - Frecuencia IF = 100 MHz
 - Frecuencia IF = 150 MHz

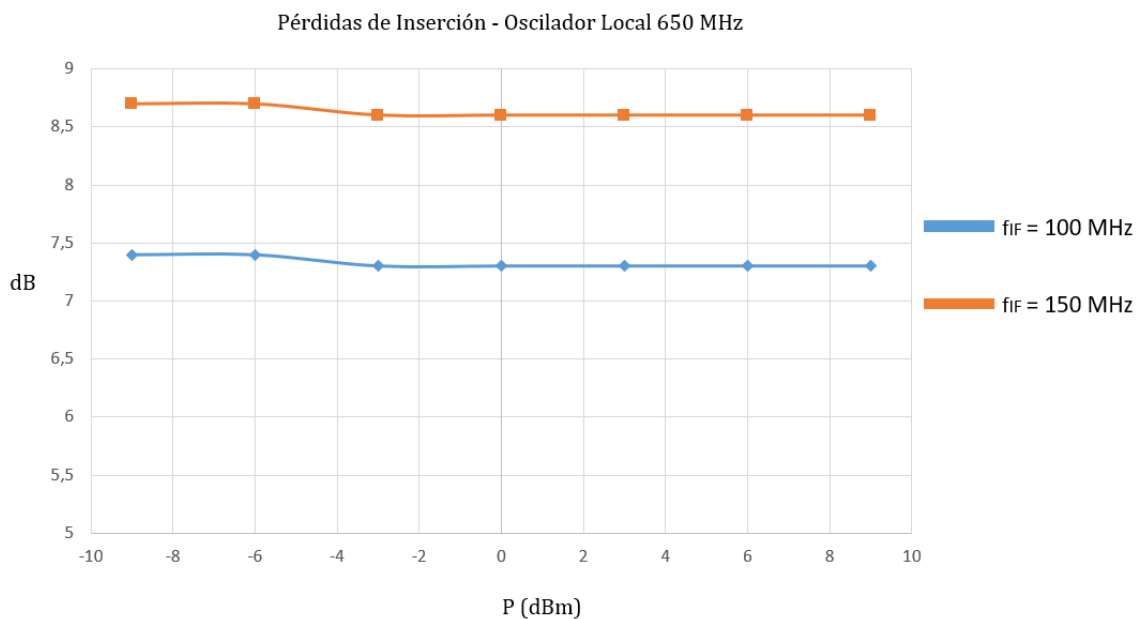


Fig. 127: pérdidas de conversión $f_{OL}=650$ MHz

En el análisis con $f_{OL} = 650$ MHz (Fig. 127) mantiene la relación de pérdidas que había con oscilador local en 650 MHz, con más pérdidas con frecuencia de IF de 150 MHz.

Medidas con el Analizador de Redes (PNA)

Para completar la caracterización de la PCB del modulador MAX2021 fabricado se ha utilizado el Analizador de Redes de 2 puertos como se indica en la Fig. 128.

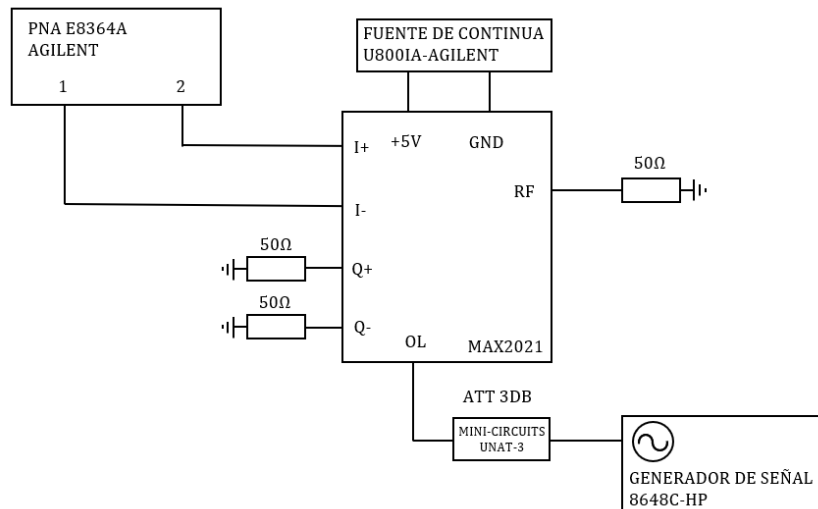


Fig. 128: setup de medida modulador fabricado

Utilizando el analizador de redes se han obtenido los parámetros de Scattering del modulador para medir las adaptaciones y los aislamientos entre puertos.

Analizador de Redes – E8364A Agilent Technologies

Kit de calibración: 85052C

Rango de frecuencias 45 MHz – 50 GHz

Potencia PNA: 5 dBm

CONDICIONES DE MEDIDA 1

En la primera medida realizada se introduce señal por los puertos de IF del modulador, obteniendo las adaptaciones y relaciones de potencia entre los puertos de IF y RF.

- PNA:
 - Barrido de frecuencia: 45 MHz – 2 GHz
 - Potencia: $P = 8 \text{ dBm}$
- Oscilador Local
 - $f_{OL} = 750 \text{ MHz}$
 - $P_{OL} = 0 \text{ dBm}$ (3 dBm en la fuente y atenuador de 3 dB)
- Los puertos no conectados al PNA o a fuente se refieren a 50Ω.

PUERTO 1: I- ~ PUERTO 2 I+

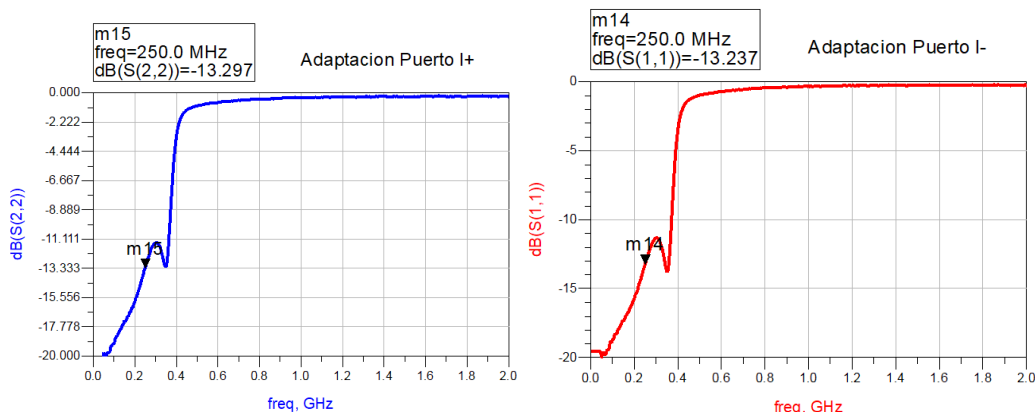


Fig. 129: adaptación puertos I+ e I-

En la gráfica de la Fig. 129 la adaptación del puerto I+ e I- es siempre superior a los 13 dB. El mezclador presenta buena adaptación de los puertos de IF a frecuencias bajas.

PUERTO 1: Q- ~ PUERTO 2 Q+

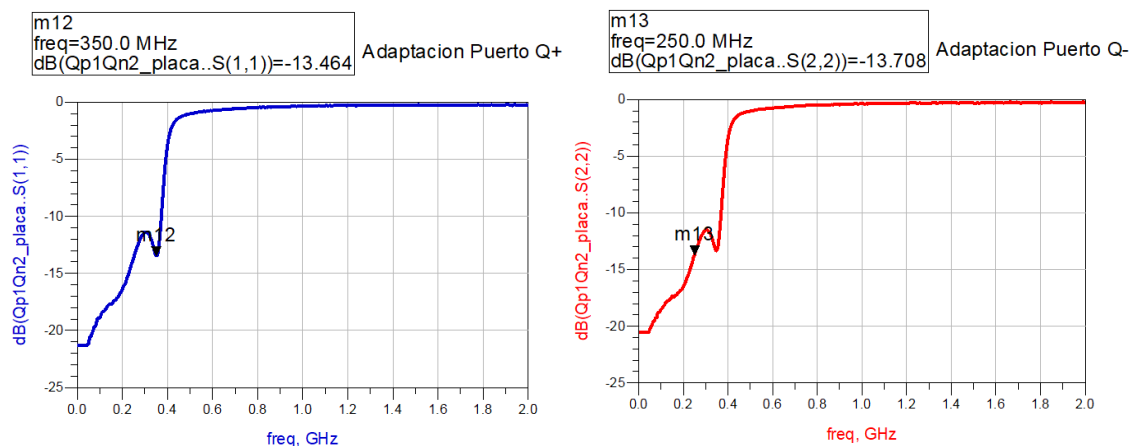


Fig. 130: adaptación puertos Q+ y Q-

En las gráficas de la Fig. 130 se han obtenido resultados similares a I+ e I- en la adaptación de los puertos Q+ y Q-.

PUERTO 1: RF ~ PUERTO 2: Q+

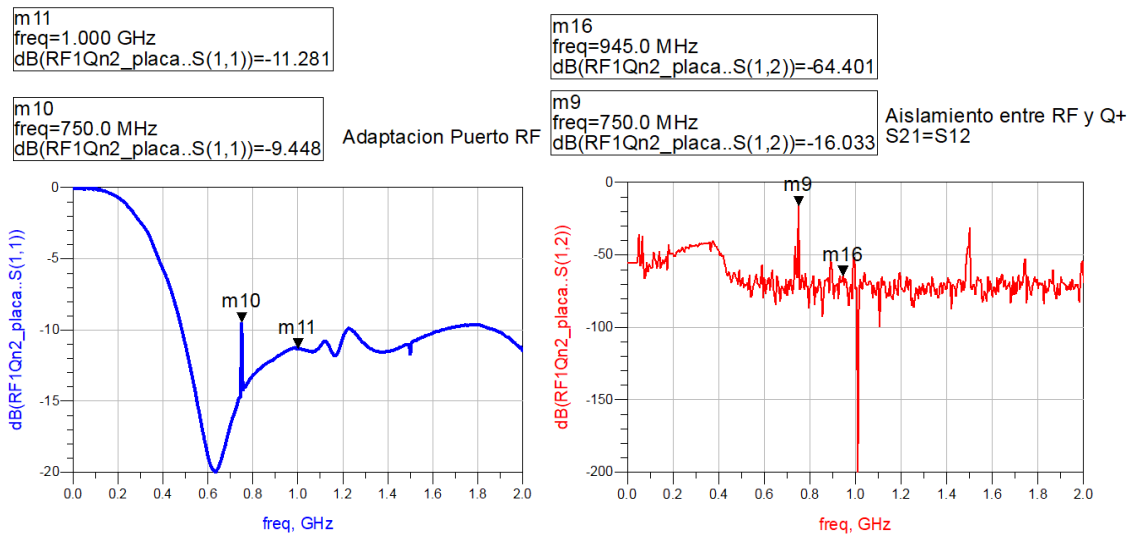


Fig. 131: adaptación puerto RF

Fig. 132: aislamiento puertos RF y Q+

En la grafica de la Fig. 131, se observa que el puerto de RF esta bien adaptado, por debajo de los 11 dB en el margen de frecuencias en el que trabaja 750 – 1000 MHz. En 750 MHz la adaptacion empeora debido a la presencia de señal de OL.

El aislamiento entre el puerto RF y Q+ es siempre superior a los 50 dB, salvo en 750 MHz, donde cae a 16 dB a causa de la señal de OL (Fig. 132).

CONDICIONES DE MEDIDA 2

En este segundo caso se han tomado las medidas de adaptación del puerto de RF y el aislamiento entre el puerto Q- y el puerto de RF.

- PNA:
 - Barrido de frecuencia: $f = 45 \text{ MHz} - 2 \text{ GHz}$
 - Potencia: $P = 8 \text{ dBm}$
- Oscilador Local: apagado.
- Los puertos no conectados al PNA o a fuente se refieren a 50Ω .

PUERTO 1: RF ~ PUERTO 2: Q-

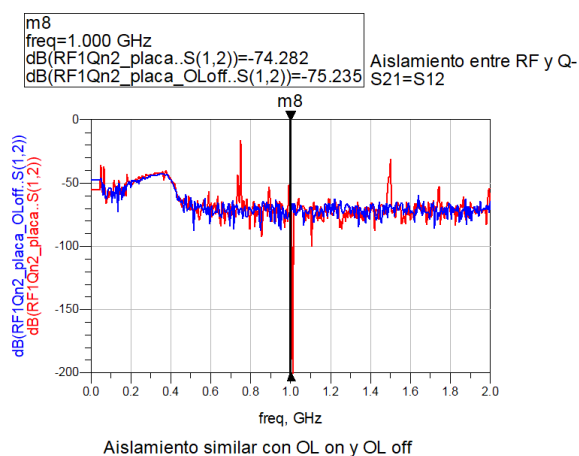
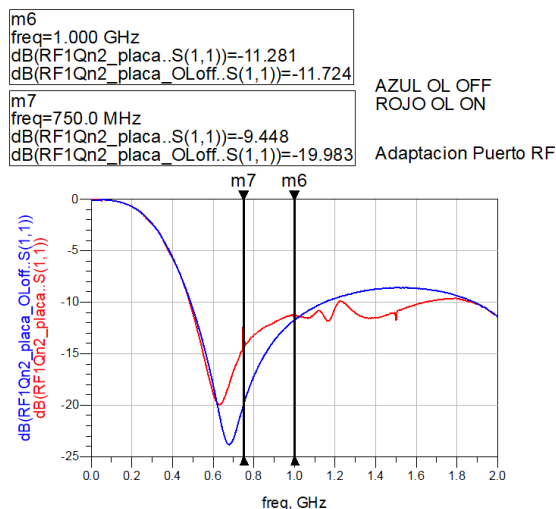


Fig. 133: adaptación puerto RF, comparativa OL on OL off

Fig. 134: aislamiento RF y Q-, comparativa OL on OL off

En la Fig. 133, se compara la gráfica de la adaptación del puerto de RF cuando el Oscilador Local está encendido y apagado. Se observa que la adaptación mejora cuando no hay una señal de OL entrando al mezclador. Con el oscilador local apagado la adaptación de RF mejora hasta 7 dB.

Se compara también en la Fig. 134 el aislamiento entre RF y Q-. Hay un aislamiento siempre superior a 50 dB.

CONDICIONES DE MEDIDA 3

Por último, se han tomado las medidas de adaptación del puerto de oscilador local (OL) y de RF, así como el aislamiento entre ellos.

- PNA:
 - Barrido de frecuencia: $f = 45 \text{ MHz} - 2 \text{ GHz}$
 - Potencia: $P = 0 \text{ dBm}$, potencia habitual de OL y de RF en el sistema
- Oscilador Local conectado en puerto 2 del PNA.
- Los puertos no conectados al PNA o a fuente se refieren a 50Ω .

