ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Máster

Sistema de comunicaciones "MiniSat" para su uso en las prácticas de laboratorio de la asignatura M1598: simulación, prototipado y caracterización

("MiniSat" communications system for the use in the labs of the M1598 subject: simulation, prototyping and characterization)

Para acceder al Título de

Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación

Autor: Diego Pordomingo Sedano

Febrero – 2022



E.T.S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACION

MASTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE MASTER

Realizado por: Diego Pordomingo Sedano

Director del TFM: Amparo Herrera Guardado

- **Título:** "Sistema de comunicaciones "MiniSat" para su uso en las prácticas de la asignatura M1598: simulación, prototipado y caracterización "
- **Title:** "MiniSat" communications system for the use in the labs of the M1598 subject: simulation, prototyping and characterization "

Presentado a examen el día:

para acceder al Título de

MASTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Casanueva López, Alicia Secretario (Apellidos, Nombre): Cano de Diego, Juan Luis Vocal (Apellidos, Nombre): Pontón Lobete, M^a Isabel

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

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

V° B° del Subdirector

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

Agradecimientos

Quiero agradecer a mi tutora, Amparo, toda la ayuda que me ha proporcionado a la hora de realizar este proyecto. Se trataba de todo un desafío, ya que era un campo nuevo para mi y se ha esforzado lo máximo para que adquiera la mayor cantidad de conocimientos posibles en estos meses. Además, ha estado siempre disponible para cualquier duda que me surgiera y me ha ayudado a resolver problemas que sin ella no habría podido de ninguna manera. ¡Muchas gracias!

También quiero agradecer a mis amigos más cercanos, que me han apoyado en momentos en los que las cosas no salían del todo bien, para que siguiera intentándolo.

Por último y más importante, darle las gracias a mis padres. Sin duda, los que más han tenido que aguantar cuando no tenía mucho ánimo y aún así me han impulsado a que diera un poco más cuando surgía algún problema y animándome a que diera el último empujón. No puedo estar más agradecido.

¡Gracias a todos!

Resumen

Durante los últimos años, las comunicaciones satelitales se han vuelto cada vez más importantes. De hecho, tenemos una gran cantidad de satélites orbitando alrededor de la tierra que realizan diferentes funciones como puede ser la de navegación, de comunicaciones o funciones militares. Esos ejemplos, se plasman en ciertos servicios de los que disponemos, ya sea por contratación o por adquisición de un equipo que los incorpore, como son la geolocalización, la televisión satélite o la meteorología. Por ello, se vuelve tan importante el conocimiento de estos sistemas, aunque sea, a menor escala. Para ello, el Máster Universitario de Ingeniería de Telecomunicación, cuenta con la asignatura M1598, Sistemas de Telecomunicación, en la que se enfocan estos campos, sobretodo de forma practica.

De esto trata este trabajo, de dar solución a la necesidad que se ha observado en las prácticas de dicha asignatura de dotar de un transmisor, un "*MiniSat*" y un receptor que trabajen en las bandas satelitales ya que, previamente, por falta de equipamiento docente y componentes, no se podían realizar de forma completa. Consiguiendo esto, se podría mostrar de forma práctica el funcionamiento completo de un enlace satelital, y mejorar la base de aprendizaje en este campo. Para cada sistema por separado, se ha realizado un diseño de cada componente integrado en él, seguido de una simulación y una caracterización para comprobar que funcionaba en circunstancias reales.Además, para conseguir una comunicación lo más realista posible, se han construido antenas de transmisión y recepción.

Palabras clave

Satélite, Receptor, Transmisor, MiniSat, Comunicaciones satelitales, Enlace satelital.

Abstract

During the last few years, satellite communications have become increasingly important. In fact, we have a large number of satellites orbiting the earth that perform different functions such as navigation, communications or military functions. These examples are reflected in certain services that we have, either by contracting or by acquiring equipment that incorporates them, such as geolocation, satellite television or meteorology. For this reason, knowledge of these systems becomes so important, even if it is on a smaller scale. For this, the Master's Degree in Telecommunication Engineering has the M1598 subject, Telecommunication Systems, in which these fields are focused, especially in a practical way.

This is what this project is about, to provide a solution to the need that has been observed in the labs of this subject we provide a transmitter, a "*MiniSat*" and a receiver that work in the satellite bands since, previously, due to lack of teaching equipment and components, could not be carried out completely. By achieving this, the complete operation of a satellite link could be shown in a practical way, and the learning base in this field could be improved. For each system separately, a design of each component integrated in it has been carried out, followed by a simulation and a characterization to verify that it worked in real circumstances. In addition, to achieve the most realistic communication possible, antennas have been built at transmission and reception.

Keywords

Satellite, Receiver, Transmitter, MiniSat, Satellite Communications, Satellite link.

Índice

Ín	ndice de Figuras	IV
Ín	ndice de Tablas	IV
1	Capítulo 1: Introducción	1
2	Capítulo 2: Componentes utilizados	4
	2.1 Placa MiniSat	4
	2.1.1 Amplificador HMC565LC5 [11]	5
	2.1.2 Filtro Paso Banda @ 17.8 GHz	6
	2.1.3 Mezclador LTC5553 [10]	7
	2.1.4 Oscilador Local HMC384	9
	<u>2.1.5 Filtro Paso Banda @ 15.7 GHz</u>	9
	2.2 Placa TX	10
	2.2.1 Oscilador Local HMC632LP5 [5]	10
	$2.2.2 \text{Mezclador HMC554} [4] \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots $	11
	2.3 Placa RX	13
	$2.3.1 \text{Oscilador HMC1168} \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots $	13
3	Capítulo 3: Desarrollo del provecto	1/
J	<u>3 1 Selección del substrato y diseño y simulación de filtros</u>	14
	3.2 Esquemas de montaje del MiniSat	24
	3.2.1 Amplificador HMC565LC5	24
	3.2.2 Mezclador LTC5553	29
	3.2.3 Oscilador local HMC384 [9]	$\frac{29}{32}$
	3.3 Esquemas de montaje del Rx y Tx	34
	3.3.1 Mezclador HMC554	34
	3.3.2 Osciladores Locales HMC1168 v HMC632LP5	34
	3 4 Diseño de placas de DC	36
	3.5 Diseño de las antenas de transmisión y recepción [2]	46
4	Capítulo 4: Simulaciones de los bloques PCB con ADS	57
	4.1 Simulación de la CNR	57
	4.2 Simulación de la figura de ruido en el sistema	59
	4.3 Simulación de espurios	60
	4.4 Simulación de la ganancia en compresión del sistema	62
	4.5 Simulación de IMD	62
	4.6 Simulación de LSSP	63
5	Capítulo 5: Resultados de las medidas en el laboratorio	68
Ľ.	5.1 Medidas del receptor	73
	5.2 Medidas del transmisor	87
	5.3 Medidas del MiniSat	94

	5.4 Medidas del sistema completo	101
6	Comparación resultados teóricos y prácticos	103
7	Líneas futuras	109
8	Anexos	112

Índice de figuras

1	Cadena transmisora completa	2
2	Cadena receptora completa	2
3	Esquema de la cadena MiniSat	5
4	Patillaje amplificador HMC565LC5	5
5	Tabla con las especificaciones eléctricas del amplificador HMC565LC5	6
6	Filtro paso banda a la entrada del mezclador	7
7	Patillaje mezclador	7
8	Especificaciones eléctricas del mezclador LTC5553	8
9	Patillaje oscilador local	9
10	Filtro paso banda a la salida del mezclador en la primera etapa	10
11	Patillaje del oscilador local HMC632LP5 del Tx	11
12	Especificaciones del oscilador HMC632LP5	11
13	Especificaciones eléctricas del mezclador HMC554	12
14	Patillaje mixer del Tx	12
15	Esquema Oscilador Rx	13
16	Esquema simulación parámetros S de filtro con substrato Rogers $4003C$ H =	
	0.22	15
17	Resultados de simulación de los parámetros S21 y S11 en dB del filtro de lineas	
	acopladas cuya frecuencia central es de 15.7 GHz con el substrato Rogers	
	4003C y altura H=0.22 mm, para su uso en la cadena de recepción.	15
18	Ejemplo de tunning para la linea de entrada del filtro	16
19	Ejemplo de $goal$	17
20	Ejemplo de optimización	18
21	Ejemplo de layout del filtro con $Fc = 15.7 \text{ GHz}$	19
22	Ejemplo de setup para EM	19
23	Simulación filtro con H = 0.22 mm en RO4003C	20
24	Simulación filtro con H = 0.4 mm en RO4003C	21
25	Simulación filtro con H = 0.5 mm en RO4003C $\dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	21
26	Simulación filtro con H = 0.8 mm en RO4003C $\dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	22
27	Sustrato Rogers RO4003C con $H = 0.22 \text{ mm}$	23
28	Archivos Gerber del amplificador HMC565LC5	24
29	Gerber importado del amplificador	25
30	Layout de amplificador modificado	26
31	Test de amplificador para las dos frecuencias	26
32	Respuesta del amplificador sin red de adaptación. En rojo se puede ver	27
33	Amplificador adaptado en rojo y sin adaptar en azul	28
34	Huella final del amplificador	29
35	Ejemplo de explicación capa Top	30
36	Layout del mezclador obtenido a partir del Gerber que proporciona el fabricante	30
37	PCB del mezclador	31
38	PCB del OL extraido del Gerber	32
39	Huella del OL	33

40	Huella del mezclador de Rx	34
41	PCB para el HMC1168 y HMC632LP5	35
42	Huella del HMC1168 y HMC632LP5 con todas las salidas disponibles	36
43	Diseño del esquemático y placa de DC del MiniSat 1	37
44	LM317 en encapsulado SOT-223	38
45	Medidas del encapsulado SOT-223	38
46	Ejemplo de configuración LM317	39
47	Layout del regulador LM317 con los componentes necesarios para regular la	
	Vout	39
48	Encapsulado y conexionado del diodo	41
49	Dimensiones del potenciómetro	41
50	Encapsulado del transformador	42
51	Rectificación de señal de AC a DC 1	43
52	Encapsulado del puente de diodos rectificador y pinout	43
53	Placa de DC para el MiniSat con las entradas de alimentación (P+) y de las	
	baterias $(B+)$	44
54	Placa de DC para el receptor	45
55	Placa de DC para el transmisor	45
56	Sustrato de $h=0.254 \text{ mm}$	47
57	Antena receptora	48
58	Resultado de adaptación para la antena Rx	49
59	Resultado adaptación para la antena Tx	49
60	Parámetros electromagnéticos de la antena receptora	50
61	Parámetros electromagnéticos de la antena transmisora	51
62	Corte para phi = 90 antena receptora \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots	52
63	Corte para phi = 180 antena receptora \ldots	52
64	Corte para phi = 90 antena transmisora $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$	53
65	Corte para phi = 180 antena transmisora \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots	53
66	Visualización 3D antena Rx	54
67	Visualización 3D antena Tx	54
68	Antena Rx	55
69	Medidas de los parámetros S11 de las dos antenas Tx fabricadas (izquierda) y	
	el parámetro S11 de las dos antenas Rx fabricadas a la derecha, visualizados	_
	en ADS	55
70	Medida de la antenas enfrentadas a 40 cm	56
71	Visualización en ADS parámetro S21 de la antena Tx (izquierda) y Rx (dere-	
	cha) con y sin pérdidas	56
72	Esquema del sistema MiniSat, en el cual se indican puntos de medida	57
73	Plantilla para la simulación de la CNR del sistema	58
$\overline{74}$	Resultado de la simulación de la CNR del sistema	58
75	Esquemático para la simulación de la figura de ruido del sistema	59
$\overline{76}$	Resultado para la simulación del ruido en el sistema	60
77	Resultado de la simulación para obtener las señales espurias	61
78	Resultado para la simulación de ganancia en compresión	62

	79	Esquemático para la simulación del IMD del sistema	63
	80	Resultado para la simulación del TOI y el CIMD	63
	81	Esquemático para el análisis del LSSP	64
	82	Resultado de la ganancia del sistema	65
	83	Resultado de la ganancia ripple del sistema	65
	84	Resultado de las pérdidas por retorno	66
	85	Resultado del retardo de grupo	67
	86	Setup medida VCO	68
	87	Gráfica de frecuencia y voltaje para el VCO del receptor	70
	88	Gráfica de frecuencia y voltaje para el VCO del transmisor	72
	89	Circuito Rx con la placa de DC acoplada	73
	90	Gráfica de barrido de potencia de entrada de receptor sin las bobinas	74
	91	Gráfica de barrido de potencia de entrada de receptor con las bobinas	75
	92	Medida de IF del receptor para una frecuencia de entrada de 15.7 GHz, una	
	52	potencia de entrada de -40 dBm y una VTune de 6 V. Se obtiene una Pout —	
		16.28 dBm y gapancia de $23.72 dB$	75
	03	Fotografía de la modida realizada en la placa del receptor para determinar la	10
_	90	distancia de las bobinas de adaptación a la entrada del primer amplificador	76
	0.4	Créfice de generacio de conversión va frequencia para el renge de frequencias	70
_	94	Granca de ganancia de conversion vs frecuencia para el rango de frecuencias	77
	OF	del receptor y potencia de entrada de -40dBm	((
_	95	Grafica de ganancia de conversion vs frecuencia para el rango de frecuencias	70
	0.0	del receptor y potencia de entrada de -50dBm	78
_	96	Grafica de ganancia de conversion vs frecuencia para el rango de frecuencias	70
		del receptor y potencia de entrada de -60dBm	79
	97	Senal de salida de Rx para Vtune = 5, $FIF = 2.59 \text{ GHz}$, $FOL = 13.1 \text{ GHz y}$	01
		$\underline{Pm} = -40 \text{ dBm}$	81
	98	Gráfica de barrido de potencia para Vtune = $5 \text{ con y sin bobinas}$	82
	99	Barrido Rx para Vtune = 7 para una $FRF = 15.7 \text{ GHz}$, una $FIF = 2.18 \text{ GHz}$	
		$y \text{ una FOL} = 13.52 \text{ GHz} \dots \dots$	83
	100	Gráfica de barrido de potencia para Vtune = 7 con y sin bobinas \ldots	84
	101	Setup medida con antenas del receptor	85
	102	Circuito Tx con la placa de DC acoplada	87
	103	Circuito Tx con la placa de DC acoplada	90
	104	Colocación de la bobina en serie a la salida del OL	91
	105	Medida del transmisor con antenas	93
	106	MiniSat versión 1	94
	107	Oscilador local apantallado	95
	108	MiniSat versión 2	96
	109	MiniSat versión 3 con cable coaxial rígido	97
	110	Gráfica de las pérdidas de conversión respecto a la IF de salida, se variaron	
		las condiciones de RF y OL para llegar a obtener diferentes IF a la salida que	
		cubriesen dicho rango	98
-	111	Configuración del sistema para medir la salida del MiniSat	100
	112	Configuración del sistema para medir la salida del sistema completo	101

113	Espectro de salida del sistema con frecuencia de salida de 1.66 GHz y una	
	Pout = -32.74 dBm	102
114	Ganancia obtenida en ADS y en las medidas realizadas en el laboratorio para	
	el receptor	104
115	Ganancia obtenida en ADS y en las medidas realizadas en el laboratorio para	
	el receptor	105
116	Ganancia obtenida en ADS y en las medidas realizadas en el laboratorio para	
	el MiniSat	106
117	Gráfica de pérdidas por conversión para frecuencias de salida menores o iguales	
	que 9 GHz, frecuencias de OL entre 2-2.1 GHz y frecuencias de entrada de	
	10-11 GHz	110
118	Esquema para fabricación minisat	112
119	Esquema para fabricación del receptor	112
120	Esquema para fabricación del transmisor	112
121	Esquema para fabricación de la placa DC minisat	113
122	Esquema para fabricación de la placa DC transmisor	113
123	Esquema para fabricación de la placa DC receptor	113

Índice de cuadros

	1	Especificaciones eléctricas y mecánicas del receptor previstas	3
	2	Especificaciones eléctricas y mecánicas del transmisor previstas	3
	3	Especificaciones eléctricas y mecánicas del minisat previstas	3
	4	Comparativa de las dimensiones de un par de lineas acopladas en función de	
		la altura del substrato Rogers 4003 C	14
	5	Valores de las bobinas para adaptación	28
	6	Valores de condensadores de desacoplo para mixer	32
	7	Valores de las resistencias del divisor	40
	8	Valores de las bobinas para adaptación	46
	9	Resultados de las antenas	51
	10	Valores de frecuencia y voltaje del VCO del receptor	69
	11	Valores de frecuencia y voltaje del VCO del transmisor	71
	12	dBs de pérdidas de los cables y equipos utilizados para las medidas	72
	13	Barrido potencia de entrada de receptor sin las bobinas	74
	14	Barrido potencia de entrada de receptor con las bobinas	74
	15	Barrido de frecuencia de entrada para frecuencias de salida de entre 14 y 16.5	
		GHz y potencia de entrada de -40 dBm	76
	16	Barrido de frecuencia de entrada para frecuencias de salida de entre 14 y 16.5	
		GHz y potencia de entrada de -50 dBm	77
	17	Barrido de frecuencia de entrada para frecuencias de salida de entre 14 y 16.5	
		GHz y potencia de entrada de -60 dBm	78
	18	Barrido de Vtune para ver que frecuencias y potencias obtenemos para la FiF	
		y la FOL con una FRF de 15.7 GHz y una Pin= -40 dBm \ldots	80
_	19	Barrido de Vtune para ver que frecuencias y potencias obtenemos para la FiF	
		y la FOL con una Pin= -40 dBm y las bobinas de adaptación	80
	20	Barrido potencia de salida para Vtune=5 y sin bobinas	81
	21	Barrido potencia de salida para Vtune=5 y con bobinas	82
	22	Barrido potencia de salida para Vtune=7 y sin bobinas	83
	23	Barrido potencia de salida para Vtune=7 y con bobinas	83
	24	PIdB receptor	84
	25	Medida con antenas del Rx para una distancia de 40cm	85
	26	Medida con antenas del Rx para una distancia de 20cm	85
	27	Medida con antenas del Rx para una distancia de 15cm	86
	28	Medida con antenas del Rx para una distancia de 5cm	86
	29	Barrido potencia de salida de transmisor	87
_	30	Barrido de frecuencia IF de transmisor para ver el ancho de banda del filtro	00
	0.1		88
_	31	Barrido de Vitune para estudiar de nuevo la respuesta del sistema en función	
		de la variaon de la frecuencia de OL para una frecuencia IF de 2.37 GHz y	00
	20	una potencia de -40 dBm a la entrada.	১৪
	52	Darrido potencia de sanda para v tune= i con una recuencia IF de 2.4 GHz	00
_		T in the tradition of $P_{\rm e}$ do $1^{\prime}/6$ L^{\prime} Hz	

33	Barrido potencia de salida para Vtune=9 con una frecuencia de IF de 2.4 GHz	
	y una frecuencia RF de 18.02 GHz	89
34	P1dB transmisor	90
35	Estudio mediante un barrido de VTune de la respuesta de la frecuencia de OL	
	y la frecuencia $OL/2$ a la salida del transmisor cuando se incluye la bobina	_
	en serie de 7.5 nH	92
36	Barrido potencia Vtune = 9.3 con bobina de 7.5 nH $\dots \dots \dots \dots \dots$	93
37	Potencia de salida del transmisor, con antenas, para -10 dBm de Pin	94
38	Barrido potencia de entrada para el MiniSat con $FRF = 17.89 \text{ GHz}, FOL =$	
	$2.7 \text{ GHz y FIF} = 15.2 \text{ GHz} \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots $	98
39	P1dB cadena receptora del MiniSat	99
40	P1dB cadena transmisora del MiniSat	99
41	Potencia de entrada para -60 dBm de Pin	100
42	Potencia de entrada para -50 dBm de Pin	100
43	Potencia de entrada para -40 dBm de Pin	100
44	Potencia de entrada para -30 dBm de Pin	101
45	Potencia de salida del sistema a 20 cm	102
46	Potencia de salida del sistema a 10 cm	102
47	Datos de potencia y ganancia de salida del receptor obtenido mediante las	
	medidas	103
48	Datos de potencia y ganancia de salida del receptor obtenido con ADS	103
49	Datos de potencia y ganancia de salida del receptor obtenido con ADS	104
50	Datos de potencia y ganancia de salida del transmisor obtenido mediante las	
	medidas	104
51	Datos de potencia y ganancia de salida del transmisor obtenido con ADS	105
52	Datos de potencia y ganancia de salida del transmisor obtenido con ADS	105
53	Datos de potencia y ganancia de salida del MiniSat obtenido mediante las	
	medidas	106
54	Datos de potencia y ganancia de salida del MiniSat obtenido con ADS	106
55	Datos de potencia y ganancia de salida del MiniSat obtenido con ADS	107
56	Especificaciones eléctricas y mecánicas del receptor resultantes	107
57	Especificaciones eléctricas y mecánicas del transmisor resultantess	107
58	Especificaciones eléctricas y mecánicas del minisat resultantes	108
59	Pérdidas de conversión para una frecuencia de entrada de 10 GHz y una FIF	
	de 7.8 GH, con una FOL de 2 GHz	109
60	Pérdidas de conversión para una frecuencia de entrada de 10 GHz y una FIF	100
	de 7.9 GH, con una FOL de 2 GHz	109
61	Perdidas de conversión para una frecuencia de entrada de 11 GHz y una FIF	110
	de 9 GH, con una FOL de 2 GHz	110
62	Perdidas de conversión para una frecuencia de entrada de 11 GHz y una FIF	110
	$\frac{\text{de 8.9 GH, con una FOL de 2.1 GHz}{\text{de 8.9 GH, con una FOL de 2.1 GHz}}$	110

1. Capítulo 1: Introducción

En este capítulo se van a argumentar las razones por las cuales se ha hecho este proyecto, a qué va destinado y cuales son sus bases. En primer lugar se propone este proyecto como continuación de otro realizado en la universidad de Cantabria por el alumno, José Bengoechea [1], el cuál tiene como objetivo el diseño de los componenentes de alimentación y comunicación de un equipo que simula un satélite, un receptor y un transmisor en la banda Ku. En su TFM podemos encontrar los componentes que posteriormente hemos usado en la puesta en marcha del sistema, así como análisis de las diferentes cadenas transmisora, receptora y MiniSat. Por otro lado, este proyecto tiene como objetivo el permitir realizar la parte práctica de una asignatura M1598 de segundo de máster de Telecomunicaciones, de forma completa, es decir, posibilita la realización de la medida completa del enlace satélite. Se trata de la asignatura de sistemas de telecomunicaciones (M1598). La asignatura tiene como objetivo dotar de diferentes nociones acerca de las comunicaciones vía satélite, diseño y dimensionamiento de los sistemas, y manejos en el entorno de simulación y medida de dichos sistemas. En concreto, la parte en la que se centra este proyecto es la última. Previamente, solo se podía medir en el laboratorio la parte del enlace de banda base y banda de 2.4 GHz. Con los resultados obtenidos en este proyecto se abre la posibilidad de que se pueda transmitir en banda Ku (enlace ascendente) para luego volver a bajar a banda Ku (enlace descendente) gracias al sistema simulador del satélite que llamamos MiniSat. En la asignatura, se propone a los alumnos diferente casos de enlaces para llevar a cabo la medida. Todos parten de la base de que se tiene una estación terrena que sería nuestro transmisor. Después, esta estación apunta a un satélite, que representaría nuestro MiniSat. Por último, se tiene un receptor situado en un barco o estación terrena, el cual sería representado por nuestro receptor. Teniendo en cuenta lo explicado en esta introducción hace falta explicar el porqué de la dificultad y la diferencia que hay entre una transmisión a baja frecuencia y una satelital. La principal diferencia es que, a altas frecuencias, el sistema tiene muchas más perdidas que a baja frecuencia. Por poner algún ejemplo, el obvio sería las pérdidas de propagación. A parte de que las distancias son mayores para las comunicaciones satelitales, a más frecuencia, más pérdidas. Esto se puede ver en la ecuación de pérdidas de propagación en espacio libre:

$$Lbf = 32.4 + 20log(f(MHz)) + 20log(d(km))[dB]$$
(1)

Se puede ver claramente que la ecuación depende tanto de la frecuencia como de la distancia y aumentan con ellas de forma logarítmica. A continuación, vamos a distinguir de forma gráfica la parte del sistema que los alumnos estaban haciendo hasta el momento, teniendo en cuenta transmisor y receptor, y la parte que se ha añadido con este proyecto. La parte del transmisor y receptor de los alumnos se puede ver en las figuras [] y 2]:



Figura 1: Cadena transmisora completa



Figura 2: Cadena receptora completa

En ambas figuras (1 y 2) se pueden ver los sistemas transmisor y receptor con un recuadro rojo para la parte con la que el alumno ya podía montar y medir hasta ahora. En el proyecto hemos añadido desde la banda 2-3 GHz hasta la banda Ku.

