

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

Caracterización de componentes de un radar CW-LFM en banda S

24 de julio de 2018



Autores:

Daniel Montesano
Luis Alberto Gómez
Guillermo Rodríguez
Jesús Grajal

Índice

1. Introducción	2
2. Análisis de componentes	4
2.1. Oscilador controlado por tensión	4
2.1.1. Curva de sintonización	4
2.1.2. Espectro de salida	5
2.1.3. Espurios	6
2.1.4. Ruido de fase	8
2.2. Amplificador de potencia	10
2.2.1. Parámetros S	10
2.2.2. Espectro de salida	12
2.2.3. Ganancia en función de la potencia de salida.	13
2.2.4. Potencia de salida en función de la potencia de entrada	14
2.2.5. Consumo	15
2.3. LNA	17
2.3.1. Parámetros S	17
2.3.2. Ganancia en función de Pin	18
2.3.3. Interferencias en banda de trabajo	19
2.4. Mezclador	20
2.4.1. Adaptación	20
2.4.2. Pérdidas de conversión	20
2.4.3. Aislamiento	20
2.4.4. Nivel de continua a la salida del mezclador	22
2.5. Caracterización de pistas y componentes aislados	24
2.5.1. Amplificador de potencia aislado	24
2.5.2. Acoplador aislado	26
2.5.3. Tramos de linea	26
2.6. Acondicionamiento de señal	28
2.6.1. Primera Etapa. Opción 1	28
2.6.2. Primera Etapa. Opción 2	30
2.6.3. Segunda etapa	33
2.6.4. Conjunto	34
2.6.5. Medidas	35
3. Análisis del sistema completo	39
3.1. CW-LFM	39
3.2. CW	41
3.3. Ruido del receptor	43

1. Introducción

Se ha desarrollado un radar FMCW de bajo coste operando en la banda libre de 2.5 GHz. Se ha elegido esta banda por la disponibilidad de componentes con bajo coste debido a ser la banda usada por WIFI y Bluetooth. El sistema está compuesto por bloques independientes conectorizados, siendo posible aislar cada uno de ellos. En la figura 1 se muestra el diagrama de bloques del sistema.

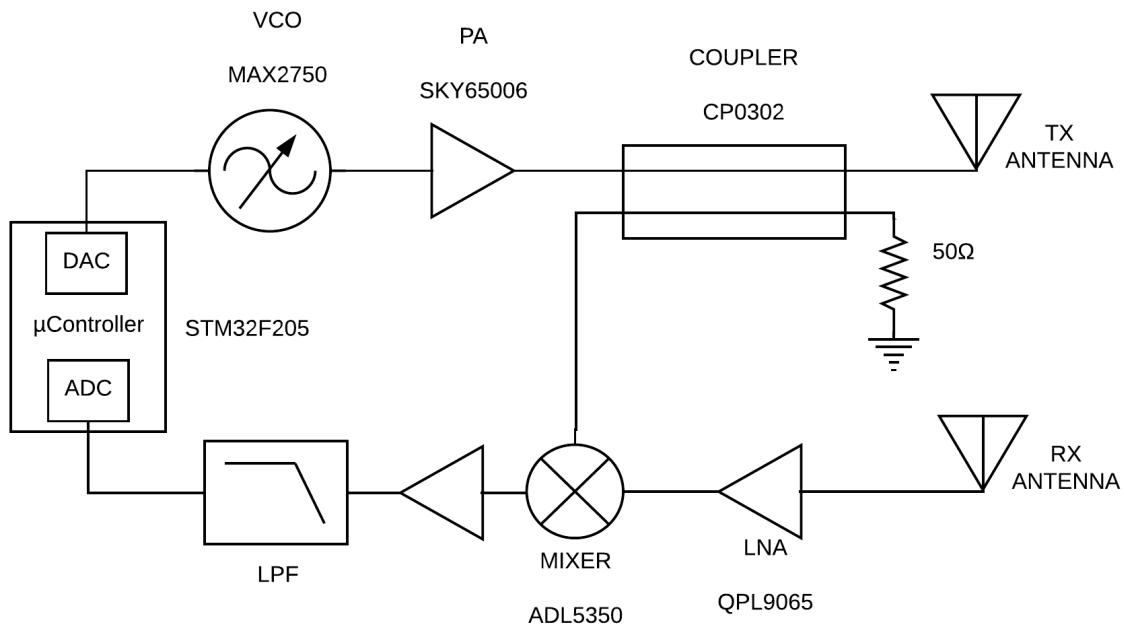


Figura 1: Diagrama de bloques.

El sistema tiene las siguientes características:

- Fabricado en FR4
- Conectores SMA para las entradas y salidas de los bloques
- Alimentación mediante micro USB

La placa fabricada se puede apreciar en la figura 2, así como la identificación de cada uno de los bloques.

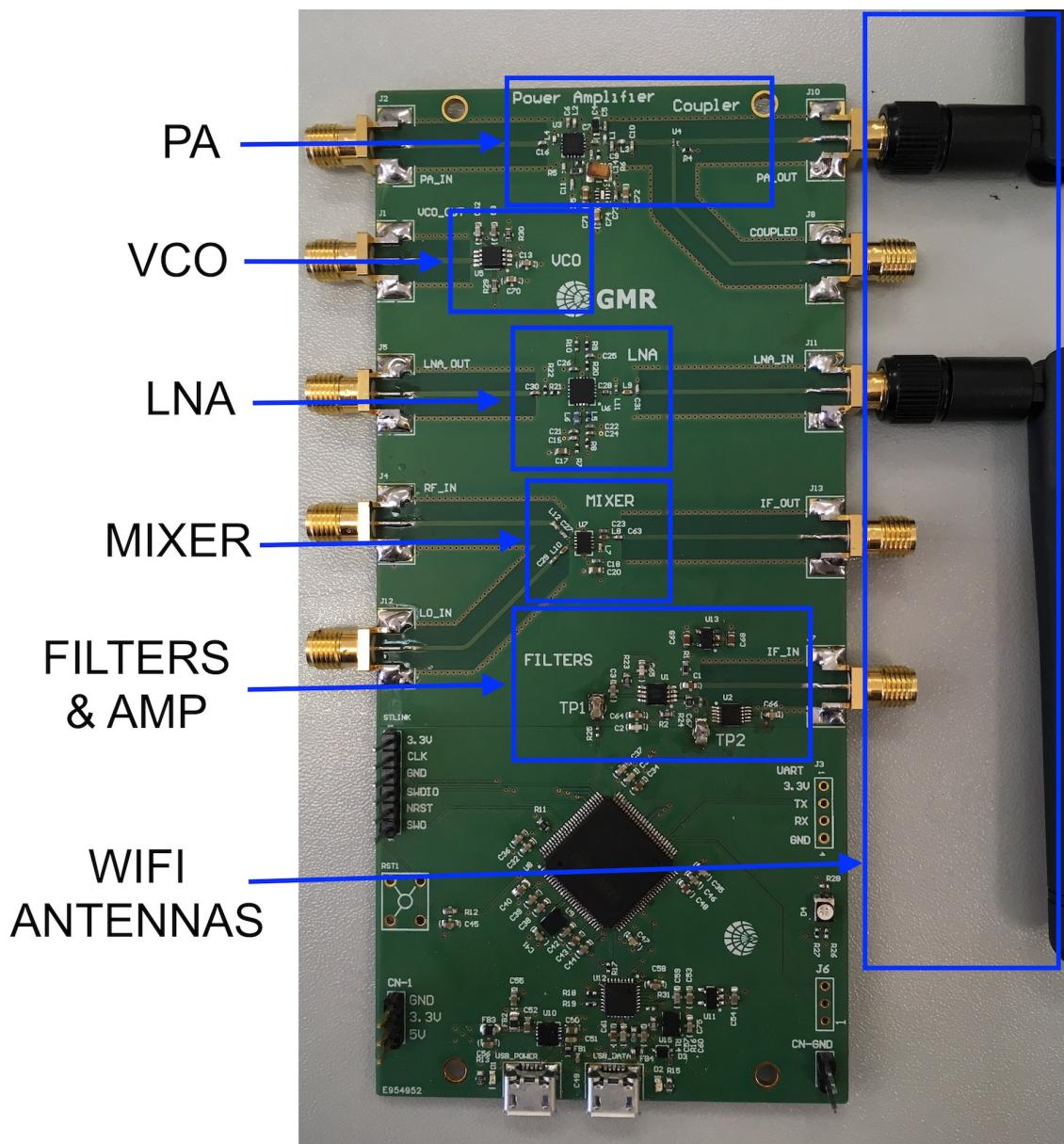


Figura 2: Foto de la placa con los bloques.

2. Análisis de componentes

En esta sección se va a describir el funcionamiento de cada uno de los bloques del sistema. A continuación se enumera los componentes usados:

- VCO: MAX2750
- Amplificador de potencia: SKY65006
- Acoplador: CP0302
- LNA: QPL9065
- Mezclador: ADL5350
- Amplificadores operacionales: OPA2354
- Microcontrolador: STM32F205VET6

2.1. Oscilador controlado por tensión

El VCO es el modelo MAX2750 del fabricante MAXIM. Sus principales características pueden verse en la tabla 1.

Parameter	Typ	Unit
Oscillator Guaranteed Frequency Limits	2400 - 2500	MHz
Phase noise @ 4 MHz	-125	dBc/Hz
Output Power	-3	dBm
Tunning gain @ 2400 MHz	140	MHz/V
Tunning gain @ 2500 MHz	90	MHz/V
Return loss	12	dB
Harmonics	-30	dBc
Icc	14	mA

Tabla 1: Tabla de datos del VCO.

2.1.1. Curva de sintonización

En el sistema fabricado, se consigue 360 MHz de ancho de banda centrados en 2450 MHz. En la figura 3 se puede ver la curva que proporciona el fabricante de frecuencia en función de la tensión. Y en la figura 4 se observa esta misma curva medida experimentalmente en el laboratorio.

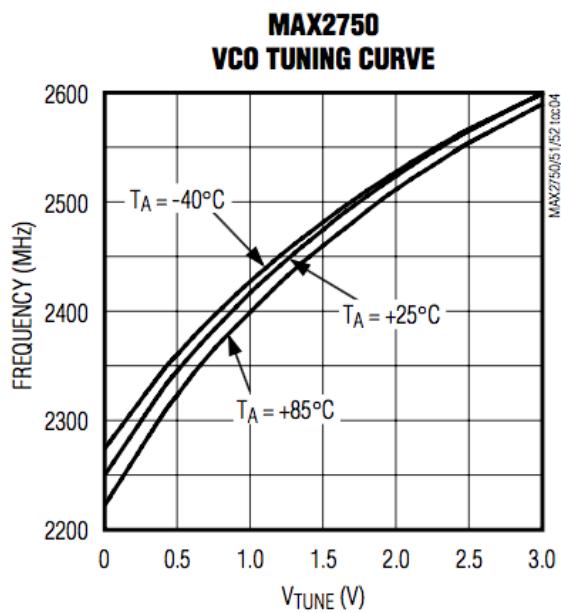


Figura 3: Curva de sintonización proporcionada por el fabricante.

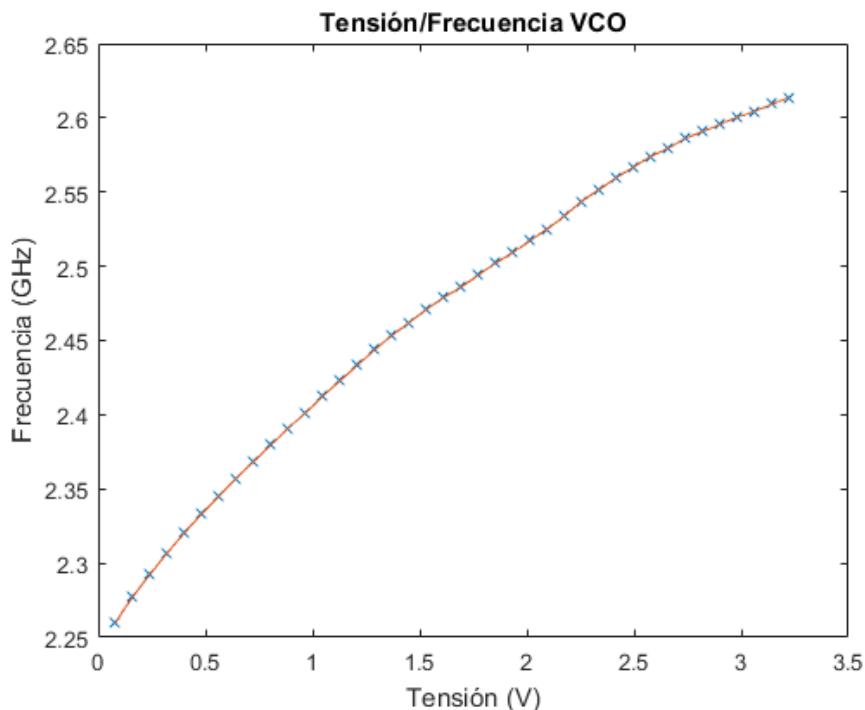


Figura 4: Curva de sintonización medida.

2.1.2. Espectro de salida

La potencia de salida es algo superior a los -3 dBm indicados por el fabricante. En la figura 5 se puede ver la potencia de salida en toda la banda de funcionamiento. Se aprecia que se obtiene la potencia especificada, así como un rizado de ± 0.5 dB.

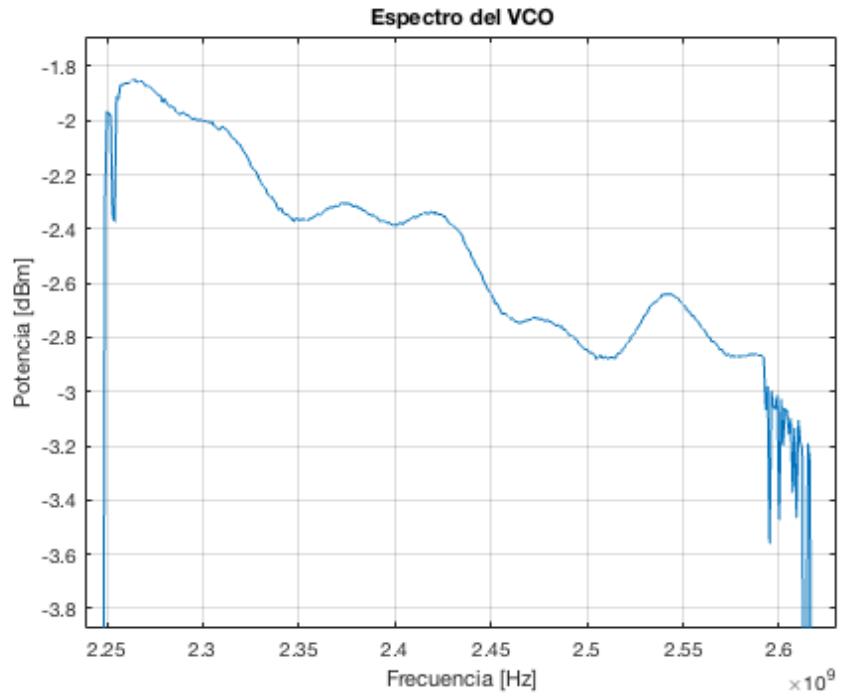


Figura 5: Espectro de salida del VCO.

2.1.3. Espurios

En la figura 6 se puede apreciar el espectro generado por tres tonos individuales, así como los espurios generados. Dichos tonos son a las frecuencias de 2250 MHz, 2430 MHz y 2610 MHz. Los espurios están a -60 dBc y son generados al alimentar por USB. No es visible como esto provoca un ensanchamiento del espectro cuando se realiza un barrido en la figura 7.

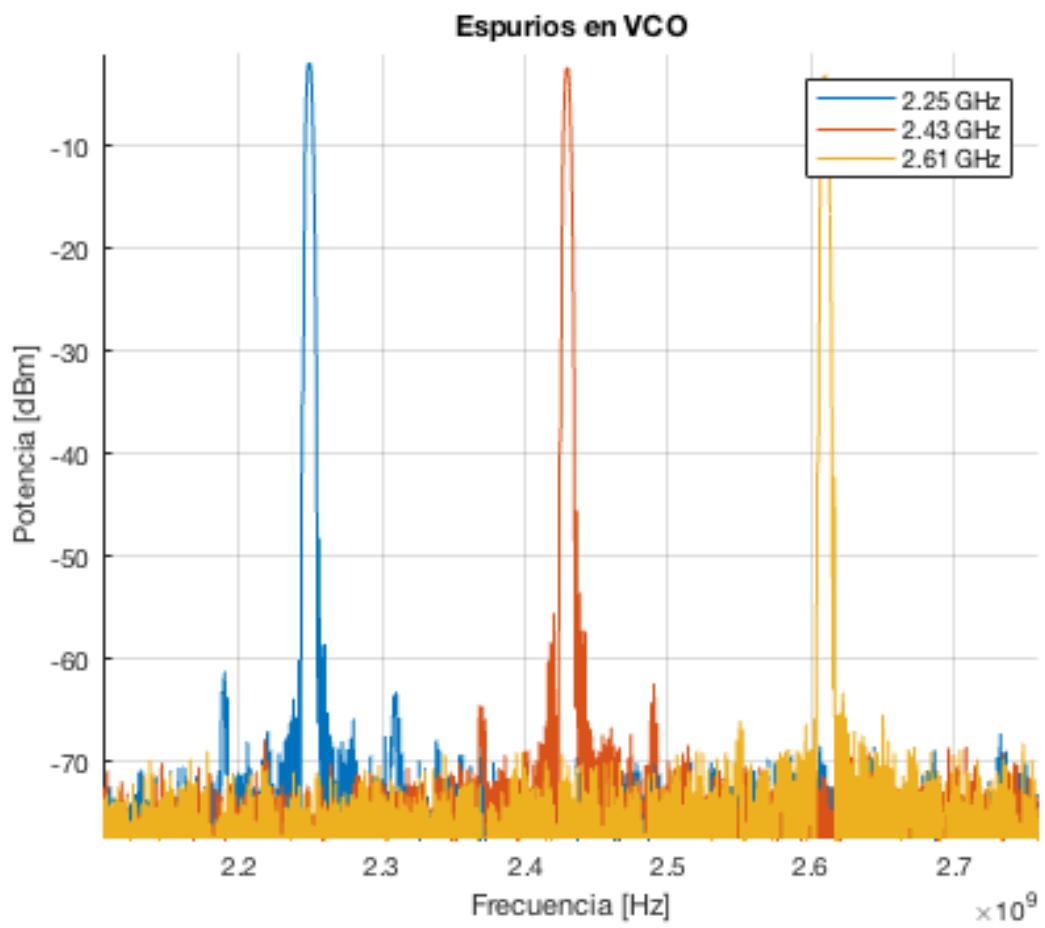


Figura 6: Espurios causados por tres tonos diferentes.