PUERTO 1: RF ~ PUERTO 2: OL+

m5
freq=750.0 MHz
dB(RF1OL2_placa..S(1,1))=-19.965

m4
freq=1.000 GHz
dB(RF1OL2_placa..S(1,1))=-11.769

Adaptación RF

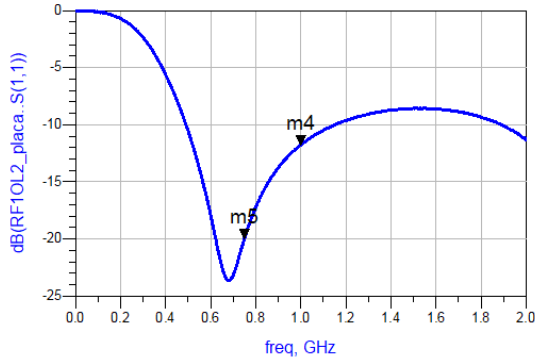


Fig. 135: adaptación puerto RF

m3
freq=750.0 MHz
dB(RF1OL2_placa..S(2,2))=-7.392

Adaptación OL

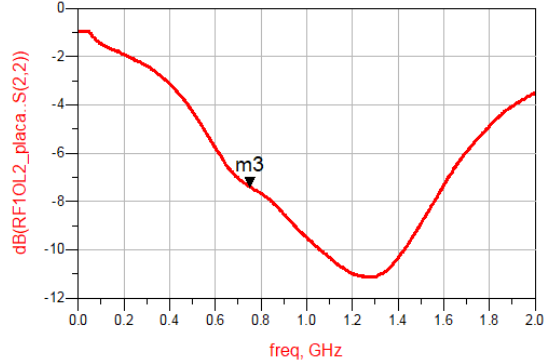


Fig. 136: adaptación puerto OL

La adaptación del puerto de RF (Fig. 135) 13 dB en 750 MHz y 18 dB en 1 GHz. La adaptación del puerto de OL es algo menor, 7 dB (Fig. 136).

Por último, se representa el aislamiento entre los puertos de RF y OL en la gráfica de la Fig. 137. El aislamiento es distinto de RF a OL que de OL a RF, siendo mejor el aislamiento de RF a OL (en ROJO). Esto se debe a la estructura interna del mezclador que amplifica la señal de OL hacia RF, mientras que de RF a OL la atenúa unos 20 dB.

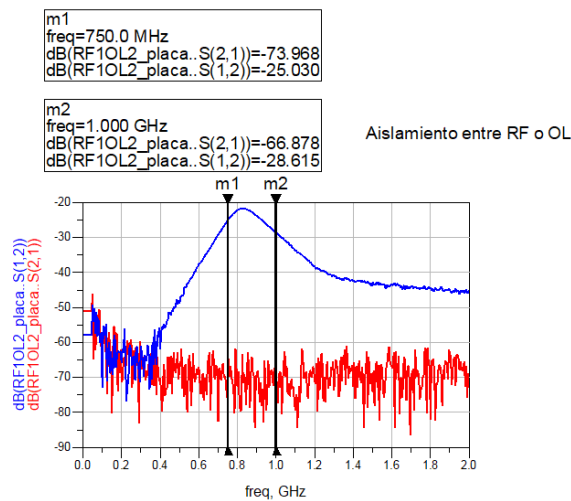


Fig. 137: aislamiento entre puertos: de OL a RF (azul) y de RF a OL (rojo)

4. DISEÑO DEL LAYOUT DEL SISTEMA

Tras la caracterización de algunos de los subsistemas y el análisis de todos los componentes restantes se ha diseñado el PCB completo de la tarjeta de readout transmisora.

Las dimensiones del circuito son del orden de la longitud de onda, por lo que no se producirán desfases apreciables en las señales que se propagan.

$$\lambda = \frac{c}{f * \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{(3 * 10^8)}{10^9 * \sqrt{3.38}} = 16.32 \text{ cm} \quad (24)$$

En el momento de diseñar el layout del sistema se han tenido en cuenta varios aspectos. Los puertos de entrada de señal deben estar adecuadamente separados para poder tomar medidas cómodamente con conectores de mayor diámetro. Para las tensiones de alimentación, en el caso de los switches, es necesario tener un control simultáneo para conmutar al mismo tiempo. También, para los componentes polarizados, colocar condensadores de desacoplo para evitar propagación de señal continua al resto de componentes.

Se muestra el layout completo del diseño en la Fig. 138. Los componentes y layout ampliado en *Anexo II – Montajes: PCB layout y tablas*.

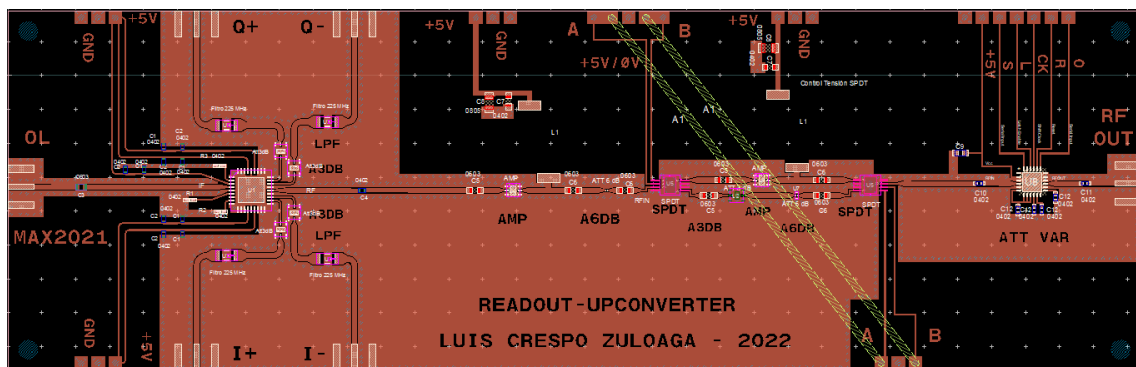


Fig. 138: layout módulo Up-converter

En la Fig. 138 se muestra una parte del layout del sistema completo en el que aparece el primer amplificador junto al tramo comprendido por los conmutadores. Se observa como los condensadores C5 y C6 se sitúan a la entrada y salida de los conmutadores y los amplificadores a modo de bloqueo de continua. Las tensiones de continua de los switches se unifican mediante un cable por la cara inferior de la placa, de manera que la tensión se altera simultáneamente y sin problemas de diseño en el circuito impreso.

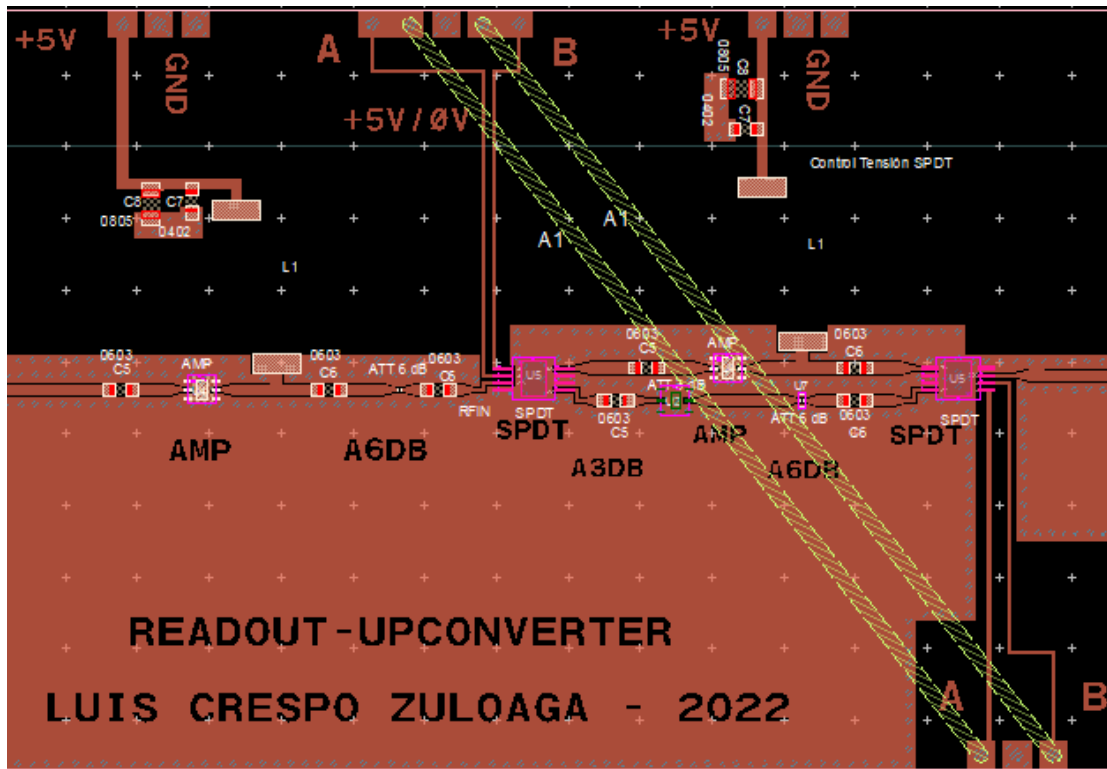


Fig. 139: extracto del PCB del sistema

En la Fig. 140 se muestra el resultado final del montaje del PCB del sistema modulador completo

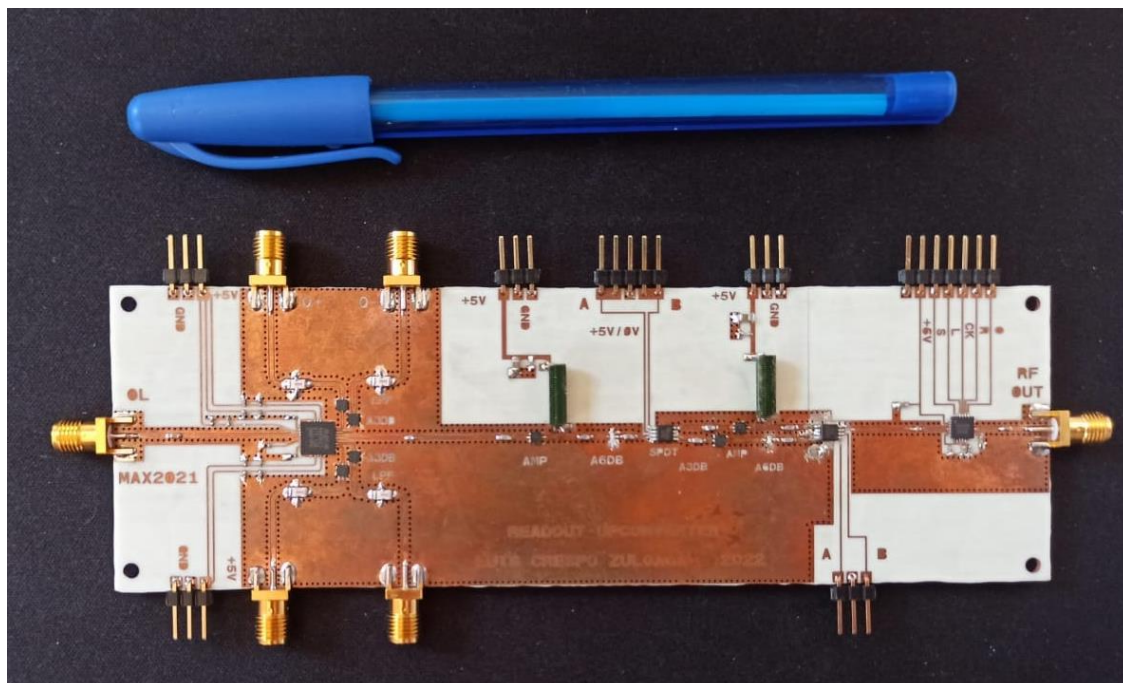


Fig. 140: PCB sistema modulador RF

5. CARACTERIZACIÓN DEL SISTEMA

Tras la fabricación del PCB del sistema completo de modulación de RF, se ha realizado su correspondiente caracterización. En primer lugar, se ha realizado una medida controlada, utilizando un generador del laboratorio para generar una señal de un tono. A continuación, ara obtener un estudio del funcionamiento real del sistema, se ha utilizado el Conversor Digital Analógico de Texas Instruments-DAC5681 para generar varios escenarios de señales multitono. Por último, se ha enlazado el sistema modulador con el sistema demodulador[18]. Para todas las medidas del sistema se han polarizado todos los componentes con una tensión de continua de 5 V, teniendo un consumo de corriente total de 400 mA.

5.1 Medidas con fuente de alterna.

En la gráfica de la Fig. 141 se muestra el set-up utilizado para realizar las medidas del módulo de readout completo.

Nota: se recuerda los estados del sistema, estado 0 (S0) rama amplificación, estado 1(S1) rama atenuación.

Para el proceso de medidas se han empleado los subsistemas ya mencionados: divisor de potencia 90° y transformador de RF. La señal de RF y la señal de OL se han obtenido con un generador de señal, los componentes alimentados se han polarizado con a una fuente de continua, el conmutador se ha conectado a otra fuente de continua independiente para poder conmutar el estado del sistema y la lectura se realiza con el analizador de espectros.

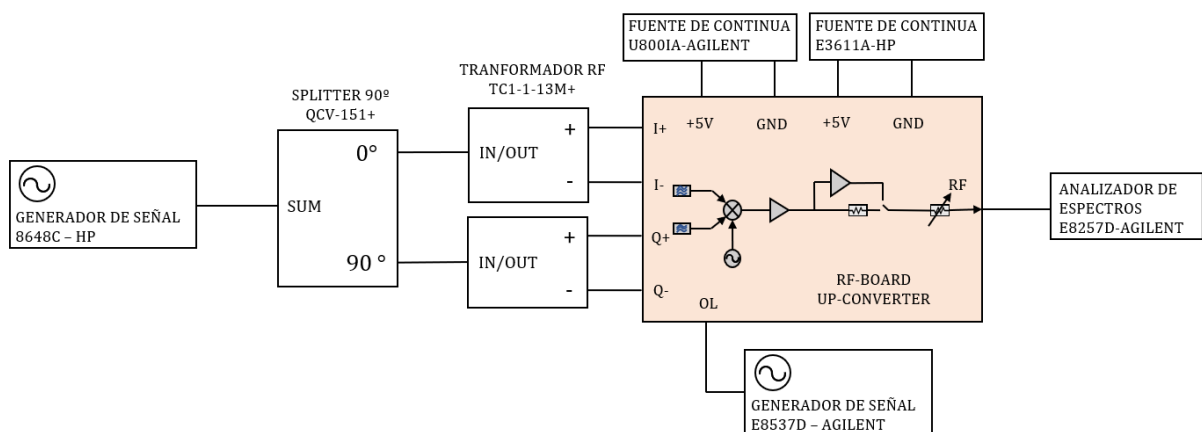


Fig. 141: esquema de caracterización sistema modulador RF

Para caracterizar el sistema y comprobar el correcto funcionamiento de los componentes se han introducido las señales utilizadas previamente en la caracterización de los subsistemas.

Asumiendo una potencia de DAC de -3 dBm en cada rama del sistema entrarían -9 dBm de potencia. En estas condiciones no se utiliza un DAC por lo que se ha simulado

esa situación generando una señal de 0 dBm en la frecuencia de 100 MHz. Es en esta frecuencia donde el splitter y el transformador ofrecían las mínimas pérdidas. El oscilador local suministra una potencia de 0 dBm en la frecuencia de 750 MHz.