A continuación vamos a explicar brevemente las diferencias que puede haber entre una transmisión a frecuencias bajas con una a altas frecuencias. En primer lugar, las pérdidas de propagación. Como hemos comentado previamente, existen muchas más pérdidas a altas frecuencias. Otra diferencia y que también genera un problema son los equipos. Para frecuencias altas los equipos necesarios son mucho más caros que para frecuencias bajas y en el laboratorio docente solo se dispone de equipos que permiten medir hasta 4 GHz.En cuanto a equipos nos referimos tanto a generadores de señal como también a los elementos activos y pasivos que integran el sistema. Así también, los cables empleados son más caros y con especificaciones adaptadas a las altas pérdidas por dicho medio.

Esta memoria se va a dividir en siete capítulos. El primer capítulo es esta introducción que hemos realizado. En el segundo capítulo se hablará sobre los componentes utilizados para cada sistema por separado, y explicando cada uno. En el tercer capítulo se englobará el diseño de los sistemas transmisor, receptor y MiniSat, de las placas de DC y de las antenas para transmisión y recepción. El cuarto y quinto capítulo tratará las simulaciones que realizamos en ADS de los sistemas y las medidas reales de los mismos, respectivamente. En el sexto capítulo se realizará una comparación de los resultados obtenidos con ADS y los obtenidos con las medidas. Y por último, en el séptimo capítulo, se aportarán posibles líneas de continuación para este proyecto.

Para terminar la introducción, vamos a detallar algunas de las especificaciones eléctricas y mecánicas que se van a tratar de conseguir. En las siguientes tablas se pueden ver las especificaciones para los 3 sistemas:

Parámetro	Mínimo	ideal	Máximo	Unidades
Frecuencia de entrada	15.5	15.7	16	GHz
Frecuencia de salida	2.3	2.37	2.4	GHz
Potencia de entrada	-85	-60	-45	dBm
Potencia de salida	-52.5	-27.5	-12.5	dBm
Ganancia	-	32.5	-	dB
P1dB	-	-8	-	dBm
Consumo DC	TBD	TBD	TBD	mAh
Dimensiones placa DC	-	25	-	cm2
Dimensiones de PCB	-	19	-	cm2

Cuadro 1: Especificaciones eléctricas y mecánicas del receptor previstas

Parámetro	Mínimo	ideal	Máximo	Unidades
Frecuencia de entrada	2.3	2.37	2.4	GHz
Frecuencia de salida	17.5	17.8	18	GHz
Potencia de entrada	-85	-60	-30	dBm
Potencia de salida	-66.65	-41.65	-11.65	dBm
Ganancia	-	18.35	-	dB
P1dB	-	8.9	-	dBm
Consumo DC	TBD	TBD	TBD	mAh
Dimensiones placa DC	-	25	-	cm2
Dimensiones de PCB	-	17	-	cm2

Cuadro 2: Especificaciones eléctricas y mecánicas del transmisor previstas

Parámetro	Mínimo	ideal	Máximo	Unidades
Frecuencia de entrada	17.5	17.8	18	GHz
Frecuencia de salida	15.5	15.7	16	GHz
Potencia de entrada	-85	-60	-51	dBm
Potencia de salida	-25	0	9	dBm
Ganancia	TBD	60	TBD	dB
P1dB	-	9.8	-	dBm
Consumo DC	375	379	403	mAh
Dimensiones placa DC	-	20	-	cm2
Dimensiones de PCB	-	57	-	cm2

Cuadro 3: Especificaciones eléctricas y mecánicas del minisat previstas

2. Capítulo 2: Componentes utilizados

El objetivo de este capítulo es estudiar las características principales de los componentes utilizados en cada placa realizada así como sus características eléctricas. Lo primero que se hizo fue escoger dichos componentes en base al TFM mencionado en la introducción. Dado que se basaba en un estudio teórico y búsqueda de componentes, hacía falta asegurarse de que, efectivamente, eran apropiado para una implementación práctica. Se buscaron las hojas de datos (datasheets) para ver qué dimensiones tenían, propiedades eléctricas de los componentes y encapsulados, dimensiones, conexiones etc. Además se buscaron los archivos Gerber de los componentes con los cuales se adelantaría un poco el trabajo. Un Gerber es un formato de salida de gráficos como puede ser el DXF o GDSII. Este tipo de ficheros está asociado a un formato gráfico o dibujo que se puede importar desde muchas herramientas de dibujo y en particular desde la herramienta de dibujo de ADS. En caso de no encontrar ningún Gerber, no sería tampoco mucho problema ya que se pueden diseñar las huellas de los componentes desde cero con cualquier herramienta de dibujo y en particular desde la herramienta de dibujo y en particular desd

2.1. Placa MiniSat

Esta placa formará la estructura que simulará el funcionamiento del satélite y será la pieza que permita la comunicación entre Tx y Rx.Lo primero que se realizó, fue el análisis de los componentes que teníamos en la cadena del satélite.

Vamos a describir un poco los componentes que la forman. Tenemos a la entrada y salida del satélite un filtro Chebyshev, que en la figura 3 aparecen tachados, que no son elementos reales, si no que se han introducido en la simulación para reflejar los efectos pasobanda que va a introducir la antena, por lo que no se realiza ningún diseño microstrip de ellos. Hace falta decir, que el filtro tiene la Fc en la banda de trabajo en transmisión. Dicha frecuencia se bajará mediante una etapa de conversión hacia abajo para poder enviarla al Receptor. Después de la antena, encontramos dos amplificadores en cascada que nos ayudarán a elevar la potencia de la señal para poder operar con ella con más facilidad. Esta etapa de amplificación de bajo ruido, siempre se realiza ya que se supone una gran distancia entre una estación terrena transmisora y un satélite en un sistema convencional. En nuestro caso, como van a estar bastante cerca ya, que se va a desarrollar en un entorno de laboratorio se va a necesitar también, pero no va a ser necesario tanta amplificación. Previo al siguiente componente que encontramos, que es un mezclador con su oscilador local, se situó un filtro de rechazo de frecuencia imagen con Fc de 17.8 GHz ya que el mezclador, como no presenta el rechazo de banda imagen integrado, va a generar una mezcla desde la banda imagen a la IF de salida , cuya espectro es básicamente ruidoso y esta mezcla por coincidir en frecuencia con la de interés es imposible de filtrar la la salida, por esta razón una solución es filtrar esa banda antes de que se produzca la mezcla a la entrada del mezclador. Después tenemos un filtro paso banda realizado mediante lineas acopladas para eliminar señales indeseadas generadas por la mezcla, así como el OL, y finalmente tenemos la etapa de salida formada por otros dos amplificadores en cascada, iguales a los de la entrada del MiniSat.



Figura 3: Esquema de la cadena MiniSat

Una vez vista un poco la cadena y sus elementos de forma superficial, vamos a ver qué componentes comerciales hemos utilizado.

2.1.1. Amplificador HMC565LC5 [11]

El amplificador HMC565LC5 es un amplificador del fabricante Analog Devices, se trata de un LNA (Low Noise Amplifier) hecho de GaAs (Arseniuro de Galio) que funciona en el rango de 6 a 20 GHz. Tiene un tamaño aproximado de unos 5x5 mm y consta de un encapsulado SMT (Surface Mount Technology). La tecnología SMT se caracteriza por seguir un proceso en el que los componentes están soldados directamente sobre la superficie de la placa de circuito impreso (PCB). Tiene una ganancia ideal de aproximadamente 21 dB y tiene adaptada tanto la entrada como la salida a (50 Ω). Necesita una alimentación de 3 V con un consumo de 53 mA y el encapsulado consta de 32 patillas las cuales sólo vamos a utilizar 5 sin contar las masas que son 4 más, como se puede ver en la figura [4].



Figura 4: Patillaje amplificador HMC565LC5

Como se puede ver, los pines de abajo no son en absoluto necesarios. De hecho, en nuestro diseño final, se hará una reducción del tamaño gracias a ese detalle. Podemos ver que la tierra está conectada por debajo y además tiene algún otro pin que también realiza dicha función. Después, podemos ver 3 pines de alimentación y la entrada y salida de radiofrecuencia. Además de las características de serie del amplificador, ya explicadas, realizamos una mejora que se explicará más adelante, basada en la colocación de una bobina en una posición determinada que mejorará la adaptación a la frecuencia deseada. A continuación, se puede ver una figura con un resumen de las especificaciones:

Parameter	Min.	Тур.	Max.	Min.	Тур.	Max.	Units
Frequency Range		6 - 12		12 - 20			GHz
Gain	19	21		16	18.5		dB
Gain Variation Over Temperature		0.025	0.035		0.025	0.035	dB/ °C
Noise Figure		2.5	2.8		2.5	3	dB
Input Return Loss		15			12		dB
Output Return Loss		13			15		dB
Output Power for 1 dB Compression (P1dB)	8	10		9	11		dBm
Saturated Output Power (Psat)		11			13		dBm
Output Third Order Intercept (IP3)		20			21		dBm
Total Supply Current (Idd)(Vdd = +3V)		53	75		53	75	mA

Figura 5: Tabla con las especificaciones eléctricas del amplificador HMC565LC5

2.1.2. Filtro Paso Banda @ 17.8 GHz

Este filtro se coloca previo a la entrada del mezclador para conformar la banda y para eliminar la banda imagen evitando así que se mezcle con el OL y caiga en una banda no deseada. Por ello, se sitúa un filtro paso banda con frecuencia central a 17.8 GHz y ancho de banda de 500 MHz. En la figura 6 podemos ver el esquema de diseño del filtro mediante lineas acopladas. Como veremos en las simulaciones, se han ajustado los valores mediante la herramienta "tune" con el objetivo de aproximarse lo más posible a una forma de filtro que nos sea útil para nuestro caso. Más adelante se darán detalle sobre el diseño y la respuesta de las simulaciones y medidas.



Figura 6: Filtro paso banda a la entrada del mezclador

2.1.3. Mezclador LTC5553 [10]

El siguiente componente es un mezclador doblemente balanceado que puede ser usado tanto para conversión hacia abajo como para conversión hacia arriba en frecuencia. Como características principales de este mezclador tenemos que, consta de un IIP3 de 24.3 dBm y un P1dB de 16 dBm, como se puede ver, muy alto, y a su vez, aislamiento bajo con valores LO-RF menores de -23 dBm y de LO-IF con valores menores de -13 dBm. Además, está adaptado a 50 Ω , lo cual facilita más la integración. A continuación, mostramos el patillaje:



Figura 7: Patillaje mezclador

En la figura 7 se puede observar que hay 12 pines y una conexión que representa la masa (GND). Podemos comprobar que tenemos las 2 entradas de RF y LO, y la salida IF, el pin de VCC y como peculiaridad, tenemos un pin de tipo "*enable*". Dicho pin funciona de manera que si el voltaje es mayor que 1.2 V, se pone a '1' y si no, no se activa. Como veremos más adelante, se situarán algunos condensadores en las entradas y salidas del mezclador, como recomendación que el fabricante ha hecho para mejorar la adaptación. A continuación, se muestra la figura 8 con un resumen de las especificaciones eléctricas del mezclador:

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
LO Frequency Range		•		1 to 20		GHz
RF Frequency Range		•		3 to 20		GHz
IF Frequency Range		•		500 to 9000		MHz
RF Return Loss	Z ₀ = 50Ω, 3GHz to 17GHz			>9		dB
LO Input Return Loss	$Z_0 = 50\Omega$, 1GHz to 20GHz			>10		dB
LO Input Power	-6	0	6	dBm		
Downmixer Application, IF = 1890MHz,	Low Side LO					
Conversion Loss	RF Input = 4GHz RF Input = 10GHz RF Input = 14GHz RF Input = 17GHz			8.2 9.0 11.3 11.6		dB dB dB dB
Conversion Loss vs Temperature	T _C = -40°C to 105°C, RF Input = 9.8GHz	٠		0.006		dB/°C
2-Tone Input 3rd Order Intercept $(\Delta f_{RF} = 2MHz)$	RF Input = 4GHz RF Input = 10GHz RF Input = 14GHz RF Input = 17GHz			27.6 24.3 23.9 21.5		dBm dBm dBm dBm
SSB Noise Figure	RF Input = 10GHz RF Input = 15.7GHz			10.9 12.8		dB dB
LO to RF Leakage	fLO = 1GHz to 20GHz			<-23		dBm
LO to IF Leakage	fLO = 1GHz to 20GHz			<-13		dBm
RF to LO Isolation	f _{RF} = 3GHz to 20GHz			>40		dB
RF Input to IF Output Isolation	f _{RF} = 3GHz to 20GHz			>32		dB
Input 1dB Compression	RF Input = 10GHz			16		dBm
Upmixer Application, IF = 1890MHz, Lo	w Side LO					
Conversion Loss	RF Output = 4GHz RF Output = 10GHz RF Output = 14GHz RF Output = 17GHz			8.3 9.3 11.9 11.5		dB dB dB dB
Conversion Loss vs Temperature	T _C = -40°C to 105°C, RF Output = 5.8GHz			0.006		dB/°C
2-Tone Input 3rd Order Intercept $(\Delta f_{IF} = 2MHz)$	RF Output = 4GHz RF Output = 10GHz RF Output = 14GHz RF Output = 17GHz			27.2 25.6 21.2 17.3		dBm dBm dBm dBm
SSB Noise Figure	RF Output = 10GHz RF Output = 15.7GHz			10.1 12.1		dB dB
LO to RF Output Leakage	f _{LO} = 1GHz to 20GHz			<-25		dBm
LO to IF Input Leakage	fL0 = 1GHz to 20GHz			<-26		dBm
IF to LO Isolation	f _{IF} = 500MHz to 9GHz			>50		dB
IF to RF Isolation	f _{IF} = 500MHz to 9GHz			>40		dB
Input 1dB Compression	RF Output = 10GHz			14.8		dBm

Figura 8: Especificaciones eléctricas del mezclador LTC5553

2.1.4. Oscilador Local HMC384

Este oscilador local es un VCO fabricado en tecnología MMIC de GaAs InGaP.Proporciona una potencia de salida de 3.5 dBm y necesita para ser alimentado con 3 V y consumo de 35 mA. El diagrama funcional es el siguiente:



Figura 9: Patillaje oscilador local

Como podemos observar, la mayoría de los pines no requieren de conexión y solo necesitamos 3 de ellos. El primero, el pin 22, se utiliza para "*sintonizar*" el VCO a la frecuencia deseada. El pin 20 es el de entrada de voltaje Vcc y por último el de salida de RF, pin 16. También podemos observar que podemos establecer mediante el pin 15 por ejemplo, y con la propia base de la placa.

2.1.5. Filtro Paso Banda @ 15.7 GHz

Igual que el filtro anterior, se diseño, simuló y fabricó mediante la técnica de líneas acopladas. A continuación, se puede ver el diseño que resultó:



Figura 10: Filtro paso banda a la salida del mezclador en la primera etapa

En este caso, al tratarse de un filtro paso banda a la salida del mezclador, se usa para conformar la banda de frecuencias de interés y así, evitar que se cuelen mezclas no deseadas. En este caso se fija la frecuencia central del filtro a 15.7 GHz. Para poder, en un futuro, modificar la frecuencia mínima se diseña con un ancho de banda de 1.5 GHz.

2.2. Placa TX

2.2.1. Oscilador Local HMC632LP5 [5]

Este oscilador elegido es un VCO MMIC de tipo HBT. Tiene la capacidad de sacar tanto la RFout como la misma dividida entre 2 y entre 4. En nuestro caso, solo vamos a utilizar la RFout sin dividir, ya que no precisamos de las otras y por lo tanto esos pines no serán conectados. Tampoco será conectado el pin Vcc(amp) que alimenta el amplificador de una de las divisiones de RFout por la misma razón. Tiene una potencia de salida de 9 dBm cuando se le alimenta con el valor típico, 5V y 190 mA. En la figura [1] tenemos un diagrama de lo comentado sobre los pines:



Figura 11: Patillaje del oscilador local HMC632LP5 del Tx

Por último, en la figura 12 se muestran las especificaciones eléctricas de este oscilador:

Parameter		Min.	Тур.	Max.	Units
Frequency Range	Fo Fo/2		14.25 - 15.65 7.125 - 7.825		GHz GHz
Power Output	RFOUT RFOUT/2 RFOUT/4	4 7 -8		12 13 -2	dBm dBm dBm
SSB Phase Noise @ 100 kHz Offset, Vtune= +5V @ RFOUT			-107		dBc/Hz
Tune Voltage	Vtune	2		13	V
Supply Current	Icc(Dig) + Icc(Amp) + Icc(RF)	280	350	400	mA
Tune Port Leakage Current (Vtune= 13V)			10	μA	
Output Return Loss			2		dB
Harmonics/Subharmonics	1/2 2nd		25 25		dBc dBc
Pulling (into a 2.0:1 VSWR)			10		MHz pp
Pushing @ Vtune=5V			35		MHz/V
Frequency Drift Rate			1.0		MHz/°C

Figura 12: Especificaciones del oscilador HMC632LP5

2.2.2. Mezclador HMC554 [4]

Se trata de un mezclador doblemente balanceado que se puede usar tanto para conversión hacia abajo como conversión hacia arriba en frecuencias de entre 11 GHz y 20 GHz, por lo tanto apropiado para nuestro sistema. En este caso, tenemos que realizar una subida de

frecuencia hasta los 17.8 GHz dado que será la frecuencia a la que enviaremos la señal al satélite. La conversión irá desde los 2-3 GHz a los 17.8 GHz. Hemos escogido este mezclador, entre otras cosas, porque no tiene altas pérdidas por conversión (7 dB) y además buenos aislamientos entre la puerta de LO y RF, y entre la puerta de LO e IF. Esto se debe a que presenta una estructura optimizada de los baluns y se puede observar en la figura [13]

Parameter	Min.	Тур.	Max.	Min.	Тур.	Max.	Units
Frequency Range, RF & LO		12 - 16			GHz		
Frequency Range, IF		DC - 6				GHz	
Conversion Loss		7	9	8 10			dB
Noise Figure (SSB)		7	9		8	10	dB
LO to RF Isolation	40	46		38	44		dB
LO to IF Isolation	32	38		30	40		dB
RF to IF Isolation	16	25		15	25		dB
IP3 (Input)		18			18		dBm
IP2 (Input)		48			45		dBm
1 dB Gain Compression (Input)		11			11		dBm

Figura 13: Especificaciones eléctricas del mezclador HMC554

En la figura 10, se muestra el diagrama funcional del componente:



Figura 14: Patillaje mixer del Tx

Como podemos ver, no tiene nada más destacable, simplemente las entradas y salidas propias de un mezclador. Por lo tanto, vamos a pasar a los siguientes componentes.

Los siguientes componentes de nuestro Tx son el filtro Tx paso banda @17.8 GHz y los amplificadores en cascada. Como ya se han explicado en la sección del MiniSat, no vamos a describirlos otra vez. Simplemente decir que el filtro se coloca después del mezclador para

que la señal que va a ser amplificada y enviada al satélite sea lo más limpia posible y así facilitar la recepción.

2.3. Placa RX

Esta es la última placa del sistema y será la parte final de la comunicación. Dentro del propio Rx, será la primera etapa de conversión hacia abajo en la que bajaremos de 15.7 GHz a 2.4 GHz para posteriormente, con otro mezclador, bajar a la banda que teníamos al principio del Tx de 2-3 GHz. Lo primero que podemos ver son los dos amplificadores HMC565LC5, que de nuevo utilizaremos. En este caso se usan para que cuando llegue la señal del satélite más débil por la distancia o por las características del sistema, ésta pueda ser tratada. Después de la amplificación, tenemos un filtro paso banda, que es el mismo que se pone para la banda de 15.7 GHz del MiniSat, para solo coger la banda de interés y no tener el resto de espurios amplificados.Posteriormente, nos encontramos con el mezclador.

2.3.1. Oscilador HMC1168

Se trata de un VCO de tipo MMIC que integra un resonador y que puede dar en la salida tanto la frecuencia RF como la frecuencia mitad. En nuestro caso, ese pin no lo utilizaremos puesto que solo queremos la señal RF normal de salida. La potencia de señal que obtenemos a la salida con este oscilador es de 10 dBm. A continuación, en la figura 15, se muestra el diagrama funcional:



Figura 15: Esquema Oscilador $\mathbf{R}\mathbf{x}$

Como podemos ver en la figura se van a usar 3 pines: Alimentación Vcc (Pin21) , RFOUT (Pin 19) y VTUNE (Pin 29). El último, como dijimos anteriormente, actúa de "sintonizador" del oscilador.

3. Capítulo 3: Desarrollo del proyecto

En este capítulo se hablará del diseño de las placas o PCBs que forman parte de este trabajo, desde el diseño de cada elemento hasta la unión de todos ellos en cada una de las placas mencionadas en el capitulo anterior. Lo primero que realizamos fue la elección de los componentes pasivos que acompañan a los ya mencionados en el capítulo anterior, y de la disponibilidad que hay de ellos en el laboratorio. A partir de ahí, realizamos una búsqueda exhaustiva de las hojas de características para cerciorarnos de que la elección era la correcta para nuestros circuitos y además comprender la funcionalidad de cada uno.