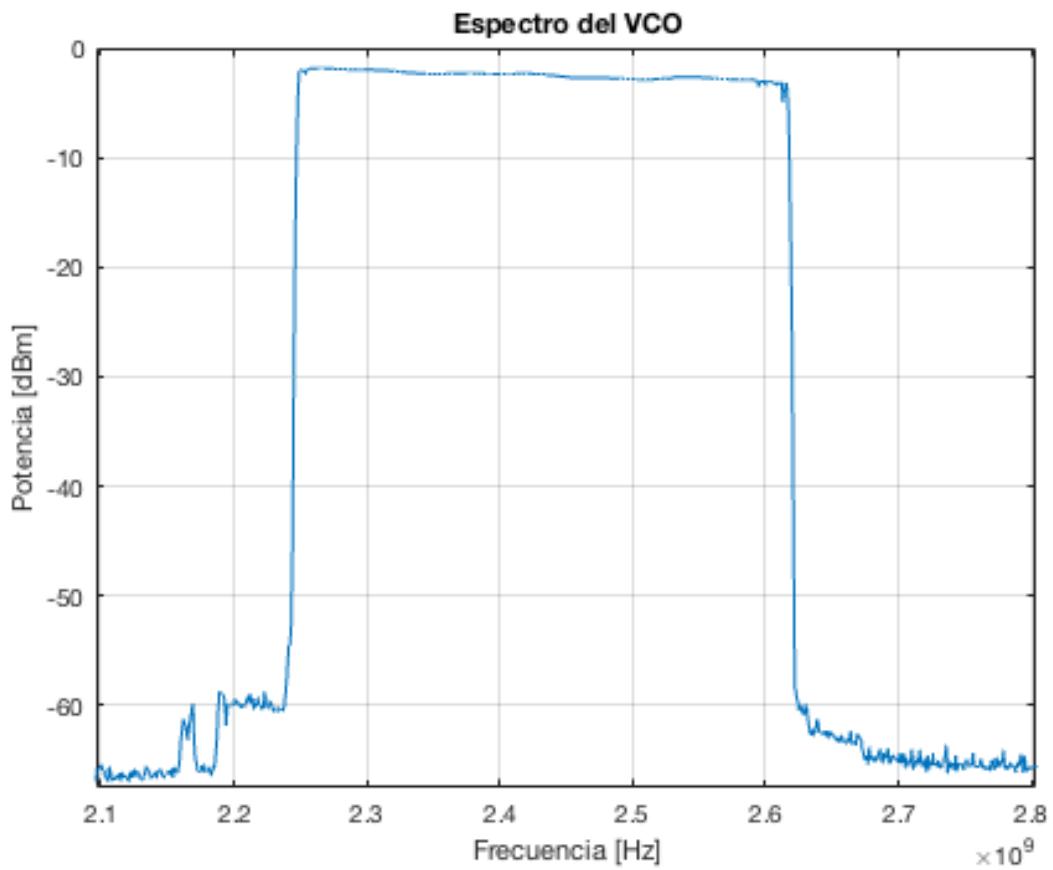


Figura 7: Espectro alrededor de la banda de trabajo.

2.1.4. Ruido de fase

Por ultimo, se ha estudiado el ruido de fase del oscilador para tres frecuencias diferentes. Dichas frecuencias son 2250 MHz, 2430 MHz y 2610 MHz. Se pueden ver las medidas en la figura 8. No hay gran diferencia en el ruido de fase entre unas frecuencias y otras. El fabricante aporta la figura de ruido que se de la figura 9. Se puede apreciar que en un offset de 0.1 MHz, el fabricante asegura -90 dBc, mientras que la medida experimental aporta -85 dBc.

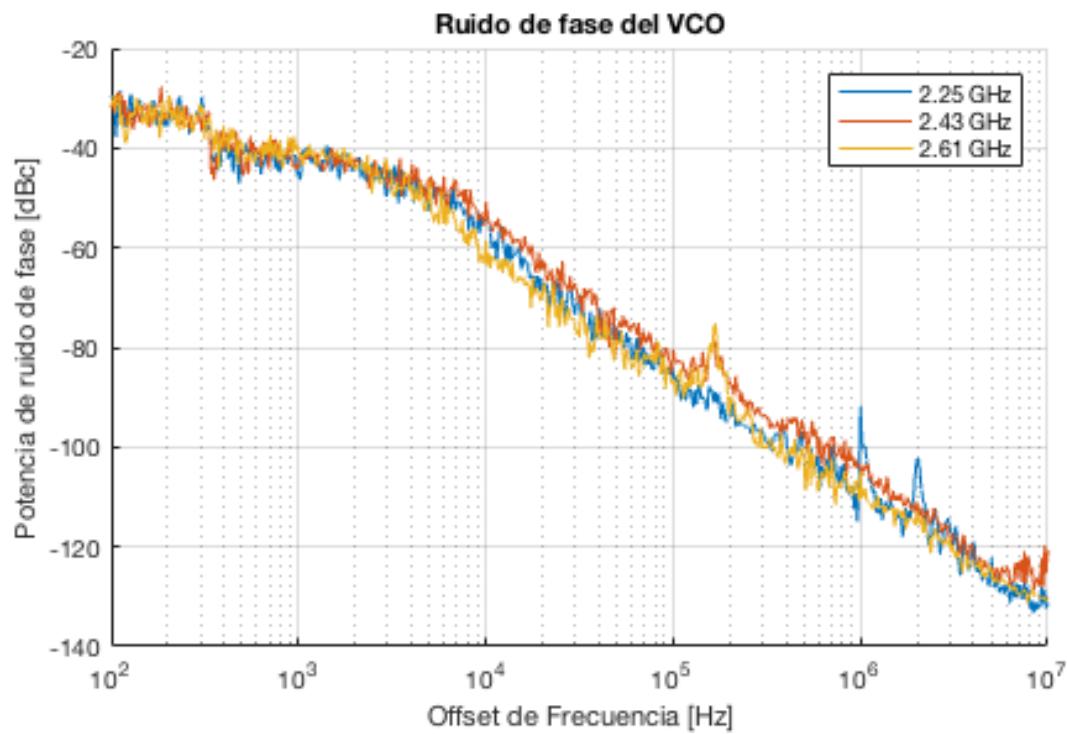


Figura 8: Ruido de fase para tres tonos.

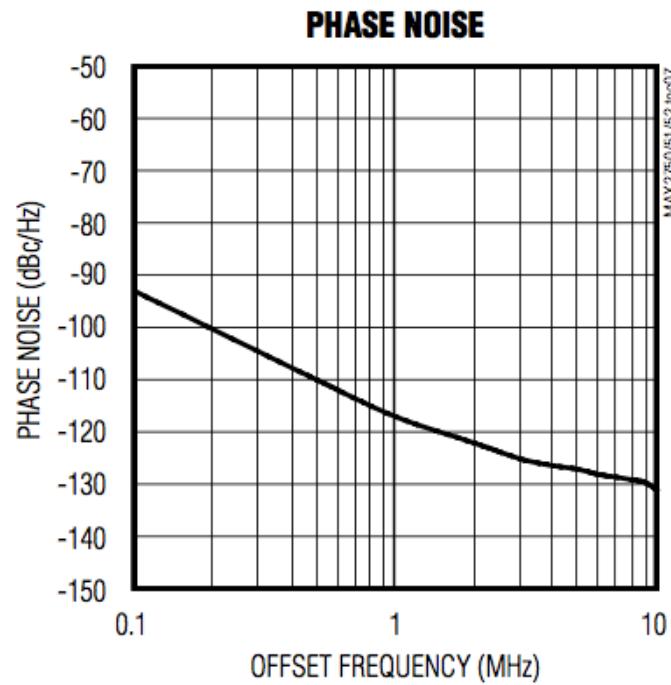


Figura 9: Ruido de fase según el fabricante.

2.2. Amplificador de potencia

El amplificador de potencia es el modelo *SKY65006* del fabricante SKYWORKS, cuyas características más importantes se muestran en la tabla 2.

Parameter	Typ	Unit
Frequency band	2400 - 2500	MHz
Gain	27	dB
Gain variation over freq	0.2	dB
Input return loss	27	dB
Output P _{1dB}	24	dBm
V _{cc}	3.3	V
I _{cc} @ P _{1dB}	265	mA

Tabla 2: Tabla de datos del amplificador de potencia.

Como se aprecia en el diagrama de bloques del sistema, en la figura 1, el amplificador tiene a continuación el acoplador. Las medidas de esta sección se han hecho en la puerta directa o la acoplada del acoplador. Se hace un estudio separado de cada elemento en la sección 2.5.

2.2.1. Parámetros S

La figura 10 muestra los parámetros S₁₁, S₂₂ y S₂₁ del amplificador de potencia medidos en la salida directa. Con el objetivo de establecer una comparativa, la figura 11 muestra las curvas de los parámetros S ofrecidas por el fabricante. También se observa de manera detallada la ganancia en la figura 12.

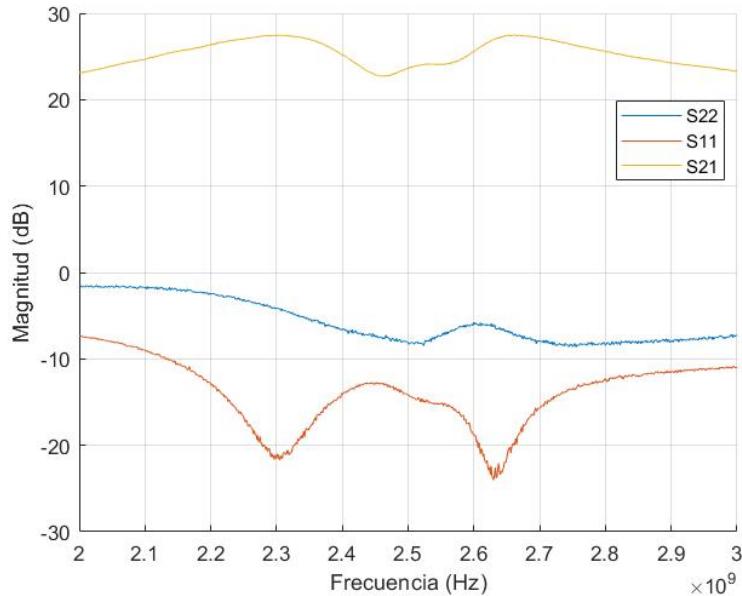


Figura 10: Parámetros S del amplificador de potencia en la salida directa.

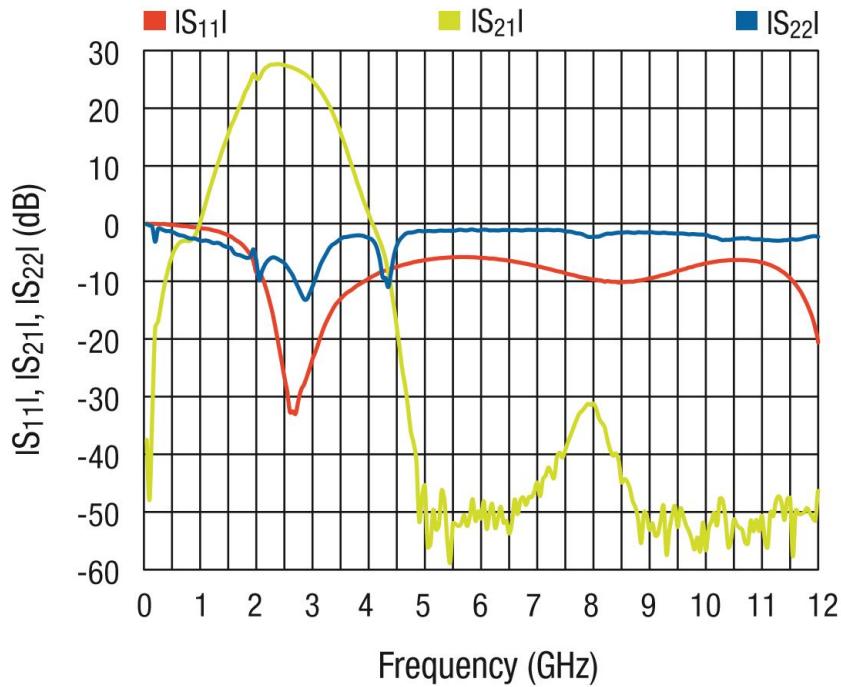


Figura 11: Parámetros S del amplificador de potencia ofrecidas por el fabricante.

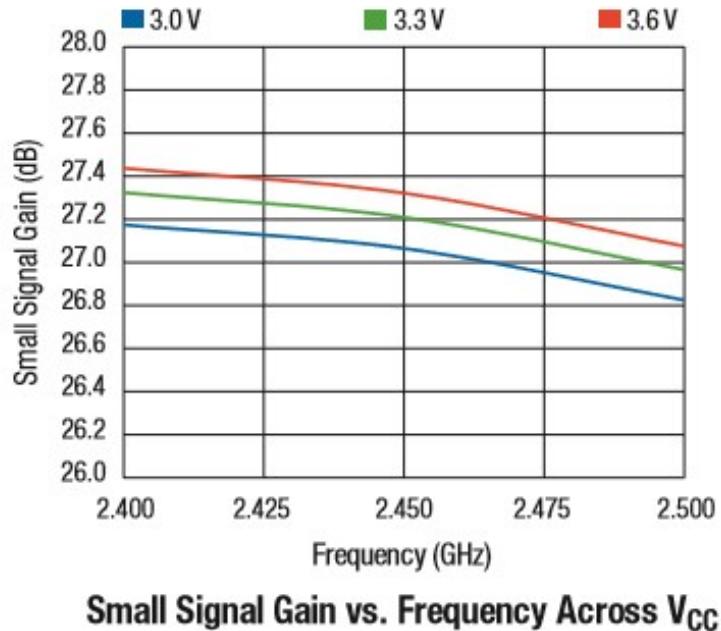


Figura 12: Curva de ganancia especificada por el fabricante.

Por último, la figura 13 muestra los parámetros S_{11} , S_{22} y S_{21} para la puerta acoplada del amplificador de potencia. En ella se puede apreciar que son similares, disminuyendo el S_{21} en 20 dB, el valor del acople.

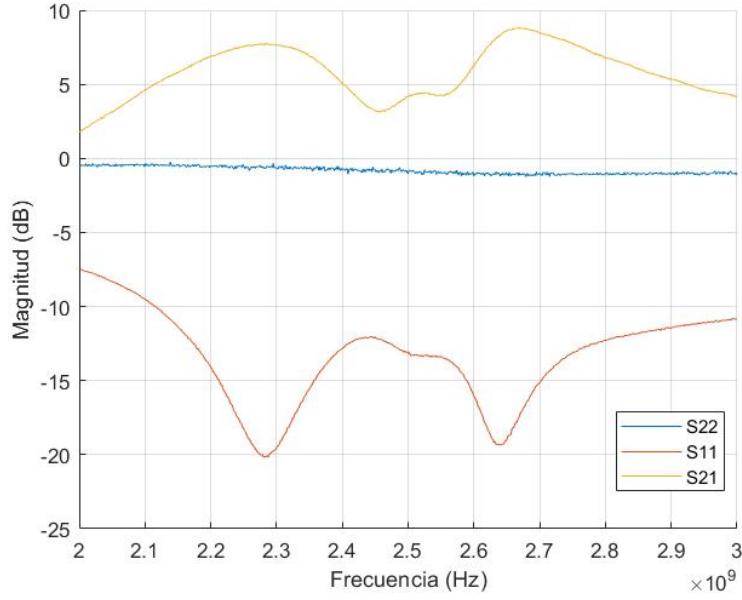


Figura 13: Parámetros S del amplificador de potencia en la puerta acoplada.

2.2.2. Espectro de salida

La figura 14 muestra el espectro de salida del amplificador de potencia, en dBm. Se ha realizado un barrido con el generador de RF entre 2.2 y 2.7 GHz para potencias de entrada de -10, -3 y 3 dBm. Tal y como se ha visto en la sección 2.1, el VCO proporciona -3 dBm de potencia.