En la Fig. 142 se muestran las conexiones realizadas para la caracterización del sistema en el laboratorio. El control de potencia se realiza con la fuente de alimentación de los conmutadores, siendo posibles los casos S0 para la rama de amplificación, y S1 para la rama de atenuación. El control de atenuación se realiza mediante el *rotary encoder* de Arduino. La atenuación se observa en el display de Arduino y es el valor que se indica en los casos de la Tabla 13: caracterización límites de potencia.

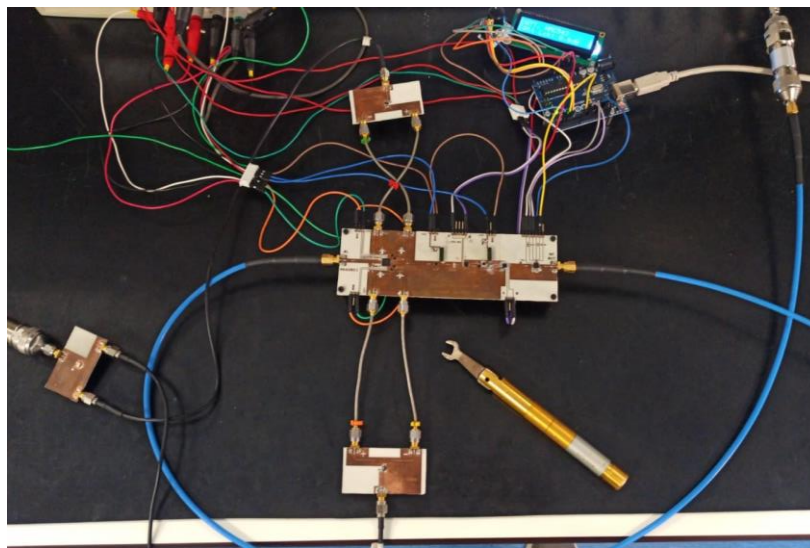


Fig. 142: setup de medida en el laboratorio del sistema modulador RF

A partir de estas condiciones de medida se han tabulado los límites del rango de potencia del sistema y se han comparado con los cálculos teóricos (Tabla 13: caracterización límites de potencia).

P _{fuelle} (dBm)	Estado switch	Atenuación	P _{out} (dBm)	P _{out} teórica (dBm)
0 dBm	S0	min	3.3	4.7
		24 dB	-19.8	-18.3
		MÁX	-27.3	-26.8
	S1	min	-19.7	-18.3
		8 dB	-27.4	-26.3
		MÁX	-49.5	-49.8

Tabla 13: caracterización límites de potencia señal de 100 MHz

A partir de los resultados se obtiene una variación de potencia de 0.5 dB en el estado de amplificación (S0), y hasta 1.5 dB en el estado de atenuación (S1). Esta variación se debe a las pérdidas que introducen el power splitter y el transformador de RF.

En la imagen de la Fig. 143 se muestra el espectro de la señal de salida del sistema cuando se encuentra en estado 0 y atenuación mínima. La potencia de la señal en la frecuencia de 850 MHz toma un valor de 3.3 dBm, frente a los 4.7 dBm calculados de manera teórica.

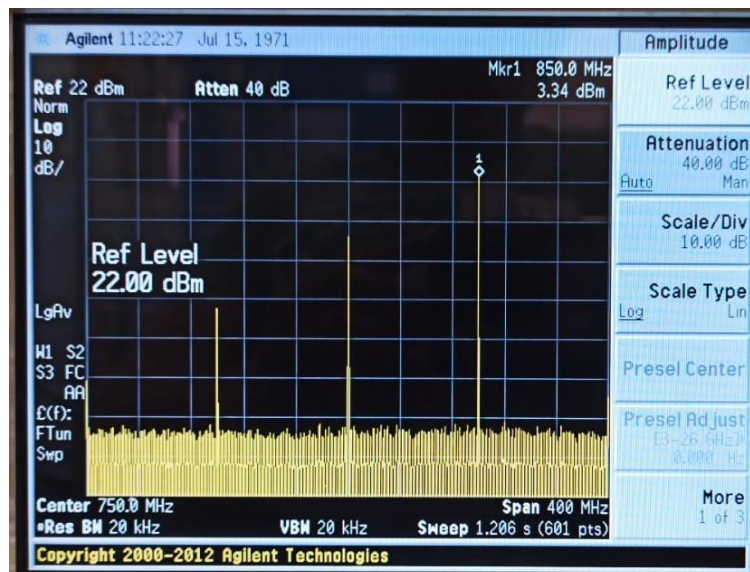


Fig. 143: salida del sistema en estado 0 y mínima atenuación

Se han tomado las mismas medidas para el caso en el que se introduce una señal de 150 MHz en los puertos de IF.

P _f fuente (dBm)	Estado switch	Atenuación	P _{out} (dBm)	P _{out} teórica (dBm)
0 dBm	S0	min	1.8	4.7
		24 dB	-21.5	-18.3
		MÁX	-28.9	-26.8
	S1	min	-21.4	-18.3
		7.5 dB	-28.9	-25.8
		MÁX	-52	-49.8

Tabla 14: caracterización límites de potencia señal de 150 MHz

Para la señal introducida de 150 MHz el sistema sufre más pérdidas, de nuevo introducidas en su mayor parte el divisor y el transformador de la entrada.

5.2 Medidas con generación de tonos. DAC

Para obtener una demostración práctica del funcionamiento del sistema se ha utilizado una tarjeta Conversora Digital Analógica de un canal con capacidad de generar una señal multitono. Debido a la limitación de canales de la tarjeta se necesitan nuevamente utilizar los subsistemas para introducir señal por los 4 puertos de IF del modulador IQ.

Para generar los tonos con el DAC se ha utilizado un software proporcionado por el fabricante. Con el software se generan digitalmente las señales y se envían a una FPGA (Field Programmable Gate Array). La FPGA envía la señal digital al DAC5681 (Fig. 144) y este la convierte a señal analógica. Una vez obtenida la señal analógica se puede introducir en el sistema de modulación.

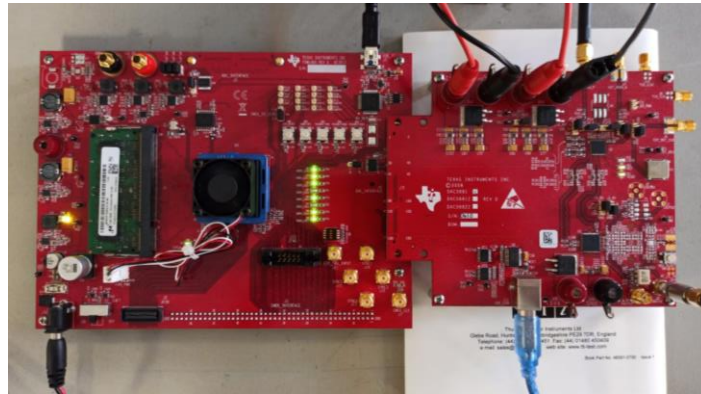


Fig. 144: DAC-5681 Texas Instrumentes

La generación de tonos se realiza en el rango de frecuencias entre 90 MHz y 110 MHz.

Se utiliza un setup equivalente al de la caracterización con un generador de señal, tal y como se observa en la Fig. 145.

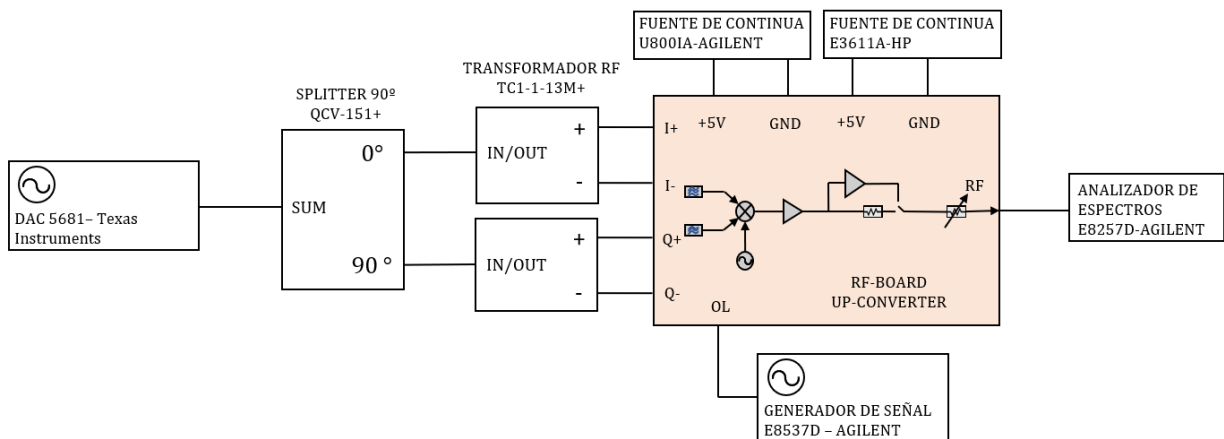


Fig. 145: setup medida con DAC

En las potencias que se obtienen a la salida del sistema modulador en función del número de tonos introducidos. Se han estudiado los límites de potencia de los estados del sistema según los conmutadores y el atenuador variable.

N	P _{in} 1 Portadora Salida del DAC (dBm)	Estado del Switch	Atenuador Variable	P _{out} 1 portadora Salida del sistema (dBm)
1	2.8	S0	min	6.2
		S0	MÁX	-24.3
		S1	min	-16.8
		S1	MÁX	-47
10	-16.5	S0	min	-13.3
		S0	MÁX	-44
		S1	min	-36.7
		S1	MÁX	-97.5

Tabla 15: análisis potencia de 1 tono a la salida, generación de 1 y 10 portadoras con DAC

En la imagen de la Fig. 146 se muestra el espectro de una señal de una única portadora a salida del DAC. A la derecha, se observa la señal a salida del sistema para el estado 0 y la mínima atenuación.

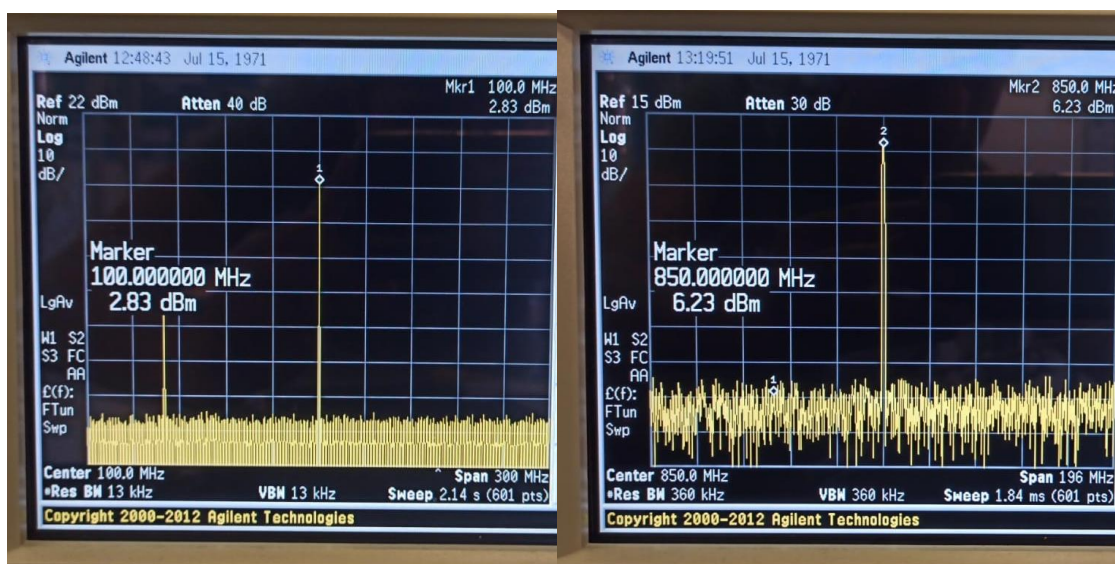


Fig. 146: potencia de 1 portadora a la salida del DAC y a la salida del sistema

Se muestra en la Fig. 147 las 10 portadoras generadas por el DAC con una potencia de -16.5 dBm por portadora. La señal se modula en el sistema conversor y se obtiene una potencia de -13.3 dBm en cada portadora.

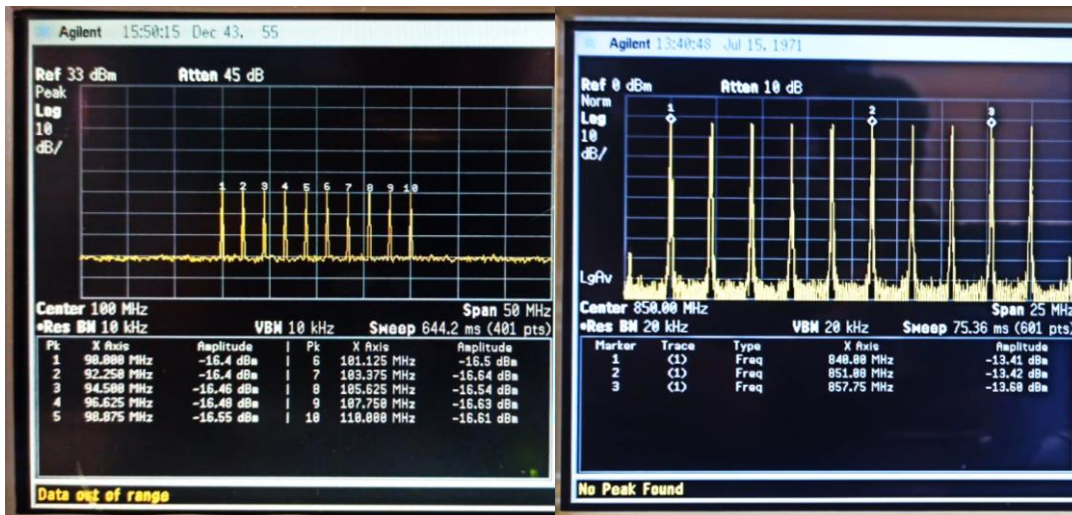


Fig. 147: 10 portadoras a la salida del DAC y a la salida del sistema

Una vez comprobado el rango de potencia del sistema en la conversión de señales de 1 y 10 tonos, se han realizado pruebas de funcionamiento para conseguir los límites de potencia de 1 portadora a la entrada del criostato, o lo que es lo mismo, a la salida del sistema modulador.

El rango de potencias de las portadoras a la entrada del criostato debe encontrarse en el rango de -75 dBm a -45 dBm. Por ello, se han emulado estos casos introduciendo señales multitono de 10, 20 50 y 1000 portadoras, y mediante el control de atenuación del sistema se han conseguido los valores límite de potencia de cada una de las portadoras.