3.1. Selección del substrato y, diseño y simulación de filtros

Lo primero que tuvimos que hacer fue tomar una decisión sobre cual iba a ser la altura de nuestro substrato. Se disponía de un Rogers 4003C con constante dieléctrica 3.55 bastante rígido por si había necesidad de trabajar sin portador. El dilema que teníamos es, que a menor altura, tendríamos la necesidad de hacer un soporte ya que, en la realidad, el resultado es una estructura demasiado fina. Por lo tanto, para realizar esto, nos enfocamos en los filtros explicados en los componentes ya que dependiendo de como fuera la respuesta, lo realizaremos con una u otra altura. Los valores en los que nos enfocamos fueron de la marca comercial Rogers.

Sustrato Roger(mm)	W(mm)	L(mm)	S(mm)
0.22	0.08	2.95	0.39
0.40	0.16	2.92	0.68
0.50	0.21	2.91	0.86
0.80	0.36	2.88	1.44

Cuadro 4: Comparativa de las dimensiones de un par de lineas acopladas en función de la altura del substrato Rogers 4003 C

Los valores detallados en la tabla $\frac{4}{4}$ se corresponden con unas propiedades eléctricas Zoo = 50 Ω y una Zoe = 90 Ω , lambda/4 a una frecuencia de 15.7 GHz. Una vez mostrados estos valores, se realizaron las simulaciones de los filtros para cada tamaño de sustrato. Para realizarlas, se usó el software ADS, se hicieron simulaciones de los parámetros S. El esquema para dichas simulaciones fue el siguiente:



Figura 16: Esquema simulación parámetros S de filtro con substrato Rogers 4003C H = 0.22

Como se puede ver para llevar acabo esta simulación se colocan dos terminales adaptados a 50 Ω y se definen los parámetros de frecuencia inicial, final y paso de frecuencia. El ejemplo de la figura 17, detalla los datos aplicados a un tipo de sustrato de altura 0.22 mm.Se simuló y la respuesta que se obtuvo fue la siguiente:



Figura 17: Resultados de simulación de los parámetros S21 y S11 en dB del filtro de lineas acopladas cuya frecuencia central es de 15.7 GHz con el substrato Rogers 4003C y altura H=0.22 mm, para su uso en la cadena de recepción.

Como se puede observar, son valores correctos teniendo en cuenta la frecuencia central y el ancho de banda establecido. Solo tenemos 3 dB de pérdidas en los límites del ancho de banda del filtro y en la frecuencia central, en este caso para 15.7 GHz, solo 1 dB. Una vez tenemos este modelo, con el objetivo de comprobar su respuesta más parecida a la realidad, se realizará una simulación electromagnética. Antes de explicar esta forma de simular vamos a ver que, adicionalmente, se puede utilizar la herramienta "tune" y posteriormente realizar una optimización de los valores obtenidos.Para hacer el tune, vamos al menu simulate y seleccionamos la opción de tunning. Una vez puede simulemos, podremos ir cambiando los valores dentro de unos parámetros y unos máximos y mínimos para ese valor. A continuación, se muestra una imagen de ello:



Figura 18: Ejemplo de tunning para la linea de entrada del filtro

Como se puede ver en la figura 18 hemos seleccionado la anchura y la longitud de la linea de entrada del filtro y, dándoles valores máximos, mínimos y el step, podemos ir obteniendo los mejores valores y verlo en tiempo real. No obstante, estos valores no son los más exactos, pero pueden aproximarse bastante. Si queremos un nivel más de precisión podemos usar,una vez realizado el tune, otra herramienta que nos da ADS que se llama *Optimize*. Tenemos varias opciones de optimización y se usa un sistema basado en objetivos. Esto quiere decir que una vez elegido el sistema de optimización, podemos establecer ciertas reglas para los parámetros según nuestros objetivos dentro de la simulación. En la siguiente imagen podemos ver un ejemplo de un goal u objetivo:

E	xpression:	dB(S(2	2,1))	~	Help	on Express	sions		
Analysis: SP1 V									
W	Veight:	1							
Sweep freq freq Edit									
	Name	Туре	Min	Max	Weight	freq min	freq max		
1	limit1	>	-0.8		100	14.9 GHz	16.35 GHz		
2	limit2	<		-25	50	14 GHz	14.6 GHz		
3	limit3	<		-25	50	17.25e9	18.25 GHz		
	Add Limit	t D	elete Lim	it	Move Up	Movel	Down	 	

Figura 19: Ejemplo de goal

Se trata de un objetivo aplicado al parámetro S21 del filtro. A ese parámetro, le damos un peso con valor '1'. El peso determina la importancia o prioridad que le queremos dar a la optimización de ese parámetro. Por lo tanto, si quisiéramos dar más valor, por ejemplo, a la adaptación del filtro, haríamos un goal a este parámetro y le asignaríamos un peso con un valor 3, por ejemplo. Más abajo, podemos elegir el tipo de barrido, si lo queremos por frecuencia o por tiempo. En nuestro caso, las limitaciones que le vamos a poner van a ser por frecuencia. Las limitaciones que le hemos añadido han sido teniendo en cuenta la frecuencia central de 15.7 GHz y el ancho de banda. Por eso, se le da más peso, dentro de las propias simulaciones, al valor en ese rango de frecuencias para optimizarlo con preferencia. Después de eso, podemos realizar la optimización. Yendo al menu "*Simulate*", seleccionamos la opción de "*Optimize*" y nos saldrá una pantalla como la figura 20 que se presenta a continuación:



Figura 20: Ejemplo de optimización

En ese panel que obtenemos, podemos diferenciar varias partes. Por un lado, tenemos una parte en la que podemos editar las variables y ver como cambian. En ese caso, estaban siendo optimizadas las longitudes, espacios y anchuras de todas las lineas acopladas. Dentro de esa misma parte tenemos también la opción de realizar un tune una vez optimizadas. Por otra parte, tenemos una gráfica donde vamos viendo la forma de nuestro filtro y una barra en la que podemos observar la probabilidad de error y cómo va respondiendo la simulación ante los goals que le hemos propuesto. Una vez hecha la optimización se pueden modificar valores o incluso elevar el número de iteraciones de esa optimización en caso de que queramos acercarnos lo más posible o tener la certeza de que estamos siendo lo suficientemente precisos.

Una vez explicado esto, damos paso al proceso de simulación electromagnética que será el determinante a la hora de ver si nuestro filtro es apto. Para ello, lo primero que hay que hacer es generar un layout a partir del esquemático. Una vez hecho eso, nos debería salir algo como lo que aparece en la siguiente figura:



Figura 21: Ejemplo de layout del filtro con F
c $=15.7~{\rm GHz}$

Tal y como se ve en la figura 21, hay que añadir dos pines para referenciar tanto la entrada como la salida del filtro para que, a la hora de simular el programa, tenga conocimiento de ello. Además, se puede remarcar que existe una especie de malla en cada línea del filtro. Esta malla viene definida en las opciones "Mesh". En cada celda de la malla se obtienen los resultados de V e I y a partir de eso se calculan los campos H y E, y a partir de esto, los parámetros S. Todo esto se puede configurar en la propia simulación, seleccionando "EMSetup". Dentro de dicha configuración se pueden modificar los puertos que se han seleccionado mediante los pines, el plan de frecuencias y muchas más opciones. A continuación, podemos ver un setup del plan de frecuencias hecho para este filtro:

EM Filters_RO4003C_lib:filtroCLIN022_FINAL5_opt:emSetup (EM Setup for simulation)											
File Tools View Help											
🔚 📧 🥙 😤 🔚 ڬ 🗇 🎒 🎒 🗞 🌉											
Frequency Plan											
🔁 Layout 🋞 Partitioning		Add	Remov	e							
Substrate		Туре	Fstart	Fstop	Npts	Step					
U Ports	1	Adaptive	0 GHz	15 GHz	20 (max)	-	\checkmark				
🚧 Output plan	2	Adaptive	15 GHz	17 GHz	50 (max)	-	\checkmark				
Options Resources		Adaptive	17 GHz	26 GHz	20 (max)	-					
Model											

Figura 22: Ejemplo de setup para EM

Se puede ver en la figura 22, lo mencionado acerca de los puntos máximos y en qué

frecuencia queremos dar más puntos y en cual menos. En este caso, está claro que queremos dar más puntos en las frecuencias de interés alrededor de la frecuencia centra de 15.7 GHz. Simulamos y los resultados para todos los sustratos son los siguientes:



Figura 23: Simulación filtro con ${\rm H}=0.22~{\rm mm}$ en RO4003C



Figura 24: Simulación filtro con ${\rm H}=0.4~{\rm mm}$ en RO4003C



Figura 25: Simulación filtro con ${\rm H}=0.5~{\rm mm}$ en RO4003C


Figura 26: Simulación filtro con ${\rm H}=0.8~{\rm mm}$ en RO4003C

Si echamos una vista rápida a los resultados de las figuras 23 a la 26 vemos que el sustrato más adecuado para nuestro sistema es el que tiene una altura de 0.22 mm . Podemos ver que la frecuencia está perfectamente centrada, que dicho punto no tiene unas perdidas elevadas y que tiene un ancho de banda adecuado. También se puede ver que en la frecuencia central se tiene una buena adaptación. Si miramos un poco el resto de resultados, el denominador común es que, ó no alcanzan a centrarse en la frecuencia de interés ó aparece un rizado que no conviene al sistema. Esto se observó y se trató de mejorar aplicando diferentes optimizaciones y realizando el tunning. Sin embargo, si se mejoraba un aspecto, empeoraba por otro lado y no se conseguía la respuesta deseada. Sobre todo, la idea era intentarlo con la altura mayor de 0.8 mm ya que era la más sencilla de cara a transportarlo y a sustentarlo. A continuación, podemos ver una imagen del sustrato que se decidió utilizar de acuerdo a las simulaciones del filtro mostradas y que se utilizará en todo el proyecto.



Figura 27: Sustrato Rogers RO4003C con ${\rm H}=0.22~{\rm mm}$

El Rogers RO4003C se trata de un sustrato con constante dieléctrica de 3.55 y diseñado con el objetivo de ofrecer buen rendimiento a altas frecuencias con pocas pérdidas. En nuestro caso, además del sustrato, se puedan simular tambien las conexiones con el plano de masa a través de agujeros metalizados o "Viaholes". Una vez seleccionado el substrato que mejor se adapta a nuestras necesidades, podemos ir realizando los esquemas de montaje de cada componente.

3.2. Esquemas de montaje del MiniSat

Dentro de la búsqueda de las hojas de características mencionada antes, también se buscó a ver si existían ficheros de los layouts de cada componente. Había dos opciones: la primera, hacerlos manualmente con las herramientas que nos proporciona ADS, lo cuál habría requerido más tiempo, y la segunda encontrar los "*Gerber*" de cada componente. En los ficheros Gerber que nos dan los fabricantes de cada componente, lo que hay es, una propuesta de layout para ese componente, y en particular y lo más interesante para nuestro el layout asociado al encapsulado concreto. En general, encontramos el Gerber para todos los componentes. Por lo tanto, solo necesitamos cargarlos y posteriormente realizar las modificaciones pertinentes para unificar las capas y para adaptar las lineas de 50 Ohms al substrato elegido, ya que el layout correspondiente al encapsulado no cambia con el substrato pero las dimensiones de las lineas microstrip si. A continuación, se irá componente por componente detallando dichos esquemas.

3.2.1. Amplificador HMC565LC5

Además de las hojas de datos el fabricante proporciona los ficheros Gerber comprimidos de una propuesta de montaje. Estos son los archivos que teníamos en dicho comprimido:



Figura 28: Archivos Gerber del amplificador HMC565LC5

De ellos, los dos primeros no se utilizaron. Abrimos todos los archivos a la vez importándolos en un Layout y éste fue el resultado de la unión de todos ellos:



Figura 29: Gerber importado del amplificador

A simple vista se pueden identificar varias capas. La más sencilla quizá es la del fabricante (Hittite), el número de serie y la señalización de los puertos de entrada y salida. Pero, además, también teníamos diferentes capas de metalización, de route etc. De esta forma, ya teníamos un punto de partida sobre el que ir moldeando el componente que necesitábamos para el MiniSat. Como se pudo ver en la explicación de los componentes, muchos de los pines no se utilizan. Por lo tanto, realizamos un corte y eliminación de esa parte de abajo para ahorrarnos espacio en la placa. Así mismo, se unificó todo en dos capas, una capa de metal llamada "cond" y la otra capa para masa llamada "hole". Observamos también que la anchura de las líneas de entrada y salida no era exactamente de 50 Ω y se tuvo que cambiar poniendo una anchura que calculamos mediante el Linecalc. El resultado al que se llego después de realizarlo, fue el que se puede ver en la figura 30:



Figura 30: Layout de amplificador modificado

Una vez se tuvo esto, se realizó la simulación electromagnética. A partir de ella, vimos que la respuesta de la adaptación no era buena y probamos a realizar una adaptación mediante una linea y una bobina. Para esto se realizó un esquemático a parte para poder analizarlo mejor en el que se incluyó solo el amplificador. Dado que la cadena de amplificación estaba establecida para dos bandas de frecuencias, 15.7 GHz y 17.8 GHz, se tuvo que hacer dos tipos de redes para las adaptaciones. El setup que pusimos para ello fue el siguiente:



Figura 31: Test de amplificador para las dos frecuencias

En la figura 31 e puede ver el modelo EM del PCB al que se le incluye el modelo de parámetros S del amplificador para su simulación en pequeña señal. Se ha elegido una red en L con una linea de 50 ω que permite mover la admitancia a una determinada frecuencia, hacia el círculo unidad y luego en paralelo se puede colocar un sustrato o un componente discreto L o C, dependiendo de si queremos que se compense de forma negativa o positiva. Esto es que, si colocamos una bobina (-jx) con la admitancia que es 1+jx, tendríamos la unidad. Mediante el tune se fue viendo en qué valor se producía la mejor adaptación y también observando la admitancia en la carta de Smith [12]. Como ejemplo, vamos a ver el proceso que se realizó con la bobina para 17.8 GHz. Se configuró una simulación a esa frecuencia y mediante la carta de smith y el análisis de parámetros S se fue viendo cual era el valor correcto y la medida de la linea para ese caso. En la figura 33 se va a mostrar como quedaría la simulación sin la adaptación y después se mostrará con la adaptación.



Figura 32: Respuesta del amplificador sin red de adaptación. En rojo se puede ver

Como se puede ver, tanto en la carta de Smith como en las dos gráficas de parámetros S, no se corresponden ni de cerca con una buena adaptación. Ahora veamos al introducir la bobina.



Figura 33: Amplificador adaptado en rojo y sin adaptar en azul

En este caso vemos que obtenemos una adaptación (parámetro S11) muy buena con cerca de -50 dB, una ganancia suficiente de 20.75 dB, y la imagen de la carta de Smith que nos confirma que ese es el valor perfecto para la bobina. Los resultados de las dos bobinas fueron los siguientes:

Bobina	L (nH)	Longitud de Linea (mm)
L1 @ 15.7 Ghz	1.4965	2.75
L2 @ 17.8 Ghz	0.49	2.14

Cuadro 5: Valores de las bobinas para adaptación

Después de realizar todos los cambios mencionados y calcular los valores de las bobinas para las adaptaciones, el resultado del componente, tal y como se va a insertar en la placa, es el siguiente:



Figura 34: Huella final del amplificador

Se pueden ver los pines colocados para la bobina a la distancia especificada. Así mismo, se ha realizado un corte en la parte superior con la idea de colocar una línea que una los dos amplificadores en cascada con la alimentación. De esta forma, se utilizarían menos recursos para alimentarlos.

3.2.2. Mezclador LTC5553

Igual que hicimos con el amplificador, descargamos los archivos Gerber de la página del fabricante donde sacamos sus hojas de características. En este caso, el archivo contenía muchos más archivos de capas y además, una de las carpetas también incluía archivos PDF explicando cada capa o ilustrándola. No se van a explicar todas las capas de los PDFs pero vamos a explicar alguno de los PDF más interesantes:



Figura 35: Ejemplo de explicación capa Top

Como se puede ver en el ejemplo de la figura 36, se trata de la capa top del mezclador. En el se explican cosas como los conectores que lleva y cómo situarlos de acuerdo al diseño. A continuación, vamos a mostrar cómo resulta el PCB completo del mezclador si se incluyen todas las capas que propone el fabricante.



Figura 36: Layout del mezclador obtenido a partir del Gerber que proporciona el fabricante

Se puede distinguir fácilmente una de las capas que no tenía el amplificador que es la capa donde el fabricante añade ciertos datos de interés sobre el circuito.Nos muestra todas sus medidas acotadas del posible PCB así como la de los agujeros para atornillar y la forma de dichos tornillos. Además, también diferencia las capas entre top y bottom. Recalcar también que el sustrato con el que se había hecho el componente era prácticamente el mismo que nosotros hemos propuesto para el conjunto del satélite. Lo siguiente que se hizo fue un proceso parecido al del amplificador. Esto es, ir quitando capas convenientemente hasta tener las apropiadas para posteriormente realizar la fabricación. Realizando una limpieza de dichas capas, el componente se quedó de la siguiente forma:



Figura 37: PCB del mezclador

Hemos añadido, como se hizo en el amplificador, los pines de entrada y salida que después se usarán en la simulación electromagnética del layout, y hemos unificado las capas en cond y hole. Además de esto, hemos hecho unas pruebas situando unos condensadores en paralelo en la entrada de RF, en la salida de IF para mejorar la adaptación siguiendo el mismo método que se hizo con el amplificador. El condensador de RF e IF se ha puesto para adaptar dichas líneas. Los condensadores, al igual que se hizo con las bobinas del amplificador, se han elegido para que tuviera la mejor adaptación posible. El valor de los condensadores fue el siguiente:

Condensador	C (pF)	Posición	Valor de Linea (mm)
C1 (OL)	18	En serie para desacoplar continua	(Fabricante)
C2 (IF)	0.22	En paralelo	1
C3 (RF)	0.10	En paralelo	1

Cuadro 6: Valores de condensadores de desacoplo para mixer

Cabe destacar que las conexiones que realizamos no fueron sobre todas las capas si no que se hiceron sobre la capa Top. En nuestro caso, la llamamos capa "cond".

3.2.3. Oscilador local HMC384 [9]

Tal y como hemos explicado en los otros dos apartados, descargamos los archivos Gerber del componente e importamos las capas en ADS quedando un punto de partida tal que así:



Figura 38: PCB del OL extraido del Gerber

Como se puede ver en la figura 38, hay muchas capas que no nos sirven de cara a la fabricación. Pueden ser capas de metalización, de enrutado, de los agujeros de masa etc. El resultado después de haber pasado la capa correspondiente a nuestra capa de metalización y los agujeros de masa, para así poder hacer la correspondiente simulación EM, es el siguiente:



Figura 39: Huella del OL

También, como comentario final del oscilador, decir que se tuvo que cambiar la anchura de las líneas debido a que no coincidían con el tamaño de anchura 50 Ω que nosotros habíamos establecido porque el Gerber tenía un substrato diferente.

3.3. Esquemas de montaje del Rx y Tx

Vamos a unificar los dos montajes ya que hay algunos componentes tanto del receptor como del transmisor que ya hemos explicado para la cadena del MiniSat o que se utilizan en ambas cadenas. Empezaremos primero con los dos componentes del receptor y luego proseguiremos con los dos del transmisor. En realidad, en cuanto a forma, dos de los componentes de los dos montajes se asemejan bastante, que son el oscilador local HMC1168 y el HMC632LP5. También las explicaremos de forma conjunta.

3.3.1. Mezclador HMC554

Se trata de un mezclador que, en cuanto a archivos Gerber, venía de manera bastante sencilla. Se tardó poco en modelar para adaptarlo a nuestras necesidades y, dado que no adjuntaba muchas capas, no fue difícil unificarlas en las dos capas que utilizamos para la fabricación. Por lo tanto, dado que se trata de un mezclador al uso, sin ninguna complicación, vamos a mostrar como quedó el componente después de quitar las capas innecesarias.



Figura 40: Huella del mezclador de Rx

3.3.2. Osciladores Locales HMC1168 y HMC632LP5

Estos dos componentes son prácticamente iguales en cuanto a estructura. Las diferencias radican en la funcionalidad que añaden o eliminan a su diseño. Por ejemplo, en algunos de ellos se utilizan unos condensadores, y en otros, a parte de esos, también se añaden otros que ya existen en el diseño. Por ejemplo, en la línea de RFout/4 existen en los dos pero solo se utiliza en el HMC632LP5. Todo esto se tuvo en cuenta a la hora de diseñarlo, pero en

cuanto al archivo de montaje Gerber, no hubo ninguna diferenciación. La siguiente imagen muestra cómo era el Gerber para ambos componentes.

Figura 41: PCB para el HMC1168 y HMC632LP5

Como se puede ver, se parece al Gerber que nos traía el mezclador LTC5553 con gran información por parte del fabricante sobre las medidas del componente, el stack de las capas, tolerancias, y otras especificaciones. Como en el resto de los componentes, hay que realizar un limpiado de las capas que no necesitamos. El resultado fue el siguiente:



Figura 42: Huella del HMC1168 y HMC632LP5 con todas las salidas disponibles

3.4. Diseño de placas de DC

En esta sección vamos a comentar cómo fue el diseño de las placas de DC tanto para la cadena satélite como para el transmisor y el receptor. Realizamos los diseños apoyándonos en unos diseños previos[1]. A partir de ahí, se diseña una placa en la que se necesitará alimentar con 3 voltajes diferentes, en un principio. A continuación, se puede ver una figura con el esquemático y el layout propuesto:



Figura 43: Diseño del esquemático y placa de DC del MiniSat [1]

El objetivo es, entonces, fabricar las tres placas de DC teniendo en cuenta los voltajes que necesitamos para cada una de ellas, poniendo especial cuidado el tamaño de las líneas y de los componentes que las van a formar y evitar con eso sobrecargas de corriente que puedan provocar rupturas. Esta parte no la vamos a separar en 3 apartados, ya que, de la fabricación de la placa del satélite salen las 2 para el transmisor y el receptor.