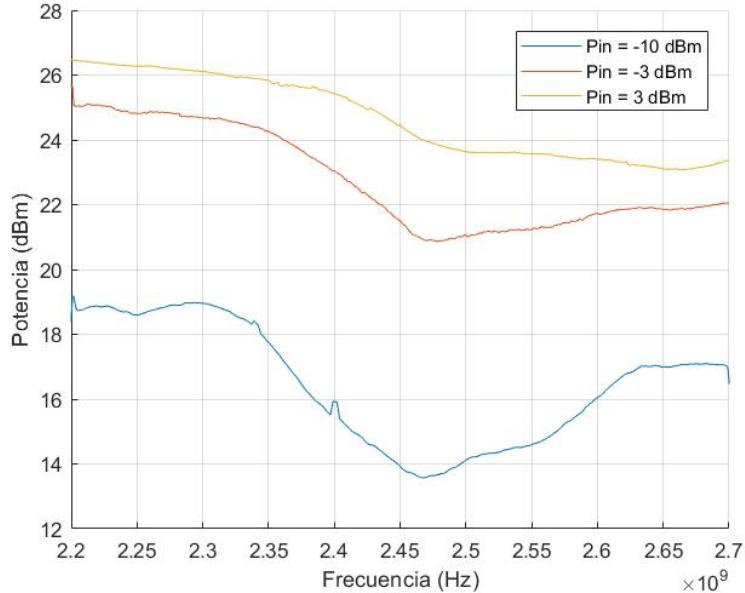


Figura 14: Espectro de salida del amplificador de potencia con -10, -3 y 3 dBm de potencia de entrada.

Por otro lado, la figura 15 muestra el espectro de salida del amplificador de potencia tras ser conectado a su entrada el VCO. En ella se puede observar la combinación del

espectro de salida del VCO (figura 5) y del amplificador de potencia para una entrada de -3 dBm (figura 14).

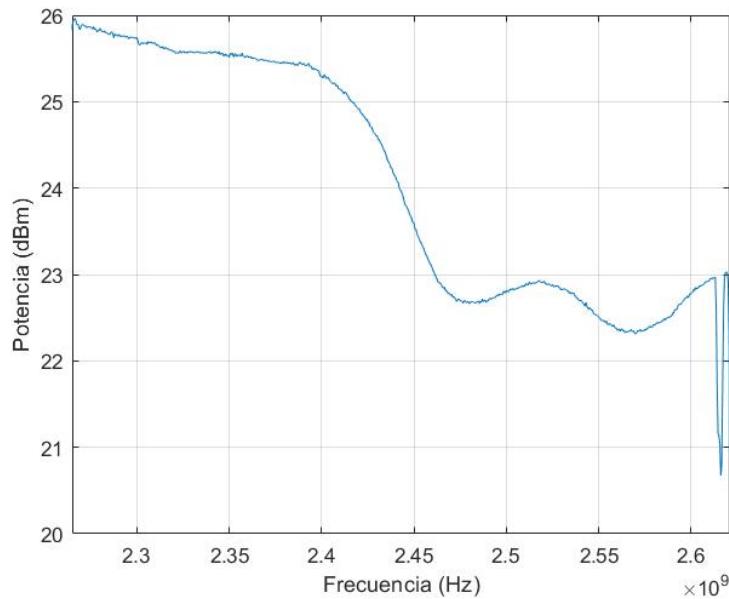


Figura 15: Espectro de salida del amplificador de potencia tras conectarse a su entrada el VCO.

2.2.3. Ganancia en función de la potencia de salida.

Con el objetivo de comparar el comportamiento del amplificador de potencia con el especificado por el fabricante, las figuras 16 y 17 muestran una comparación entre la curva de ganancia en función de la potencia de salida obtenida experimentalmente y la ofrecida por el fabricante.

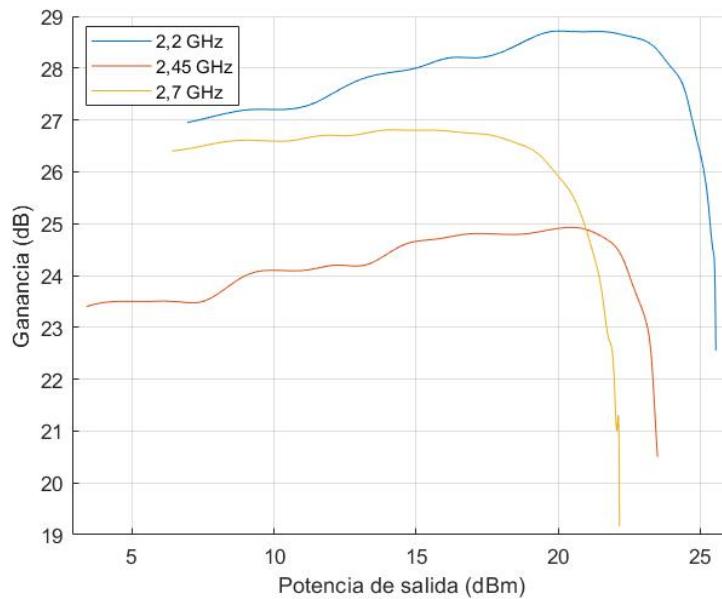


Figura 16: Curva de ganancia en función de la potencia de entrada obtenida experimentalmente para 3 frecuencias.

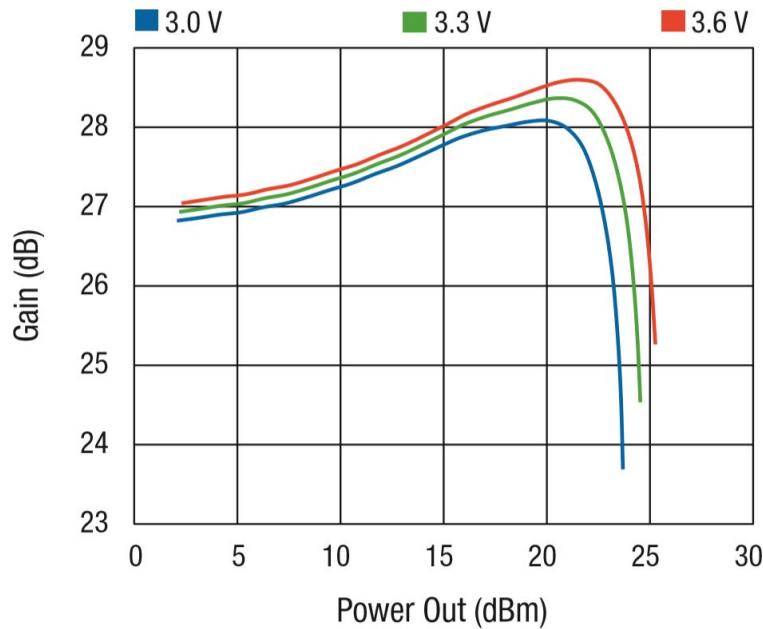


Figura 17: Curva de ganancia en función de la potencia de entrada ofrecida por el fabricante para 2.442 GHz.

2.2.4. Potencia de salida en función de la potencia de entrada

La figura 18 muestra la relación entre la potencia de salida y de entrada del amplificador de potencia para tres frecuencias distintas. El punto de compresión a 1 dB según el fabricante se encuentra en los -3 dBm de entrada. La potencia normal de trabajo del amplificador de potencia en el conjunto de la placa es de -3 dBm, por lo que estará trabajando en la zona no lineal de la curva.

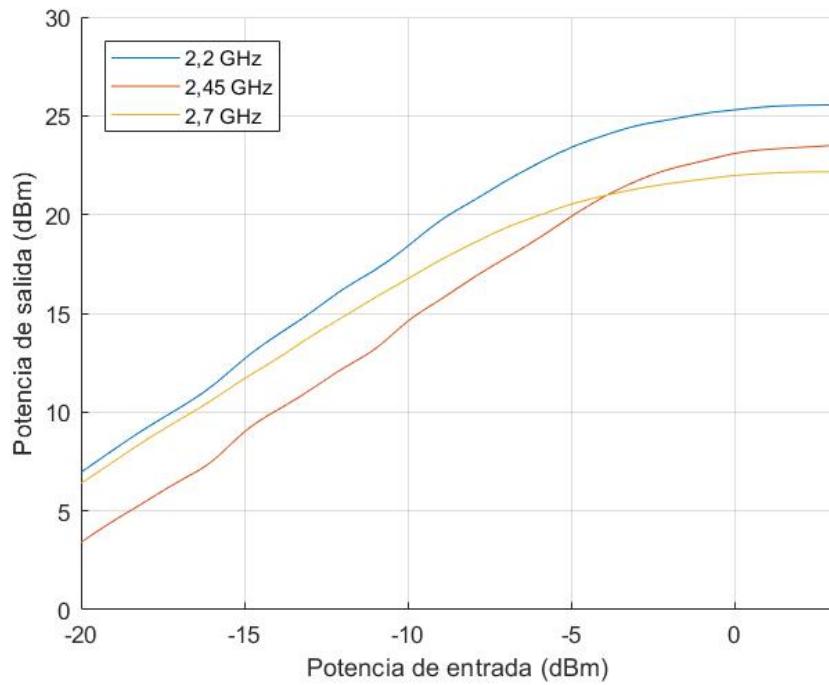


Figura 18: Curva de ganancia especificada por el fabricante.

2.2.5. Consumo

Las figuras 19 y 20 ofrecen una comparativa del incremento del consumo en función de la potencia de salida obtenido experimentalmente y ofrecido por el fabricante. Se puede apreciar ambas curvas son muy similares.

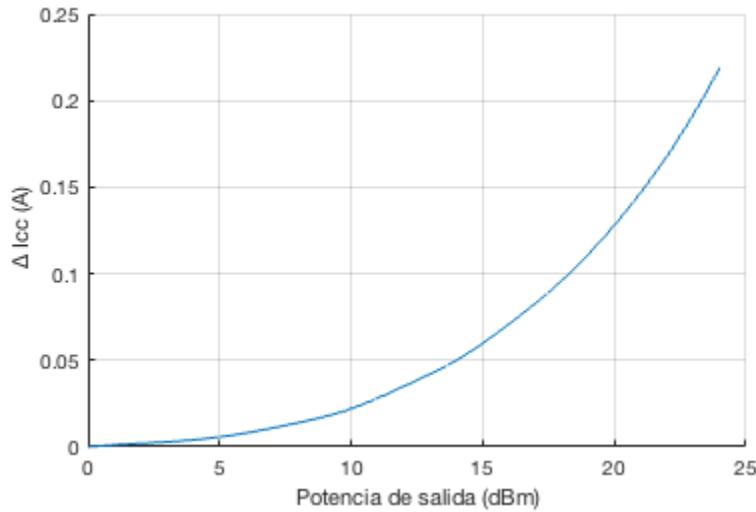


Figura 19: Incremento del consumo del amplificador de potencia en función de la potencia de salida obtenido experimentalmente.

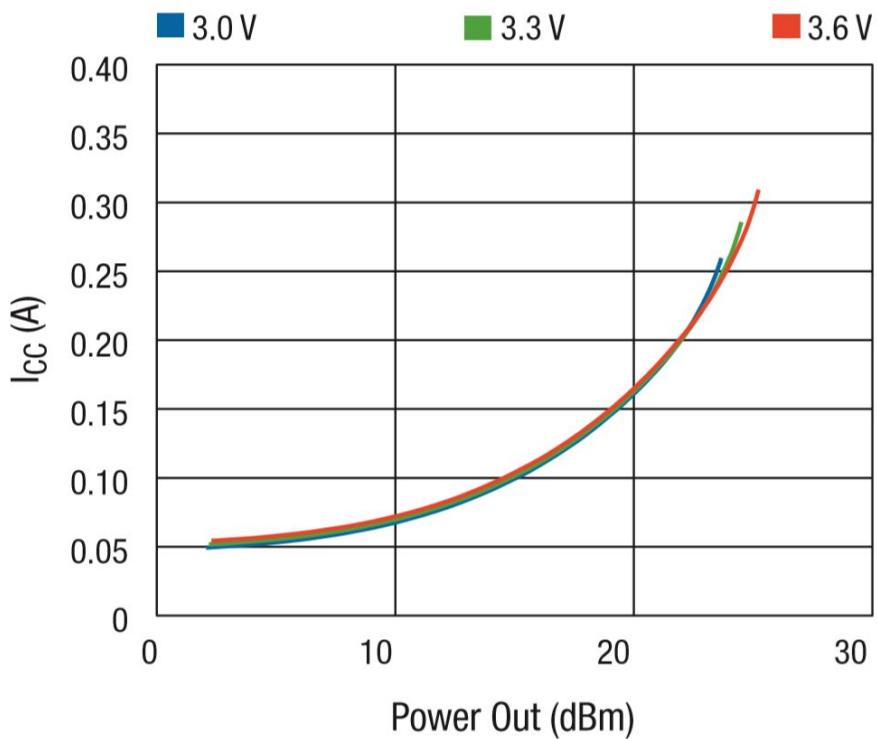


Figura 20: Consumo del amplificador de potencia en función de la potencia de salida ofrecido por el fabricante.

2.3. LNA

El amplificador de bajo ruido es el modelo QPL9065 del fabricante QORVO. Sus principales características se pueden ver en la tabla 3.

Parameter	Typ	Unit
Frequency band	450 - 3800	MHz
Test frequency	1950	MHz
Gain	33	dB
Noise figure	0.65	dB
Input return loss	13.5	dB
Output return loss	12.5	dB
Output P _{1dB}	20.2	dBm
V _{cc}	3.3	V
I _{cc} @ P _{1dB}	160	mA

Tabla 3: Tabla de datos del amplificador de bajo ruido.

2.3.1. Parámetros S

La figura 21 muestra los parámetros S₁₁, S₂₁ y S₂₂ del LNA. En comparación, se pueden ver los parámetros S del datasheet en la figura 22.

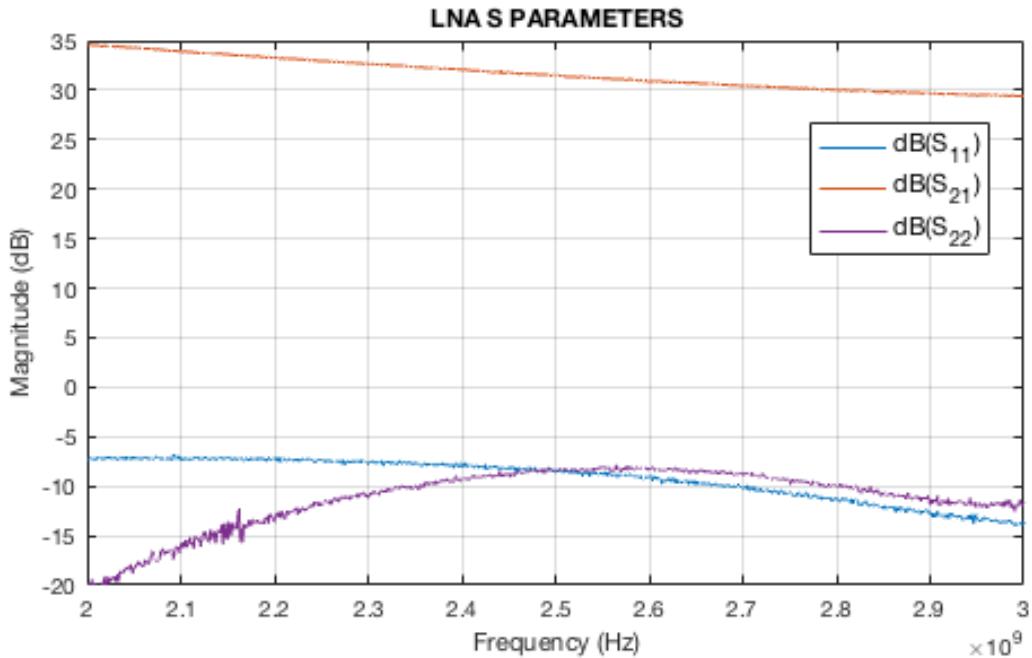


Figura 21: Parámetros S medidos experimentalmente.