N	P _{in} 1 Portadora Salida del DAC (dBm)	Estado Switch	Atenuador Variable (dB)	P _{out} 1 portadora Salida del sistema (dBm)
10	-16.5	S1	9	-45
20	-22	S0	27	-45
20		S1	3	-45
50	-30.2	S0	19	-45
50		S1	26	-75
1000	-56	S0	27	-75
1000		S1	3	-75

Tabla 16: emulación de límites de potencia de entrada al criostato

Analizando los casos de la Tabla 16, en el caso de 20 portadoras no se alcanza la potencia mínima de 1 portadora de -75 dBm. Para 50 portadoras solo se alcanzan -45 dBm en estado 0 y -75 dBm en estado 1. Y en el caso de 1000 portadoras no se alcanza la potencia máxima de 1 portadora -45 dBm. En la gráfica de la Fig. 148 se muestra el caso en el que a la salida se consigue una señal de 10 tonos con una potencia de -45 dBm en cada portadora.

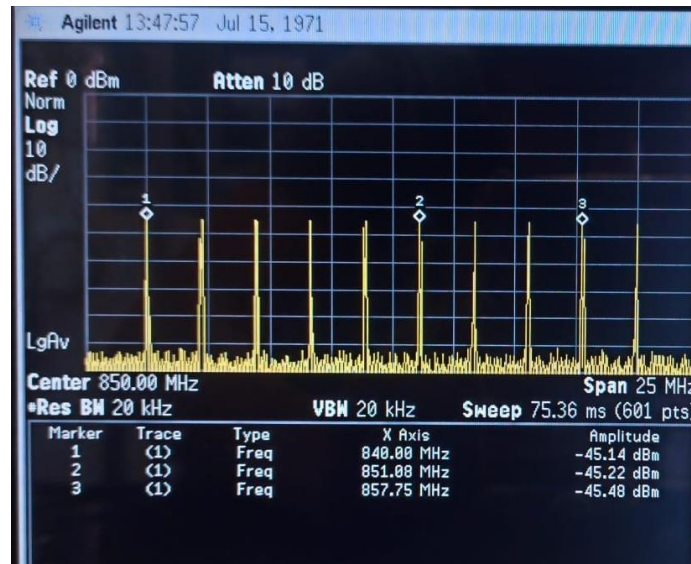


Fig. 148: espectro señal 10 tonos a la salida del sistema, -45 dBm cada portadora

5.3 Medidas módulo completo readout: up-converter y down-converter

Para completar el estudio completo del sistema y validar su aplicación, se ha interconectado el sistema modulador y el sistema demodulador equivalente[18]. De esta manera se puede obtener una medida de potencia de referencia del sistema de readout, o lo que es lo mismo, una calibración del sistema de readout.

En la Fig. 149 se muestra el setup utilizado en las medidas tomadas en el laboratorio. Para generar los tonos se utiliza de nuevo el DAC de Texas Instruments. Se ha introducido el mismo generador de OL para los dos módulos conversores utilizando un divisor de potencia. De esta manera se asegura el sincronismo de modulación y demodulación, reduciendo el ruido de fase que introducen los mezcladores.

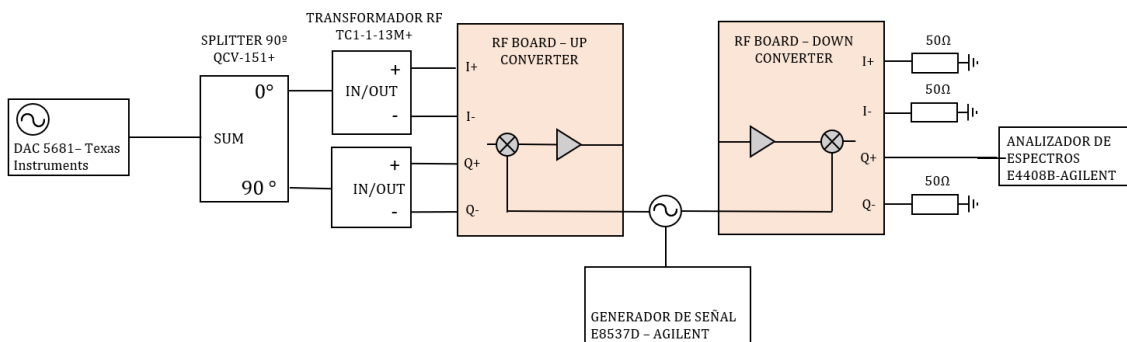


Fig. 149: esquema setup medidas sistemas modulador y demodulador conectados

Se han generado los mismos casos que se han estudiado en el apartado anterior (5.2), introduciendo 10, 20, 50 y 1000 portadoras.

En la Tabla 17 se han anotado los valores de potencia de salida del sistema modulador, tanto 1 portadora como de la señal multitono completa, y los valores de entrada y salida del sistema demodulador, de 1 portadora y de la señal multitono.

En este caso, para calcular la potencia total de la señal multiportadora se ha omitido el término del factor de cresta. Por lo tanto, la ecuación (25) demuestra el cálculo de la potencia total de la señal.

$$P_{total} = P_{1tono}(dBm) + 10\log(N) \quad (25)$$

N	N (dB)	Estado Switch	Atenuador Variable	P _{out mod 1 portadora} (dBm)	P _{out mod = P_{in demod} Total} (dBm)	P _{out demod 1 portadora} (dBm)	P _{out} (dBm)
10	10	S1	9	-45	-35	-30	-20
20	13	S1	3	-45	-43	-33	-20
50	17	S0	19	-45	-47	-37	-20
50	17	S1	26	-75	-66	-55.5	-38.5
1000	30	S1	0	-75	-67	-80	-50

Tabla 17: medida de potencia en sistema de modulador con entrada de sistema modulador

Según el análisis realizado para el sistema de demodulación[18] para un control preciso del procesado de señal procedente de los KIDs, la señal multitono deber ofrecer una potencia de -20 dBm. De esta manera el demodulador IQ funciona correctamente sin desequilibrios.

En la imagen de la Fig. 150 se muestra la señal de salida del sistema de modulación, 10 tonos a la frecuencia de 850 MHz, de -45 dBm de potencia cada uno. Esta señal se demodula con el sistema de conversión downconverter y se obtiene la señal a la salida de la Fig. 151,

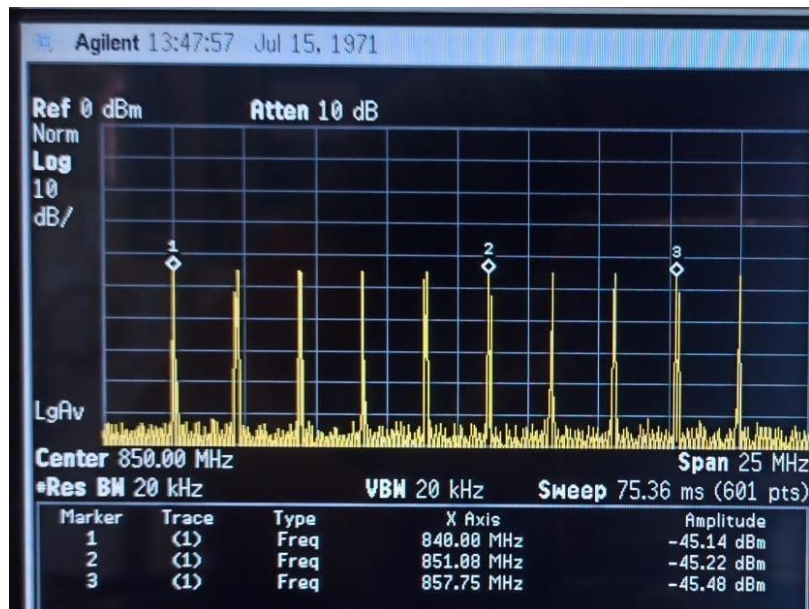


Fig. 150: señal de 10 tonos a la salida del sistema modulador

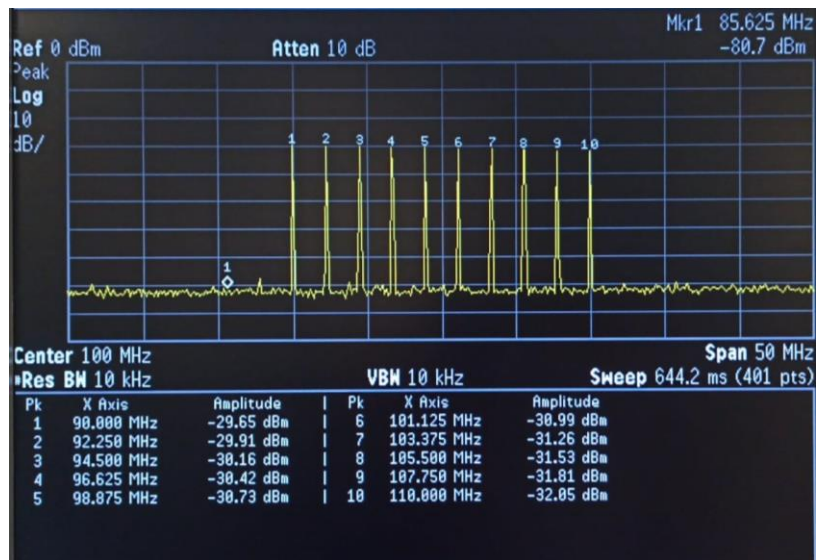


Fig. 151: señal de 10 tonos a la salida del sistema demodulador

De los casos estudiados, para 10, 20, 50 portadoras, los sistemas son capaces de funcionar correctamente en cascada. En el caso de emplear los detectores de medida, el sistema sería capaz de acomodar la potencia en un rango mayor tanto de potencia, como de portadoras.

6. CONCLUSIONES

Se ha diseñado y caracterizado un sistema de RF con modulación I/Q para lectura de Detectores de Inductancia Cinética. Se ha realizado con control de ganancia/atenuación para tener control de la potencia requerida en la lectura de los KIDs que permiten multiplexado en frecuencia. A partir de los resultados obtenidos de las medidas realizadas con el sistema de modulación, se puede concluir que el sistema cumple los requerimientos de funcionamiento. Se consigue establecer la potencia de cada una de las portadoras de la señal multitono dentro del rango delimitado por los KIDs con el control de potencia incluido en el sistema. Además, la conversión de frecuencias se consigue de manera controlada tal y como estaba previsto.

La investigación de los sistemas de detección de inductancia cinética está en plena actividad de desarrollo. Cada vez se diseñan sistemas más sofisticados para la observación del fondo cósmico de microondas: sistemas con cada vez mayor número de KIDs, más precisos y en frecuencias de detección más altas. Por ello, el avance de los sistemas de readout debe ir de la mano con las mejoras tecnológicas que se produzcan en este campo.

Por ello, este trabajo posee el potencial de mejorar sus prestaciones para mejorar la calidad y la comodidad de la medida de los KIDs.

Una de las futuras líneas de trabajo del proyecto, consistiría en implementar un sistema conjunto de readout, integrando el sistema modulador y demodulador en una sola placa de control. De esta manera, se evitaría el uso de cableado en la interconexión de ambos módulos, reduciendo pérdidas de potencia y desfases indeseados.

En cuanto a la generación de señales multitono, durante el proyecto se han ido encontrando nuevas maneras de obtener dichas señales. La problemática que presenta el modulador IQ MAX2021 son sus entradas de IF equilibradas. Finalmente, se ha utilizado un DAC de un canal y un sistema transformador para conseguir las 4 señales diferenciales de entrada. Por este motivo, se podría adquirir una nueva tarjeta DAC de 2 canales que permita generar directamente las 4 señales diferenciales necesarias. Por simetría en la investigación, sería necesario también un ADC (convertor analógico digital) para estudiar las señales recibidas.

Por último, otro de los posibles trabajos a futuro es el diseño de un sistema de control automatizado por software. Un control total del sistema que modifique los controles de atenuación automáticamente, de manera que el usuario solo necesite introducir las portadoras que se deseen evaluar en los KIDs.

Los objetivos preestablecidos para este proyecto se han cumplido, alcanzando la aplicación del sistema en el entorno controlado del laboratorio. Por ello se concluye el trabajo con resultado exitoso.

7. REFERENCIAS

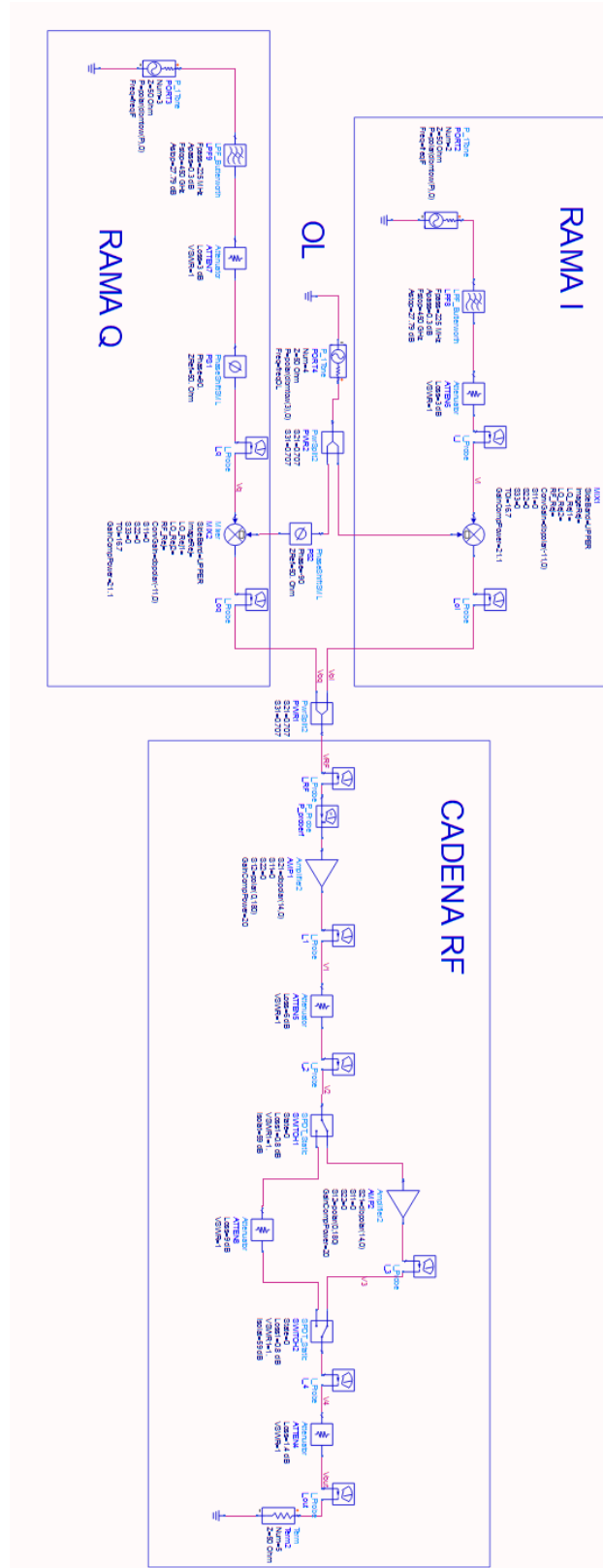
- [1] Bourrion, O., Bideaud, A., Benoit, A., Cruciani, A., Macias-Perez, J. F., Monfardini, A., ... & Vescovi, C. (2011). Electronics and data acquisition demonstrator for a kinetic inductance camera. *Journal of Instrumentation*, 6(06), P06012.
- [2] J. van Rantwijk, M. Grim, D. van Loon, S. Yates, 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.
- [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] Duan, Ran, Sean G. McHugh, Bruno Serfass, Benjamin A. Mazin, Andrew Merrill, Sunil Golwala, Thomas Patrick Downes, Nicole G. Czakon, Peter K. Day, Jiansong Gao, Jason Glenn, Matthew I. Hollister, Henry G. Leduc, Philip Richard Maloney, Omid Noroozian, Hien Trong Nguyen, Jack Sayers, James A. Schlaerth, S. R. Siegel, John E. Vaillancourt, Anastasios Vayonakis, Peter J. Wilson and Jonas Zmuidzinis. "An open-source readout for MKIDs." *Astronomical Telescopes + Instrumentation* (2010).
- [5] D. Jorgesen, «IQ, IMAGE REJECT & single sideband Mixer Primer». Disponible en: https://www.markimicrowave.com/assets/appnotes/IQ_IR_SSB_Mixer_Primer.pdf
- [6] Y. Shibasaki et al., "Crest Factor Controlled Multi-Tone Signals for Analog/Mixed-Signal IC Testing," 2019 IEEE International Test Conference in Asia (ITC-Asia), 2019, pp. 7-12, doi: 10.1109/ITC-Asia.2019.00015.
- [7] David Pozar, "Microwave Engineering", Third Edition, John Wiley, 2005.
- [8] <https://www.minicircuits.com/pdfs/LFCN-225+.pdf>
- [9] <https://www.minicircuits.com/pdfs/QAT-3+.pdf>
- [10] <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX2021.pdf>
- [11] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc788a.pdf>
- [12] https://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Susumu%20PDFs/ATS_Series_Rev_2_DS.pdf
- [13] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc435a.pdf>
- [14] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc542b.pdf>
- [15] Abad, F. Diseño, fabricación y caracterización de una red reconfigurable de alimentación de antenas tipo slotline. Universidad Politécnica de Barcelona, Grado de Ingeniería Superior de Telecomunicación.
- [16] A. admin, «October 15, 2019», *Upverter Blog*. <https://blog.upverter.com/2019/10/15/>