Lo primero que se hizo fue buscar qué componentes hacían falta según el esquema de la figura [13] Vimos que en sí, se trataba de circuitos pequeños con un regulador de tensión para cada salida de voltaje. A estos circuitos, se les añadía una entrada de alterna, y por lo tanto un transformador, unas baterías recargables y un conjunto de paneles solares con el objetivo de tener varias fuentes de carga para distintos entornos de uso. Estudiamos la manera de proceder y vimos que en cada salida del circuito, se habían usado reguladores diferentes, dependiendo de la tensión que se quisiera. Tomamos la decisión de usar solo uno, y adaptar el circuito de entrada al voltaje que queríamos en la salida. Esta, como veremos, estaba compuesta por dos resistencias en paralelo y unos condensadores. El punto fuerte de esta disposición es que la entrada no tenía que ver con la salida y por lo tanto solo necesitábamos encontrar un valor para cada resistencia. Lo último que se añadió fueron dos diodos en inversa y un potenciómetro. Comenzamos por decidir qué regulador escoger de entre los 3 o 4 que teníamos a disposición. Elegimos de entre ellos el LM317 y buscamos un encapsulado que fuera de tipo SMD o también llamado de montaje superficial. Encontramos que tenía un encapsulado como el que se puede ver a continuación:



Figura 44: LM317 en encapsulado SOT-223

De cara a la fabricación de este diseño, se tenía que tener mucho en cuenta las medidas del encapsulado ya que, el espacio que iba a haber posteriormente en la placa para realizar el montaje del componente, tenía que ser exacto al de las medidas del componente. Por lo tanto, se tuvo que hacer mucho hincapié en la precisión. Como se puede apreciar, se trata de un encapsulado SOT-223 para el que buscamos las medidas y obtuvimos la siguiente guía:



Figura 45: Medidas del encapsulado SOT-223

Una vez realizado esto, abrimos un layout dentro de ADS y diseñamos el componente. Como se puede ver en la figura 44, el componente tiene los típicos pines de entrada y salida, y luego tiene un 4° pin de ajuste. Este pin 1 de ajuste está hecho para que, conectado al divisor de tensión, se pueda modificar la salida con solo cambiar el valor de dicho divisor. Por ello, miramos en las especificaciones algún esquema de conexión que pudiera venir para posteriormente utilizarlo en nuestro sistema. Finalmente, decidimos coger el siguiente:



Figura 46: Ejemplo de configuración LM317

En nuestro caso, el condensador Cadj no es tan necesario ya que podemos realizar el control de la tensión mediante las resistencias únicamente. Aún así, ahora mostraremos que en el diseño se ha dejado el "*hueco*" para emplazar dicho condensador. A continuación, se muestra cómo quedó el diseño que se puede ver en la figura 47:



Figura 47: Layout del regulador LM317 con los componentes necesarios para regular la Vout

El cálculo del divisor de tensión se realizó de forma sencilla mediante la siguiente fórmula:

$$Vout = Vref(1 + \frac{R2}{R1}) + Iadj * R2$$

Aquí se podían hacer dos cosas. Ó bien calcular con la sustitución de la intensidad de ajuste por su valor nominal de 50 uA o bien despreciarlo. En nuestro caso la despreciamos y teniendo en cuenta que la Vref es un valor también fijo que es de 1.25 V, tenemos los siguientes resultados para las resistencias:

Resistencia	Valor (Ohm)
R1	8.2 k
R2	47 k
R3	8.2 k
R4	47 k
R5	8.2 k
R6	24.6 k
R7	8.2 k
R8	13.45 k
R9	8.2 k
R10	11.5 k

Cuadro 7: Valores de las resistencias del divisor

Como son divisores de tensión formado por dos resistencias, los valores van por parejas. Se ha cogido el valor de R1,R2 Y R3,R4 para los 8.4 V que serán los de las baterías; las resistencias R5 y R6 para la salida de 5 V, las resistencias R7 y R8 para la salida de 3.3 V y finalmente las resistencias R9 y R10 para la salida de 3 V. Remarcar que las resistencias R1,R3, R5, R7 y R9 se ha usado el mismo valor para tomar uno de referencia con el que calcular la otra resistencia del divisor. A la hora de escoger las resistencias y los condensadores del LM317, se tuvo que mirar si los tamaños de los componentes podían soportar los voltajes e intensidades que se les iba a demandar. Se vio, en el caso de los condensadores, que con utilizar los tamaños GCM18 (Librería de Murata) servía ya que aguantan 50 V de máxima y en ningún caso se iba a alcanzar siquiera ese valor.

Una vez explicado el componente principal de las placas de DC, el regulador, vamos a pasar a explicar el resto de componentes. Hemos nombrado también dos diodos que están colocados en inversa. Se trata de un diodo MMBD1401 [7] con encapsulado SOT-23, que nos servirá, colocándolo en inversa, para evitar que la corriente de las baterías retornen ya sea hacia la parte del transformador o hacia la parte de los paneles solares. Se puede ver en la imagen [48]:



Figura 48: Encapsulado y conexionado del diodo

Como se puede ver, por lo mencionado previamente, se ha utilizado el primer conexionado ya que solo necesitábamos la función de un diodo. El siguiente elemento a mencionar es el potenciómetro [3]. Hemos elegido un potenciómetro con un rango de 10 Ω a 1 M Ω . Básicamente, en su posición original, le daremos un valor de salida de 2.5 V como venía en el TFM de nuestro compañero. La configuración es la de la figura [49]:



Figura 49: Dimensiones del potenciómetro

Como se puede apreciar consta de 3 terminales. Uno es la fuente, otro es la toma de tierra y otro se refiere a la resistencia variable que mediante un ajuste mecánico se consigue el voltaje deseado para ajustar la tensión de sintonía del VCO. El siguiente componente al que nos vamos a referir es el transformador. Después de este elemento se situará un condensador electrolítico de montaje superficial SMD de valor 2200 uF [6]. El transformador elegido para este caso fue el TE06932 de la marca Sabersl. Este transformador consta de un pin primario

con un voltaje de 230 V y un secundario con 6V. Este valor de salida es suficiente para nuestras alimentaciones. A continuación se muestra el encapsulado con las dimensiones:



Figura 50: Encapsulado del transformador

Como hemos dicho tiene una entrada al voltaje de la electricidad doméstica que correspondería a los pines 1 y 5, y una salida secundaria de 6 V que correspondería a los pines 7 y 9. Por último, vamos a explicar el puente de diodos que se ha colocado a la salida del transformador. Se trata del puente de diodos DF005S [8]. El puente de diodos se utiliza para rectificar la señal alterna que va a salir con 6 V del transformador. Básicamente, lo primero que realiza es un valor absoluto de la sinusoide haciendo que todos los semi-ciclos inferiores pasen a ser positivos. Una vez realizado esto, pasará por el condensador electrolítico que lo que hará será eliminar el rizado y hacer que se transforme en una señal con nivel de continua. A continuación, se muestra en la figura 51 la gráfica resultante:



Figura 51: Rectificación de señal de AC a DC $\left[1\right]$

El encapsulado del puente de diodos es el siguiente:



Figura 52: Encapsulado del puente de diodos rectificador y pinout

Se puede ver que consta de dos pines para la parte de alterna y otros dos pines para la salida en continua. Una vez explicado todos los componentes de las placas de DC, vamos a explicar su funcionamiento y mostrar cómo quedó la placa utilizada para el MiniSat.

La primera parte del circuito (figura 43) lleva un alimentación de corriente alterna de 220V a 50 Hz que llega a un transformador (T1) para pasarlo a 6V y 533mA. Después, tenemos un puente de diodos de silicio (D1,D2,D3 y D4) de 3A y 600V que se encarga de rectificar la señal para transformar los lóbulos negativos de la sinusoide en positivos. A continuación, se sitúa un condensador electrolítico (C1) para que los pulsos positivos vayan rectificándose con la carga y descarga de dicho condensador y termine siendo un señal continua. Pasando al siguiente circuito de carga, tenemos la segunda forma que será mediante placas solares. Estas placas solares darán los 8.4V necesarios para alimentar las baterías.

Seguido de las placas solares habrá un condensador y un regulador que se encargará de fijar el voltaje de salida ya que la salida de las placas solares será irregular dependiendo de la luz solar que reciban. Al final de estos dos circuitos comentados habrá un diodo invertido para evitar que la corriente regrese de vuelta. Finalmente tenemos los circuitos que alimentarán con 5, 3.3 y 3V al MiniSat formado por los reguladores y las resistencias necesarias para conseguir esos voltajes. En el circuito fabricado, solo se han dejado la entrada de una fuente de alimentación (+P) y la entrada de las baterías (+B) aunque la idea inicial fuera lo explicado anteriormente. Esto se ha hecho así por simplicidad.



Figura 53: Placa de DC para el MiniSat con las entradas de alimentación (P+) y de las baterias (B+)

Para las placas del Tx y Rx solo tuvimos que adecuarlas a los voltajes que se nos pedían y estos fueron los esquemáticos que resultaron:



Figura 54: Placa de DC para el receptor



Figura 55: Placa de DC para el transmisor

Se puede ver como se han quitado los diodos en inversa, el puente de diodos y la parte de alterna y solo se ha dejado lo necesario para alimentar los componentes que corresponden en cada caso, porque se va a alimentar con una fuente controlada de laboratorio.

3.5. Diseño de las antenas de transmisión y recepción [2]

Para poder realizar la comunicación entre transmisor-satélite y satélite-receptor se han tenido que implementar dos antenas.La antena transmisora estará centrada en la frecuencia de 17.8GHz y la receptora en la frecuencia de 15.7 GHz. El objetivo es conseguir una buena adaptación y con ello evitar las pérdidas. Se realizarán dos modelos de antena con múltiples parches para aumentar el ancho de banda. Para proceder a la realización, se realizarán primero los cálculos de la anchura y longitud del parche ayudándonos de las siguientes fórmulas:

$$W = \frac{1}{2fr\sqrt{\mu0\varepsilon0}}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon r+1}} = \frac{c}{2fr}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon r+1}}$$
$$L = \frac{1}{2fr * \sqrt{\varepsilon ref}\sqrt{\mu0\varepsilon0}} - 2\Delta L$$

Con estas dos fórmulas y con alguna intermedia para calcular variables que no conocíamos, obtuvimos ambos valores para las dos antenas, teniendo en cuenta la altura del sustrato que en este caso era de 1.6 mm y la frecuencia de cada antena. Se obtuvieron los siguientes valores:

Antena	Frecuencia (GHz)	W (mm)	L (mm)
Antena Tx	17.8	6.7	5.6
Antena Rx	15.7	7.6	6.36

Cuadro 8: Valores de las bobinas para adaptación

Después de calcular las medidas del parche con las ecuaciones anteriores [2], faltaba saber como iba a ser la alimentación de dicho parche. Según la literatura sobre parches, hay muchas formas de alimentarla; se puede alimentar con alimentación interna, con linea de transmisión $\lambda/4$, desde la parte inferior del parche con un coaxial etc. Decidimos realizar la alimentación mediante una linea de transmisión directa a uno de los parches porque pareció lo más sencillo. Lo primero que hicimos, antes de nada, fue crear un nuevo sustrato sobre el anterior que fue el siguiente:



Figura 56: Sustrato de h=0.254 mm

Como se puede apreciar hemos añadido nuestro sustrato con altura h=0.254 mm y una capa de aire. A partir de aquí ya podemos proceder a la fabricación. Una vez realizado eso, tenemos las siguiente imagen de nuestra antena receptora:



Figura 57: Antena receptora

Solo vamos a mostrar ésta como ejemplo ya que la otra es muy parecida. La parte de la alimentación se ha realizado tanteando las simulaciones, con valores aproximados, hasta que se viera una buena adaptación. El objetivo era que el parámetro S11 en dB fuera lo más bajo posible. El resultado de las dos simulaciones se pueden ver en las figuras 58 y 59 :



Figura 58: Resultado de adaptación para la antena Rx



Figura 59: Resultado adaptación para la antena Tx

Como podemos observar, en las dos gráficas el parámetro S11 tienen un valor menor a -20 dB para las frecuencias objetivo, lo que es una buena adaptación. A continuación vamos mostrar las imágenes de los parámetros extraidos a partir de las simulaciones electromagnéticas de las antenas en los cuales podremos ver la ganancia, directividad, eficiencia y potencia radiada. Hemos adaptado estas imágenes a las frecuencias de interes de 15.7 GHz y 17.8 GHz. Estos son los resultados:

Gain (dBi) Directivity (dBi) 10 10 ADS 8 Directivity Gain 2 0-0-18 12 14 10 12 14 | 16 10 16 18 freq, GHz freq, GHz Efficiency (%) Power radiated (Watts) 100 0.0025 ADS 90 0.0020 80-RadiatedPower 0.0015 Efficiency 0 70-0.0010 60-0.0005 50-40-0.0000 12 | 14 | 16 18 18 14 freq, GHz freq, GHz

Antenna Parameters vs Frequency

Figura 60: Parámetros electromagnéticos de la antena receptora



Antenna Parameters vs Frequency

Figura 61: Parámetros electromagnéticos de la antena transmisora

Como se puede observar, en los 4 parámetros sale de forma optimizado el valor para la frecuencia de interés. He recogido los datos en la siguiente tabla para que se vean de forma más clara:

Antena	Antena Rx	Antena Tx
Ganancia (dB)	8.26	8.2
Directividad (dBi)	8.57	8.2
Eficiencia (porcentaje)	93	92
Potencia Radiada (mW)	2	2.3

Cuadro 9:	Resultados	de las	antenas
-----------	------------	--------	---------

Se puede ver que las ganancias no son muy elevadas debido a que son antenas de parche, y hay que tener en cuenta que las antenas son bastante pequeñas debido a las altas frecuencias. Además, al principio se realizó un modelo con solo un parche pero al final se optó por añadir más parches para aumentar el ancho de banda. Posteriormente, se va a mostrar imágenes

de cortes que se realizaron a las antenas para valores de phi = 90° y phi = 180° . Primero mostramos los resultados para la antena receptora y luego para la antena transmisora:



Figura 62: Corte para phi = 90 antena receptora



Figura 63: Corte para phi=180antena receptora



Figura 64: Corte para phi=90antena transmisora



Figura 65: Corte para phi=180antena transmisora

Estas imágenes muestran los comportamientos que tendrían las antenas en cuanto a su diagrama de radiación para cortes en phi de 90 y 180 grados. Además, salen los valores numéricos que hemos puesto en la tabla 9 Por último, mostrar imágenes 3D de las antenas,

a partir de las cuales hemos sacado los otros datos y en las que se puede ver donde está concentrado la potencia y la forma que tiene el lóbulo de la antena.



Figura 66: Visualización 3D antena $\mathbf{R}\mathbf{x}$



Figura 67: Visualización 3D antena Tx

Una vez hecho esto, se mandaron fabricar para posterior medida de parámetros S con el objetivo de confirmar las respuestas que se habían obtenido de forma teórica. Este es el aspecto de una de ellas y su respuesta del parámetro S11:



Figura 68: Antena Rx



Figura 69: Medidas de los parámetros S11 de las dos antenas Tx fabricadas (izquierda) y el parámetro S11 de las dos antenas Rx fabricadas a la derecha, visualizados en ADS

Por último, para acabar con las antenas, se muestra en la imagen 70 uno de los entornos de medida que se utilizaron para caracterizar las antenas enfrentadas a diferentes distancias con el objetivo de poder obtener la ganancia de las antenas, si hacemos medidas a diferentes distancias y eliminamos las pérdidas de propagación podremos extraer de manera aproximada

la ganancia de las antenas, para hacer una medida más precisa deberíamos hacerlo en una cámara anecoica.



Figura 70: Medida de la antenas enfrentadas a 40 cm

A continuación, se muestran los parámetros S21 de las dos antenas teniendo en cuenta las pérdidas (en rojo) y sin tener en cuenta las pérdidas (en azul):



Figura 71: Visualización en ADS parámetro S21 de la antena T
x (izquierda) y Rx (derecha) con y sin pérdidas

En la figura 71, la linea roja se corresponde a la función con pérdidas y la azul sin pérdidas. Las pérdidas que le hemos añadido han seguido la siguiente ecuación:

$$32,4 + 20log(freq(MHz)) + 20log(d(km))$$
 (2)

Además, se le aplica un factor de 3 dB porque hay dos antenas, por lo que se supone que la ganancia de cada antena es la mitad.

4. Capítulo 4: Simulaciones de los bloques PCB con ADS

Con el objetivo de ver la respuesta completa del sistema y su buen funcionamiento, se han realizado simulaciones en ADS. En el sistema se han colocado puntos de medida o nudos de entrada/salida para los principales componentes. A continuación se pueden ver el esquemático del MiniSat con los nodos en los que se han puesto puntos de medida de corriente y tensión para obtener los valores de potencia a determinadas frecuencias.



Figura 72: Esquema del sistema MiniSat, en el cual se indican puntos de medida

Se van a mostrar las simulaciones de las cuales hemos creído que se podría sacar resultados relevantes, como puede ser la figura de ruido al final del sistema, ganancia al final del sistema, espurios etc. De todos ellos se realizará una explicación de para que sirven y una presentación de los resultados.

4.1. Simulación de la CNR

Vamos a comenzar con la simulación de la relación señal-ruido / portadora-ruido o CNR. La relación portadora/ruido es un valor que nos permite evaluar la sensibilidad del sistema así como el margen dinámico. Para simularlo se hace una doble simulación en balance armónico de señal y ruido, en la figura 73 se muestra una imagen del entorno de simulación.


Figura 73: Plantilla para la simulación de la CNR del sistema

Como se puede observar, en la parte central de la imagen tenemos el símbolo de nuestro satélite y por otro lado las herramientas necesarias para poder simular, en este caso, la relación señal ruido. Tenemos una herramienta para el balance armónico, un controlador del ruido, un conjunto de variables a la que le introducimos datos importantes como pueden ser la frecuencia de RF, IF etc y luego un ruido de fase introducido directamente en el OL de nuestro componente mediante el "NoiseFloor". Para conseguir la CNR de cada punto de medición, se ha realizado el cociente entre la potencia de la "carrier" o portadora y la potencia de ruido. Con todo ello, se obtiene el resultado que se puede ver en la figura [74] donde se puede ver la potencia de entrada (RF_In_dBm) y la relación portadora ruido a la entrada del sistema (CNR_RF_IN) . Ahí se calcula el ruido a partir del valor de tensión de ruido definido en las variables.



Figura 74: Resultado de la simulación de la CNR del sistema

Se han colocado diferentes puntos de medición en todo el circuito. Como se puede ver,

al satélite le entran -85 dBm. Posteriormente, existe una amplificación y por eso sale con -45.9 dBm. Seguido de eso, vuelve a perder potencia por desadaptación a la entrada en el mezclador y el filtro, y finalmente, en la etapa de amplificación, a la salida, se consigue una potencia de -20.6 dBm. Esta potencia es considerablemente alta respecto a la que había a la entrada del MiniSat.

4.2. Simulación de la figura de ruido en el sistema

La siguiente simulación que vamos a mostrar va a ser la del ruido del sistema. Tendremos, como en la simulación de la CNR, varios puntos en los que mediremos el ruido y un punto a la salida donde tendremos el ruido final del sistema.



Figura 75: Esquemático para la simulación de la figura de ruido del sistema

Como se puede ver en la figura 75, para llevar a cabo el análisis de la figura de ruido del sistema se va a realizar un balance armónico y una simulación del ruido no lineal.A continuación se muestra el resultado:

Figura de ruido cadena SAT (dB)							
NF Mix In sat	NF Mix	: Out sat	NF F	Filt Out sa	at	N	F Sys sat
2.6	51	6.382			6.383		6.385
Power at Nodes (dBm)							
RF_In_dBm_sat	Mix_In_dBm_sat	Mix_Out_	dBm_sat	Filt_	Out_dBm_sat		F_Out_dBm_sat
-85.696	-45.	088	-58.841		-61.	.827	-18.233
Cascaded Power Gain at Nodes (dB)							
Gain_Mix_In_sat		Gain_Filt	_Out_sat			Gain_Sy	s_sat
	39.912			23.173			66.767

Figura 76: Resultado para la simulación del ruido en el sistema

Cabe remarcar que, aunque la figura de ruido aumenta, se mantiene constante al final de la cadena. Se puede volver a ver la parte de la potencia en los nodos y debajo también hemos obtenido la ganancia en dichos puntos.

4.3. Simulación de espurios

La siguiente simulación que realizamos fue la de espurios y también utilizamos una simulación de balance armónico. Los espurios son señales indeseadas que pueden aparecer debido a las no linealidades de etapas de amplificación y del mezclador. El objetivo de esta simulación es observar como son las señales espurias respecto a la señal principal, ya que si las señales espurias tienen una potencia elevada además de perder potencia en la señal de interés, vamos a tener problemas a la hora de recuperar la señal en el receptor, ya que se van a generar de nuevo más señales espurias en muchos casos imposibles de eliminar mediante filtrado. A continuación, se muestran los resultados de este análisis:



Figura 77: Resultado de la simulación para obtener las señales espurias

Podemos ver que en el índice armónico (Harmindex) se sitúa nuestra señal más potente en el índice 10 y, en orden descendiente de potencia, se van listando las siguientes. En los markers situados a las frecuencias deseadas, en este caso 15.7 y 17.8 GHz, vemos que la separación es de 51 dB, lo que es perfectamente suficiente para que no se solapen ni haya ningún tipo de ruido provocado por esa señal espúrea. El la gráfica se puede ver las señales y armónicos, y en la tabla se puede ver los índices de las señales y la potencia de diferencia que existe respecto a la señal objetivo. Se podría,por ejemplo, realizando filtros más restrictivos que eliminen las señales que no son de interés.

4.4. Simulación de la ganancia en compresión del sistema

La siguiente simulación que vamos a realizar será la de ganancia en compresión. Para ello se ha realizado un balance armónico con un barrido de potencia. La ganancia en compresión será el punto en el que si la potencia de entrada se aumenta el nivel de ganancia empieza a reducirse y comienza a causar comportamientos no lineales. A continuación, se muestran los resultados obtenidos:



Figura 78: Resultado para la simulación de ganancia en compresión

En la imagen se puede ver cómo el punto se encuentra a una potencia de -53 dBm y una ganancia en compresión de 1 dB. Además, en la segunda imagen, si situamos el marcador en esos -53 dBm para la potencia de RF, podemos comprobar que empieza a dejar de tener un comportamiento lineal y que la potencia a la salida en el punto de compresión 1 dB es de 6.8 dBm, que nos dará una idea de la potencia más alta que podemos conseguir.

4.5. Simulación de IMD

La siguiente simulación que vamos a explicar es la del IMD. El IMD (InterModulation Distorsion) estudia la distorsión armónica que se produce cuando entran dos señales separadas una determinada distancia, en general la distancia equivalente al ancho de banda de señal. Lo que simula es la entrada de la señal por dos canales consecutivos y estudia las mezclas de las señales de entrada entre si además de las mezclas con las señales del oscilador. En esta simulación se medirá el TOI y el CIMD. El TOI o IP3 es el punto de intercepción de tercer orden y se define como el punto donde se intersectan dos rectas teóricas, la de señal útil y la de potencia de intermodulación. Se puede definir tanto a la entrada (IIP3) como a la salida (OIP3). Cuanto más elevado sea este valor más lineal será nuestro sistema. El CIMD sería la distorsión producida por la intermodulación de la portadora. La plantilla de esta simulación es la que tenemos en la figura [79]



Figura 79: Esquemático para la simulación del IMD del sistema

Para realizar la simulación del TOI y el CIMD se ha realizado un balance armónico y el resultado es el siguiente:

3rd Order Intercept Point (dBm)				
RF_In_TOI_sat	Mix_In_TOI_sat	Mix_Out_TOI_sat	Filt_Out_TOI_sat	IF_Out_TOI_sat
2.934	19.687	1.584	1.239	20.525
	CIME) en cadena SAT (dl	Bc)	
RF_In_CIMD_sat	Mix_In_CIMD_sat	Mix_Out_CIMD_sat	Filt_Out_CIMD_sat	IF_Out_CIMD_sat
177.090	131.208	126.963	128.022	80.575

Figura 80: Resultado para la simulación del TOI y el CIMD

Viendo los resultados podemos determinar que el producto de intermodulación de 3er orden es correcto, aunque no tan alto como nos gustaría. De hecho, en medida si se sube mucho en potencia aparecen espurios.