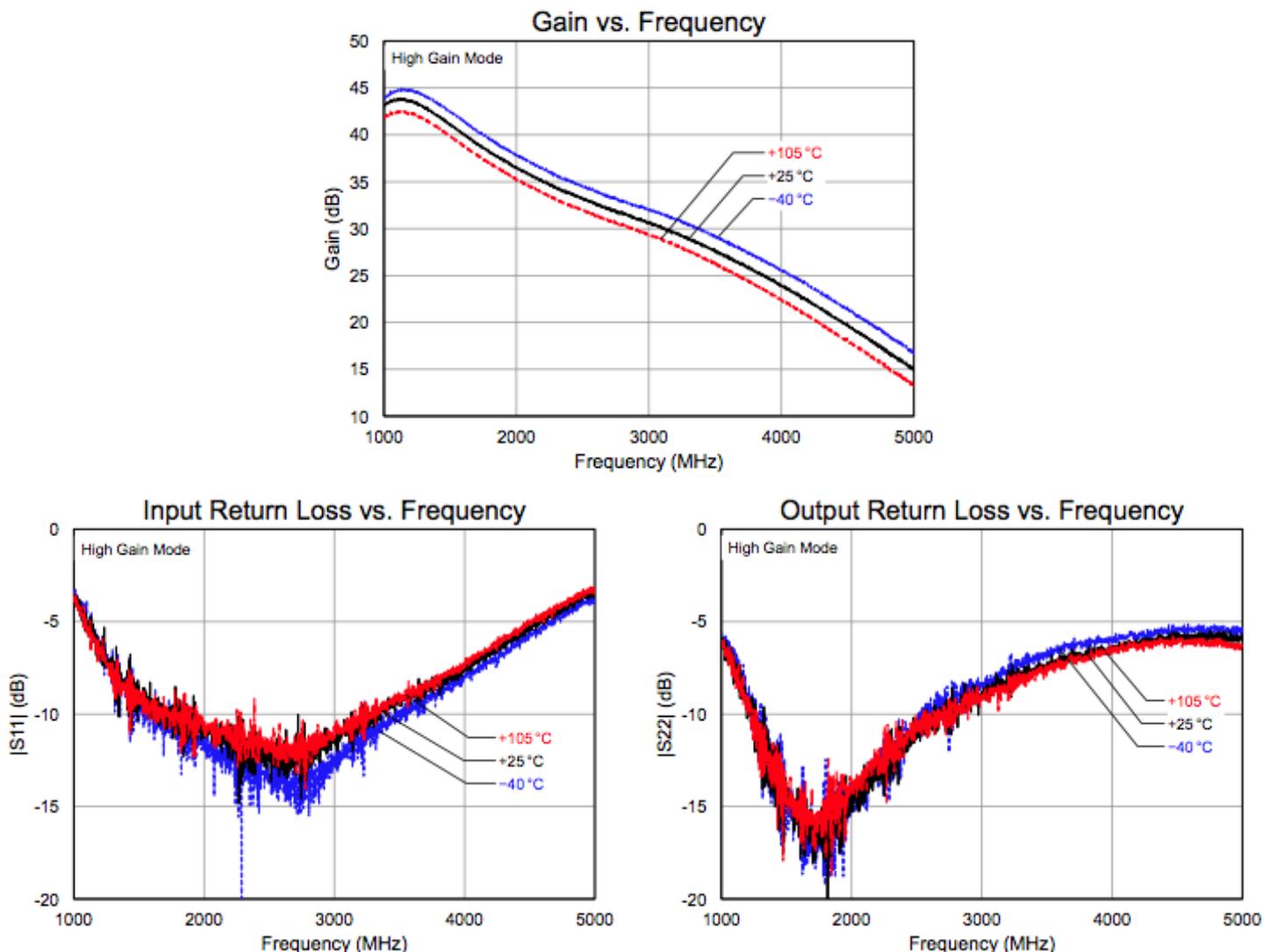


Figura 22: Parámetros S proporcionados por el fabricante.

2.3.2. Ganancia en función de Pin

En la figura 23 se puede ver la relación entre la potencia de entrada y la ganancia. Se puede ver como el P_{1dB} está en 20 dBm.

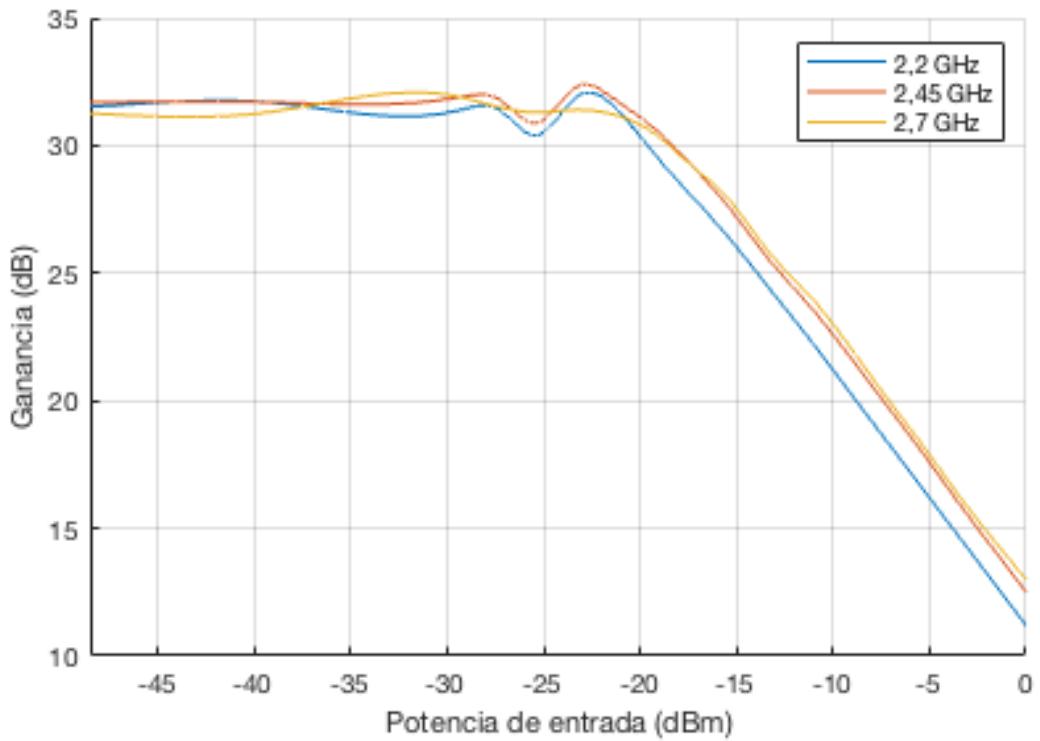


Figura 23: Ganancia en función de la potencia de entrada.

2.3.3. Interferencias en banda de trabajo

Se ha realizado un estudio de las posibles interferencias en la banda. Para ello, se ha medido la salida del LNA con la entrada abierta, sin cable ni antena. Se ha medido en el analizador de espectros realizando un *maxhold*. los resultados se pueden ver en la figura 24.

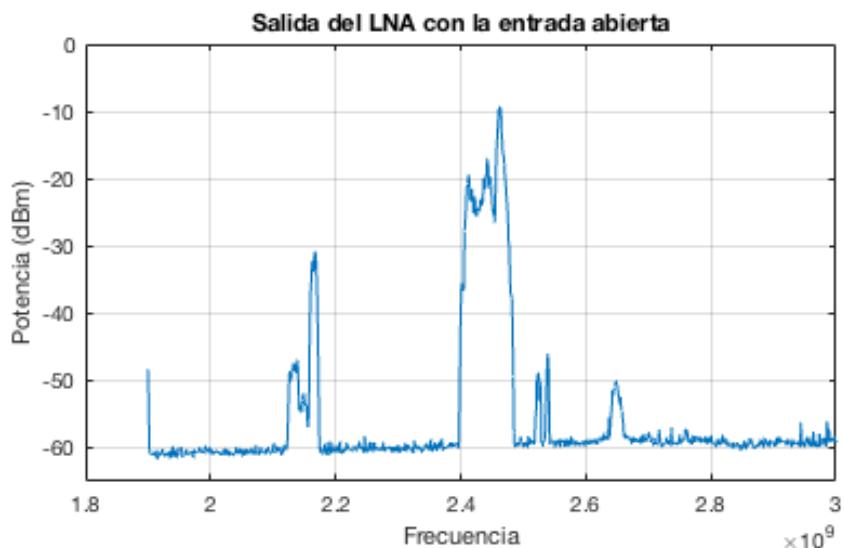


Figura 24: Salida del LNA con su entrada abierta.

2.4. Mezclador

El mezclador es el modelo ADL5350 de Analog Devices. Sus principales características se pueden ver en la tabla 4.

Parameter	Typ	Unit
Frequency band	LF to 4	GHz
Conversion loss	6.8	dB
Noise figure	6.5	dB
LO-to-IF leakage	13.5	dB
LO-to-RF leakage	10.5	dB
RF-to-IF leakage	11.5	dB
LO power	-7 to 20	dBm
Output P _{1dB}	19	dBm
Vcc	3.3	V

Tabla 4: Tabla de datos del mezclador

2.4.1. Adaptación

Para medir la adaptación de los puertos LO y RF se ha usado un analizador de espectros. La medida del S11 del LO se ha realizado con cargas en los puertos de IF y RF, mientras que el S11 de RF se midió con una carga en IF e injectando potencia de 3dBm en el LO. Con esto se consiguen -6 dB de adaptación para el puerto RF y -4.5 dB para el LO.

2.4.2. Pérdidas de conversión

Las pérdidas de conversión se han medido en una banda algo mas ancha que la de trabajo, de 10 Hz a 500 MHz. Para toda la banda, las pérdidas son constantes y de 12 dB, superiores a los 7 dB especificados por el fabricante.

2.4.3. Aislamiento

Para entender las medidas realizadas para el aislamiento, es necesario explicar la arquitectura del mezclador. El esquemático del mezclador recomendado por el fabricante para frecuencias de 2400 MHz se puede ver en la figura 25. Para poder operar en frecuencias bajas, el condensador en serie C63 se ha retirado. Ademas, se han realizado dos pruebas, una con el filtro compuesto por C23 y L8, y otra sin dicho filtro.

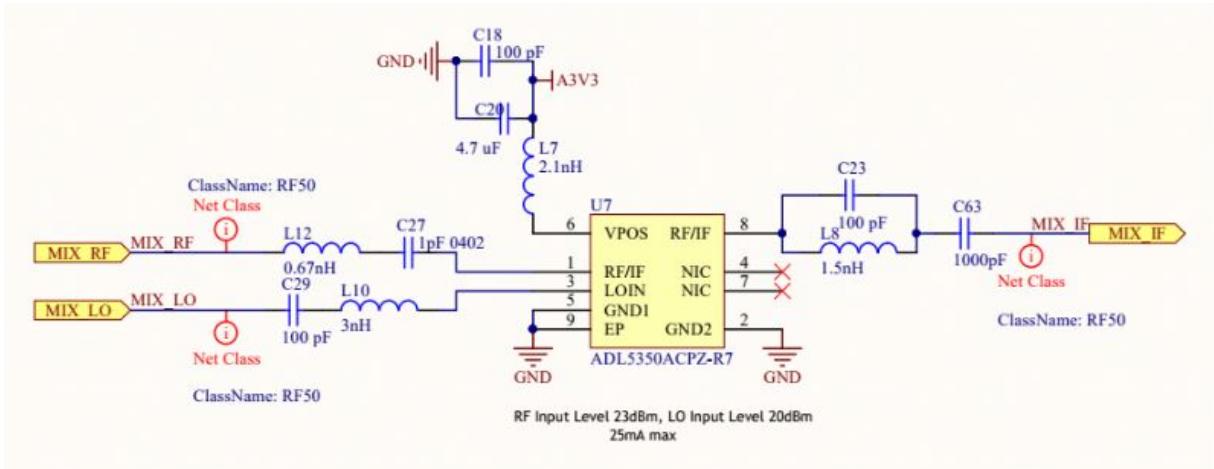


Figura 25: Esquemático del mezclador.

En la figura 26 se observa el aislamiento entre el puerto LO y el puerto IF para cada uno de los casos. El filtro mejora el aislamiento en algunas bandas, pero en otras lo empeora. El aislamiento sin filtro sufre menos variación.

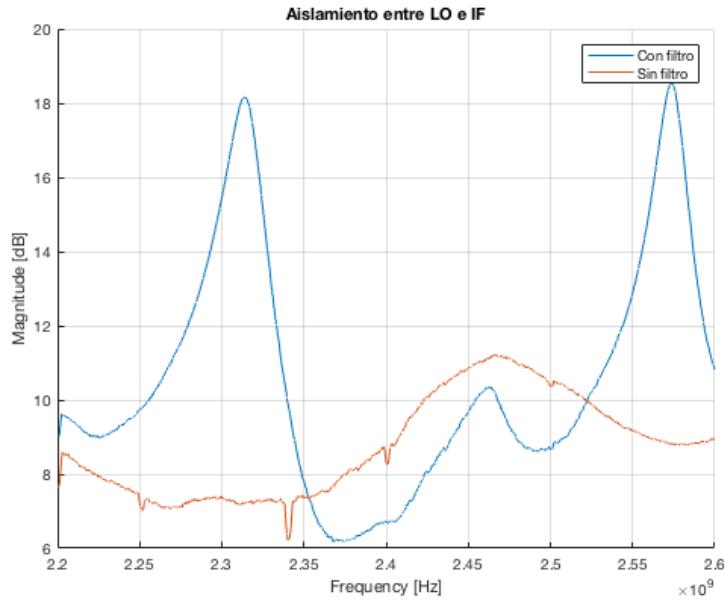


Figura 26: Aislamiento de LO a IF.

Por el contrario, el filtro en la puerta de IF no debería afectar al aislamiento entre LO y RF, tal y como se aprecia en la figura 27. Cabe destacar que el caso peor, 8 dB, es inferior a los 10 dB especificados por el fabricante.

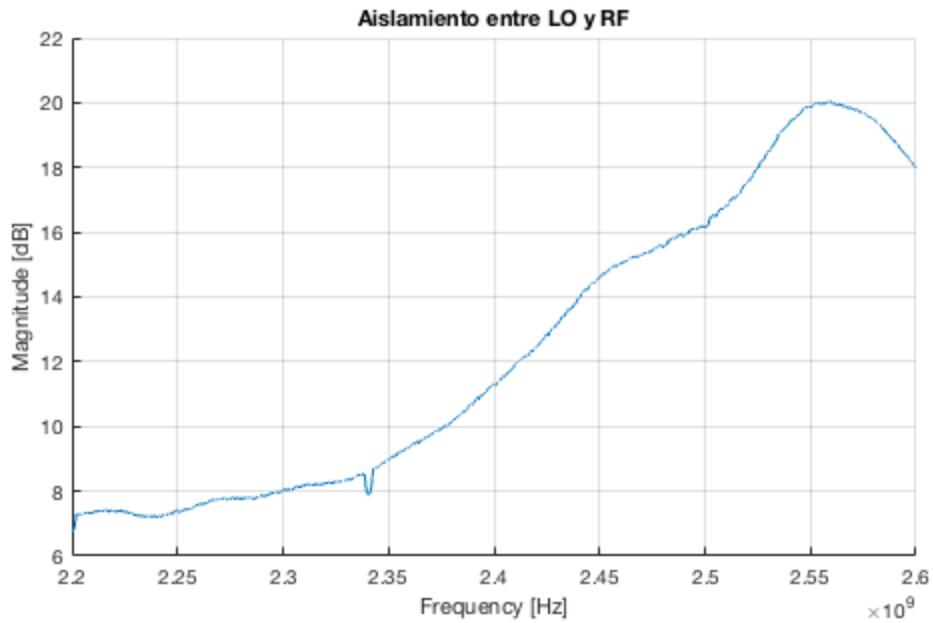


Figura 27: Aislamiento de LO a RF.

2.4.4. Nivel de continua a la salida del mezclador

En esta subsección se va a estudiar la variación del nivel de continua a la salida del mezclador para diferentes escenarios. Las medidas se han realizado con un tono a 2.6 GHz. La figura 28 muestra las diferentes posiciones que se han probado, variando la inclinación de las antenas y la posición de la placa.

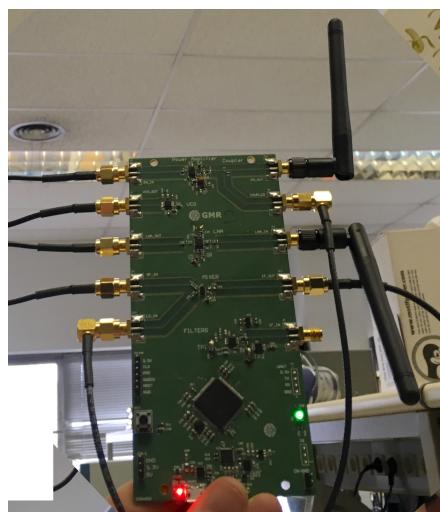
En la figura 28a, la placa esta sobre la mesa y las antenas paralelas, dando un nivel de continua de 0.36 V. Con las antenas en el mismo eje y la placa sobre la mesa, se obtienen -0.1 V de continua. El montaje se observa en la figura 28b. La figura 28c muestra la placa en alto con las antenas coaxiales, lo cual proporciona un nivel de continua de -0.45 V. Por último, en la figura 28d la placa se eleva y las antenas están paralelas. Esto resulta en un nivel de continua de 0.38 V.



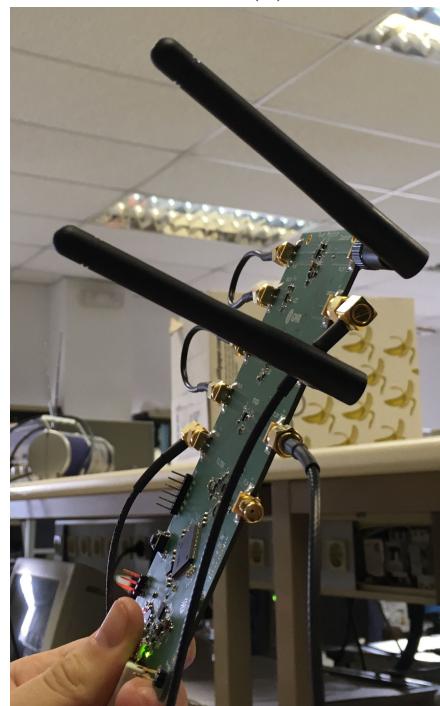
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 28: Fotos de las pruebas realizadas.

2.5. Caracterización de pistas y componentes aislados

En esta sección se muestra la caracterización de las pistas así como el amplificador de potencia y el acoplador de manera separada, ya que son los dos únicos componentes que no han podido ser caracterizados de manera aislada. Para ello se ha cortado una PCB en diferentes secciones, aislando algunos tramos de linea y los dos componentes previamente citados.