- [17] Ruiz, R. Diseño de una antena impresa de ranura plegada sintonizable. Escuela Politecnica Superior, Universidad Carlos III de Madrid. Grado en Ingeniería de Sistemas de Comunicaciones.
- [18] Bociorisvili, E. 2022. Sistema RF con demodulación I/Q para lectura de detectores de inductancia cinética. Escuela Técnica Superiorde Ingenieros Industriales y Telecomunicacion, Universidad de Cantabria. Grado de Ingeniería en Tecnologías de Telecomunicación.

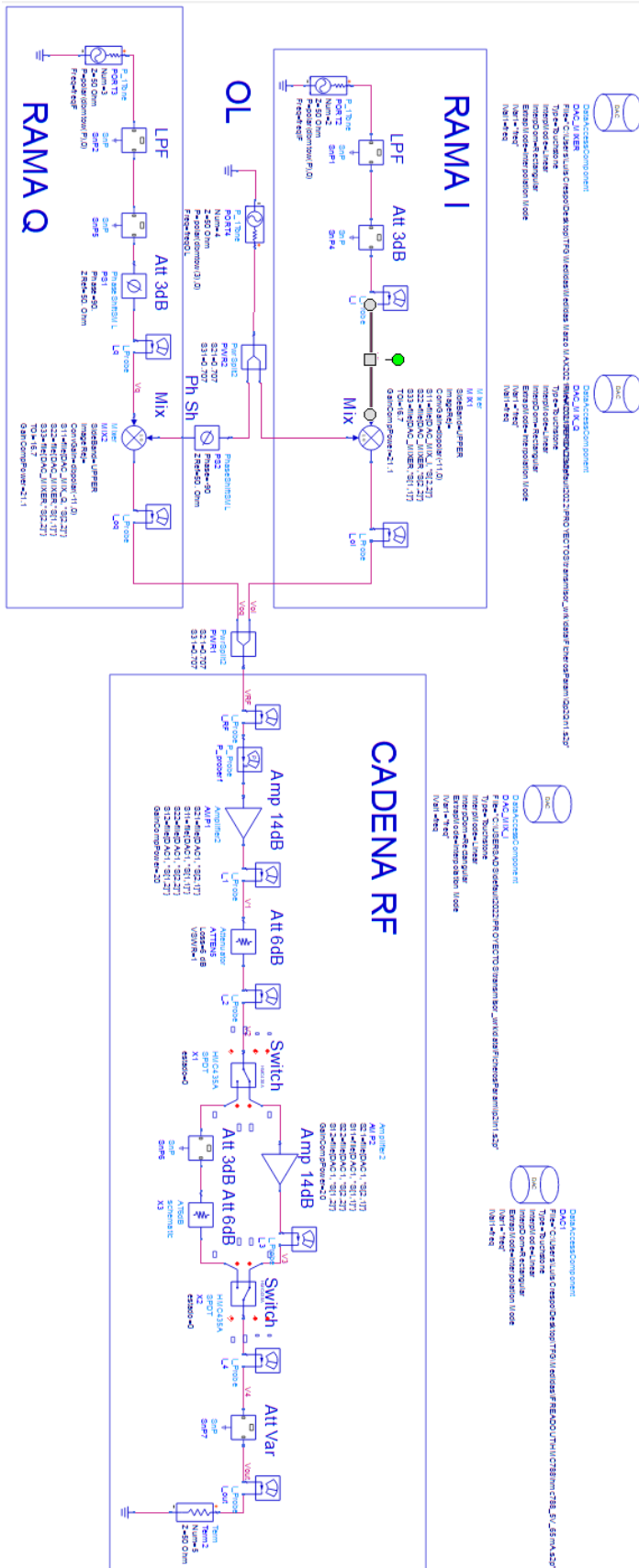
8. ANEXOS

Anexo I – Esquemáticos.

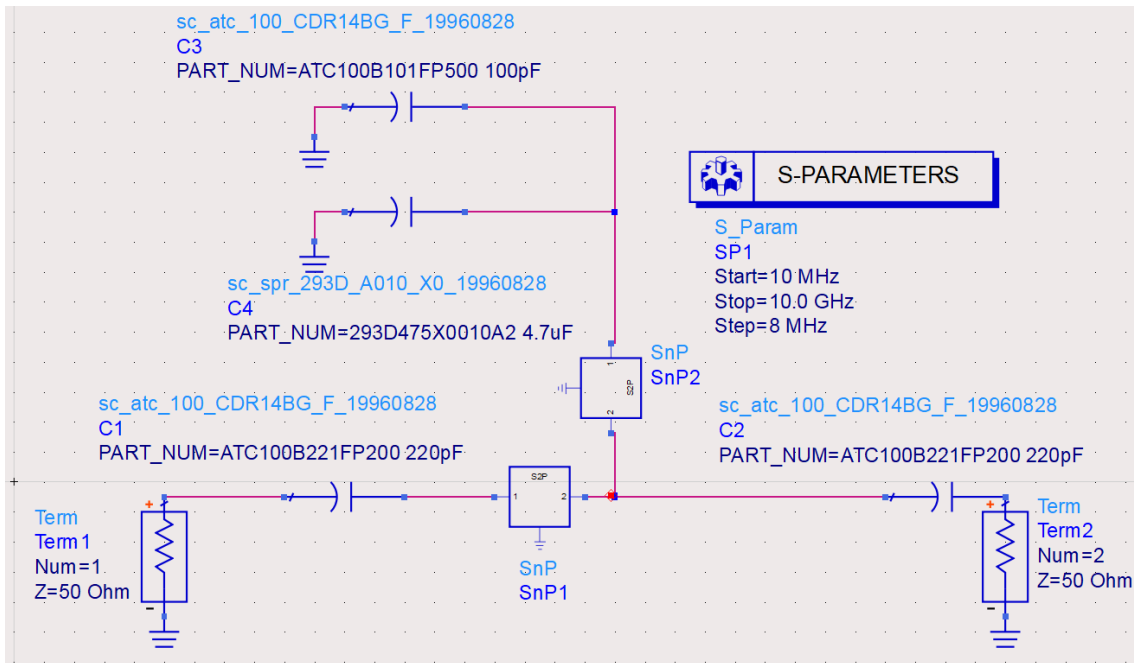
- Esquemático sistema simulación ideal con componentes de librería



➤ Esquemático sistema simulación con componentes comerciales

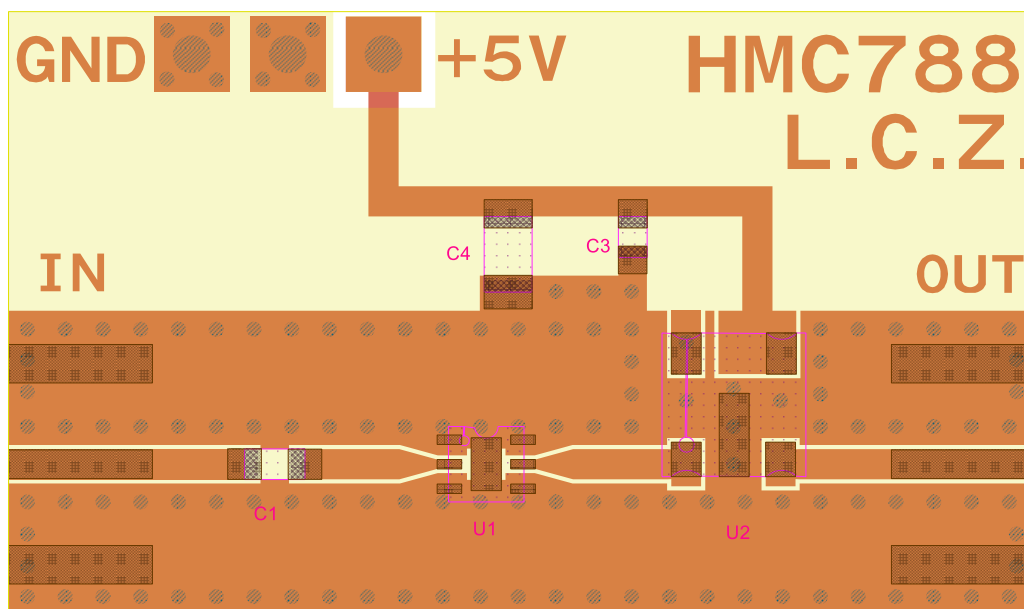
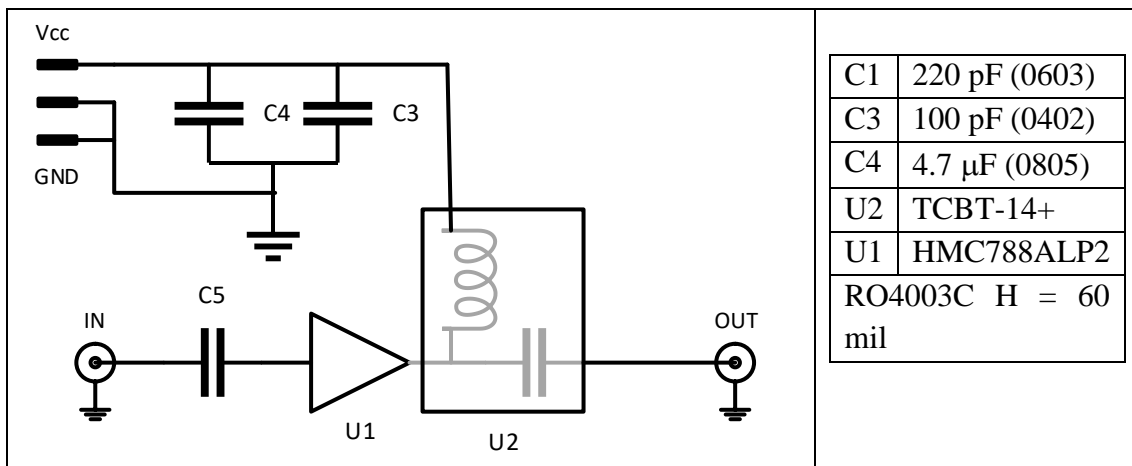


➤ Esquemático montaje HMC788ALP2E



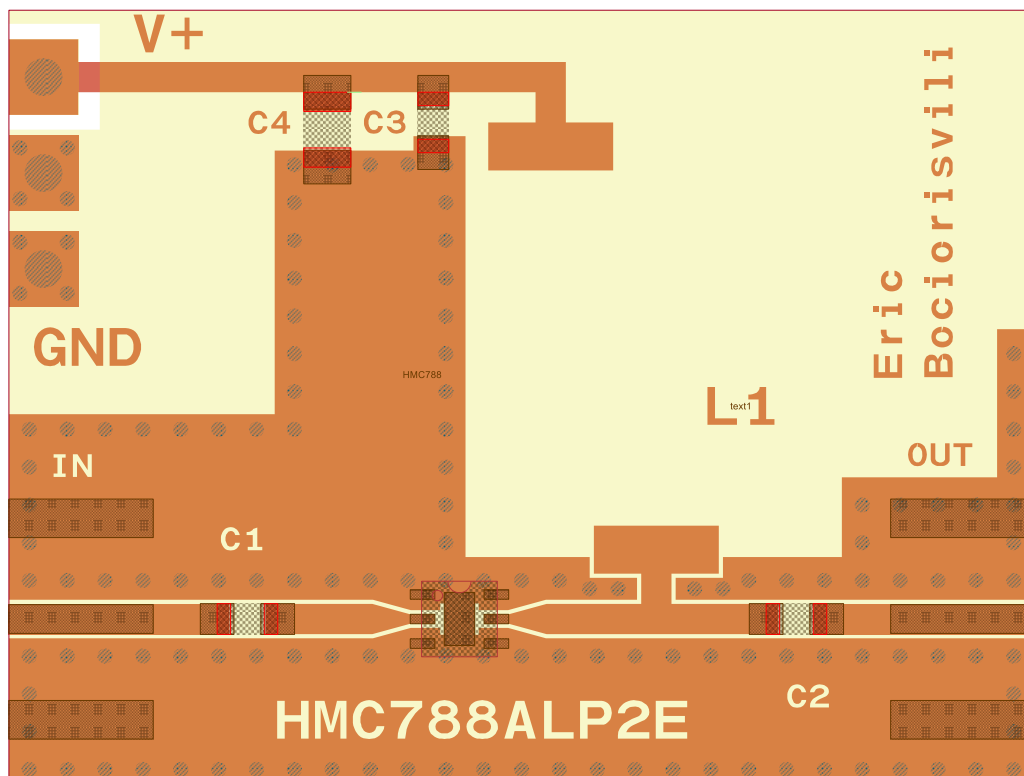
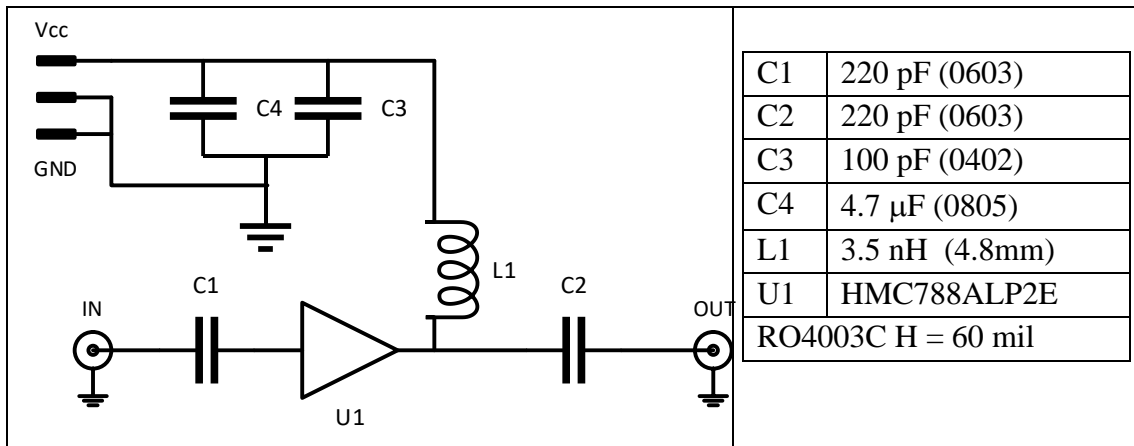
Anexo II – Montajes: PCB layout y tablas