4.6. Simulación de LSSP

Se ha realizado la simulación LSSP para los parámetros S en gran señal. Se han realizado varias medidas, entre ellas la ganancia del sistema, las pérdidas por retorno en la entrada o la salida, que son interesantes para ver como se comporta en esta situación. Para ello se ha utilizado el siguiente esquemático:



Figura 81: Esquemático para el análisis del LSSP

Por una parte tenemos la herramienta LSSP, que realizará el análisis equivalente al análisis que realizan los parámetros S pero teniendo en cuenta diferentes de pequeña señal o conversiones de frecuencia, y por otra parte tenemos el bloque de variables "var" que contiene los datos de frecuencia, span, frecuencia del OL etc. También tenemos alguna otra herramienta como el "PwrGain" que nos calculará la ganancia de nuestro sistema. A continuación, vamos a mostrar dicha ganancia:



Figura 82: Resultado de la ganancia del sistema

Como se puede ver en la imagen, se ha realizado para un span de 1 GHz y se ve que tenemos una ganancia aproximada de 67 dB. Además, una forma de cuantificar los cambios que se han producido en la ganancia y el rizado es con la simulación de la ganancia "*ripple*". A continuación, se muestra dicha simulación:



Figura 83: Resultado de la ganancia ripple del sistema

En este caso, como hemos dicho, se puede ver la variación que ha tenido la ganancia. Poniendo un ejemplo, si tenemos en 16.8 GHz, 58 dB aproximadamente y lo comparamos

con los 69 dB que tenemos de pico, la diferencia son de casi 11 dB que es lo que vemos detallado en la gráfica. A continuación, vamos a mostrar las gráficas de perdidas de retorno de entrada y de salida. En ellas se detalla cómo son las pérdidas de retorno para la señal de entrada y la de salida. Las pérdidas de retorno de una señal se definen como la pérdida provocada por la reflexión de dicha señal en un punto de su trayectoria. Matemáticamente, se define como la potencia reflejada menos la potencia de entrada en dB. A continuación, se muestran los resultados para un span de frecuencia de 10 GHz:



Figura 84: Resultado de las pérdidas por retorno

Por último, se va a mostrar una imagen del retardo de grupo. El retardo de grupo es la diferencia temporal entre el instante que se produce la transmisión y cuando se recibe. A continuación, se muestran los resultados:



Figura 85: Resultado del retardo de grupo

Se puede observar una anomalía en la gráfica y es que existe un retardo de grupo negativo. Esto, de forma racional, no debería de ser posible, ya que significaría que la señal de entrada ha salido antes de haber entrado y esto no es posible. La explicación podemos darla a razón de que el filtro haya podido intentar predecir la señal antes de que se produjera. Si esta señal era, de alguna forma, previsible por otras muestras anteriores, esto puede mostrar la ilusión de que haya un retardo negativo. En señales de banda limitada se produce mucha redundancia y esto puede ser la causa de que el filtro haya predicho dicha señal y se haya producido la anomalía.

5. Capítulo 5: Resultados de las medidas en el laboratorio

En este capítulo vamos a hablar de las mediciones que se hicieron en el laboratorio sobre los prototipos fabricados. El objetivo será, comprobar que lo simulado mediante ADS se parece a lo que obtenemos en el sistema real. Para ello, se nos permitirá el acceso al laboratorio de instrumentación del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones.

Lo primero que realizamos fue la caracterización del VCO del transmisor y del receptor. Para ello, utilizamos dos fuentes y el analizador de espectros. Una de las fuentes la utilizamos para alimentar el VCO y la otra de sintonía para ir subiendo y bajando el voltaje y ver la variación que existe entre la frecuencia y la tensión de sintonía. A continuación, se muestra la figura del setup para la medición de las frecuencias del VCO para el transmisor y el receptor:



Figura 86: Setup medida VCO

Se puede ver la placa del receptor, en este caso, las dos fuentes para la alimentación y el tune del VCO y el analizador de espectros a la derecha donde iremos viendo las frecuencias obtenidas. En el caso del receptor, que es el que primero evaluamos, se requería un voltaje de alimentación de 5 V y una intensidad de 190 mA. Mediante la variación del voltaje del Vtune con un paso de 0.5 V en un rango de 2 a 13 voltios (como señala el fabricante) obtuvimos los siguientes resultados:

Voltaje (V)	Frecuencia (GHz)
2	12.29
2.5	12.46
3	12.6
3.5	12.72
4	12.85
4.5	13
5	13.12
5.5	13.25
6	13.32
6.5	13.45
7	13.52
7.5	13.65
8	13.71
8.5	13.78
9	13.91
9.5	13.98
10	14.05
10.5	14.11
11	14.18
11.5	14.31
12	14.38
12.5	14.44
13	14.51

Cuadro 10: Valores de frecuencia y voltaje del VCO del receptor

En la figura 87 se pueden ver los datos de la tabla 10:



Figura 87: Gráfica de frecuencia y voltaje para el VCO del receptor

Posteriormente se realizaron las medidas del VCO para el transmisor, que en este caso, tiene una v
tune que va desde 1 V a 15 V. En la siguiente tabla se pueden ver los resultados:

Voltaje (V)	Frecuencia (GHz)
1	12.85
1.5	13.25
2	13.59
2.5	13.84
3	14.04
3.5	14.23
4	14.4
4.5	14.57
5	14.72
5.5	14.86
6	14.97
6.5	15.11
7	15.21
7.5	15.34
8	15.43
8.5	15.54
9	15.63
9.5	15.74
10	15.84
10.5	15.91
11	16
11.5	16.07
12	16.16
12.5	16.22
13	16.3
13.5	16.37
14	16.42
14.5	16.48
15	16.52

Cuadro 11: Valores de frecuencia y voltaje del VCO del transmisor

En la figura 88 se pueden ver los datos de la tabla 11



Figura 88: Gráfica de frecuencia y voltaje para el VCO del transmisor

Cabe destacar que estas medidas del VCO no fueron las únicas que se tomaron. En concreto, en estas medidas los cables tenían unas pérdidas de solo 0.7 dB/cable lo que hace que sean bastante más exactas dada la frecuencia a la que se realizan. A continuación, se muestra una tabla con las pérdidas de los cables y los equipos con los que se efectuaron las medidas y que habrá que tener en cuenta en los resultados que se van a mostrar a lo largo de este capítulo:

Equipo	Att @ 15.7 GHz (dB)	Att @ 17.8 GHz (dB)
Cable (23-1000-11-91) (1 m aprox)	1.11	2.4
Cable "negro" ($1,7$ m)	54.2	43
Cable "rosa" (1,2 m)	8.14	9.84
Cable 04709661 (morado)	0.7	0.7
Cable 04709660 (morado)	0.7	0.7

Cuadro 12: dBs de pérdidas de los cables y equipos utilizados para las medidas

Como se puede observar, el cable al que llamamos "negro" posiblemente estuviera roto ya que las pérdidas que obtenemos de él son demasiado grandes. El conjunto de resultados que mostraremos en este capítulo fueron tomadas con los dos cables 04709660 y 04709661 utilizando el generador de señal 8673G de HP. Por lo tanto, en conjunto, tendremos a la entrada 2.7 dB de pérdidas y a la salida 0.7 dB. Esto se debe a que cuando se veía una diferencia muy grande entre lo simulado y lo medido se empezó a sospechar que había algún problema. Lo primero a medir fueron los cables con lo que se descartó por las pérdidas ya mencionadas en la tabla 12, pero aun asi la diferencia era grande y se pensó en que el problema podría estar en el generador de señal 8673G de HP.

Una vez medidos los VCOs vamos a separar las medidas de los 3 sistemas en secciones. Primero hablaremos de las medidas de receptor, posteriormente del transmisor y por último del MiniSat. En general, para los 3 sistemas realizamos distintos tipos de medidas relacionados con la potencia que se obtenía a la salida dada una potencia de entrada, la Vtune y la frecuencia de entrada. Por último, también realizamos la medida del P1dB para cada sistema.

5.1. Medidas del receptor

En este apartado se van a presentar las medidas del Rx box (figura 89) compuesto por la placa de RF en la parte superior y la placa de dC en la inferior. Este sistema tiene como frecuencias de entrada de 15.7 GHz y salida de 2 a 3 GHz.



Figura 89: Circuito Rx con la placa de DC acoplada

La primera medida que realizamos fue el barrido de potencia introduciendo una potencia de entrada desde los -100 dBm hasta los -50 dBm con una Vtune = 6 y frecuencia de entrada de 15.7 GHz. Realizamos este barrido con las bobinas de entrada de los amplificadores a la distancia calculada en ADS y sin ellas. La primera tabla (tabla 13) es sin las bobinas y la segunda (tabla 14) es con ellas.

Potencia RFin (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-40	-13.85	26.15
-50	-23.48	26.52
-60	-33.46	26.54
-70	-43.74	26.26
-80	-53.68	26.32
-90	-63.29	26.71
-100	-73.45	26.51

Cuadro 13: Barrido potencia de entrada de receptor sin las bobinas

Mostramos también la gráfica para la tabla 13):



Figura 90: Gráfica de barrido de potencia de entrada de receptor sin las bobinas

Potencia RFin (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-40	-12.4	27.6
-50	-21.62	28.38
-60	-31.11	28.89
-70	-43.27	26.73
-80	-52.81	27.19
-90	-59.89	30.11
-100	-67.67	32.33

Cuadro 14: Barrido potencia de entrada de receptor con las bobinas

Mostramos también la gráfica para la tabla 14



Figura 91: Gráfica de barrido de potencia de entrada de receptor con las bobinas



Figura 92: Medida de IF del receptor para una frecuencia de entrada de 15.7 GHz, una potencia de entrada de -40 dBm y una VTune de 6 V. Se obtiene una Pout = 16.28 dBm y ganancia de 23.72 dB

Si observamos las dos tablas, se aprecia algo de diferencia en la ganancia debido a la adaptación provocada por las bobinas. El proceso de cambio de bobinas lo tuvimos que hacer más de una vez puesto que a la hora de medir no quedaban exactamente a la distancia que habíamos calculado en ADS y por lo tanto, a nuestro parecer, no daba la mejor respuesta.

A continuación, se puede ver una imagen de como se situaban las bobinas de forma muy precisa con ayuda del microscopio en la sala limpia:



Figura 93: Fotografía de la medida realizada en la placa del receptor para determinar la distancia de las bobinas de adaptación a la entrada del primer amplificador

Posteriormente, hemos realizado medidas entorno a las frecuencias que queremos de entrada para nuestro receptor. Puesto que la idea era de tener entre 15 y 15.7 GHz de entrada en el receptor, se realizaron pruebas de entre 13.5 y 16.5 GHz, y Vtune = 6, para ver como variaba la salida y ver también si funcionaban bien los filtros y realizaban su labor de forma correcta. Hemos realizado medidas para potencias de entrada de -60 a -40 dBm. A continuación, tenemos la tabla con -40 dBm:

FreqIn (GHz)	FreqIF (GHz)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
14	0.68	-32.83	7.17
14.5	1.17	-24.59	15.41
15	1.67	-14.36	25.64
15.5	2.17	-11.19	28.81
16	2.67	-11.45	28.55
16.5	3.17	-13.67	26.33

Cuadro 15: Barrido de frecuencia de entrada para frecuencias de salida de entre 14 y 16.5 GHz y potencia de entrada de -40 dBm

Mostramos también la gráfica para la tabla 15



Figura 94: Gráfica de ganancia de conversión v
s frecuencia para el rango de frecuencias del receptor y potencia de
entrada de -40d Bm

FreqIn (GHz)	FreqIF (GHz)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
14	0.68	-40.25	9.75
14.5	1.17	-35.44	14.56
15	1.67	-23.72	26.28
15.3	1.97	-20.8	29.2
15.5	2.17	-21.46	28.54
15.7	2.37	-21.79	28.21
16	2.67	-21.8	28.72
16.5	3.17	-23.65	26.35

Cuadro 16: Barrido de frecuencia de entrada para frecuencias de salida de entre 14 y 16.5 GHz y potencia de entrada de -50 dBm

Mostramos también la gráfica para la tabla 16



Figura 95: Gráfica de ganancia de conversión v
s frecuencia para el rango de frecuencias del receptor y potencia de
entrada de -50dBm

FreqIn (GHz)	FreqIF (GHz)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
14	0.68	-50.25	9.75
14.5	1.17	-45.44	14.56
15	1.67	-33.72	26.24
15.3	1.97	-30.95	29.05
15.5	2.17	-31.54	28.46
15.7	2.37	-31.89	28.11
16	2.67	-31.26	28.74
16.5	3.17	-33.61	26.39

Cuadro 17: Barrido de frecuencia de entrada para frecuencias de salida de entre 14 y 16.5 GHz y potencia de entrada de -60 dBm

Mostramos también la gráfica para la tabla 17



Figura 96: Gráfica de ganancia de conversión v
s frecuencia para el rango de frecuencias del receptor y potencia de
entrada de -60dBm

Como se puede observar, el sistema conformado por el filtro, en la zona donde mejor funciona es entre 15 y 16.5 GHz.Fuera de ahí, baja más de 10 dB la ganancia que podemos obtener. Además, las antenas que hemos diseñado para la recepción tienen el punto de mejor adaptación entorno a 15.3 GHz, con lo cual, trabaja en la banda óptima.

Después de evaluar las frecuencias de entrada en nuestro receptor, pasamos a cambiar la Vtune del oscilador para ver cuál nos conviene más. Para ello, dejaremos fijas la potencia de entrada en un valor de -40 dBm y se moverán la frecuencia del oscilador, mediante las variaciones de la Vtune y la Fif.

VTune	FreqIF (GHz)	Pot.IF (dBm)	FreqOL (GHz)	Pot.OL (dBm)
3	3.1	-15.29	12.6	-30.13
3.5	2.98	-13.43	12.73	-29.48
4	2.83	-13.38	12.87	-29.32
4.5	2.72	-13.24	12.98	-28.57
5	2.59	-12.9	13.1	-28.11
5.5	2.48	-12.89	13.23	-29.15
6	2.38	-12.78	13.33	-28.61
6.5	2.27	-12.72	13.43	-29.77
7	2.17	-12.78	13.53	-29.51
7.5	2.07	-12.84	13.63	-31.52
8	1.99	-13.16	13.73	-32.18
8.5	1.91	-13.65	13.8	-31.72
9	1.82	-13.821	13.9	-30.11

Cuadro 18: Barrido de V
tune para ver que frecuencias y potencias obtenemos para la Fi
F y la FOL con una FRF de 15.7 GHz y una Pin= $-40~\rm dBm$

En este caso también realizamos una tabla de estas mismas medidas pero con las bobinas situadas en la placa, para comparar las diferencias y mejoras que podría haber.

VTune	FreqIF (GHz)	Pot.IF (dBm)	FreqOL (GHz)
3	3.1	-15	12.6
3.5	2.98	-13.39	12.73
4	2.83	-13.16	12.87
4.5	2.72	-12.96	12.98
5	2.59	-12.66	13.1
5.5	2.48	-12.58	13.23
6	2.38	-12.72	13.33
6.5	2.27	-12.39	13.43
7	2.17	-12.75	13.53
7.5	2.07	-12.57	13.63
8	1.99	-12.71	13.73
8.5	1.91	-13.65	13.8
9	1.82	-13.49	13.9

Cuadro 19: Barrido de V
tune para ver que frecuencias y potencias obtenemos para la Fi
Fy la FOL con una Pin= -40 dBm y las bobinas de adaptación

En este caso, solo destacar que hay valores de Vtune para los cuales tenemos una ligera mejora de la potencia de IF, pero no muy significativo. En un principio, elegimos el valor de 6 para dar a nuestra Vtune, pero para ver que pasa por encima y por debajo de ese valor,

analizamos la potencia de salida también para valores de 5 y 7. Realizamos esto igualmente, sin bobinas y con bobinas. Primero vamos a mostrar las tablas con los resultados para el valor de Vtune de 5, lo que significa una frecuencia IF de 2.59 GHz:

PotIn (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-40	-13.37	26.63
-50	-23.48	26.52
-60	-32.62	27.38
-70	-41.94	28.06
-80	-52.66	27.34
-90	-59.32	30.68
-100	-65.77	34.23

Cuadro 20: Barrido potencia de salida para V
tune=5 y sin bobinas



Figura 97: Señal de salida de R
x para Vtune = 5, FIF = 2.59 GHz, FOL = 13.1 GHz y Pin = -40 dBm

PotIn (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-40	-12.08	27.92
-50	-22.11	27.98
-60	-31.4	28.6
-70	-42	28
-80	-51	29
-90	-60	30
-100	-66	34

Cuadro 21: Barrido potencia de salida para V
tune $\!=\!5$ y con bobinas

Se puede observar que existe alguna diferencia entre haber colocado las bobinas y no tenerlas en potencias más altas. Sin embargo, en las potencias más bajas no tiene tanto efecto. Se puede ver en la figura 98.



Figura 98: Gráfica de barrido de potencia para Vtune = 5 con y sin bobinas

A continuación, vamos a mostrar la tabla para el valor de V
tune = 7 con y sin bobinas, como hicimos con V
tune = 5, añadiendo también la gráfica comparativa.

PotIn (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-40	-12.59	27.41
-50	-22.68	27.32
-60	-32.43	27.57
-70	-41.62	28.38
-80	-50.22	29.78
-90	-60.32	29.68
-100	-65.66	34.34

Cuadro 22: Barrido potencia de salida para V
tune=7 y sin bobinas



Figura 99: Barrido R
x para Vtune = 7 para una FRF = 15.7 GHz, una FIF = 2.18 GHz y una FOL = 13.52 GHz

PotIn (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-40	-11.84	28.16
-50	-21.7	28.3
-60	-31.48	28.52
-70	-40	30
-80	-51.53	28.47
-90	-60	30
-100	-66	34

Cuadro 23: Barrido potencia de salida para V
tune=7 y con bobinas



Figura 100: Gráfica de barrido de potencia para V
tune $= 7 \ {\rm con} \ {\rm y} \ {\rm sin} \ {\rm bobinas}$

Después de estas medidas fijando el Vtune, realizamos la del P1dB del sistema. La medida se hizo empezando por potencias bajas para ver que ganancia se tenía a la salida del sistema y posteriormente subiendo dicha potencia de forma progresiva viendo en que momento se conseguía una diferencia de ganancia de 1 dB respecto a la primera medida. A continuación, se presentan los resultados obtenidos:

PotIn (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)	Diff (unidades)
-50	-22	28	0
-40	-12.2	27.8	0.2
-35	-7.78	27.22	0.78
-32	-5	27	1
-31	-4.08	26.92	1.08

Cuadro 24: P1dB receptor

Por último, para completar las medidas realizadas para el receptor, colocamos las antenas. Las situamos de la siguiente manera, una en el generador de señal y la otra en la entrada del receptor, y medimos a diferentes distancias para ver los efectos que se producían, y las atenuaciones y potencias recibidas. Al colocar las antenas, se produjo un cambio en la impedancia que se veía a la entrada y salida del MiniSat. Esto hizo que se desencadenara alguna oscilación indeseada y por tanto se tuvo que buscar la forma de volver a adaptar a 50 Ω . La manera que se encontró fue la de situar dos atenuadores, uno en cada antena. De esta manera, siempre que la atenuación fuera suficiente, se producía una adaptación virtual. Esto se puede explicar de forma matemática teniendo en cuenta la siguiente expresión:

$$\Gamma_{in} = G_{TO} \Gamma_L$$

Teniendo en cuenta que G_{TO} es la atenuación del atenuador, Γ_L es el coeficiente de reflexión de la antena y Γ_{in} el coeficiente de reflexión que se ve a la entrada, si le introducimos un atenuador, el coeficiente de reflexión de la antena va a estar multiplicado por un factor entre 0 y 1, lo que va a hacer que disminuya y por lo tanto estará mejor adaptado. A continuación, mostramos el setup que hicimos para ello y los resultados obtenidos a diferentes distancias:



Figura 101: Setup medida con antenas del receptor

PotIn (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-30	-53.33	-23.33
-20	-45.06	-25.06
-15	-40.08	-25.09
-10	-36.27	-26.27

Cuadro 25: Medida con antenas del R
x para una distancia de 40cm $\,$

PotIn (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-30	-51	-21
-20	-42.35	-22.35
-15	-37.8	-22.8
-10	-32.66	-22.66

Cuadro 26: Medida con antenas del R
x para una distancia de 20cm $\,$

PotIn (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-30	-48.29	-18.29
-20	-39	-19
-15	-34.4	-19.4
-10	-29.6	-19.6

Cuadro 27: Medida con antenas del Rx para una distancia de 15cm

PotIn (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-30	-40.1	-10.1
-20	-31.29	-11.29
-15	-26.4	-11.4
-10	-21.45	-11.45

Cuadro 28: Medida con antenas del Rx para una distancia de 5cm

Cabe destacar que, las ganancias son negativas debido a las pérdidas de propagación. Las pérdidas de propagación varían respecto a la frecuencia y la distancia de manera lineal. Por poner un ejemplo, a 40 cm y con una frecuencia de 15.7 GHz, tendríamos estas pérdidas:

$$Lbf = 32.4 + 20log(f(MHz)) + 20log(d(km))[dB]$$

De acuerdo con la ecuación anterior, para el caso propuesto tendríamos 48.4 dB de pérdidas. En el caso de la distancia de 20 cm, serían 42.38 dB, y en el caso de 15 cm y 5cm serían 39.88 dB y 30.34 dB, respectivamente. Esto es bastante, y es la causa de tener ganancias negativas. Además, también hay que añadirle las pérdidas de los cables que se muestran en este documento. Otro aspecto a destacar es que cuanto más cerca se sitúan las antenas, menos pérdidas tenemos como es evidente, pero menos fiables son las medidas debido a los efectos del campo cercano. Sin embargo, cuando las alejamos, llega un punto en el cual, aunque las sigamos alejando, las antenas no se afectan la una a la otra y entonces las pérdidas introducidas son las debidas a la distancia y la frecuencia con que, si calculamos las ganancias de las antenas, aparecerán como un valor fijo.

Por último a comentar del receptor, se introdujeron ciertas mejoras como añadir la placa de DC y acoplarla al sistema, para así evitar tener que usar varias fuentes de alimentación y solo usar una. Se puede ver en la imagen 89

Además, se tuvo que poner un filtro paso bajo a la salida del sistema porque salía mucha potencia de OL y era necesario eliminarla para que no generase más espurios innecesarios en la siguiente etapa de conversión.

5.2. Medidas del transmisor

En este apartado se van a presentar las medidas del Tx box (figura 102) compuesto por la placa de RF en la parte inferior y la placa de DC en la superior. Este sistema tiene como frecuencias de entrada de 2 a 3 GHz y salida de 17.8 GHz.



Figura 102: Circuito Tx con la placa de DC acoplada

La primera medida que realizamos fue el barrido de potencia introduciendo una potencia de entrada desde los -100 dBm hasta los -40 dBm. Ese rango era el adecuado teniendo en cuenta la ganancia de los amplificadores, para evitar que entraran en saturación, como hicimos y explicamos en el receptor.