2.5.1. Amplificador de potencia aislado

En la figura 29 se aprecia el amplificador de potencia, con conector SMA también a la salida. Y en la figura 30 se puede ver el acoplador con conector SMA a la entrada.



Figura 29: Amplificador de potencia aislado.

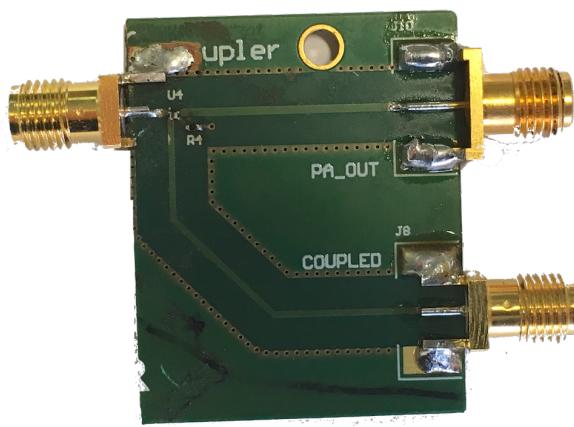


Figura 30: Acoplador aislado.

Se pueden apreciar los parámetros S del amplificador de potencia en la figura 31, así como su adaptación en la figura 32.

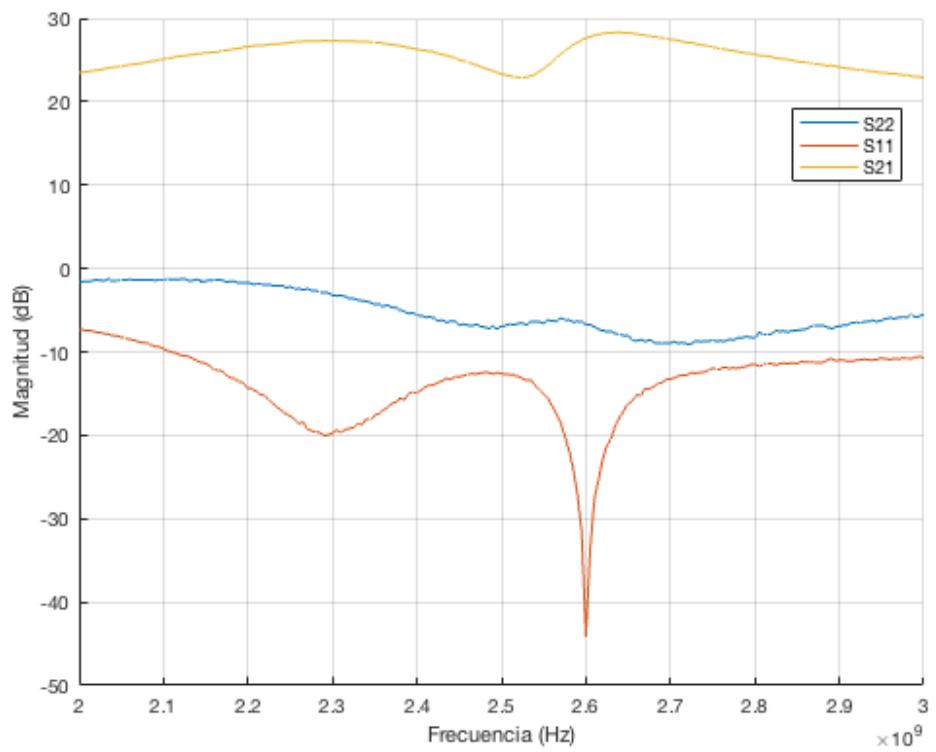


Figura 31: Párametros S del amplificador de potencia.

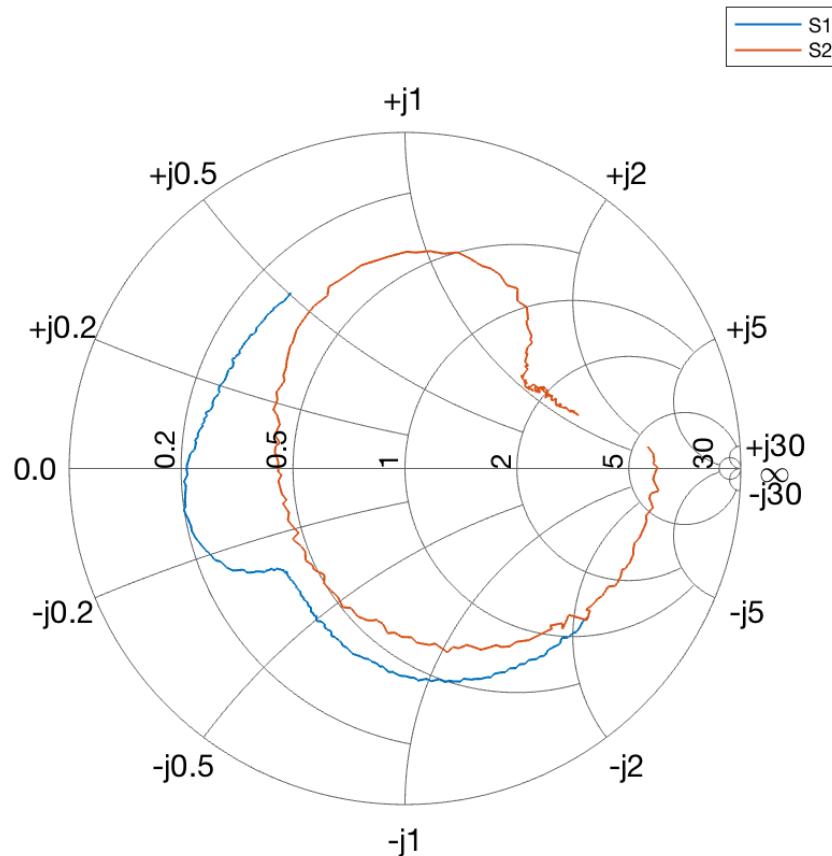


Figura 32: Adaptación del amplificador de potencia.

2.5.2. Acoplador aislado

Los resultados de la medida del acoplador pueden verse en la figura 33. La entrada es el puerto 1, la salida directa el puerto 2 y la salida acoplada el puerto 3. Son muy parecidos a las proporcionadas por el fabricante excepto en pérdidas de retorno, que son muy inferiores a los -40 dB especificados. Las pérdidas de inserción son de 0.6 dB.

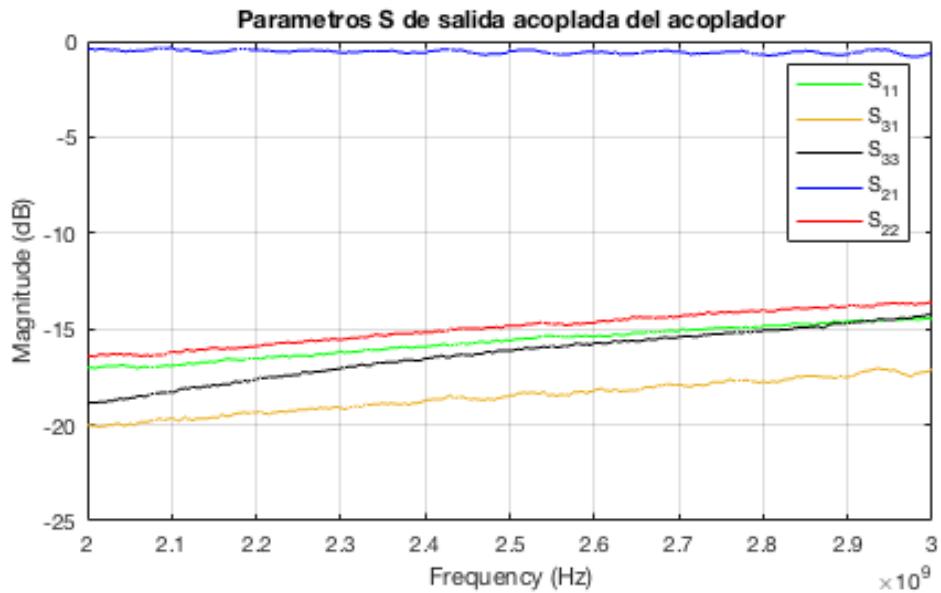


Figura 33: Características eléctricas del acoplador.

2.5.3. Tramos de linea

Para probar los tramos de linea se han seleccionado un tramo largo (la salida de IF) y un tramo corto (la salida del LNA). El tramo largo es de 32 mm mientras que el tramo corto es de 23 mm. Se pueden ver en las figuras 34 y 35 respectivamente.

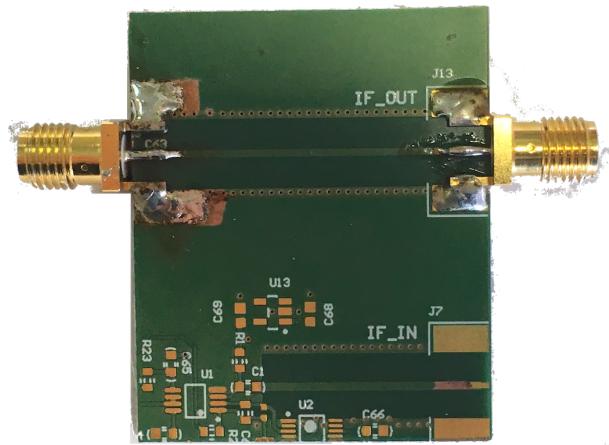


Figura 34: Pista larga.



Figura 35: Pista corta.

En las figuras 36 y 37 se aprecian los resultados de la pista larga. Como es de esperar, al tener buena adaptación, las pérdidas son bajas. Las pérdidas son de 0.5 dB.

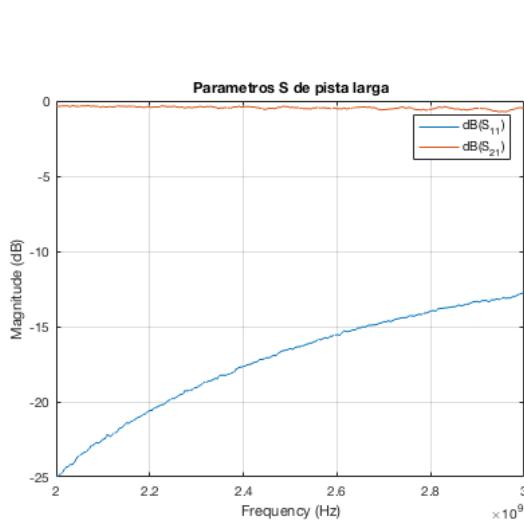


Figura 36: Parametros S11 y S21 de la pista larga.

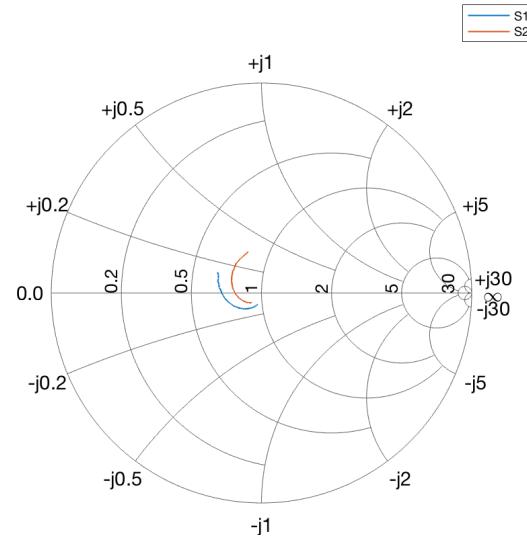


Figura 37: Parametros S11 y S21 de la pista larga.

Por último, se puede ver los resultados de la pista corta en las figuras 38 y 39. También cuentan con buena adaptación. Las pérdidas son de 0.4 dB.

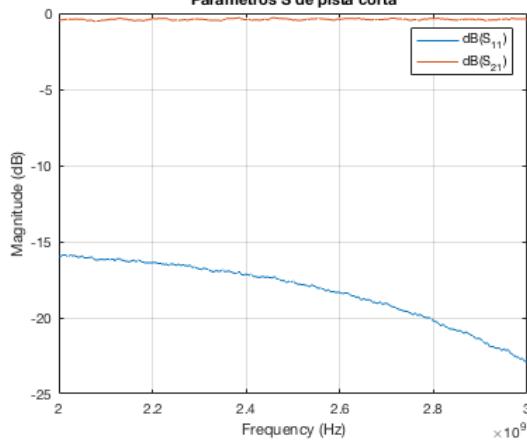


Figura 38: Parametros S11 y S21 de la pista corta.

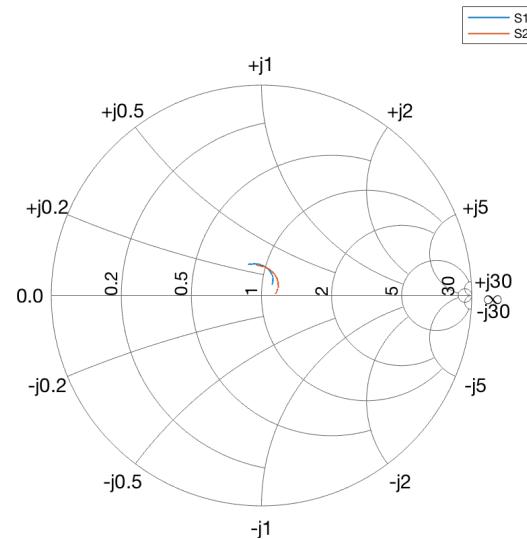


Figura 39: Parametros S11 y S21 de la pista corta.

2.6. Acondicionamiento de señal

El acondicionamiento a la entrada del ADC consta de dos etapas: la primera etapa filtra, amplifica y añade nivel de continua a la señal de salida del mezclador, mientras que la segunda solo filtra. Se requiere una referencia mayor que 0 V ya que el rango del ADC es de 0 a 3,3 V. Se basa en dos amplificadores operacionales modelo OPA2354 de Texas Instruments. La arquitectura es la definida en la siguiente figura.

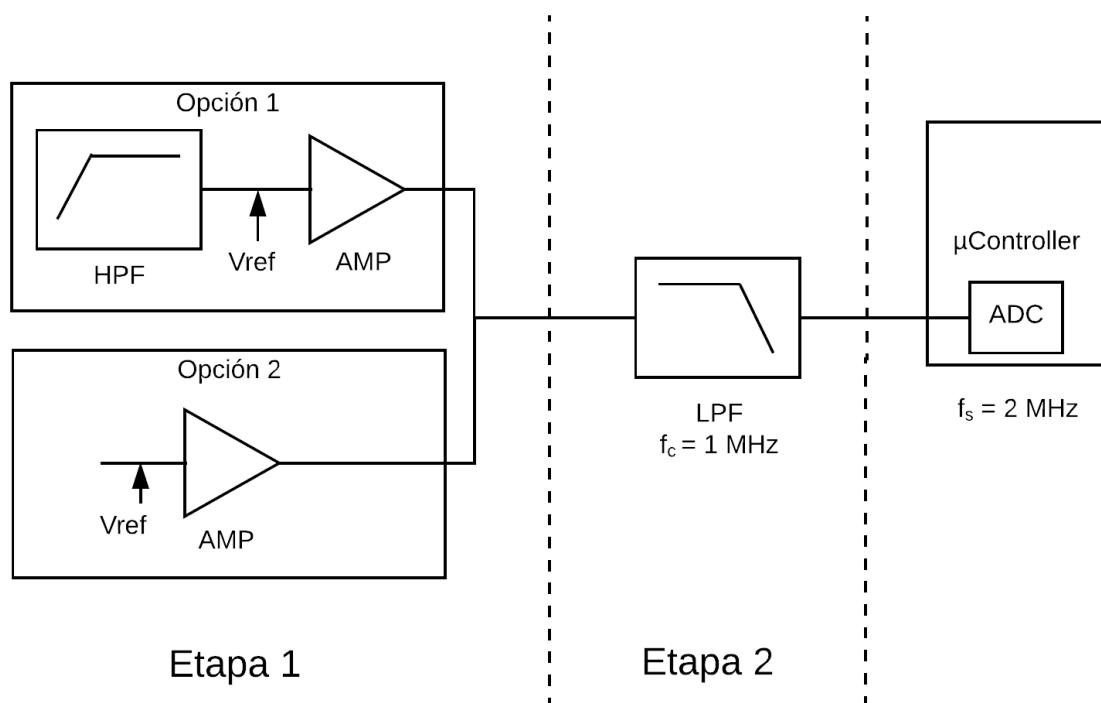


Figura 40: Diagrama de bloques para acondicionamiento de la señal.

El objetivo de la primera etapa es amplificar la señal proveniente del mezclador y centrarla en una tensión de referencia. Para ello se han evaluado dos opciones. La primera puede verse en la figura 41, que consiste en la eliminación de la continua con un filtro RC paso alto, seguido de un amplificador. La segunda se aprecia en la figura 43, basado en un sumador de tensiones que actúa como amplificador.

2.6.1. Primera Etapa. Opción 1

Esta primera filtra la continua con un filtro RC paso alto, y posteriormente filtra y amplifica con un amplificador operacional referenciando la señal a 1.6 V.¹ Su respuesta en frecuencia viene dada por la ecuación 1.

¹Se ha escogido esta tensión de referencia por ser la mitad de V_{cc} . Las dos fuentes V_{dc} mostradas en la figura 41 han de ser iguales.