➤ Montaje HMC788ALP2E con Bias-Tee



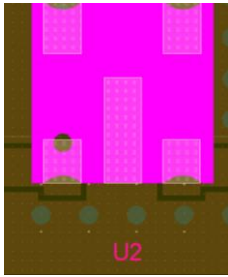
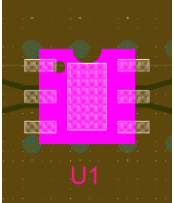
27.2 mm X 16 mm

➤ MONTAJE HMC788LP2E con bobina

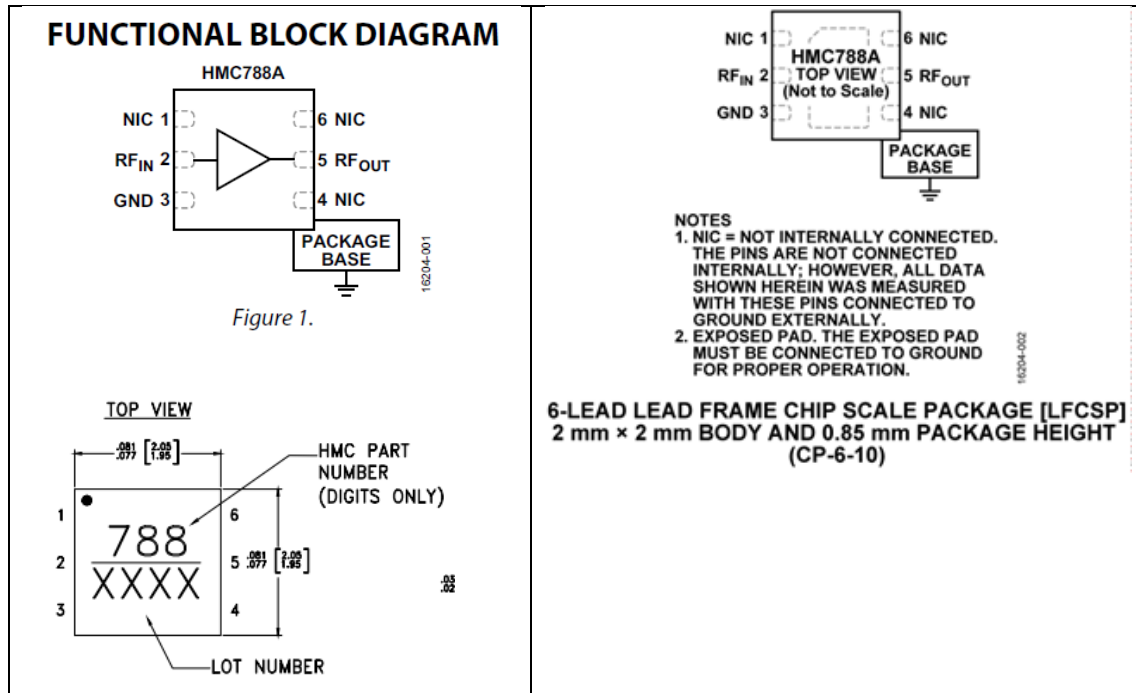


27.1 mm X 20.5 mm

Lista de material – HMC788ALP2E

TIPO	Cantidad	Descripción	Valor	FABRICANTE	Referencia
Substrato	1	Tamaño: 27.2 mm X 16 mm	RO4003C H = 60 mil $\epsilon_r = 3.38$	Rogers	RO4003C 0.060''
RF Conector	2	PCB – RF (Edge)	SMA Jack 50 Ohm h = 1.57 mm	RS PRO	RS 526-5785
DC conector	1	PCB - DC	2.54 mm – 1 row- right angle PCB	RS PRO	RS 251-8654
C1	1	Condensador desacoplo	220 pF (0603)	EDEN	0603N221J500LT
C2 (PCB con bobina)	1	Condensador desacoplo	220 pF (0603)	EDEN	0603N221J500LT
C3	1	Condensador bias	100 pF (0402)	KEMET	CBR04C101J3GAC
C4	1	Condensador bias	4.7 μ F (0805)	AVX	0805ZC475KAT2A
L1 (PCB con bobina)	1	Inductor-bias	3.5 nH (4.8mm x 11.68 mm)	Coilcraft	4310LC-352KE
U2 (PCB con bias tee)	1	Bias T 	3.5 nH (4.8mm x 11.68 mm)	Mini-circuits	TCBT-14+
U1	1	RF Gain Block 	RF Gain Block Package	Analog Devices	HMC788ALP2E

RF Gain block : HMC788ALP2E



Inductor: 4310LC-352KE

4310LC-352KE

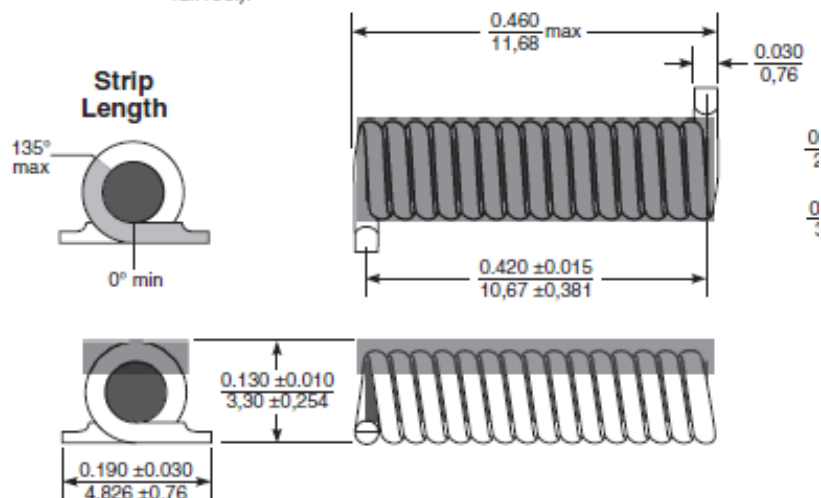
Packaging: C = 7" machine-ready reel. EIA-481 embossed plastic tape (350 parts per full reel). Quantities less than full reel available: in tape (not machine ready) or with leader and trailer (\$25 charge).

B = Less than full reel. In an effort to simplify our part numbering system, Coilcraft is eliminating the need for multiple packaging codes. When ordering, simply change the last letter of your part number from B to C.

D = 13" machine-ready reel. EIA-481 embossed plastic tape. Factory order only, not stocked (1500 parts per full reel).

16193 fixt.

- SRF meas and a Coil
- DCR meas
- Current th
- Because o
- Electrical s
- Refer to Doc 3