Potencia RFin (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-40	-24.58	15.42
-50	-34.22	15.78
-60	-41.16	16.84
-70	-51.61	18.39
-80	-59.7	20.3
-90	-62.56	30.3
-100	-70.96	29.04

Cuadro 29: Barrido potencia de salida de transmisor

Como se puede apreciar, la ganancia que conseguimos en un principio no es la mejor. Esto se debía a que uno de los armónicos del OL era bastante fuerte y se mezclaba, produciendo

una señal a la salida del mezclador que al entrar en la banda de trabajo del filtro y del amplificador se amplificaba por lo que la potencia de salida se repartía entre la señal de interés y la espuria. Posteriormente explicaremos que se hizo para arreglar este problema. A continuación, vamos a seguir con las medidas realizadas después del barrido de potencia. Medimos la potencia de salida para valores de IF de entre 2 y 4 GHz con una Vtune de 8, y fijando una potencia de -40 dBm a la entrada. Esto lo hicimos, en parte, para ver como conformaba la banda de frecuencias el filtro a su salida. Los resultados fueron los siguientes:

FreqIn (GHz)	FreqOut (GHz)	Pout (dBm)
2	17.42	-23
2.4	17.83	-22.64
2.8	18.23	-21.84
3.2	18.63	-21.24
3.6	19.02	-22.43
4	19.43	-28.36

Cuadro 30: Barrido de frecuencia IF de transmisor para ver el ancho de banda del filtro de RF

Más allá de esas medidas desaparece o se hace muy pequeña la señal por la acción del filtro. A continuación se va a medir la potencia de salida moviendo la V
tune entre los valores 5 y 11, a una frecuencia de -40 dBm.

VTune	FreqRF (GHz)	Pot.RF (dBm)	FreqOL (GHz)	Pot.OL (dBm)
5	17.09	-20.4	14.72	-2.46
5.5	17.24	-22.12	14.86	-3.45
6	17.39	-21.91	14.97	-3.55
6.5	17.5	-22.36	15.11	-4.77
7	17.6	-24.09	15.21	-5.84
7.5	17.72	-24.26	15.34	-6.85
8	17.82	-23.26	15.43	-6.75
8.5	17.94	-23.93	15.54	-7.47
9	18	-23	15.63	-6.8
9.5	18.3	-25.36	15.74	-6.77
10	18.21	-25	15.84	-4.56
10.5	18.3	-24.12	15.91	-4.35
11	18.39	-25.43	116	-1.105

Cuadro 31: Barrido de V
tune para estudiar de nuevo la respuesta del sistema en función de la varia
ón de la frecuencia de OL para una frecuencia IF de 2.37 GHz y una potencia de -40 dBm a la entrada

Una vez hecho esto, como hicimos con el receptor, realizamos un barrido de potencia

PotIn (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-40	-23.94	16.06
-50	-32.59	17.41
-60	-43.3	16.7
-70	-52.44	17.56
-80	-60	20
-90	-60.12	25.88
-100	-65	35

alrededor de la V
tune de interés, que en este caso era 8. Por lo tanto, barrimos para V
tune =7y para V
tune =9.

Cuadro 32: Barrido potencia de salida para V
tune=7 con una frecuencia IF de 2.4 GHz y una frecuencia RF de 17.6 GHz

PotIn (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-40	-23.5	16.5
-50	-32.87	17.13
-60	-41.76	18.24
-70	-52.11	17.89
-80	-57.43	22.57
-90	-61.35	28.65
-100	-62.55	37.45

Cuadro 33: Barrido potencia de salida para V
tune=9 con una frecuencia de IF de 2.4 GHz y una frecuencia RF de 18.02 GHz

En la imagen 103 se puede ver la diferencia que existe en la ganancia para Vtune = 7 y para Vtune = 9:



Figura 103: Circuito Tx con la placa de DC acoplada

Como se puede ver, la ganancia para 9 es algo mayor en prácticamente todos los casos, sin embargo, el valor óptimo sería en Vtune = 8. Por último, en esta primera parte de caracterización del TxBox en la que medimos teniendo en cuenta las condiciones explicadas anteriormente (frecuencia OL muy alta de segundo armónico que interfiere en la potencia de la salida), medimos el P1dB del sistema. En la tabla 34 se pude dver que el P1dB está a una potencia de entrada de -28 dBm y una potencia de salida de -13.06 dBm.

PotIn (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)	Diff (unidades)
-50	-34.1	15.9	0
-40	-24.35	15.65	0.25
-30	-14.76	15.24	0.66
-28	-13.06	14.94	0.96

Cuadro 34: P1dB transmisor

Una vez medido esto, se intentó paliar los efectos que producía el segundo armónico del OL mediante un filtro de tipo rechazo de banda. Lo que se hace es situar una bobina en serie, con un valor que se corresponda a la frecuencia de resonancia en serie de la frecuencia que queremos eliminar y así intentar reducir lo más posible su potencia para que a la hora de mezclar no se aprecie prácticamente. En la realidad fue bastante complicado encontrar un valor para conseguir eso debido a que aunque se calcule de forma teórica, en la práctica hay muchas bobinas parásitas que desplazan la respuesta. Se realizaron varios intentos con diferentes valores de bobinas. A continuación se muestra la fotografía 104 a través de los binoculares, del punto donde se estuvieron soldando las diferentes bobinas de tamaño 0603 hasta encontrar un valor que hiciera su función:



Figura 104: Colocación de la bobina en serie a la salida del OL

Se probaron diferentes valores y finalmente se optó por una bobina de 7.5 nH. El objetivo era tener la mayor diferencia posible entre la potencia de nuestra señal y la "parásita". En el caso de la bobina de 7.5 nH, los resultados para los diferentes valores de Vtune fueron estos que se ven en la siguiente tabla:

VTune	FreqOL (GHz)	Pot.OL (dBm)	FreqParásita (GHz)	Pot.Parásita (dBm)	Diff(dB)
1	12.76	-13	6.38	-25.66	-12.66
2	13.47	-20.9	6.76	-32.11	-11.21
3	14.07	-15.24	7.02	-28.13	-12.89
4	14.37	-6.97	7.17	-27.28	-20.31
5	14.71	-0.672	7.32	-22.84	-22.168
6	14.97	-3.1	7.47	-18.31	-15.21
7	15.2	-6.45	7.62	-13.62	-7.17
8	15.42	-8.44	7.73	-15.59	-7.15
9	15.61	-8.57	7.81	-22.71	-14.14
10	15.83	-5.22	7.92	-24.85	-19.63
11	16.02	-1.22	8	-27.84	-26.62
12	16.17	-1.94	8.07	-32.03	-30.09
13	16.28	-3.24	8.11	-35.58	-38.82
14	16.4	1.68	8.15	-38.08	-39.76
15	16.55	0.672	8.18	-43.34	-44.012

Cuadro 35: Estudio mediante un barrido de V
Tune de la respuesta de la frecuencia de OL y la frecuencia
 $\rm OL/2$ a la salida del transmisor cuando se incluye la bobina en serie de 7.5 n
H

Como se puede observar, hay valores en los que la diferencia de potencia no es muy grande y es en parte porque en esos puntos la bobina no es la adecuada. Sin embargo, en los valores en los cuales la columna "Diff", que es la que hace la diferencia de potencias del OL y la parásita, es mayor de 15-20 dB, es en parte por la actuación del filtro. Viendo eso, un valor de entre 9 y 10 voltios serían adecuados para eliminar lo más posible la frecuencia indeseada y maximizar así la potencia a la salida de RF. Para un valor de 9.3 V que es uno de los que evaluamos, tuvimos la siguiente Pout para las frecuencias de IF de entrada:

FreqIF (GHz)	FreqRF (GHz)	Pout (dBm)
2	17.7	-28.76
2.2	17.89	-28.14
2.4	18.09	-28.94
2.6	18.29	29.1
2.8	18.48	-29.08
3	18.68	-28.91
3.2	18.88	-28.2
3.4	19.08	-28.47
3.6	19.28	-30.66
3.8	19.48	-37.31
4	19.68	-43.41
4.2	19.88	-49.37
4.4	20.07	-53.27

Cuadro 36: Barrido potencia V
tune=9.3 con bobina de 7.5 nH

Por último, realizamos unas medidas con antenas situadas de la siguiente manera:



Figura 105: Medida del transmisor con antenas

Esta medida solo la realizamos para una potencia de -10 dBm puesto que, en un principio y para este supuesto práctico, podemos insertarle la potencia que queramos con una generador de señal. Los resultados fueron los siguientes:
Distancia (cm)	Pout (dBm)
3	-36.74
15	-45
20	-52

Cuadro 37: Potencia de salida del transmisor, con antenas, para -10 dBm de Pin

Igualmente, habría que tener en cuenta las pérdidas de propagación y de cables y atenuadores.

5.3. Medidas del MiniSat

En esta sección vamos a comentar las medidas que realizamos al MiniSat. Este sistema tiene como frecuencia entrada 17.8 GHz y como frecuencia de salida 15.7 GHz. Realizamos 3 versiones debido a problemas que comentaremos a lo largo de esta sección. La primera versión podemos verla en la figura 106:



Figura 106: MiniSat versión 1

Se han hecho 3 versiones debido a diversos factores: cambios en la estructura, cortes en la placa etc. Esto se debe a problemas que hemos tenido relativos a las masas. En radiofrecuencia las masas son un punto clave ya que en caso de no tenerlas debidamente conectadas, aparecen señales no deseadas producidas por el acoplo electromagnético, oscilaciones, pérdidas etc. Esto es, que el propio circuito se convierte en una antena que radia una señal no deseada y se cuela en cualquier sitio produciendo en la salida mezclas derivadas de la intrusa. El primer problema que encontramos fue con el oscilador local, aunque posteriormente se ha llegado a la conclusión de que seguramente el problema de masas fuera el causante. En un momento dado, nos dimos cuenta de que se colaba una frecuencia fija en la salida y no entendíamos muy bien por qué. Era una frecuencia separada 1 GHz respecto a nuestra frecuencia de OL. Se vieron distintas posibilidades desde que pudiera ser algo del circuito que se arrancara a oscilar debido a que se colara continua, por ejemplo, hasta que fuera un octavo armónico aunque esto último no tenía mucho sentido ya que la potencia de un octavo armónico no debiera ser tan alta. Se intentó aislar el oscilador para ver si así conseguíamos, mediante ese apantallamiento, que no se propagaran señales al exterior. En la figura 107 se puede observar en la esquina superior derecha:



Figura 107: Oscilador local apantallado

En este momento, dado que no surtió efecto, se fabricó la versión 2 en la que situamos el oscilador fuera del circuito cortando la zona de la placa donde estaba situado. En la siguiente figura se puede ver la versión 2 del MiniSat:



Figura 108: MiniSat versión 2

En la figura 108 se puede observar que hay una especie de sonda que fabricamos mediante un cable coaxial. Esto lo hicimos para poder medir señales dentro del circuito simplemente apoyando el extremo en el punto del circuito que queríamos medir. En este caso, incluso aislando el oscilador, ya que era un oscilador que se generaba con un equipo de laboratorio y que insertábamos a través de un cable coaxial rígido, como se ve en la parte inferior derecha de la figura 108, seguíamos obteniendo una señal en el analizador pese a ni siquiera tocar el circuito. Esto era debido a que la señal se seguía colando por algún sitio. Por ello, decidimos fabricar una tercera versión, aislando cada módulo del circuito por separado para poder medirlo de manera más sencilla y si había algún problema, poder detectarlo de mejor manera. Esto se puede ver en la figura 109 donde la entrada estaría en la parte superior izquierda y la salida en la parte inferior izquierda.



Figura 109: MiniSat versión 3 con cable coaxial rígido

Otro aspecto a destacar en la figura 109 son los cables verdes de mayor sección, utilizados para mejorar la masa. Se colocaron cerca de las cadenas amplificadoras con el objetivo de evitar oscilaciones por parte de algún amplificador. A este punto se llegó, debido a que se midieron los parámetros S de los amplificadores y vimos que había puntos en los que podría existir oscilaciones debido a que no presentaban una estabilidad incondicional. Esto se midió mediante el analizador de redes comparándolo con un amplificador del que disponíamos y que se sabía que tenía una mejor masa. Otra prueba de que la masa de nuestro circuito era totalmente impredecible es que a la hora de comprobar las dos cadenas amplificadoras, una tenía una respuesta en el analizador de redes y la otra tenía otra ligeramente diferente. Hubo un caso, que posteriormente se resolvió, que solo alimentando una de las cadenas, se producía una oscilación por parte de uno de los dos amplificadores que la conforman. Después de mucho esfuerzo, se consiguió mitigar bastante este efecto intentando pegar mejor el plano de masa y colocando cables de tierra con mayor sección.

Después de comentar alguno de los problemas que surgieron con el MiniSat, se va a pasar a comentar los resultados obtenidos. Lo primero que vamos a mostrar será la Pout del

MiniSat completo:

PotIn (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-60	-35.85	24.15
-50	-25.75	24.25
-40	-15.8	24.2
-30	-5.75	24.25

Cuadro 38: Barrido potencia de entrada para el MiniSat con FRF = 17.89 GHz, FOL = 2.7 GHz y FIF = 15.2 GHz

Con la versión 3 del MiniSat, se observó que el mezclador producía muchas pérdidas de las esperadas. Se sabía que la salida (IF) estaba optimizada, mediante "baluns", para frecuencias iguales o menores a 9 GHz. Sin embargo, fuera de ese rango no se esperaba una pérdida de conversión tan grande. Vamos a mostrar dos gráficas en las cuales se va a mostrar la diferencia de pérdidas de conversión respecto a frecuencias en rango comparado con frecuencias fuera del rango de optimización. Se va a poner un ejemplo de frecuencias de entorno a 0-9 GHz y otras en torno a 10-20 GHz.



Figura 110: Gráfica de las pérdidas de conversión respecto a la IF de salida, se variaron las condiciones de RF y OL para llegar a obtener diferentes IF a la salida que cubriesen dicho rango

En la gráfica de la imagen 110 se puede apreciar perfectamente como para valores de frecuencia IF mayores de 10 GHz, las pérdidas de conversión entre la RF y la IF se dispara,

mientras que para valores inferiores, se mantiene por debajo de -15 dB. Por lo tanto, si nos vamos fuera del rango de trabajo de los baluns, el valor de las pérdidas de conversión llegan a empeorar hasta 3 veces más.

Se realizaron medidas a las cadenas amplificadoras para comprobar que daban la ganancia que indicaba el fabricante en el apartado del P1dB. De esta forma, también podíamos comprobar la potencia de entrada que admitía y la potencia de salida más alta que podíamos obtener de forma segura. En las siguientes tablas se pueden ver los resultados del P1dB tanto para la cadena amplificadora Tx como para la Rx.

PotIn (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)	Diff (unidades)
-60	-21.8	38.2	0
-50	-12.34	37.66	0.54
-40	-2.14	37.86	0.34
-35	2.5	37.5	0.7
-33	4.2	37.2	1

Cuadro 39: P1dB cadena receptora del MiniSat

PotIn (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)	Diff (unidades)
-60	-26.76	33.24	0
-50	-16.96	33.04	0.2
-40	-6.84	33.16	0.08
-30	2.96	32.96	0.28
-25	7.5	32.5	0.74
-24	8.069	32.069	1.1

Cuadro 40: P1dB cadena transmisora del MiniSat

Por lo tanto, el P1dB de la cadena receptora lo tendríamos en -33 dBm de entrada con una ganancia de 37.2 dB y el del transmisor en algo más alta de -24 dBm con una ganancia menor, de 32.07 dB. Esta diferencia de ganancia, puesto que son los mismos componentes, puede deberse a que las masas no son iguales en dichas cadenas.

Por último, vamos a mostrar la potencia de salida habiendo situado las antenas a diferentes distancias y diferentes potencias de entrada. En la siguiente imagen se puede ver la configuración para la medida:



Figura 111: Configuración del sistema para medir la salida del MiniSat

Lo siguiente que se va a mostrar va a ser la tabla con las medidas de potencia de salida con antenas. Se van a hacer a 3 potencias de entrada: -60 dBm, -50 dBm, -40 dBm y -30 dBm.

Distancia (cm)	Pout (dBm)
3	-49
15	-60
30	-63

Cuadro 41: Potencia de entrada para -60 dBm de Pin

Distancia (cm)	Pout (dBm)
3	-40
15	-53.26
30	-56

Cuadro 42: Potencia de entrada para -50 dBm de Pin

Distancia (cm)	Pout (dBm)
3	-30
15	-45
30	-48

Cuadro 43: Potencia de entrada para -40 d B
m de Pin

Distancia (cm)	Pout (dBm)
3	-20
15	-37
30	-39

Cuadro 44: Potencia de entrada para -30 dBm de Pin

Para estos valores de potencia medida en el analizador de está incluida las pérdidas de propagación dependientes de la frecuencia y la distancia así como las pérdidas introducidas por los cables y los atenuadores que se incluyen entre la antena y la salida del MiniSat para evitar las oscilaciones.Por esta razón vemos estos valores tan bajos de potencia. Para la distancia de 3 cm, tenemos unas pérdidas de propagación de 25.9 dB, y para la de 15 cm y 30 cm tenemos 39.98 dB y 45.9 dB respectivamente.

5.4. Medidas del sistema completo

En esta parte se realizó la medida del sistema completo con las antenas. Por lo tanto, hay que tener en cuenta que, en los resultados a la salida del sistema, están incluidas las diferentes pérdidas existentes: cables, atenuadores y propagación entre los sistemas. Esta fue la configuración que se utilizó para la medida:



Figura 112: Configuración del sistema para medir la salida del sistema completo

Se puede ver a la izquierda el circuito Tx enfocando la antena de salida con la entrada del MiniSat y por último el soporte con la antena de salida del MiniSat enfrentada a la entrada del receptor. Realizamos un barrido de frecuencias a 20 cm y a 10 cm. Estos fueron los resultados:

Pin (dBm)	Pout (dBm)
-40	-63
-30	-54
-20	-44
-10	-34

Cuadro 45: Potencia de salida del sistema a 20 cm

Pin (dBm)	Pout (dBm)
-40	-58
-30	-51
-20	-41
-10	-32

Cuadro 46: Potencia de salida del sistema a 10 cm

En la siguiente imagen (113) se puede ver la salida con una distancia de 10 cm y una potencia de entrada de -10 dBm.



Figura 113: Espectro de salida del sistema con frecuencia de salida de 1.66 GHz y una Pout $=-32.74~\mathrm{dBm}$

6. Comparación resultados teóricos y prácticos

En este capítulo se va a hacer una comparación de algunos de los resultados que se han obtenido con la herramienta ADS y resultados que se han obtenido de manera empírica. Vamos a empezar comparando la ganancia que se obtiene a la salida de cada sistema. Empezaremos con el receptor e iremos poniendo resultados en dos tablas, diferenciando resultados de ADS y reales. A continuación, tenemos la primera comparación del receptor:

Pin (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-80	-52.81	27.19
-70	-43.27	26.73
-60	-31.11	28.89
-50	-21.62	28.38
-40	-12.4	27.6

Cuadro 47: Datos de potencia y ganancia de salida del receptor obtenido mediante las medidas

Pin (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-80	-47.33	32.67
-70	-37.33	32.67
-60	-27.34	32.66
-50	-17.37	32.63
-40	-7.7	32.3

Cuadro 48: Datos de potencia y ganancia de salida del receptor obtenido con ADS



Figura 114: Ganancia obtenida en ADS y en las medidas realizadas en el laboratorio para el receptor

Teniendo en cuenta las pérdidas de los cables y que la potencia del generador de señal estaba 2 dB por debajo de lo que se indicaba, el resultado de las medidas en comparación a los de ADS es bastante exacto. En cuanto al P1dB del sistema este fue el resultado de las dos formas:

P1dB	Pin (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
Medidas	-32	-5	27
ADS	-35	-3.33	31.67

Cuadro 49: Datos de potencia y ganancia de salida del receptor obtenido con ADS

A continuación, vamos a presentar los resultados para el transmisor. En las siguientes tablas se mostrará la comparación de potencias y ganancias de la medida y ADS.

Pin (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-80	-64.7	15.3
-70	-54.2	15.8
-60	-44.6	15.4
-50	-34.8	15.2
-40	-23.78	16.22

Cuadro 50: Datos de potencia y ganancia de salida del transmisor obtenido mediante las medidas

Pin (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-80	-41.2	38.8
-70	-31.2	38.8
-60	-21.2	38.8
-50	-11.2	38.8
-40	-1.2	38.8

Cuadro 51: Datos de potencia y ganancia de salida del transmisor obtenido con ADS



Figura 115: Ganancia obtenida en ADS y en las medidas realizadas en el laboratorio para el receptor

Como se puede ver en la gráfica 115 hay bastante diferencia entre la ganancia que obtenemos con las medidas y la que se obtiene con ADS. Probablemente sea causado por el segundo armónico del oscilador local que se colaba con una potencia bastante fuerte y al mezclarse, la señal que se obtiene quita potencia a la señal principal y por ello, se pierde ganancia. También puede ser que, debido a las masas, se pierda algo de ganancia de los amplificadores. A continuación, mostramos el P1dB del TxBox:

P1dB	Pin (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
Medidas	-28	-7.2	20.8
ADS	-25.4	12.4	37.8

Cuadro 52: Datos de potencia y ganancia de salida del transmisor obtenido con ADS

Por último, se van a mostrar los resultados obtenidos para las dos comparaciones del sistema MiniSat.