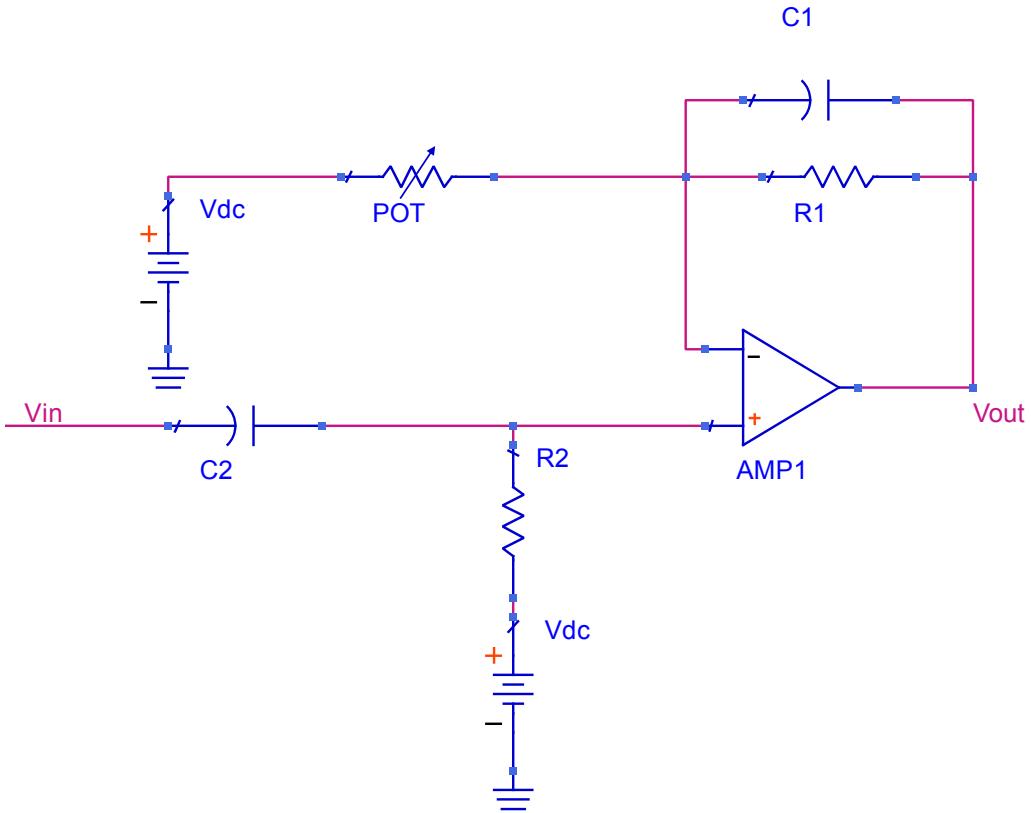


Figura 41: Esquemático del amplificador.

$$V_o = V_{in} * \frac{jwC2 * R2}{1 + jwC2 * R2} * \left(1 + \frac{R1}{POT * (1 + jwC1 * R1)}\right) + V_{dc} \quad (1)$$

La frecuencia de corte inferior está determinada por el filtro formado por C2 y R2, cuya expresión se aprecia en la ecuación 2.

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * R2 * C2} \quad (2)$$

La ganancia en la banda de paso está fijada por la relación entre R1 y el potenciómetro POT tal y como se aprecia en la ecuación 3. POT es un potenciómetro digital, lo cual permite configurar la ganancia del bloque digitalmente.

$$G = 1 + \frac{R1}{POT} \quad (3)$$

Por último, el límite de la banda superior es definido por la expresión 4.

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * R1 * C1} \quad (4)$$

Con los siguientes valores se obtiene una frecuencia inferior de corte a -3 dB de 1.2 Hz, una superior de 1 MHz y una ganancia de 10 dB.

$$POT = 10K\Omega \quad R2 = 100K\Omega \quad R1 = 22K\Omega \quad C1 = 8pF \quad C2 = 1uF$$

La respuesta en frecuencia de la ecuación 1 para los valores dados anteriormente se aprecia en la figura 42.

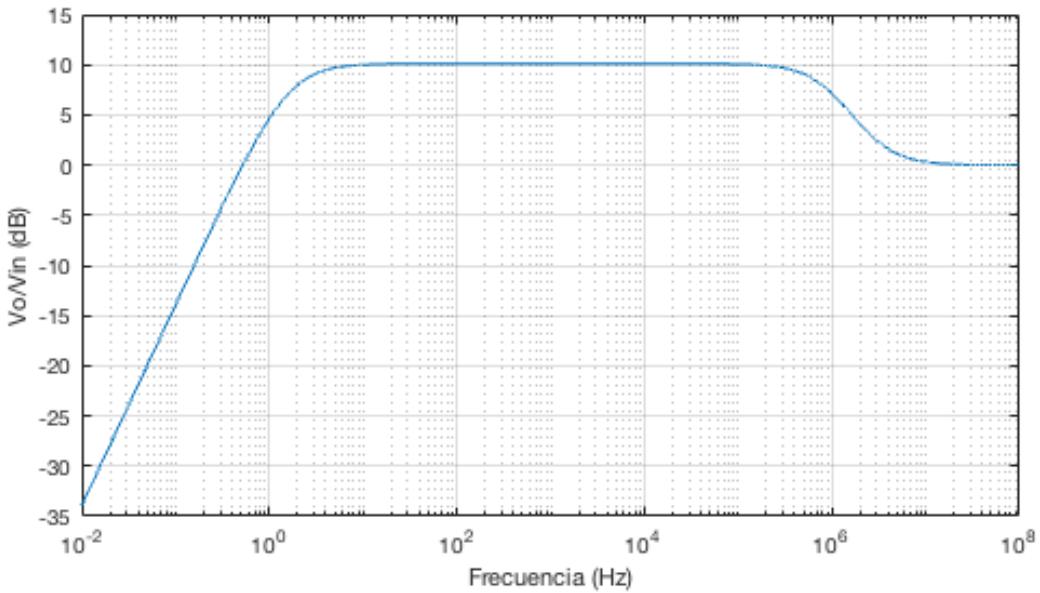


Figura 42: Respuesta del filtro paso banda.

2.6.2. Primera Etapa. Opción 2

La segunda opción es un cambiador de nivel basado en un sumador de tensiones. Puede apreciarse el esquema en la figura 43. La señal a la salida viene dada por la expresión 5, siendo V_{in} la señal de entrada y V_{dc} la señal de referencia, 1.6 V. Es importante destacar que en esta configuración el nivel de continua de V_{in} no debe superar un cierto umbral, ya que entonces el amplificador saturará. Dicho umbral depende de la ganancia asignada a V_{in} .

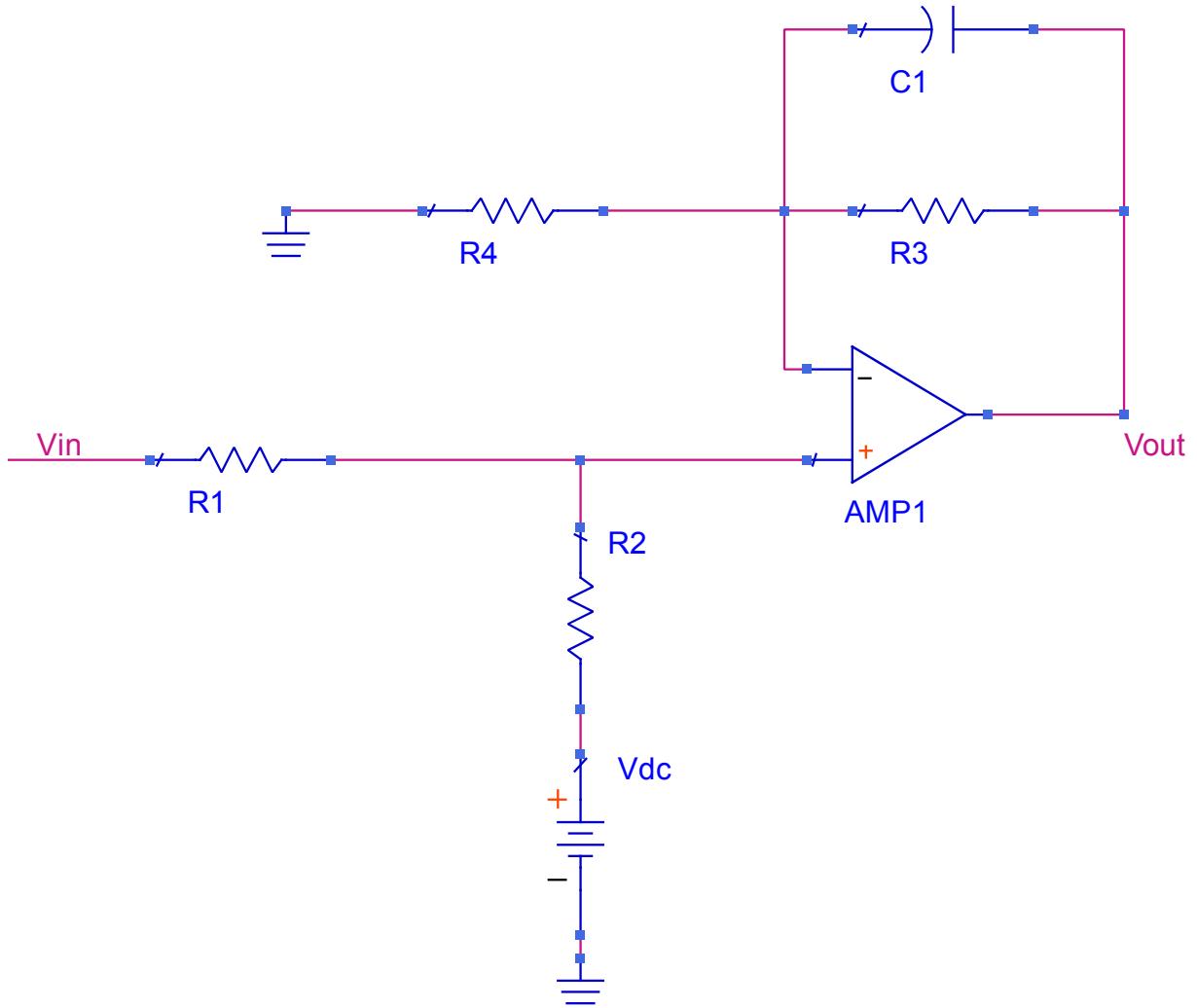


Figura 43: Esquemático del sumador de tensiones.

$$V_o = \left[1 + \frac{R3}{R4 * (jwC1 * R3 + 1)} \right] * \frac{V_{in} * R2 + V_{dc} * R1}{R1 + R2} \quad (5)$$

Haciendo el estudio en baja frecuencia para simplificar los cálculos, se llega a la expresión 6 para la ganancia de la fuente V_{in} y 7 para la fuente V_{dc} .

$$V_o = \left[1 + \frac{R3}{R4} \right] * \frac{V_{in} * R2}{R1 + R2} \quad (6)$$

$$V_o = \left[1 + \frac{R3}{R4} \right] * \frac{V_{dc} * R1}{R1 + R2} \quad (7)$$

Se busca que la ganancia para la fuente V_{dc} sea 1, para obtener a la salida la tensión de referencia que se introduzca en V_{dc} . Para ello se tiene que cumplir la relación 8, de la cual se obtienen las expresiones 9 y 10.

$$\frac{R3 + R4}{R4} * \frac{R1}{R1 + R2} = 1 \quad (8)$$

$$R4 = R1 \quad (9)$$

$$R3 + R4 = R1 + R2 \quad (10)$$

De las expresiones 6 y 7 se obtiene una ganancia N para V_{in} :

$$R2 = N * R1 \quad (11)$$

A partir del desarrollo anterior, para una ganancia 1 en V_{dc} y una ganancia N en V_{in} quedan los siguientes valores de resistencias en función de R1.

$$\begin{aligned} R2 &= N * R1 \\ R3 &= R2 \\ R4 &= R1 \end{aligned} \quad (12)$$

Por último, la frecuencia de corte superior vendrá dado por la ecuación 13.

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * R3 * C1} \quad (13)$$

Con los siguientes valores, se obtiene una ganancia de 6 dB para V_{in} . Esta ganancia ha sido escogida para no saturar si la salida mezclador tiene $0.5 V_{dc}$ ². La frecuencia de corte superior será 1MHz.

$$R1 = 5K\Omega \quad R2 = 10K\Omega \quad R3 = 10K\Omega \quad R4 = 5K\Omega \quad C1 = 18pF$$

La respuesta en frecuencia para estos valores se puede ver en la figura 44.

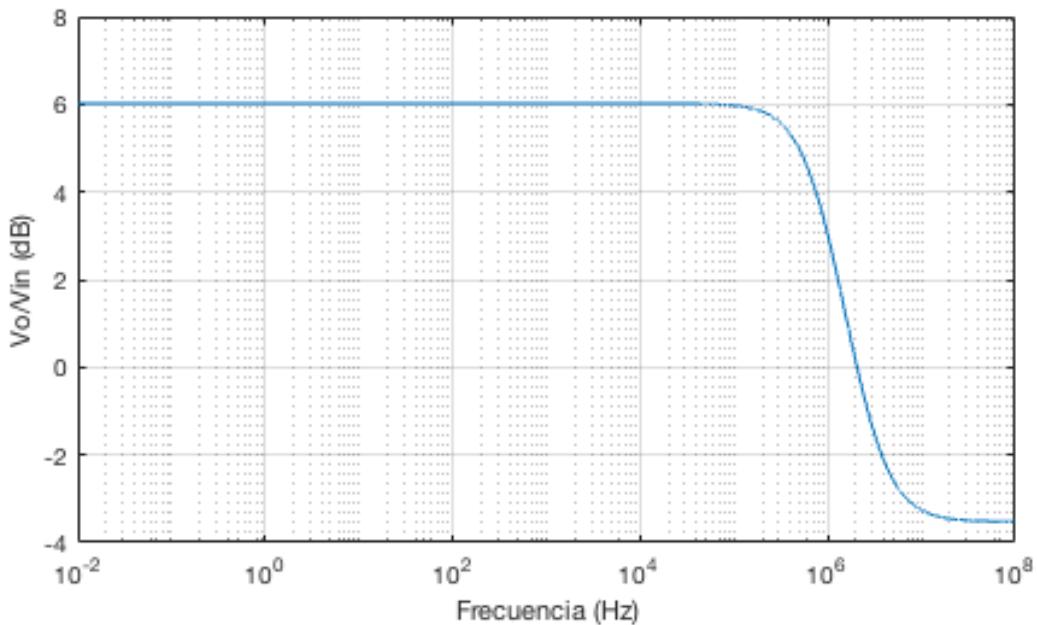


Figura 44: Respuesta en frecuencia del sumador.

²Se describe en la sección 2.4.4.

2.6.3. Segunda etapa

La ultima etapa es un filtro paso bajo Sallen-Key de segundo orden. Su estructura viene descrita en la figura 45. El comportamiento de dicho filtro se define la ecuación 14. La frecuencia de corte es la de la expresión 15.