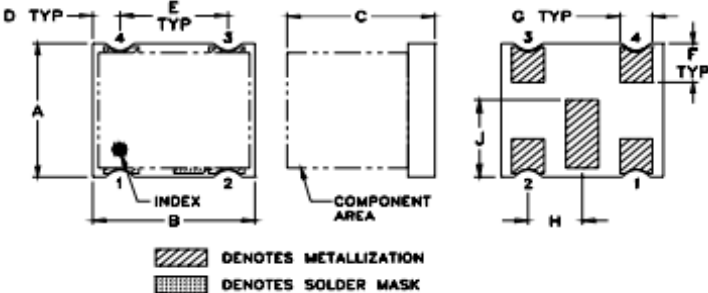


Bias Tee: TCBT-14+

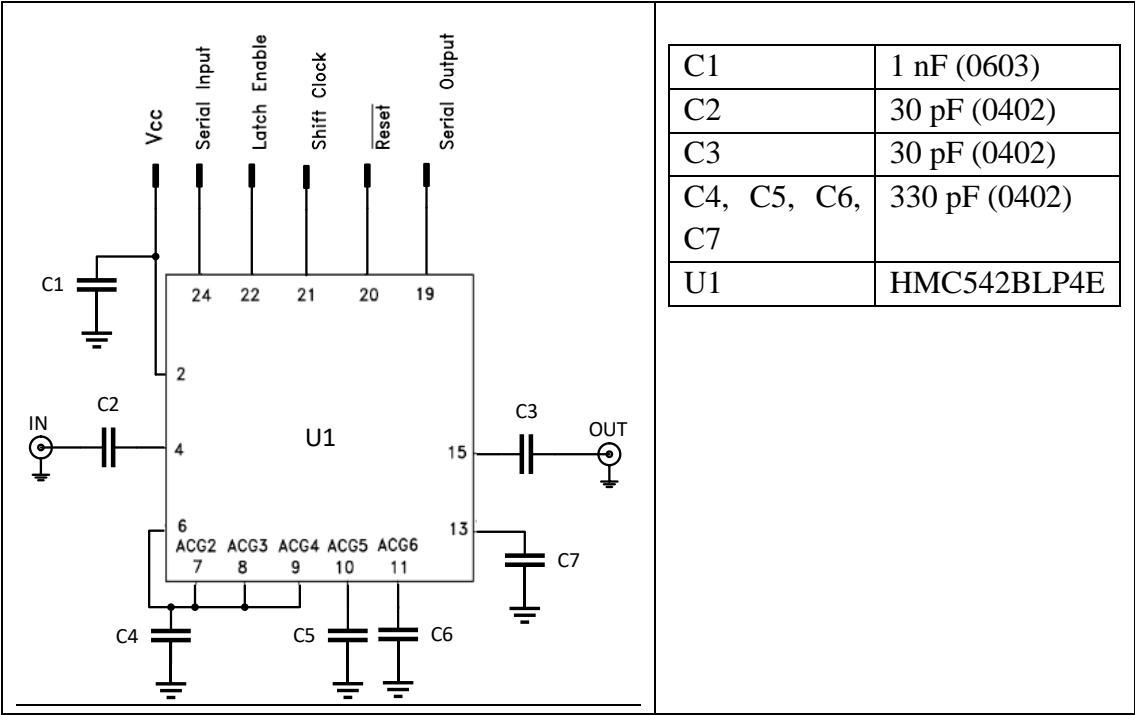
TCBT-14+
BIAS TEE / SURF MT / RoHS



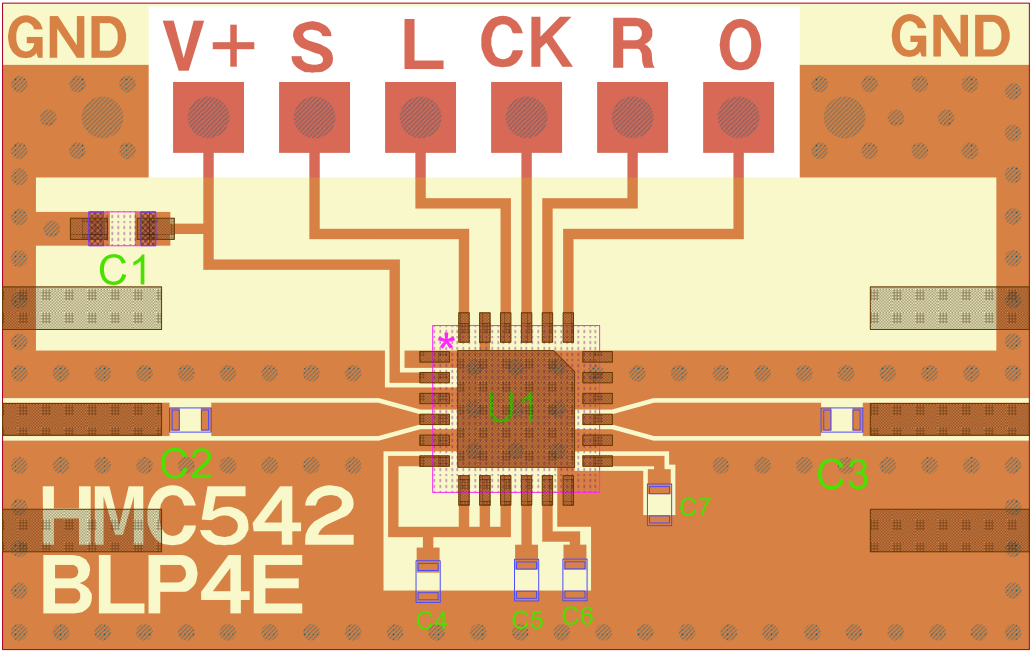
Outline Drawing



➤ MONTAJE ATENUADOR HMC542

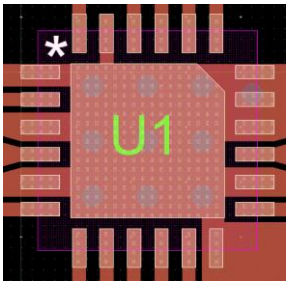


RO4003C H = 60 mil

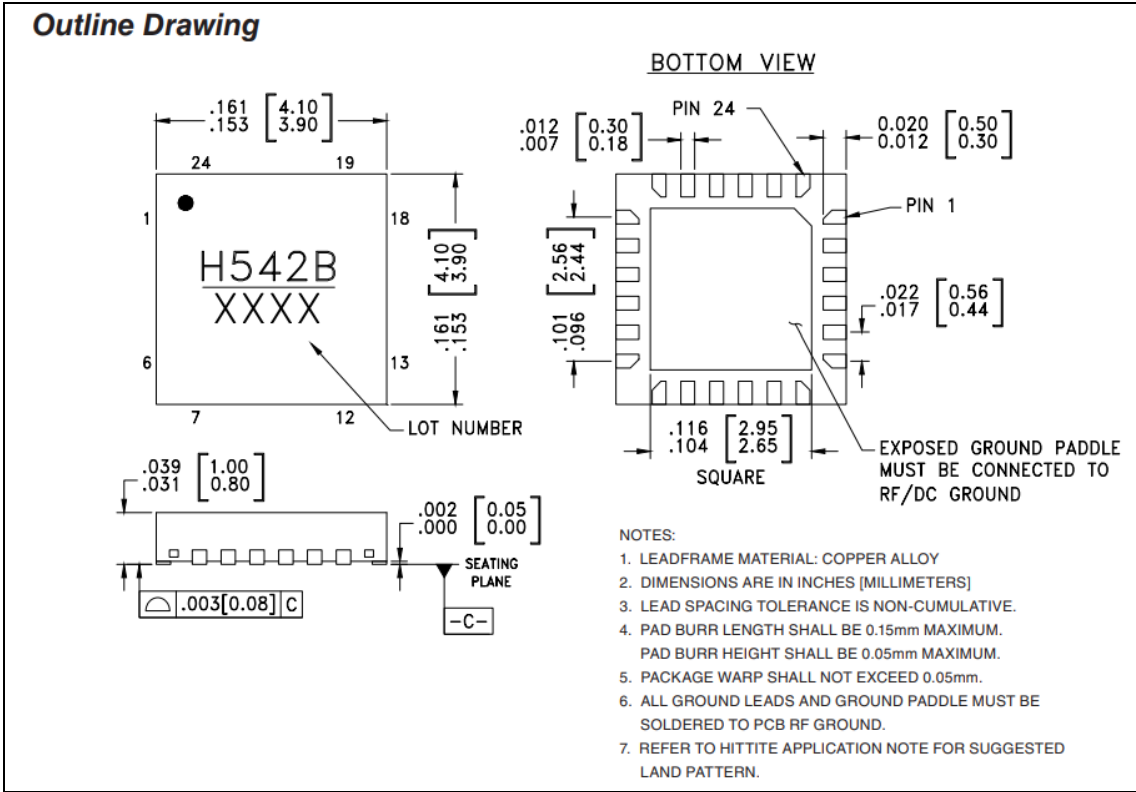


24.6 mm X 15.5 mm

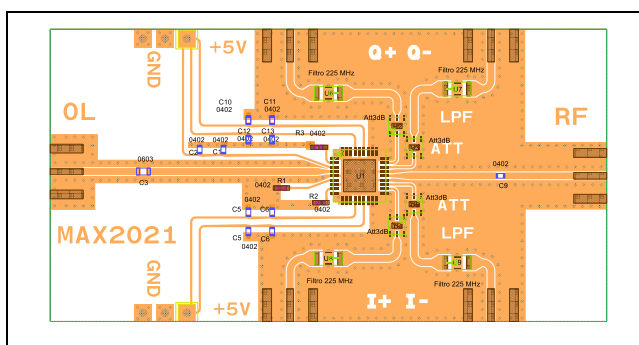
Lista de material

TIPO	Cantidad	Descripción	Valor	FABRICA NTE	Referencia
Substrato	1	Tamaño: 24.6 mm X 15.52 mm Fichero: att_layoutLAST_mascar a.dxf.dxf	RO4003 C H = 60 mil $\epsilon_r = 3.38$	Rogers	RO4003C 0.060''
RF Conector	2	PCB – RF (Edge)	SMA Jack 50 Ohm h = 1.57 mm	RS PRO	RS 526-5785
DC conector	1	PCB – DC 1 fila – 8 contactos Paso 2.54 mm	2.54 mm – 1 row PCB	RS PRO	RS 251-8367
C1	1	Condensador bias	1 nF (0603)		C0603C102K3GACT U
C2	1	Condensador desacoplo	220 pF (0603)	Johanson	201R07S300JV4S
C3	1	Condensador desacoplo	100 pF (0402)	Johanson	201R07S300JV4S
C4, C5, C6, C7	4	Condensador	330 pF (0402)		X7R0402331K025DF CT10000
U1	1	RF Gain Block 	Serial Control Attenuator or DC-4GHz	Analog Devices	HMC542BLP4E

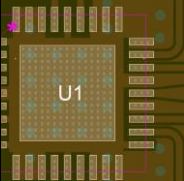
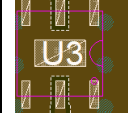
Serial Control Attenuator : HMC542BLP4E



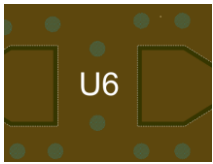
➤ MODULADOR IQ MAX 2021



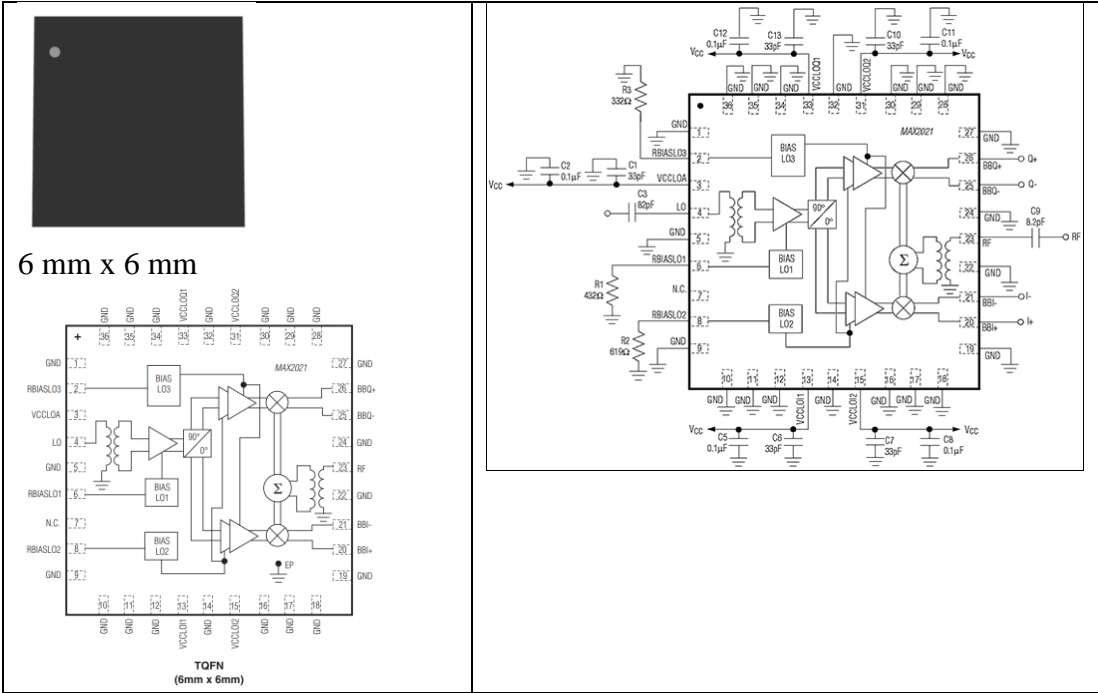
Fichero: PCB_MAX2021_LCZ.dxf
Tamaño: 64.5 mm x 34 mm
Substrato: RO4003C 0.060''

TIPO	Can tidad	Descripción	Valor	FABRICANT E	Referencia
Substrato	1	Tamaño: 64.5 mm x 34mm	RO4003C H = 60 mil. er = 3.38	Rogers	RO4003C 0.060''
RF Conector	6	PCB – RF (Edge)	SMA Jack 50 Ohm h = 1.57 m m	RS PRO	RS 526-5785
DC conector	2	PCB - DC	2.54 mm – 1 row-3	RS PRO	RS 251-8654
C1,C6,C7,C10, C13	5	Condensador bias	33 pF (0402)	WURTH	885012005042 NP00402330J050DFCT1 0000
C2,C5,C8,C11, C12	5	Condensador bias	0.1 uF (0402)	WURTH	885012205037 X7R0402104K016DFCT 10000
C3	1	Condensador desacoplo	82 pF (0603)	JOHANSON	L/C-603 DS 251R14S820JV4S
C9	1	Condensador desacoplo	8.2 pF (0402)	JOHANSON	L/C-402 DS 201R07S8R2CV4S
R1	1	Resistencia	430Ω (0402)	COMP-CARD	SMR-07
R2	1	Resistencia	620Ω (0402)	COMP-CARD	SMR-07
R3	1	Resistencia	330Ω (0402)	COMP-CARD	SMR-07
U1	1	Modulador IQ 	RF Package (6mm x 6 mm)	Maxim- integrated	MAX2021ETX+
U2,U3,U4,U5	4	Atenuador 	RF Package (2 mm x 2 mm)	Mini-circuits	QAT-3+

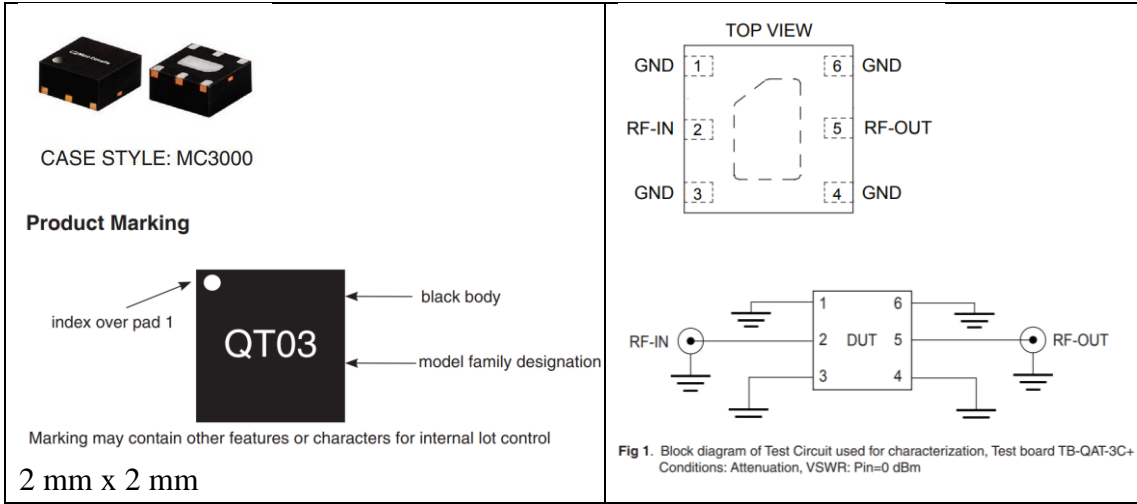
U6,U7,U8,U9	4	Filtro Paso Bajo	fc = 225 MHz (3.2 mm x 1.6 mm) Cerámico	Mini-circuits	LFCN-225+
-------------	---	------------------	---	---------------	-----------



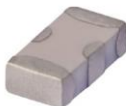
MAX2021ETX+



GAT-3+



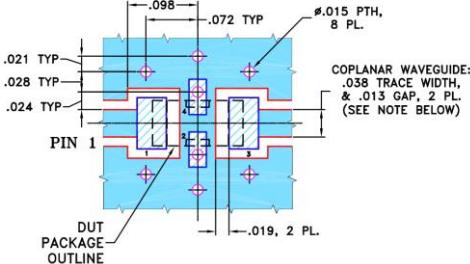
LFCN-225+



Generic photo used for illustration purposes only

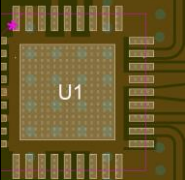

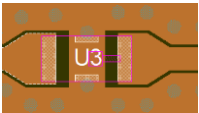
CASE STYLE: FV1206
3.2 mm x 1.6 mm

**DEMO BOARD MCL P/N: TB-270
SUGGESTED PCB LAYOUT (PL-137)**

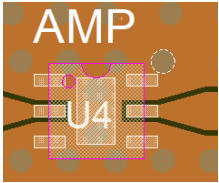
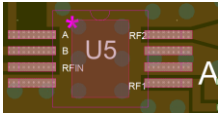
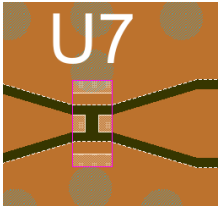
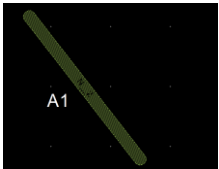


➤ Montaje sistema completo

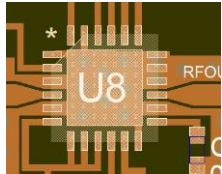
Lista de material PCB UP-CONVERTER (Luis Crespo Zuloaga)

Fichero: PCB_UPCONVERTER_LCZ.dxf Tamaño: 167mm x 53mm Substrato: RO4003C 0.060''					
TIPO	Cantidad	Descripción	Valor	FABRICANTE	Referencia
Substrato	1	Tamaño: 167 mm x 53mm	RO4003C H = 60 mil. $\epsilon_r = 3.38$	Rogers	RO4003C 0.060''
RF Conector	6	PCB – RF (Edge)	SMA Jack 50 Ohm h = 1.57 mm	RS PRO	RS 526-5785
DC conector	2	PCB - DC	2.54 mm – 1 row-3	RS PRO	RS 251-8654
C1	5	Condensador bias	33 pF (0402)	WURTH	885012005043 NP00402330J050DFCT1 0000
C2	5	Condensador bias	0.1 uF (0402)	WURTH	885012205037 X7R0402104K016DFCT 10000
C3	1	Condensador desacoplo	82 pF (0603)	JOHANSON	L/C-603 DS 251R14S820JV4S
C4	1	Condensador desacoplo	8.2 pF (0402)	JOHANSON	L/C-402 DS 201R07S8R2CV4S
R1	1	Resistencia	430Ω (0402)	COMP-CARD	SMR-07
R2	1	Resistencia	620Ω (0402)	COMP-CARD	SMR-07
R3	1	Resistencia	330Ω (0402)	COMP-CARD	SMR-07
U1	1	Modulador IQ 	RF Package (6mm x 6 mm)	Maxim- integrated	MAX2021ETX+
U2	5	Atenuador 	RF Package (2 mm x 2 mm)	Mini-circuits	QAT-3+
U3	4	Filtro Paso Bajo 	fc = 225 MHz (3.2 mm x 1.6 mm)	Mini-circuits	LFCN-225+