Pin (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-80	-55.2	24.8
-70	-45.22	24.78
-60	-35.85	24.15
-50	-25.75	24.25
-40	-15.8	24.2

Cuadro 53: Datos de potencia y ganancia de salida del MiniSat obtenido mediante las medidas

Pin (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
-80	-18.2	61.8
-70	-8.15	61.85
-60	1.7	61.7
-50	10.45	60.45
-40	19.2	59.2

Cuadro 54: Datos de potencia y ganancia de salida del MiniSat obtenido con ADS



Figura 116: Ganancia obtenida en ADS y en las medidas realizadas en el laboratorio para el MiniSat

La gran diferencia entre las dos comparaciones es debida al problema del mezclador. Al subir tanto las pérdidas por conversión debido a que las frecuencias están fuera del rango de optimización de los baluns, no obtenemos la ganancia deseada. También es debido al problema de las masas. Por último, mostramos el P1dB en la tabla 55

P1dB	Pin (dBm)	Pout (dBm)	Ganancia (dB)
ADS	-51	9.8	60.8
Medidas	-25	-1.49	23.51

Cuadro 55: Datos de potencia y ganancia de salida del MiniSat obtenido con ADS

Para acabar este capítulo, se van a realizar unas comparaciones de los objetivos que pusimos en la introducción, y así, comprobar cuales se han cumplido. A continuación, se pueden ver las tablas de los 3 sistemas:

Parámetro	Mínimo	ideal	Máximo	Unidades	Logrado (Si/No)
Frecuencia de entrada	15.5	15.7	16	GHz	Si
Frecuencia de salida	2.3	2.37	2.4	GHz	Si
Potencia de entrada	-85	-60	-50	dBm	Si
Potencia de salida	-57.5	-32.5	-22.5	dBm	No
Ganancia	-	27.5	-	dB	No
P1dB	-	-5	-	dBm	No
Consumo DC	TBD	380	TBD	mAh	-
Dimensiones placa DC	-	16	-	$\mathrm{cm}2$	Si
Dimensiones de PCB	-	16	-	$\mathrm{cm}2$	Si

Cuadro 56: Especificaciones eléctricas y mecánicas del receptor resultantes

Parámetro	Mínimo	ideal	Máximo	Unidades	Logrado (Si/No)
Frecuencia de entrada	2.3	2.37	2.4	GHz	Si
Frecuencia de salida	17.5	17.8	18	GHz	Si
Potencia de entrada	-85	-60	-30	dBm	Si
Potencia de salida	-69.5	-44.5	-14.5	dBm	No
Ganancia	-	15.5	-	dB	No
P1dB	-	-13.06	-	dBm	No
Consumo DC	TBD	380	TBD	mAh	-
Dimensiones placa DC	-	16	-	cm2	Si
Dimensiones de PCB	-	16	-	$\mathrm{cm}2$	Si

Cuadro 57: Especificaciones eléctricas y mecánicas del transmisor resultantess

Parámetro	Mínimo	ideal	Máximo	Unidades	Logrado (Si/No)
Frecuencia de entrada	17.5	17.8	18	GHz	Si
Frecuencia de salida	15.5	15.7	16	GHz	Si
Potencia de entrada	-85	-60	-40	dBm	Si
Potencia de salida	-60.5	-35.5	-34.5	dBm	No
Ganancia	-	24.5	-	dB	No
P1dB	-	-1.49	-	dBm	No
Consumo DC	-	330	-	mAh	Si
Dimensiones de PCB	-	50	-	cm2	Si

Cuadro 58: Especificaciones eléctricas y mecánicas del minisat resultantes

En los consumos de la placa de DC de transmisión y recepción, no se ha podido determinar si se ha logrado o no, ya que, de ciertos componentes no aparecían datos en las tablas de características. Por lo tanto, no se puede realizar una comparación y ver si se ha logrado el objetivo o no. En otros apartados, ocurre lo mismo ya que en los datos previos, los valores estaban por determinar (TBD) y por lo tanto, no se puede decir que esté logrado.

7. Líneas futuras

En este capítulo se va a hablar de opciones de continuación y mejora del proyecto. Durante el desarrollo del mismo, encontramos un problema en el mezclador del MiniSat el cual nos bajaba la ganancia a la salida y repercutía, como es normal, en la salida del sistema. El problema fue que la salida del mezclador está optimizada, mediante baluns, para una frecuencia IF menor que 9 GHz. En nuestro caso, las frecuencias de salida superan los 9 GHz y una vez pasada esa cifra, las pérdidas por conversión crecen bastante. Por lo tanto, se nos planteaban dos soluciones a este problema. La primera, y menos sencilla, sería encontrar un componente que cumpliera con las condiciones de bandas de frecuencias para entradas y salidas, necesarias en el MiniSat. Esto no fue posible ya que se buscaron componentes y aparentemente no existía ninguno con todas las características necesarias. La otra opción era cambiar las bandas de frecuencias y adaptarlas a las optimizadas por los baluns del mixer. Esto implicaba modificar los filtros y conformar su banda de acuerdo a las nuevas frecuencias y modificar también las antenas. Realizamos unas pruebas con frecuencias IF menores o iguales a 9 GHz y comparamos los resultados de pérdidas por conversión tanto para un rango de frecuencias de IF (figura 110) como para diferentes potencias de entrada, en este caso buscando la que menores pérdidas por conversión nos diera teniendo en cuenta una frecuencia de OL de 2.1 GHz y 2 GHz. Esto último, se puede ver en las tablas siguientes:

Pin (dBm)	Pout (dBm)	Conversion Loss (dB)
-40	-58.52	-18.52
-30	-47.4	-17.4
-20	-37.9	-17.9
-15	-32.2	-17.2
-10	-27.2	-17.2

Cuadro 59: Pérdidas de conversión para una frecuencia de entrada de 10 GHz y una FIF de 7.8 GH, con una FOL de 2 GHz

Pin (dBm)	Pout (dBm)	Conversion Loss (dB)
-40	-56.5	-16.5
-30	-46.7	-16.7
-20	-37.06	-17.06
-15	-33	-18
-10	-28	-18

Cuadro 60: Pérdidas de conversión para una frecuencia de entrada de 10 GHz y una FIF de 7.9 GH, con una FOL de 2 GHz

Pin (dBm)	Pout (dBm)	Conversion Loss (dB)
-40	-58.52	-18.52
-30	-48.18	-18.18
-20	-38.4	-18.4
-15	-33.48	-18.48
-10	-28.44	-18.44

Cuadro 61: Pérdidas de conversión para una frecuencia de entrada de 11 GHz y una FIF de 9 GH, con una FOL de 2 GHz

Pin (dBm)	Pout (dBm)	Conversion Loss (dB)
-40	-56.94	-16.94
-30	-47	-17
-20	-37.3	-17.3
-15	-32.4	-17.4
-10	-27.43	-17.43

Cuadro 62: Pérdidas de conversión para una frecuencia de entrada de 11 GHz y una FIF de 8.9 GH, con una FOL de 2.1 GHz

En la figura 117 se muestra la comparación de las tablas de forma gráfica:



Figura 117: Gráfica de pérdidas por conversión para frecuencias de salida menores o iguales que 9 GHz, frecuencias de OL entre 2-2.1 GHz y frecuencias de entrada de 10-11 GHz

Referencias

- [1] José Bengoechea Cuadrado.(Septiembre 2020)." Emulador de una comunicación vía satélite en banda Ku para su uso en laboratorio de prácticas: Diseño y simulación", Universidad de Cantabria, Santander, España.
- [2] José Manuel Nieto Escribano. (Enero 2018). "Diseño de un array de antenas parche con alimentación en serie a 60 GHz", Universidad Pública de Navarra, Pamplona, España
- [3] Potenciómetro TS53, https://docs.rs-online.com/b29c/0900766b80442f56.pdf, [Última consulta 13/07/2021]
- [4] Mezclador HMC554, https://www.analog.com/media/en/ technical-documentation/data-sheets/hmc554.pdf, [Última consulta 12/07/2021]
- [5] VCO HMC632, https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/ data-sheets/hmc632.pdf, [Última consulta 07/07/2021]
- [6] Condensador electrolítico de alumnio Panasonic, https://www.mouser.es/datasheet/
 2/315/ABA0000C1181-947564.pdf, [Última consulta 06/07/2021]
- [7] diodo MMBD1401, https://docs.rs-online.com/4e1a/0900766b812cfdea.pdf, [Última consulta 05/07/2021]
- [8] Rectificador DF005S, https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/ 415069/FAIRCHILD/DF005S.html, [Última consulta 26/06/2021]
- [9] VCO HMC384, https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/ data-sheets/hmc384.pdf, [Última consulta 28/03/2021]
- [10] Mezclador LTC5553, https://www.analog.com/media/en/ technical-documentation/data-sheets/5553f.pdf, [Última consulta 12/02/2021]
- [11] Amplificador HMC565LC5, https://www.mouser.es/datasheet/2/609/ hmc5651c5-467934.pdf, [Última consulta 12/02/2021]
- [12] Amparo Herrera Guardado. "Sistemas de Telecomunicaciones (M1598) Subsistemas-Sistemas", Universidad de Cantabria, Santander, España

8. Anexos



Figura 118: Esquema para fabricación minisat



Figura 119: Esquema para fabricación del receptor



Figura 120: Esquema para fabricación del transmisor



Figura 121: Esquema para fabricación de la placa DC minisat



Figura 122: Esquema para fabricación de la placa DC transmisor



Figura 123: Esquema para fabricación de la placa DC receptor



v04.0118

HMC565LC5

GaAs SMT PHEMT LOW NOISE AMPLIFIER, 6 - 20 GHz

Typical Applications

The HMC565LC5 is ideal for use as a LNA or driver amplifier for:

- Point-to-Point Radios
- Point-to-Multi-Point Radios & VSAT
- Test Equipment and Sensors
- Military & Space

Functional Diagram



Features

Noise Figure: 2.5 dB Gain: 21 dB OIP3: 20 dBm Single Supply: +3V @ 53 mA 50 Ohm Matched Input/Output RoHS Compliant 5 x 5 mm Package

General Description

The HMC565LC5 is a high dynamic range GaAs pHEMT MMIC Low Noise Amplifier housed in a leadless RoHS compliant 5x5mm SMT package. Operating from 6 to 20 GHz, the HMC565LC5 features 21 dB of small signal gain, 2.5 dB noise figure and IP3 of +20 dBm across the operating band. This self-biased LNA is ideal for microwave radios due to its single +3V supply operation, and DC blocked RF I/O's.

Electrical Specifications, $T_{4} = +25^{\circ}$ C, Vdd 1, 2, 3 = +3V

Parameter	Min.	Тур.	Max.	Min.	Тур.	Max.	Units
Frequency Range		6 - 12		12 - 20		GHz	
Gain	19	21		16	18.5		dB
Gain Variation Over Temperature		0.025	0.035		0.025	0.035	dB/ °C
Noise Figure		2.5	2.8		2.5	3	dB
Input Return Loss		15			12		dB
Output Return Loss		13			15		dB
Output Power for 1 dB Compression (P1dB)	8	10		9	11		dBm
Saturated Output Power (Psat)		11			13		dBm
Output Third Order Intercept (IP3)		20			21		dBm
Total Supply Current (Idd)(Vdd = +3V)		53	75		53	75	mA

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.



GaAs SMT PHEMT LOW NOISE AMPLIFIER, 6 - 20 GHz



Input Return Loss vs. Temperature



Noise Figure vs. Temperature





Output Return Loss vs. Temperature

FREQUENCY (GHz)



Output IP3 vs. Temperature





GaAs SMT PHEMT LOW NOISE AMPLIFIER, 6 - 20 GHz



Reverse Isolation vs. Temperature



Psat vs. Temperature 20 16 Psat (dBm) 12 ۶ 25C 4 +85C -40C 0 5 7 13 15 17 19 21 9 11 FREQUENCY (GHz)

Power Compression @ 12 GHz





For price, delivery, and to place orders: Analog Devices, Inc., One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106 Phone: 781-329-4700 • Order online at www.analog.com Application Support: Phone: 1-800-ANALOG-D



GaAs SMT PHEMT LOW NOISE AMPLIFIER, 6 - 20 GHz

Absolute Maximum Ratings

Drain Bias Voltage (Vdd1, Vdd2, Vdd3)	+3.5 Vdc
RF Input Power (RFIN)(Vdd = +3.0 Vdc)	10 dBm
Channel Temperature	175 °C
Continuous Pdiss (T= 85 °C) (derate 8.5 mW/°C above 85 °C)	0.753 W
Thermal Resistance (channel to ground paddle)	119.5 °C/W
Storage Temperature	-65 to +150 °C
Operating Temperature	-40 to +85 °C
ESD Sensitivity (HBM)	Class 1A

Typical Supply Current vs. Vdd

Vdd (V)	ldd (mA)
+2.5	51
+3.0	53
+3.5	56



ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE OBSERVE HANDLING PRECAUTIONS

04-24-2017-D

Outline Drawing



(E-32-1) Dimensions shown in millimeters.

ORDERING GUIDE

Part Number	Package Material	Lead Finish	MSL Rating ^[1]	Package Marking ^[2]
HMC565LC5	Alumina, White	Gold over Nickle	MSL3	<u>H565</u> XXXX
HMC565LC5TR	Alumina, White	Gold over Nickle	MSL3	<u>H565</u> XXXX
HMC565LC5TR-R5	Alumina, White	Gold over Nickle	MSL3	<u>H565</u> XXXX

Max peak reflow temperature of 260 °C
 4-Digit lot number XXXX



GaAs SMT PHEMT LOW NOISE AMPLIFIER, 6 - 20 GHz

Pin Descriptions

Pin Number	Function	Description	Interface Schematic
1, 2, 6 - 19, 23 - 25, 27, 29, 31, 32	N/C	This pin may be connected to RF/DC ground. Performance will not be affected.	
3, 5, 20, 22	GND	These pins and package bottom must be connected to RF/DC ground.	⊖ GND
4	RFIN	This pin is AC coupled and matched to 50 Ohms.	
21	RFOUT	This pin is AC coupled and matched to 50 Ohms.	
30, 28, 26	Vdd1, 2, 3	Power Supply Voltage for the amplifier. External bypass capacitors of 100 pF and 2.2 μF are required.	0 Vdd1,2,3

Application Circuit





GaAs SMT PHEMT LOW NOISE AMPLIFIER, 6 - 20 GHz

Evaluation PCB



List of Materials for Evaluation PCB 110431 [1]

Item	Description
J1 - J2	PCB Mount K Connector
J3	2 mm DC Header
C1 - C3	100 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C4 - C6	2.2 µF Capacitor, Tantalum
U1	HMC565LC5 Amplifier
PCB [2]	109001 Evaluation PCB

Reference this number when ordering complete evaluation PCB
 Circuit Board Material: Rogers 4350

The circuit board used in the application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 Ohm impedance while the package ground leads and exposed paddle should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation board should be mounted to an appropriate heat sink. The evaluation circuit board shown is available from Analog Devices upon request.



v02.0705



Typical Applications

Low noise MMIC VCO w/Buffer Amplifier for:

- Wireless Infrastructure
- Industrial Controls
- Test Equipment
- Military

Functional Diagram



HMC384LP4 / 384LP4E

MMIC VCO w/ BUFFER AMPLIFIER, 2.05 - 2.25 GHz

Features

Pout: +3.5 dBm Phase Noise: -112 dBc/Hz @100 KHz No External Resonator Needed Single Supply: 3V @ 35 mA QFN Leadless SMT Package, 16 mm²

General Description

The HMC384LP4 & HM384LP4E are GaAs InGaP Heterojunction Bipolar Transistor (HBT) MMIC VCOs with integrated resonators, negative resistance devices, varactor diodes, and buffer amplifiers. The VCO's phase noise performance is excellent over temperature, shock, vibration and process due to the oscillator's monolithic structure. Power output is 3.5 dBm typical from a 3V supply voltage. The voltage controlled oscillator is packaged in a low cost leadless QFN 4 x 4 mm surface mount package.

Electrical Specifications, $T_{A} = +25^{\circ} C$, Vcc = +3V

Parameter	Min.	Тур.	Max.	Units
Frequency Range		2.05 - 2.25		GHz
Power Output	0.5	3.5		dBm
SSB Phase Noise @ 100 kHz Offset, Vtune= +5V @ RF Output		-112		dBc/Hz
Tune Voltage (Vtune)	0		10	V
Supply Current (Icc) (Vcc = +3.0V)		35		mA
Tune Port Leakage Current			10	μA
Output Return Loss		6		dB
Harmonics 2nd 3rd		-7 -23		dBc dBc
Pulling (into a 2.0:1 VSWR)		2.5		MHz pp
Pushing @ Vtune= +5V		5		MHz/V
Frequency Drift Rate		0.25		MHz/°C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.



v02.0705



Frequency vs. Tuning Voltage, T= 25°C



Sensitivity vs. Tuning Voltage, Vcc= +3V



Phase Noise vs. Tuning Voltage



MMIC VCO w/ BUFFER AMPLIFIER, 2.05 - 2.25 GHz



Output Power vs. Tuning Voltage, Vcc= +3V



Typical SSB Phase Noise @ Vtune= +5V



11

VCOs & PLOs - SMT

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.



v02.0705



Absolute Maximum Ratings

Vcc	+3.5 Vdc
Vtune	0 to +11V
Channel Temperature	135 °C
Continuous Pdiss (T = 85°C) (derate 6.28 mW/°C above 85°C)	565 W
Storage Temperature	-65 to +150 °C
Operating Temperature	-40 to +85 °C



Outline Drawing

ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE **OBSERVE HANDLING PRECAUTIONS**

MMIC VCO w/ BUFFER

HMC384LP4 / 384LP4E

AMPLIFIER, 2.05 - 2.25 GHz

Typical Supply Current vs. Vcc

Vcc (V)	Icc (mA)
2.75	28
3.0	35
3.25	41

Note: VCO will operate over full voltage range shown above.



4. PAD BURR LENGTH SHALL BE 0.15mm MAXIMUM.

PAD BURR HEIGHT SHALL BE 0.05mm MAXIMUM.

5. PACKAGE WARP SHALL NOT EXCEED 0.05mm.

6. ALL GROUND LEADS AND GROUND PADDLE MUST BE SOLERED TO PCB RF GROUND.

7. REFER TO HITTITE APPLICATION NOTE FOR SUGGESTED PCB LAND PATTERN

Package Information

Part Number	Package Body Material	Lead Finish	MSL Rating	Package Marking ^[3]
HMC384LP4	Low Stress Injection Molded Plastic	Sn/Pb Solder	MSL1 ^[1]	H384 XXXX
HMC384LP4E	RoHS-compliant Low Stress Injection Molded Plastic	100% matte Sn	MSL1 ^[2]	<u>H384</u> XXXX

[1] Max peak reflow temperature of 235 °C

[2] Max peak reflow temperature of 260 °C

[3] 4-Digit lot number XXXX

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

For price, delivery, and to place orders: Analog Devices, Inc., One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106 Phone: 781-329-4700 • Order online at www.analog.com Application Support: Phone: 1-800-ANALOG-D

11



HMC384LP4 / 384LP4E

v02.0705

MMIC VCO w/ BUFFER AMPLIFIER, 2.05 - 2.25 GHz



Pin Descriptions

Pin Number	Function	Description	Interface Schematic
1- 14, 17 - 19, 21, 23, 24	N/C	No Connection	
15	GND	This pin must be connected to RF & DC ground.	
16	RFOUT	RF output (AC coupled)	
20	Vcc	Supply Voltage Vcc= 3V	VccO
22	VTUNE	Control Voltage Input. Modulation port bandwidth dependent on drive source impedance.	$\begin{array}{c} 7.5 \text{nH} \\ 150 \text{o} \\ 2.4 \text{pF} \\ = \\ \end{array} \begin{array}{c} \text{C};= \\ 3.6 \text{pF} \\ = \\ \end{array}$
	GND	Package bottom has an exposed metal paddle that must be RF & DC grounded.	

11

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.



HMC384LP4 / 384LP4E

AMPLIFIER, 2.05 - 2.25 GHz

MMIC VCO w/ BUFFER

v02.0705

ROHS V

Evaluation PCB



List of Materials for Evaluation PCB 105706^[1]

Item	Description
J1 - J2	PCB Mount SMA RF Connector
J3 - J4	DC Pin
C1	4.7 µF Tantalum Capacitor
C2	10,000 pF Capacitor, 0603 Pkg.
U1	HMC384LP4 / HMC384LP4E VCO
PCB [2]	105667 Eval Board

Reference this number when ordering complete evaluation PCB
 Circuit Board Material: Rogers 4350

The circuit board used in the final application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 ohm impedance while the package ground leads and exposed paddle should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request.

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.



HMC384LP4 / 384LP4E

v02.0705

ROHS V

Notes:

MMIC VCO w/ BUFFER AMPLIFIER, 2.05 - 2.25 GHz

11

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.



LTC5553 3GHz to 20GHz Microwave Mixer

FEATURES

- Upconversion or Downconversion
- High IIP3: +24.3dBm at 10GHz +21.5dBm at 17GHz
- 9dB Conversion Loss at 10GHz
- +16dBm Input P1dB at 10GHz
- Integrated LO Buffer: OdBm LO Drive
- Low LO-RF Leakage: <-25dBm</p>
- 50Ω Wideband Matched RF, LO and IF Ports
- 3.3V/132mA Supply
- Fast Turn ON/OFF for TDD Operation
- 3mm × 2mm, 12-Lead QFN Package

APPLICATIONS

- 5G Broadband Wireless Access
- Microwave Transceivers
- Wireless Backhaul
- Point-to-Point Microwave
- Phased-Array Antennas
- C, X and Ku Band RADAR
- Test Equipment
- Satellite Modems

DESCRIPTION

The LTC[®]5553 is a high performance, microwave double balanced passive mixer that can be used for frequency upconversion or downconversion.

The LTC5553's mixer and integrated RF balun are optimized to cover the 3GHz to 20GHz RF frequency range. The device includes an integrated LO amplifier optimized for the 1GHz to 20GHz frequency range, requiring only 0dBm drive. The integrated IF balun is optimized to cover a very wide, 500MHz to 9GHz, frequency range while providing a single-ended 50 Ω interface.

The LTC5553 delivers exceptionally high IIP3 and P1dB, in addition to low LO to RF and LO to IF leakages. The part also offers a high level of integration in a small package.

Δ7, LT, LTC, LTM, Linear Technology and the Linear logo are registered trademarks of Analog Devices, Inc. All other trademarks are the property of their respective owners. Protected by U.S. patents, including 9312815.

Electrostatic Sensitive Device

Observe Handling Precautions ESD Sensitivity: HBM = Class 0 on Pin 11 Class 1C All Other Pins CDM = 500V All Pins

TYPICAL APPLICATION



Conversion Loss and IIP3 (Low Side LO, IF = 1890MHz)



5553f

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(Note 1)

Supply Voltage (V _{CC})	4V
Enable Input Voltage (EN)	0.3V to V _{CC} + 0.3V
LO Input Power (1GHz to 20GHz)	+10dBm
LO Input DC Voltage	±0.1V
RF Power (3GHz to 20GHz)	+20dBm
RF DC Voltage	±0.1V
IF Power (500MHz to 9GHz)	+20dBm
IF DC Voltage	±0.1V
Operating Temperature Range (T _C)	–40°C to 105°C
Storage Temperature Range	–65°C to 150°C
Junction Temperature (T _J)	150°C

PIN CONFIGURATION



ORDER INFORMATION

(http://www.linear.com/product/LTC5553#orderinfo)

Lead Free Finish

TAPE AND REEL (MINI)	TAPE AND REEL	PART MARKING	PACKAGE DESCRIPTION	CASE TEMPERATURE Range
LTC5553IUDB#TRMPBF	LTC5553IUDB#TRPBF	LGZX	12-Lead (3mm × 2mm) Plastic QFN	-40°C to 105°C

TRM = 500 pieces.

Consult LTC Marketing for parts specified with wider operating temperature ranges.