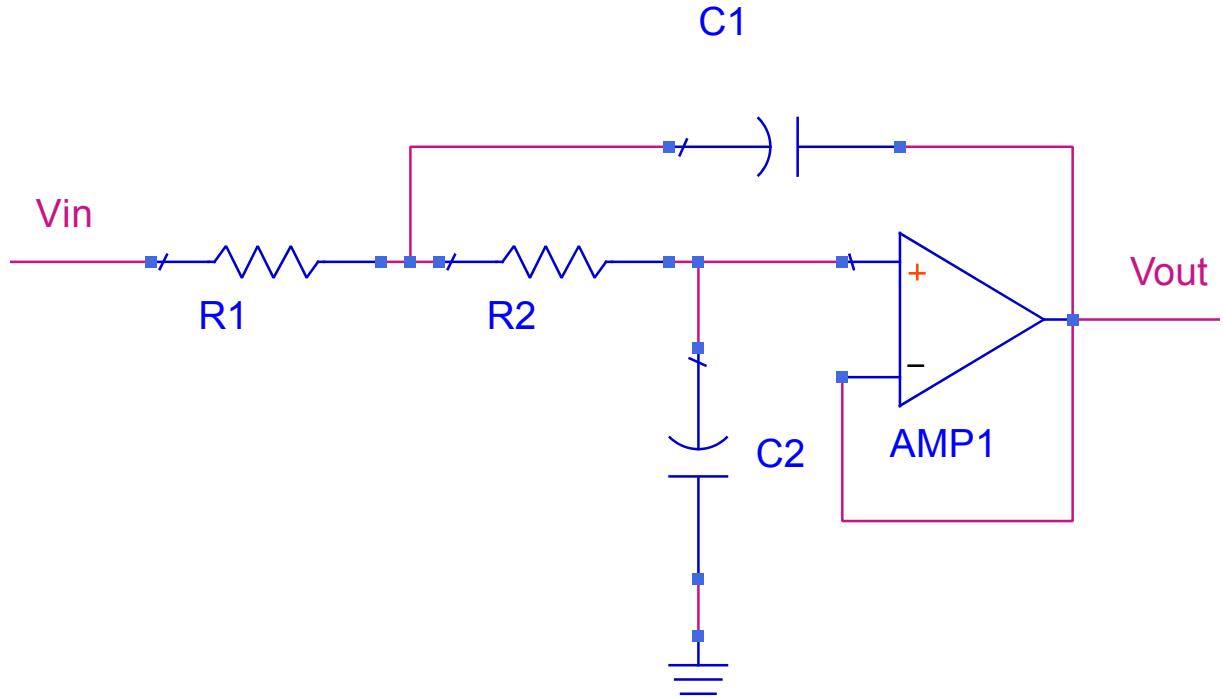


Figura 45: Esquemático del filtro Sallen-Key.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{-w^2(R_1R_2C_1C_2) + jw(R_1C_1 + R_2C_2) + 1} \quad (14)$$

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{R_1 * R_2 * C_1 * C_2}} \quad (15)$$

Para una frecuencia de corte de 1 MHz y unas capacidades y resistencias con el mismo valor respectivamente, se obtienen los siguientes valores:

$$R_1 = R_2 = 1K\Omega \quad C_1 = C_2 = 100pF$$

La respuesta en frecuencia de la figura 46 es una caida de -40 dB/decada

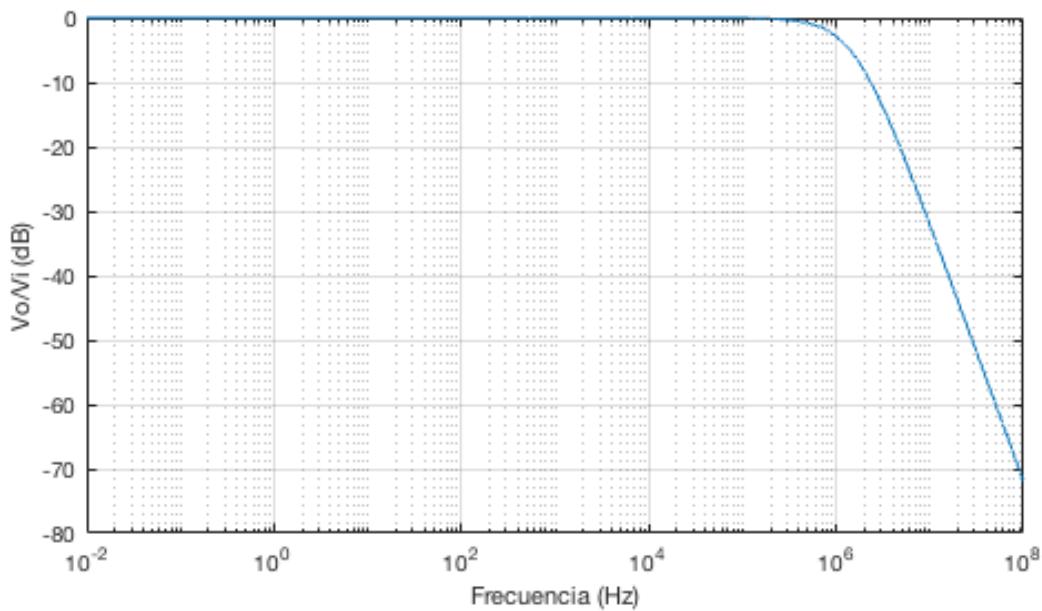


Figura 46: Respuesta en frecuencia del filtro Sallen-Key.

2.6.4. Conjunto

Si se unen las respuestas en frecuencia de las dos etapas con los valores especificados anteriormente, se obtiene la figura 47 para la opción 1 y la 48 para la opción 2.

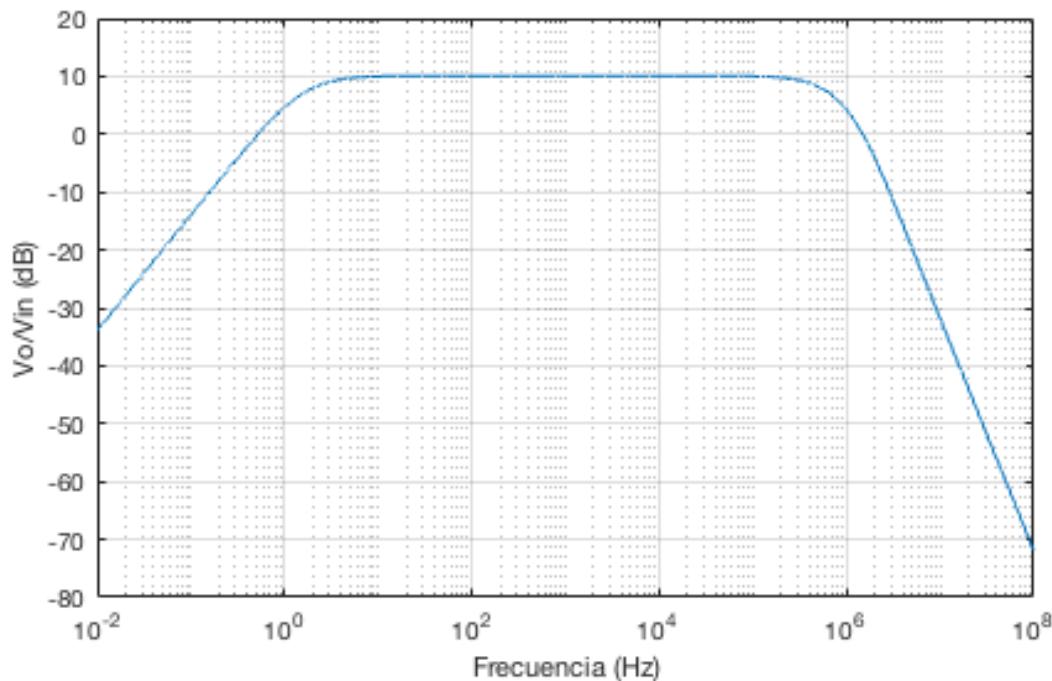


Figura 47: Respuesta del sistema completo usando la opción 1.

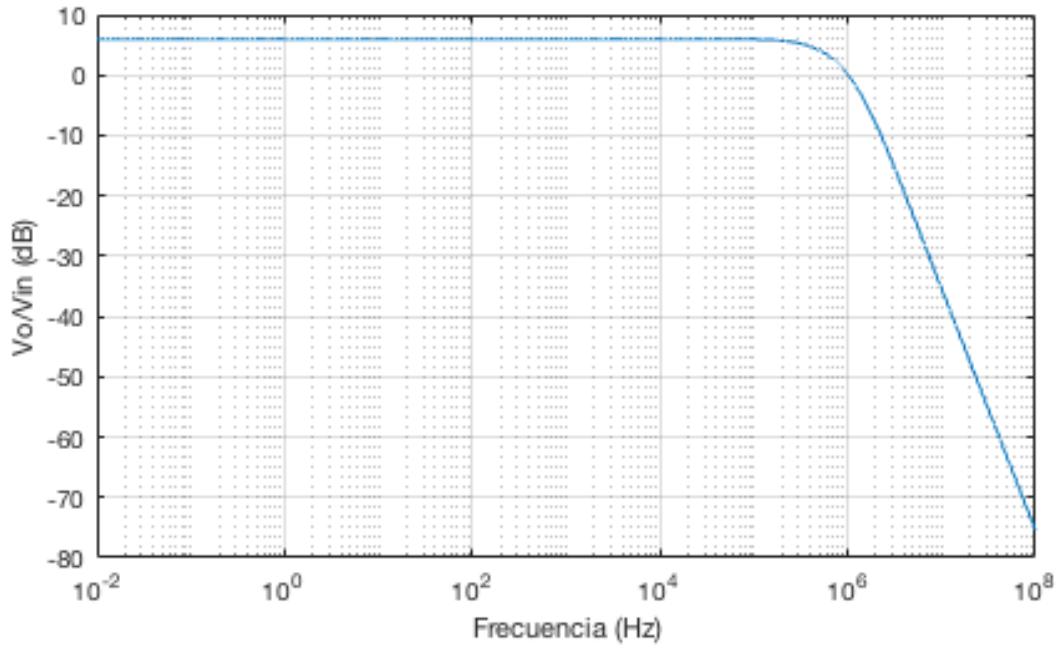


Figura 48: Respuesta del sistema completo usando la opción 2.

2.6.5. Medidas

Se ha realizado una medida del bloque de acondicionamiento de señal entero. Para ello se ha introducido una señal sinusoidal de 200 KHz y 100 mVpp y se ha medido a la entrada, a la salida y entre las dos etapas con un osciloscopio. La etapa de acondicionamiento de señal esta configurada para una ganancia de 20 dB y usando la opción 1 comentada anteriormente.

En la figura 49 se puede ver la señal de entrada, la figura 50 es la señal entre las dos etapas y por último, la figura 51 muestra la señal a la salida del conjunto. La figura 52 muestra la misma señal que 51 pero digitalizada con el ADC del sistema en vez de con un osciloscopio externo.

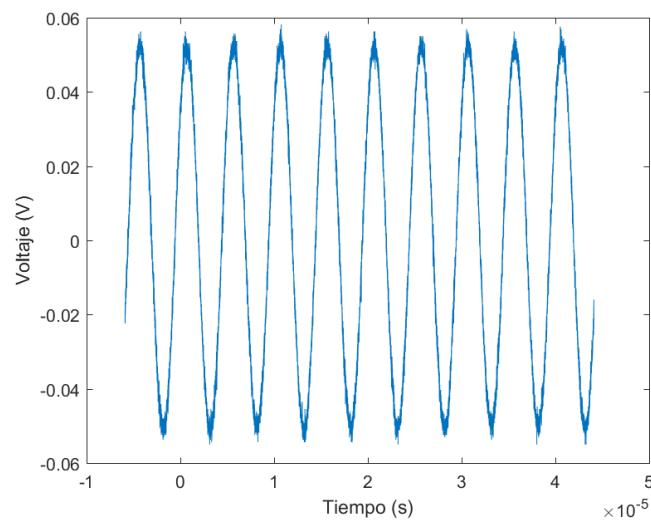


Figura 49: Señal de entrada al filtro.

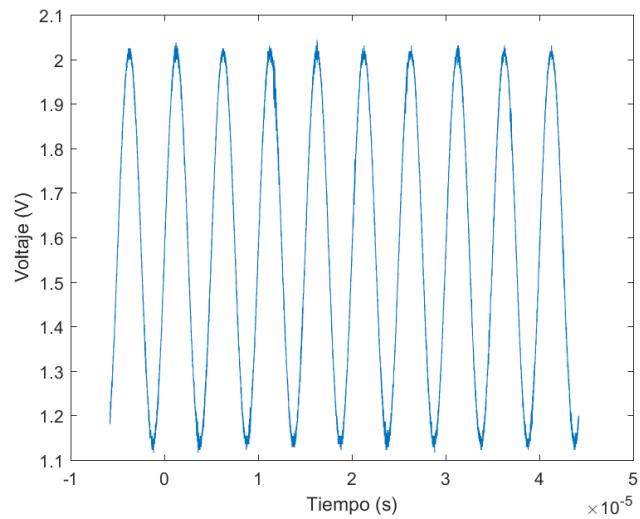


Figura 50: Señal a la salida de la etapa 1.

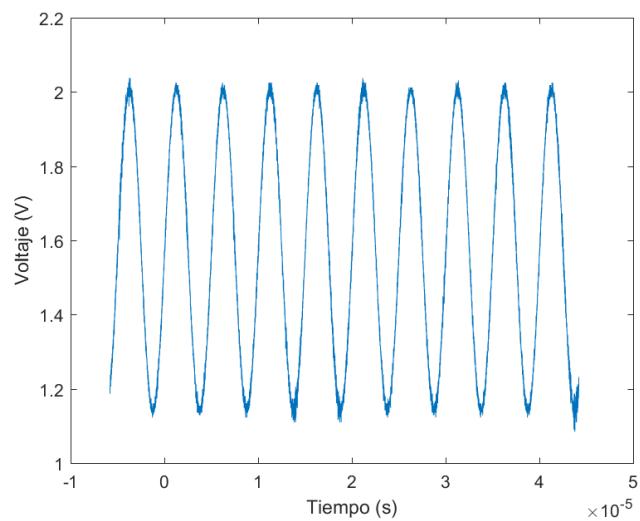


Figura 51: Señal a la salida de la etapa 2.

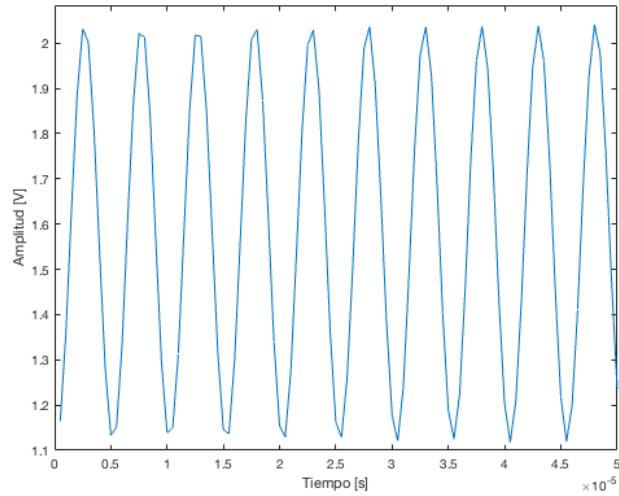


Figura 52: Señal a la salida de la etapa 2 medido con el ADC.

Se ha medido la respuesta en frecuencia de las dos opciones. La primera opción estaba configurada con una ganancia de 12 dB, y sus resultados se pueden ver en la figura 53. La segunda opción se aprecia en la figura 54 y tiene una ganancia de 6 dB.

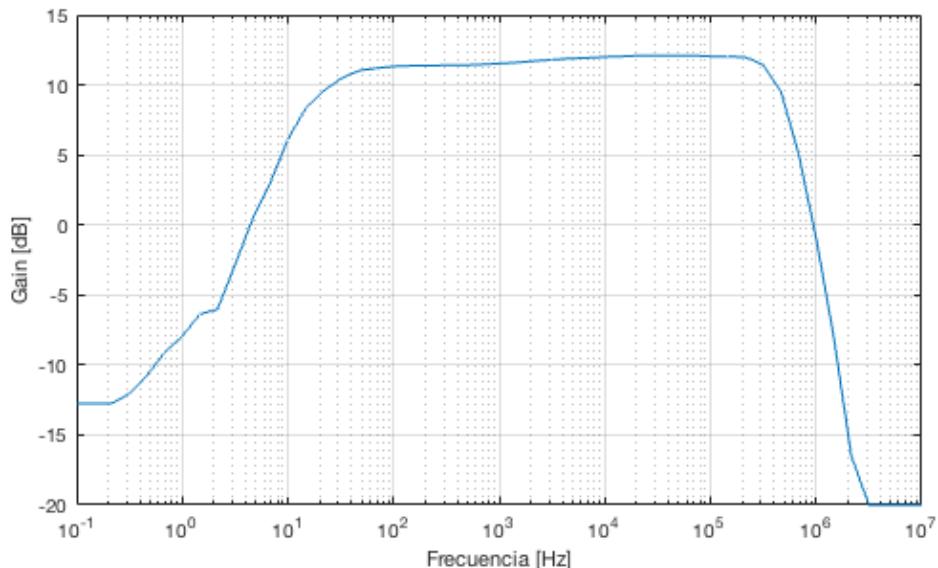


Figura 53: Medida de la respuesta en frecuencia de la etapa de acondicionamiento de señal para la opción 1.

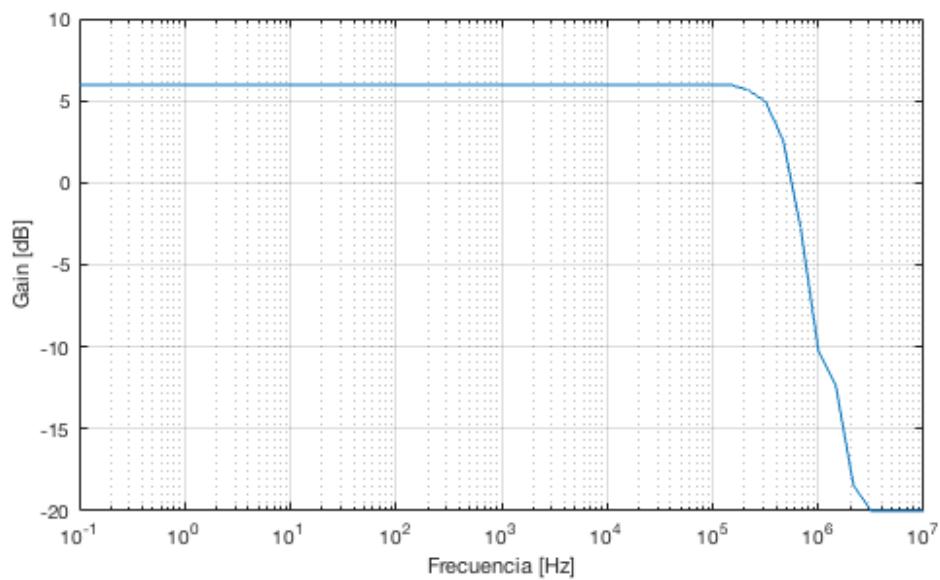


Figura 54: Medida de la respuesta en frecuencia de la etapa de acondicionamiento de señal para la opción 2.

3. Análisis del sistema completo

En esta sección se presenta el funcionamiento del sistema en conjunto. Se va a dividir en medidas realizadas con funcionamiento CW-LFM y medidas con CW.