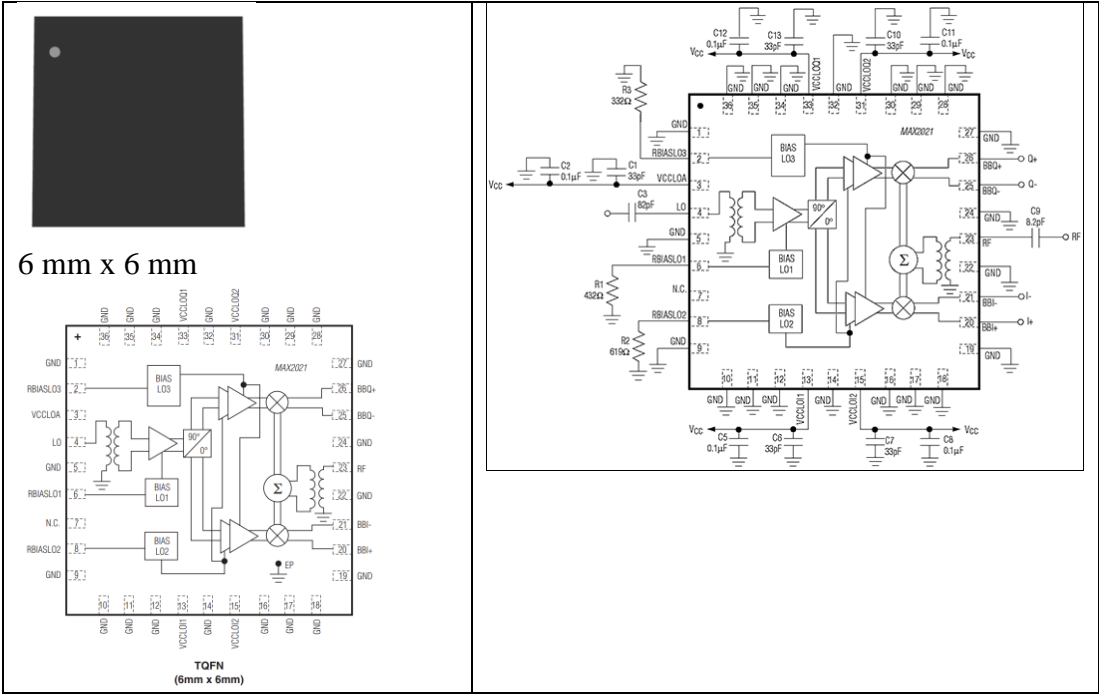
			Cerámico		

TIPO	Cantidad	Descripción	Valor	FABRICANT E	Referencia
C5	4	Condensador desacoplo	220 pF (0603)	EDEN	0603N221J500LT
C6	3	Condensador desacoplo	220 pF (0603)	EDEN	0603N221J500LT
C7	2	Condensador bias	100 pF (0402)	KEMET	CBR04C101J3G AC
C8	2	Condensador bias	4.7 μ F (0805)	AVX	0805ZC475KAT2 A
L1	2	Inductor-bias	3.5 nH (4.8mm x 11.68 mm)	Coilcraft	4310LC-352KE
U4	2	RF Gain Block 	RF Gain Block Package 2 x 1.55 mm	Analog Devices	HMC788ALP2E
U5	2	Switch 	RF package 5.08 x 3.1 mm	Analog Devices	HMC435AMS8G
U7	1	Atenuador 	RF package 0.46 x 1 mm	Susumu	ATS1005-6DB-FD-T05
A1	2	Cable 	Cable de unión de continuas Amplificadores ~70 mm	-	-
C9	1	Condensador bias	1 nF (0603)		C0603C102K3G ACTU



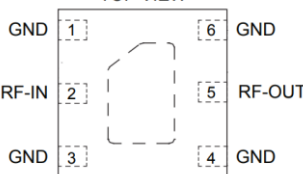
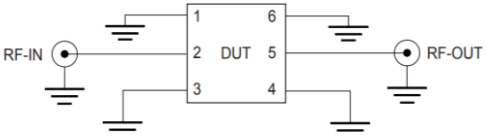
C10	1	Condensador desacoplo	220 pF (0603)	Johanson	201R07S300JV4S
C11	1	Condensador desacoplo	100 pF (0402)	Johanson	201R07S300JV4S
C12	4	Condensador	330 pF (0402)	WURTH	X7R0402331K02 5DFCT10000
U8	1	Atenuador Variable	RF package 4.6 x 4.6 mm	Analog Devices	HMC542BLP4E



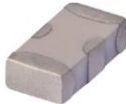
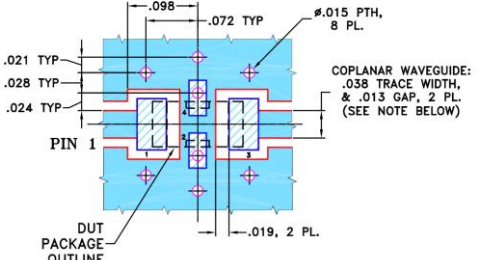
MAX2021ETX+



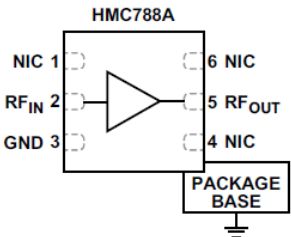
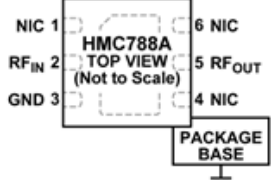
QAT-3+

 <p>CASE STYLE: MC3000</p> <p>Product Marking</p>  <p>index over pad 1</p> <p>black body</p> <p>model family designation</p> <p>Marking may contain other features or characters for internal lot control</p> <p>2 mm x 2 mm</p>	<p>TOP VIEW</p>   <p>Fig 1. Block diagram of Test Circuit used for characterization, Test board TB-QAT-3C+ Conditions: Attenuation, VSWR: Pin=0 dBm</p>
---	---

LFCN-225+

 <p>Generic photo used for illustration purposes only</p> <p>CASE STYLE: FV1206</p> <p>3.2 mm x 1.6 mm</p>	<p>DEMO BOARD MCL P/N: TB-270 SUGGESTED PCB LAYOUT (PL-137)</p>  <p>COPLANAR WAVEGUIDE: .038 TRACE WIDTH, & .013 GAP, 2 PL. (SEE NOTE BELOW)</p>
--	---

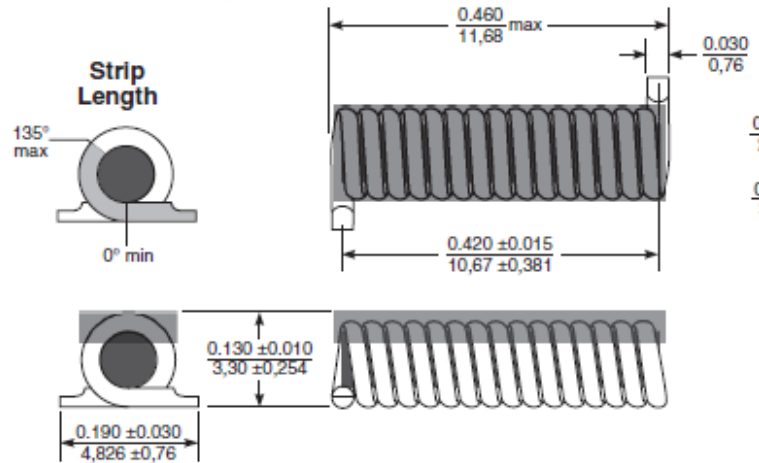
RF Gain block : HMC788ALP2E

<p>FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM</p>  <p>Figure 1.</p> <p>16204-001</p>	 <p>NOTES</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. NIC = NOT INTERNALLY CONNECTED. THE PINS ARE NOT CONNECTED INTERNALLY; HOWEVER, ALL DATA SHOWN HEREIN WAS MEASURED WITH THESE PINS CONNECTED TO GROUND EXTERNALLY. 2. EXPOSED PAD. THE EXPOSED PAD MUST BE CONNECTED TO GROUND FOR PROPER OPERATION. <p>16204-002</p> <p>6-LEAD LEAD FRAME CHIP SCALE PACKAGE [LFCSP] 2 mm x 2 mm BODY AND 0.85 mm PACKAGE HEIGHT (CP-6-10)</p>
--	---

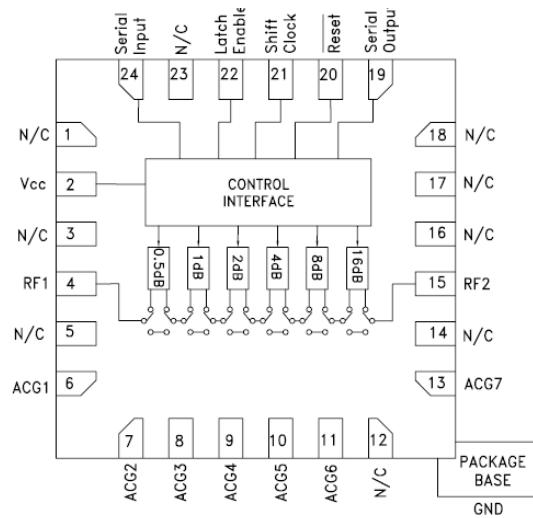
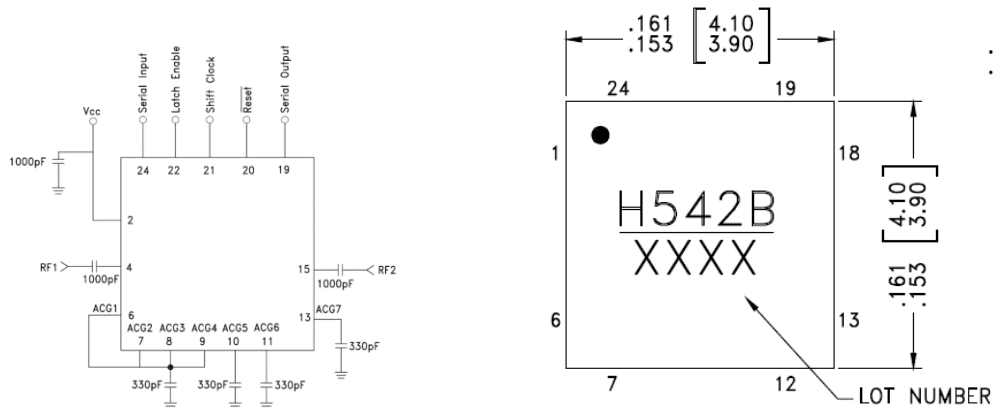
4310LC-352KEC

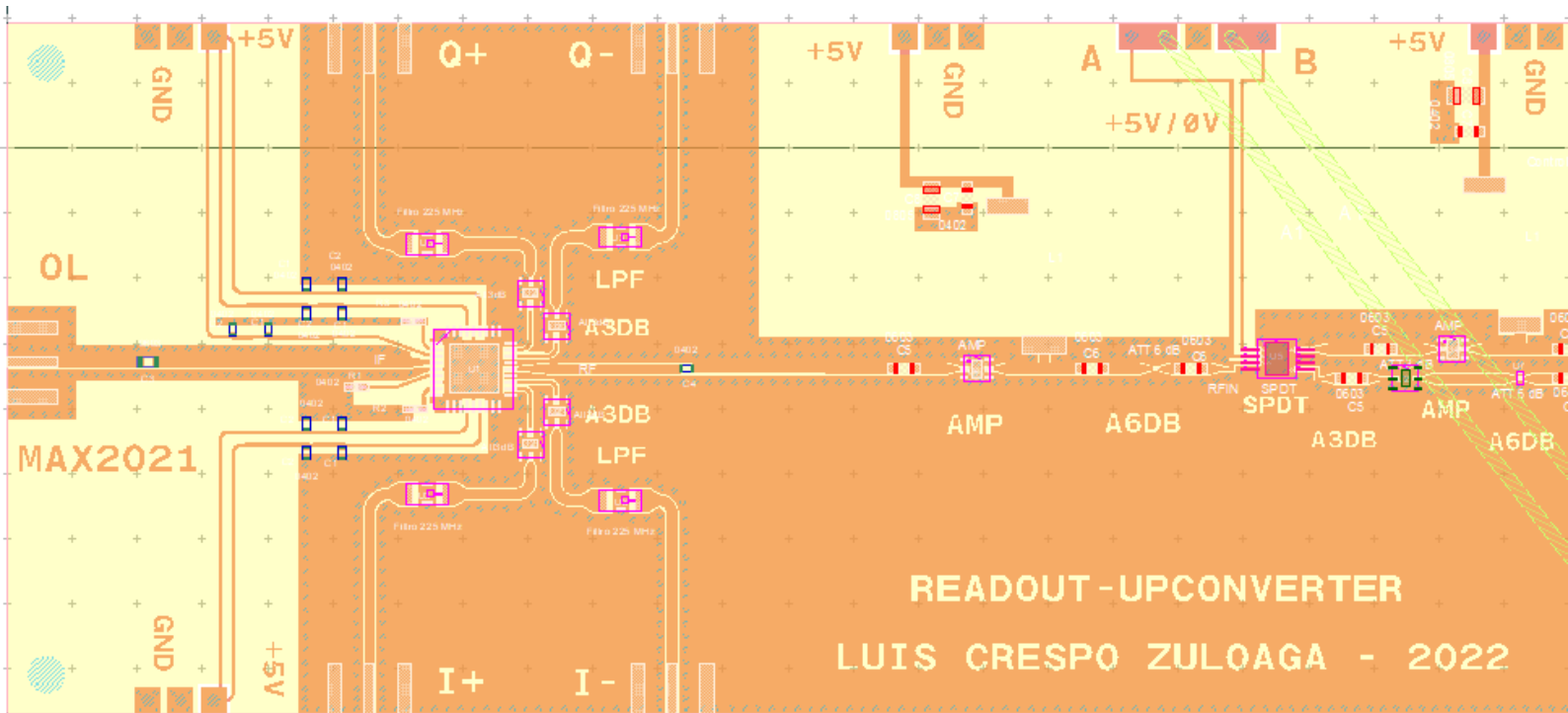
Packaging: **C** = 7" machine-ready reel. EIA-481 embossed plastic tape (350 parts per full reel). Quantities less than full reel available: in tape (not machine ready) or with leader and trailer (\$25 charge).
B = Less than full reel. In an effort to simplify our part numbering system, Coilcraft is eliminating the need for multiple packaging codes. When ordering, simply change the last letter of your part number from B to C.
D = 13" machine-ready reel. EIA-481 embossed plastic tape. Factory order only, not stocked (1500 parts per full reel).

16193 fixt
 3. SRF meas
 and a Coil
 4. DCR meas
 5. Current th
 Because o
 7. Electrical s
 Refer to Doc 3

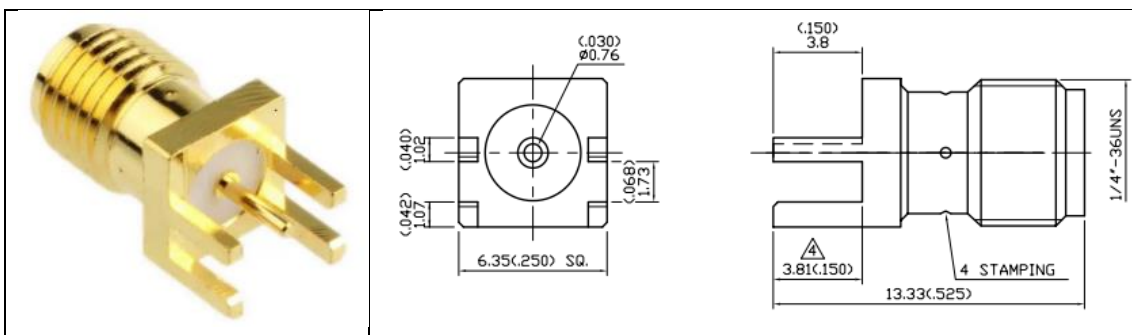


Atenuador Variable: HMC542BLP4E





RF Conector



DC conector