3.1. CW-LFM

La primera medida ha sido realizada con un cable SMA de 26 m de largo, sustituyendo las antenas. Se han hecho pruebas con diferentes anchos de banda:

- Barriendo el ancho de banda completo: 2.26 a 2.6 GHz
- El anterior barrido pero limitado en los extremos: 2.3 a 2.55 GHz
- Banda plana inferior: 2.26 a 2.4 GHz
- Banda plana inferior limitando en el extremo inferior: 2.3 a 2.4 GHz

La figura 55 muestra el espectro de la señal digitalizada por el sistema. Cabe destacar que no es el espectro completo, solo de 0 a 50 m.³

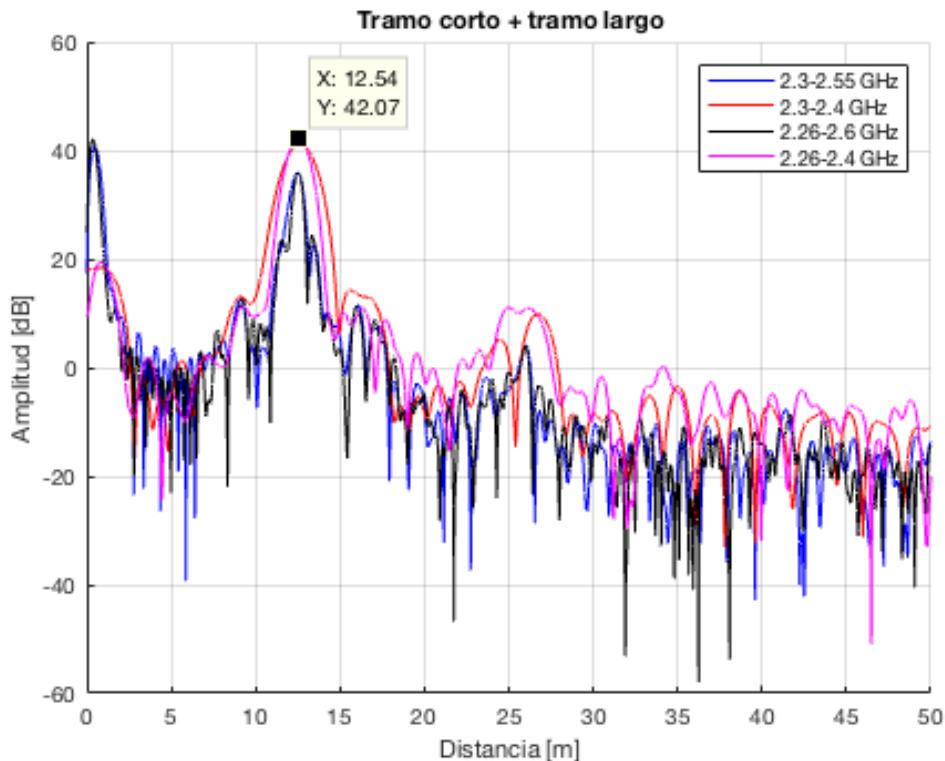


Figura 55: Espectro al medir un cable de 26 m con diferentes anchos de banda.

Se puede apreciar que si se usa toda la banda, se producen deformaciones en el espectro del blanco. Y al utilizar la banda de 2.26 a 2.4 GHz se consigue un blanco mas

³Hay que destacar que el marcador apunta la mitad de la longitud del cable debido a que no hay camino de ida y vuelta, solo ida. También se ha tenido en cuenta la velocidad de propagación en el cable usado, que es del 71 % de la velocidad en el vacío, lo cual ha sido corregido para las figuras.

estrecho y con más potencia que con la banda de 2.3 a 2.4 GHz.

El cable usado para la medida consiste en dos segmentos, siendo el mas corto 6m. Quitando dicho segmento, se consigue el espectro mostrado en la figura 56.

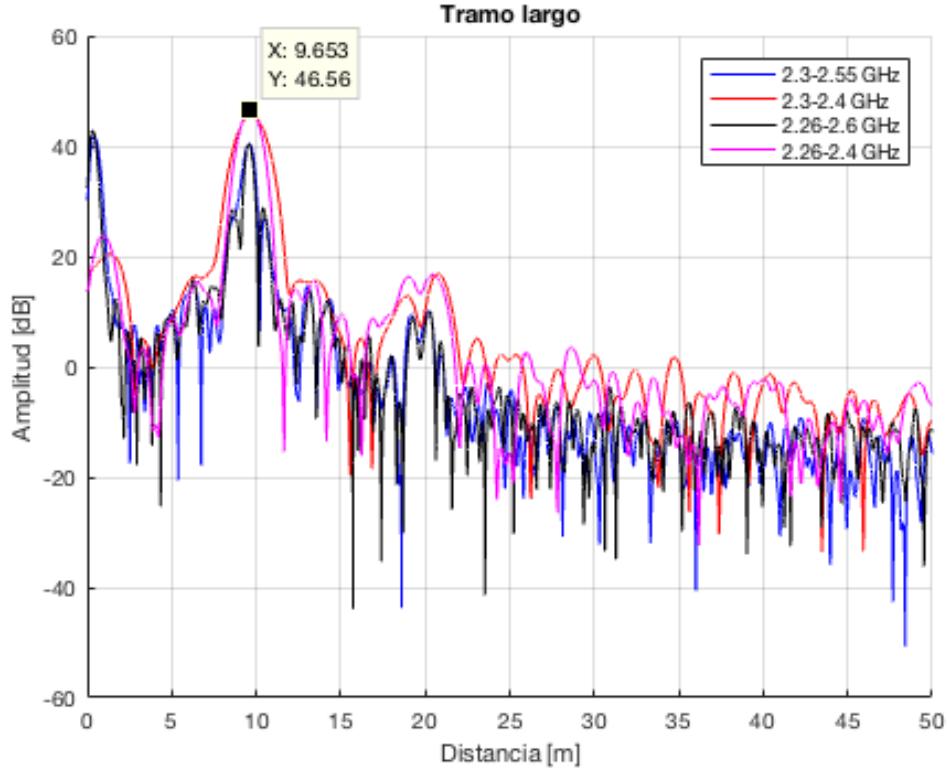


Figura 56: Espectro al medir un cable de 20 m con diferentes anchos de banda.

La segunda medida se ha hecho desde el edificio C apuntando al edificio B de la ETSIT. La distancia entre fachadas es de 31.5 m. En la figura 57 se aprecia un pico en el espectro a 31 m. Al igual que la figura anterior, la figura esta recortada para que abarque de 0 a 50 m y se ha realizado la medida para dos bandas diferentes.

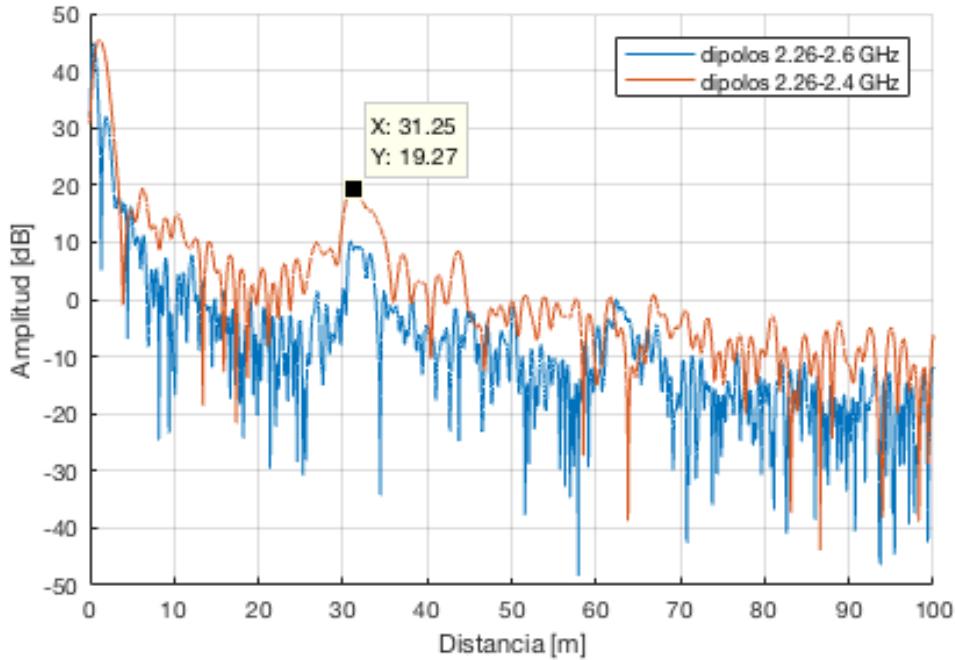


Figura 57: Espectro al medir la fachada del edificio B.

Se aprecia el mismo efecto que en las medidas anteriores: si se usa una banda mas reducida el lóbulo se ensancha pero se gana potencia.

3.2. CW

Se han realizado medidas de doppler. Se ha medido una persona corriendo mientras se emitía un tono de 2400 MHz y se aplicaban FFTs sobre tramos de 200 ms. Se inicia en reposo, se acelera y se decelera, alejándose del radar. Después se repite la misma operación pero acercándose al radar. En la figura 58 se puede apreciar dicha medida cuando se usa la opción 1, es decir, con un filtro paso alto en la entrada. En la figura 59 se ve la misma medida pero usando la opción 2, con un sumador. Se puede ver que hay mas potencia en la segunda opción.

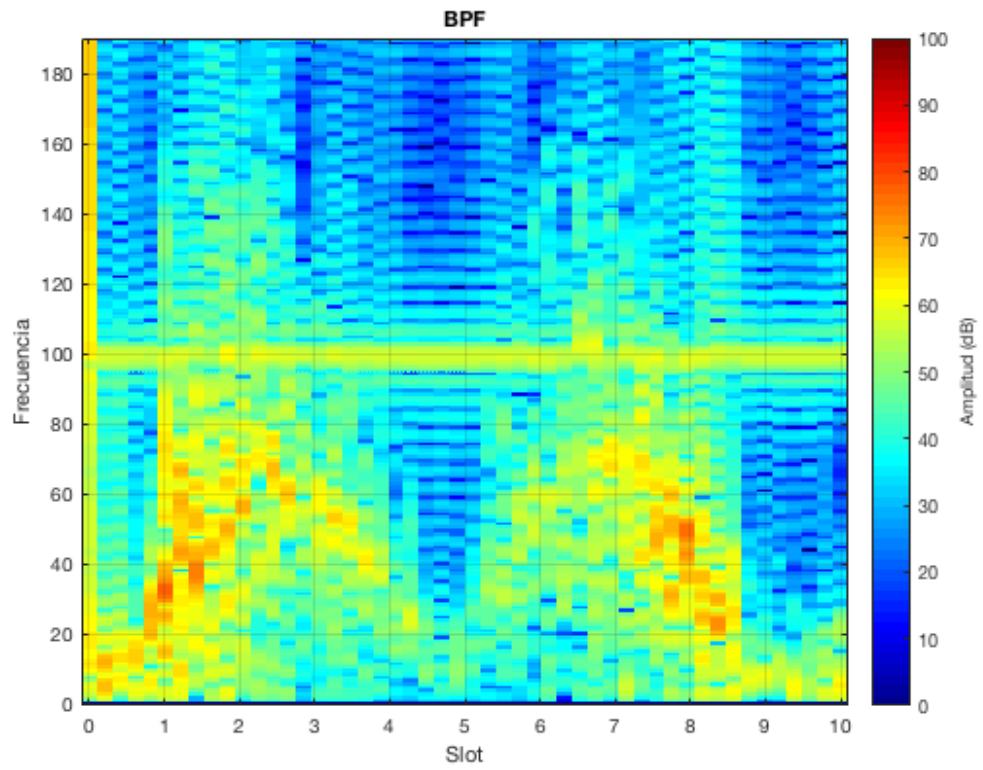


Figura 58: Espectro al medir doppler con la opción 1.

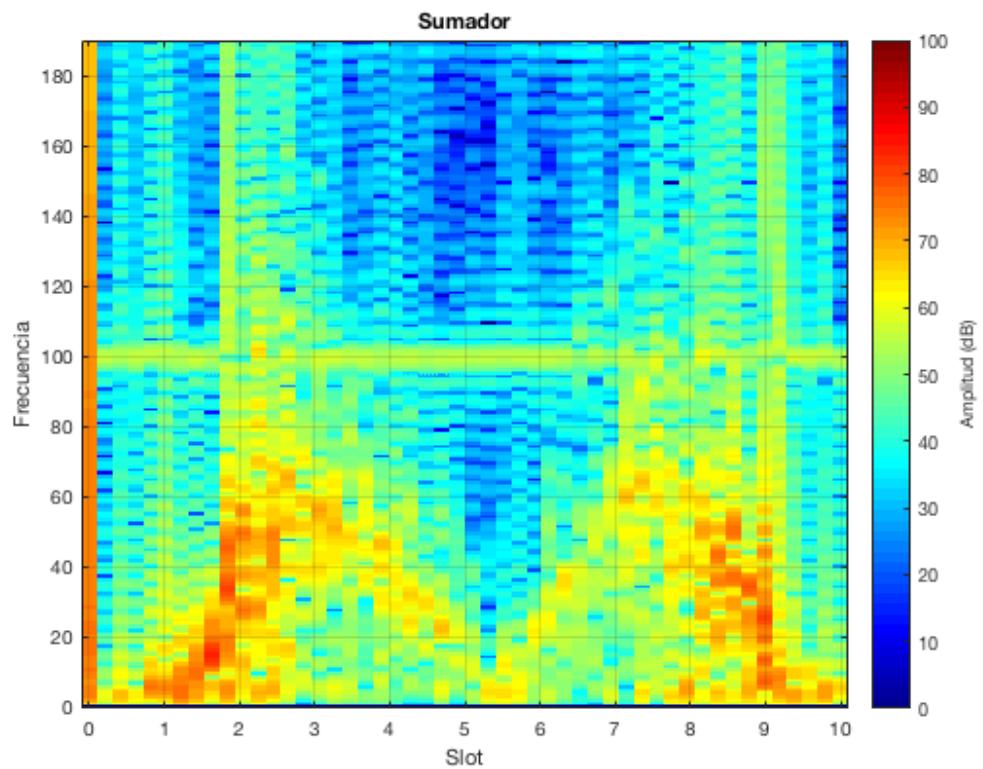


Figura 59: Espectro al medir doppler con la opción 2.

3.3. Ruido del receptor

Para medir el nivel de ruido del receptor, se han realizado varias medidas, cuyos resultados se aprecian en la figura 60. En la traza azul se ve la medida con una carga en la entrada de la etapa de acondicionamiento de señal. En la traza naranja, con una carga en la entrada mezclador y conectando las etapas posteriores. En la linea amarilla, con carga en el LNA y conectando las etapas que le siguen. En este caso, el LNA solo tiene una etapa activa, sólo amplificando unos 16 dB. La traza rosa muestra una medida con las dos antenas pero sin activar el VCO. Y por ultimo, la traza negra muestra una medida al edificio. El tiempo de captura para todas es de 1 ms y se han capturado y promediado 100 capturas.⁴

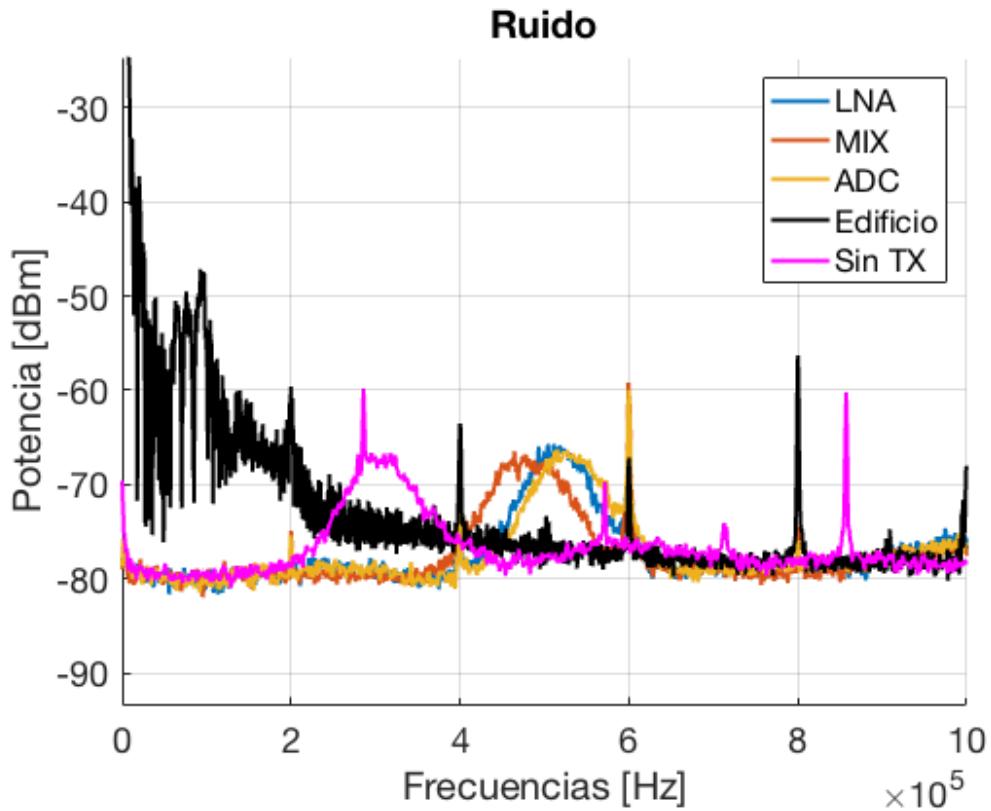


Figura 60: Espectro de ruido del receptor.

⁴Al ser un ADC de alta impedancia y no saber el valor exacto de impedancia de entrada, se ha calibrado con generadores de señal. El valor en dBm se obtiene haciendo $20 \cdot \log(V_{adc}) + 10$.