For more information on lead free part marking, go to: http://www.linear.com/leadfree/

For more information on tape and reel specifications, go to: http://www.linear.com/tapeandreel/. Some packages are available in 500 unit reels through designated sales channels with #TRMPBF suffix.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS The \bullet denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at T_c = 25°C. V_{cc} = 3.3V, EN = High, unless otherwise noted. Test circuit shown in

Figure 1. (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	ТҮР	MAX	UNITS
Power Supply Requirements	·					
Supply Voltage (V _{CC})		•	3.0	3.3	3.6	V
Supply Current	EN = High			132	150	mA
Shutdown Current	EN = Low				100	μA
Enable (EN) Logic Input	·					
Input High Voltage (On)		•	1.2			V
Input Low Voltage (Off)		•			0.3	V
Input Current	-0.3V to V _{CC} + 0.3V		-30		100	μA
Chip Turn-On Time				0.2		μs
Chip Turn-Off Time				0.1		μs

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS The \bullet denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at T_C = 25°C. V_{CC} = 3.3V, EN = High, P_{LO} = 0dBm, P_{RF} = -6dBm (-6dBm/tone for two-tone IIP3 tests), unless otherwise noted. Test circuit shown in Figure 1. (Notes 2, 3)

PARAMETER	RAMETER CONDITIONS MIN		MIN	ТҮР	MAX	UNITS
LO Frequency Range		•		1 to 20		GHz
RF Frequency Range		•		3 to 20		GHz
IF Frequency Range		•		500 to 9000		MHz
RF Return Loss	Z ₀ = 50Ω, 3GHz to 17GHz			>9		dB
LO Input Return Loss	$Z_0 = 50\Omega$, 1GHz to 20GHz			>10		dB
LO Input Power			-6	0	6	dBm
Downmixer Application, IF = 1890M	Hz, Low Side LO		1			1
Conversion Loss	RF Input = 4GHz RF Input = 10GHz RF Input = 14GHz RF Input = 17GHz			8.2 9.0 11.3 11.6		dB dB dB dB
Conversion Loss vs Temperature	$T_{C} = -40^{\circ}C$ to 105°C, RF Input = 9.8GHz	•		0.006		dB/°C
2-Tone Input 3rd Order Intercept $(\Delta f_{RF} = 2MHz)$	RF Input = 4GHz RF Input = 10GHz RF Input = 14GHz RF Input = 17GHz			27.6 24.3 23.9 21.5		dBm dBm dBm dBm
SSB Noise Figure	RF Input = 10GHz RF Input = 15.7GHz		10.9 12.8			dB dB
LO to RF Leakage	$f_{LO} = 1$ GHz to 20GHz			<-23		dBm
LO to IF Leakage	$f_{LO} = 1$ GHz to 20GHz			<–13		dBm
RF to LO Isolation	f _{RF} = 3GHz to 20GHz			>40		dB
RF Input to IF Output Isolation	f _{RF} = 3GHz to 20GHz			>32		dB
Input 1dB Compression	RF Input = 10GHz			dBm		
Upmixer Application, IF = 1890MHz	, Low Side LO	·	•			·
Conversion Loss	RF Output = 4GHz RF Output = 10GHz RF Output = 14GHz RF Output = 17GHz			8.3 9.3 11.9 11.5		dB dB dB dB
Conversion Loss vs Temperature	$T_{C} = -40^{\circ}C$ to 105°C, RF Output = 5.8GHz			0.006		dB/°C
2-Tone Input 3rd Order Intercept ($\Delta f_{IF} = 2MHz$)	RF Output = 4GHz RF Output = 10GHz RF Output = 14GHz RF Output = 17GHz			27.2 25.6 21.2 17.3		dBm dBm dBm dBm
SSB Noise Figure	RF Output = 10GHz RF Output = 15.7GHz		10.1 12.1			dB dB
LO to RF Output Leakage	f _{L0} = 1GHz to 20GHz			<-25		dBm
LO to IF Input Leakage	f _{L0} = 1GHz to 20GHz			<-26		dBm
IF to LO Isolation	f _{IF} = 500MHz to 9GHz			>50		dB
IF to RF Isolation	f _{IF} = 500MHz to 9GHz			>40		dB
Input 1dB Compression	RF Output = 10GHz			14.8		dBm

Note 1: Stresses beyond those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. Exposure to any Absolute Maximum Rating condition for extended periods may affect device reliability and lifetime.

Note 3: SSB noise figure measurements performed with a small-signal noise source, bandpass filter and 2dB matching pad on input, with bandpass filters on LO, and output.

Note 2: The LTC5553 is guaranteed functional over the -40°C to 105°C case temperature range ($\theta_{JC} = 25^{\circ}C/W$).

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS EN = high, test circuit shown in Figure 1.




TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS 3GHz to 20GHz downmixer application. $V_{CC} = 3.3V$, EN = high, $T_C = 25^{\circ}C$, $P_{LO} = 0dBm$, $P_{RF} = -6dBm$ (-6dBm/tone for two-tone IIP3 tests, $\Delta f = 2MHz$), IF = 1890MHz, unless otherwise noted. Test circuit shown in Figure 1.



5 7 9 11 13 15 17

RF FREQUENCY (GHz)

3

Conversion Loss and IIP3 vs RF Frequency (High Side LO) 29 ---- -40°C 27 25°C CONVERSION LOSS (dB), IIP3 (dBm) 85°C 25 105°C IIP3 23 21 19 17 15 13 CONVERSION LOSS 11 9 7 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 3 **RF FREQUENCY (GHz)** 5553 G04

Conversion Loss and IIP3 vs RF Frequency (High Side LO)



Conversion Loss and IIP3 vs RF Frequency (High Side LO)



19

5553 607

21

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS 3GHz to 20GHz downmixer application. $V_{CC} = 3.3V$, EN = high, $T_C = 25^{\circ}C$, $P_{LO} = 0dBm$, $P_{RF} = -6dBm$ (-6dBm/tone for two-tone IIP3 tests, $\Delta f = 2MHz$), IF = 1890MHz, unless otherwise noted. Test circuit shown in Figure 1.















TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS 3GHz to 20GHz upmixer application. $V_{CC} = 3.3V$, EN = high, $T_C = 25^{\circ}C$, $P_{LO} = 0dBm$, $P_{IF} = -6dBm$ (-6dBm/tone for two-tone IIP3 tests, $\Delta f = 2MHz$), IF = 1890MHz, unless

otherwise noted. Test circuit shown in Figure 1.





Conversion Loss and IIP3 vs RF Frequency (High Side LO)

5553 G17





PIN FUNCTIONS

GND (Pins 1, 3, 4, 6, 8, 10, 12, Exposed Pad Pin 13): Ground. These pins must be soldered to the RF ground on the circuit board. The exposed pad metal of the package provides both electrical contact to ground and good thermal contact to the printed circuit board.

IF (Pin 2): Single-Ended Terminal for the IF Port. This pin is internally connected to the primary side of the IF transformer, which has low DC resistance to ground. A series DC blocking capacitor should be used to avoid damage to the integrated transformer if DC voltage is present. The IF port is impedance matched from 500MHz to 9GHz, as long as the LO is driven with a 0 \pm 6dBm source between 1GHz and 20GHz.

RF (Pin 5): Single-Ended Terminal for the RF Port. This pin is internally connected to the primary side of the RF transformer, which has low DC resistance to ground. A series DC blocking capacitor must be used to avoid damage

to the integrated transformer if DC voltage is present. The RF port is impedance matched from 3GHz to 20GHz as long as the LO is driven with a 0 \pm 6dBm source between 1GHz and 20GHz.

EN (Pin 7): Enable Pin. When the voltage applied to this pin is greater than 1.2V, the mixer is enabled. When the voltage is less than 0.3V, the mixer is disabled. Typical input current is less than 30μ A. This pin has an internal $376k\Omega$ pull-down resistor.

V_{CC} (Pin 9): Power Supply Pin. This pin must be externally connected to a regulated 3.3V supply, with a bypass capacitor located close to the pin. Typical current consumption is 132mA when the part is enabled.

LO (Pin 11): Input for the Local Oscillator (LO). A series DC blocking capacitor must be used. Typical DC voltage at this pin is 1.6V.

BLOCK DIAGRAM



TEST CIRCUIT



REF DES	VALUE	SIZE	VENDOR	COMMENT
C1	18pF	0402	AVX	0402ZK180GBS
C2	18pF	0402	Murata	GJM1555C1H180FB01
C3	1µF	0603	Murata	GRM188R71A105KA61

* Standard Evaluation Board Configuration

Figure 1. Standard Test Circuit Schematic

9

Introduction

The LTC5553 consists of a high linearity double-balanced mixer core, LO buffer amplifier and bias/enable circuits. See the Block Diagram section for a description of each pin function. The RF, LO and IF are single-ended 50Ω ports. The LTC5553 can be used as a frequency downconverter where the RF is used as an input and IF is used as an output. It can also be used as a frequency upconverter where the IF is used as a frequency upconverter where the IF is used as an input and RF is used as an output. Low side or high side LO injection can be used. The evaluation circuit and the evaluation board layout are shown in Figure 1 and Figure 2, respectively.

the DC resistance of the primary side is approximately 2.5Ω . A DC blocking capacitor is needed if the RF source has DC voltage present. The secondary winding of the RF transformer is internally connected to the mixer core.

The RF port is internally broadband matched from 3GHz to 20GHz. A 0.15pF shunt capacitor located 1.4mm away from the RF pin can be used to improve the RF port matching between the 13GHz to 15GHz frequency range. LO power between –6dBm and 6dBm is required for good RF impedance matching. The measured RF input return loss is shown in Figure 4 for IF frequencies of 900MHz, 2GHz and 4GHz with low side LO.



Figure 2. Evaluation Board Layout

RF Port

The mixer's RF port, shown in Figure 3, is connected to the primary winding of an integrated transformer. The primary side of the RF transformer is DC–grounded internally and



Figure 3. Simplified RF Port Interface Schematic



The RF input impedance and input reflection coefficient versus RF frequency is listed in Table 1. The reference plane for this data is Pin 5 of the IC, with no external matching, and the LO is driven at 12GHz.

FREQUENCY		S.	11	
(GHz)	RF IMPEDANCE	MAG	ANGLE	
3	62.7 + j40.8	0.36	52.8	
4	69.5 + j7.7	0.18	17.9	
5	55.7 + j2.4	0.06	21.3	
6	55.4 + j10.1	0.11	56.3	
7	53.5 + j2.6	0.04	35.3	
8	54.1 – j1.7	0.04	-21.8	
9	52.7 – j7.3	0.08	-65.8	
10	48.4 – j10.4	0.11	-92.5	
11	46.6 – j14.8	0.16	-94.2	
12	29.4 - j40.8	0.51	-89.6	
13	28.7 – j15.6	0.33	-132.5	
14	25.6 – j17.7	0.39	-130.8	
15	26.0 - j15.4	0.37	-135.9	
16	26.2 – j7.6	0.33	-156.5	
17	25.4 + j5.2	0.33	164.3	
18	21.6 + j14.8	0.44	140.8	
19	19.8 + j18.9	0.49	132.9	
20	19.6 + j17.2	0.49	136.5	

Table 1. RF Port Impedance and	S11
(at Pin 5, No External Matching,	LO Input Driven at 12GHz)

LO Input

The mixer's LO input, shown in Figure 5, consists of a single-ended to differential conversion and high speed limiting differential amplifier. The LO amplifier is optimized for the 1GHz to 20GHz LO frequency range. LO frequencies above or below this frequency range may be used with degraded performance.

The DC voltage at the LO input is about 1.6V. A DC blocking capacitor (C1) is required.



Figure 5. Simplified LO Input Schematic

The LO is 50Ω matched from 1GHz to 20GHz. External matching components may be needed for extended LO operating frequency range. The measured LO input return loss is shown in Figure 6. The nominal LO input level is 0dBm, although the limiting amplifiers will deliver excellent performance over a ± 6 dBm input power range.



Figure 6. LO Input Return Loss

The LO input impedance and input reflection coefficient versus frequency, is shown in Table 2.

Table 2. LO Input Impedance vs Frequency

(at Pin 11, No E	(at Pin 11, No External Matching with C1 = 18pF Connected)						
FREQUENCY INPUT		S.	11				
(GHz)	IMPEDANCE	MAG	ANGLE				
1	56.6 - j16.2	0.16	-59.1				
2	54.1 – j9.2	0.10	-60.9				
3	52.4 – j6.4	0.07	-65.6				
4	50.4 – j5.0	0.05	-82.1				
5	48.7 – j5.9	0.06	-99.1				
6	46.7 – j9.5	0.10	-103.6				
7	44.4 – j13.3	0.15	-104.8				
8	41.4 – j17.2	0.21	-105.8				
9	39.0 – j20.2	0.25	-105.8				
10	38.7 – j25.9	0.31	-97.3				
11	40.8 – j30.3	0.33	-88.5				
12	49.2 – j34.7	0.33	-72.1				
13	58.2 – j26.8	0.25	-59.1				
14	55.9 – j11.6	0.12	-57.0				
15	40.9 – j5.2	0.12	-146.9				
16	29.1 – j8.4	0.28	-152.1				
17	24.1 – j13.5	0.39	-142.1				
18	25.2 – j16.8	0.39	-133.3				
19	27.8 – j14.1	0.33	-137.2				
20	24.1 – j7.6	0.36	-157.8				

IF Port

The mixer's IF port, shown in Figure 7, is connected to the primary winding of an integrated transformer. The primary side of the IF transformer is DC-grounded internally and the DC resistance is approximately 6.2Ω . A DC blocking capacitor is needed if the IF source has DC voltage present. The secondary winding of the IF transformer is internally connected to the mixer core.



Figure 7. Simplified IF Port Schematic

The measured IF port return loss is shown in Figure 8.



Figure 8. IF Port Return Loss

The IF port impedance and input reflection coefficient versus frequency are shown in Table 3.

Table 3. IF Port Impedance vs Frequency (at Pin 2, No External Matching)

FREQUENCY		\$11			
(GHz)	IF IMPEDANCE	MAG	ANGLE		
0.5	16.0 + j30.4	0.63	113.4		
1.0	58.3 + j36.2	0.33	58.6		
1.5	66.5 – j6.3	0.15	-17.7		
2.0	45.5 – j16.8	0.18	95.0		
2.5	36.2 – j14.2	0.23	-124.7		
3.0	32.9 – j11.3	0.24	-138.6		
3.5	32.1 – j7.2	0.23	-152.9		
4.0	31.6 – j2.3	0.23	-171.4		
4.5	31.1 + j2.4	0.23	171.2		
5.0	31.8 + j7.3	0.24	152.9		
5.5	31.7 + j10.3	0.25	143.3		
6.0	32.5 + j12.7	0.26	135.3		
6.5	29.6 + j10.8	0.29	144.5		
7.0	27.8 + j9.0	0.31	151.3		
7.5	25.6 + j6.8	0.33	159.2		
8.0	23.4 + j5.0	0.37	165.6		
8.5	22.8 + j4.8	0.38	166.2		
9.0	24.6 + j5.8	0.35	162.8		
9.5	30.5 + j8.6	0.26	150.0		
10.0	42.7 + j15.3	0.18	106.2		

Enable Interface

Figure 9 shows a simplified schematic of the EN pin interface. To enable the chip, the EN voltage must be higher than 1.2V. The voltage at the EN pin should never exceed V_{CC} by more than 0.3V. If this should occur, the supply current could be sourced through the ESD diode, potentially damaging the IC. If the EN pin is left floating, its voltage will be pulled low by the internal pull-down resistor and the chip will be disabled.



Figure 9. Simplified Enable Input Circuit

0.10

0 10

Supply Voltage Ramping

Fast ramping of the supply voltage can cause a current glitch in the internal ESD protection circuits. Depending on the supply inductance, this could result in a supply voltage transient that exceeds the maximum rating. A supply voltage ramp time of greater than 1ms is recommended.

Spurious Output Levels

Mixer spurious output levels versus harmonics of the RF and LO are tabulated in Table 4. The spur levels were measured on a standard evaluation board using the test circuit shown in Figure 1. The spur frequencies can be calculated using the following equation:

Frequency Downconversion: $f_{SPUB} = (M \bullet f_{BF}) \pm (N \bullet f_{LO})$ Frequency Upconversion: $f_{SPLIB} = (M \bullet f_{IF}) \pm (N \bullet f_{IO})$

Table 4a. Downconversion IF Output Spur Levels (dBc): $f_{SPUR} = (M \bullet f_{RF}) - (N \bullet f_{LO})$. .

40001411

$r = 5250MHZ, P_{RF} = -6aBm, P_{LO} = 0aBm, LO = 4900MHZ$							
N							
		0	1	2	3	4	5
	0		-15	-11	-16	-5	-21
	1	-48	0	-28	-13	-39	-27
Μ	2	-63	-55	-65	-61	-63	-58
	3	-73	-73	< -75	-73	< -75	-69
	4	*	-72	-72	< -75	-75	< -75
	5	*	*	*	-73	-72	< -75

*Out of the test equipment range.

Table 4b. Upconversion RF Output Spur Levels (dBc): $f_{SPUR} = (M \bullet f_{RF}) + (N \bullet f_{LO})$

RF = 5835MHz, $P_{IF} = -6dBm$, $P_{LO} = 0dBm$, IF = 1890MHz, Low-Side LO, $V_{CC} = 3.3V$, EN = High, $T_C = 25^{\circ}C$

N							
		0	1	2	3	4	8
	0		-24	-15	-16	-20	-27
	1	-51	0	-42	-13	-43	*
Μ	2	-58	-64	-58	-61	-62	*
	3	< -75	-72	-72	-71	*	*
	4	< -75	< -75	-73	-73	*	*
	5	< -75	-73	-73	*	*	*
	6	< -75	-73	-73	*	*	*
	7	-72	-73	*	*	*	*

*Out of the test equipment range.

5553

Evaluation Board Insertion Loss

The LTC5553 performance in the data sheet is measured using the evaluation board shown in Figure 2. The insertion loss of the board traces and SMA connectors are not de-embedded. These insertion losses are shown in Figure 10, and the actual performance of the LTC5553 can be estimated using this data. Figure 11 compares the de-embedded performance to the performance measured at the SMA connectors.



Figure 10. Insertion Loss of the RF, LO and IF ports



Figure 11. Comparison of the LTC5553 Performance Before and After De-Embedding the Insertion Loss of the Evaluation Board and SMA Connectors. Downconversion Application with Low Side LO, IF = 1890MHz, V_{CC} = 3.3V, EN = High, T_C = 25°C

PACKAGE DESCRIPTION

Please refer to http://www.linear.com/product/LTC5553#packaging for the most recent package drawings.



1. DRAWING IS NOT A JEDEC PACKAGE OUTLINE 2. DRAWING NOT TO SCALE

3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS

4. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS 4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.15mm ON ANY SIDE 5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED

6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON THE

TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

TYPICAL APPLICATION

Wideband Downconversion to 6GHz



Conversion Loss and IIP3 vs Input Frequency (Low Side LO)



RELATED PARTS

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
Mixers, Modula	tors and Demodulators	
LTC5548	2GHz to 14GHz Microwave Mixer with Wideband DC-6GHz IF	7.1dB Conversion Loss, 24dBm IIP3, 3.3V/120mA Supply
LTC5549	2GHz to 14GHz Microwave Mixer	8dB Conversion Loss, 24dBm IIP3, 500MHz to 6GHz Single-Ended IF with Integrated Balun
LTC5544	4GHz to 6GHz Downconverting Mixer	7.5dB Gain, >25dBm IIP3 and 10dB NF, 3.3V/200mA Supply
LTC5576	3GHz to 8GHz High Linearity Active Upconverting Mixer	25dBm OIP3, –0.6dB Gain, 14.1dB NF, –154dBm/Hz Output Noise Floor, –28dBm LO Leakage at 8GHz
LTC5551	300MHz to 3.5GHz Ultrahigh Dynamic Range Downconverting Mixer	+36dBm IIP3; 2.4dB Gain, <10dB NF, 0dBm LO Drive, +18dBm P1dB, 670mW Power Consumption
LTC5567	400MHz to 4GHz, Active Downconverting Mixer	1.9dB Gain, 26.9dBm IIP3 and 11.8dB NF at 1950MHz, 3.3V/89mA Supply
LTC5577	300MHz to 6GHz High Signal Level Active Downconverting Mixer	50Ω Matched Input from 1.3GHz to 4.3GHz, 30dBm IIP3, 0dB Gain, >40dB LO-RF Isolation, 0dBm LO Drive
LTC5510	1MHz to 6GHz Wideband High Linearity Active Mixer	50Ω Matched Input from 30MHz to 6GHz, 27dBm OIP3, 1.5dB Gain, Up- or Down-Conversion
LTC5586	300MHz to 6GHz Ultra-Wideband Direct I/Q Demodulator with IF Amplifier	I/Q Bandwidth DC to 1GHz, +30dBm IIP3, 80dBm OIP2, Image Rejection >60dB, DC Offset Cancellation
LTC5588-1	6GHz I/Q Modulator	200MHz to 6GHz Direct Conversion, 31dBm OIP3 Adjustable to 34dBm, –160dBm/Hz Output Noise Floor, Excellent ACPR
Amplifiers		
LTC6430-20	High Linearity Differential IF Amp	20MHz to 2GHz Bandwidth, 20.8dB Gain, 51dBm OIP3, 2.9dB NF at 240MHz
LTC6431-20	High Linearity Single-Ended IF Amp	20MHz to 1.4GHz Bandwidth, 20.8dB Gain, 46.2dBm OIP3, 2.6dB NF at 240MHz
RF Power Detec	stors	
LTC5564	15GHz Ultra Fast 7ns Response Time RF Detector with Comparator	600MHz to 15GHz, –24dB to 16dBm Input Power Range, 9ns Comparator Response Time, 125°C Version
LTC5582	40MHz to 10GHz RMS Detector	±0.5dB Accuracy Over Temperature, ±0.2dB Linearity Error, 57dB Dynamic Range
LTC5596	100MHz to 40GHz RMS Power Detector	35dB Dynamic Range (–37dBm to –2dBm), ±1dB Flatness from 200MHz to 30GHz
RF PLL/Synthes	izer with VCO	
LTC6948	Ultralow Noise, Low Spurious Frac-N PLL with Integrated VCO	373MHz to 6.39GHz, –157dBc/Hz WB Phase Noise Floor, –274dBc/Hz Normalized In-Band 1/f Noise
		5553f



Mouser Electronics

Authorized Distributor

Click to View Pricing, Inventory, Delivery & Lifecycle Information:

Analog Devices Inc.: LTC5553IUDB#PBF LTC5553IUDB#TRMPBF LTC5553IUDB#TRPBF

			REVISION HIS		DATE
		ECO REV	DESCRIPTION	APP. ENG.	DAIE
		- 2	PRODUCTION	WESTON S.	09-12-16
TOP SILKSCREEN LINEAR TECHNOLOGY DATE: 09-12-16 DC2566A-2 LTC5553, LTC5552 3-20 GHz PASSIVE MIXER	NOTES: UNL 1. WORKMANSHIP SHA 2. ASSEMBLY PROCES MAXIMUM SOLDER 3. PARTS TO OMIT W LOCATIONS OF OM MASK THE SOLDER 4. NO SHUNT 5. DEPANELIZE BOARI BREAKOUT TABS C 6. DO NOT APPLY AN TO ANY BOARD. 7. INSTALL J1-J3 CO <u>PCR : TOP</u>	ESS OT	HERWISE SPEC CCORDANCE WITH IPC- CLUDE: REFLOW SOLDI E IS 240 DEGREES CL CIFIED ON THE BILL O S SHALL BE FREE OF HERE SMT PARTS ARE SSEMBLY AND ROUTE- ES OF THE BOARD EL ASSEMBLY STAMP OR ASSEMBLY STAMP OR S SHOWN BELOW: JI-J3 CONNECTOR 142-0701-851 WOUNTING POSITIO	CIFIED -A-610. ER TOP SIDE S ELSIUS. F MATERIALS. SOLDER. E OMITTED. -OUT THE DGE. QA STAMP	SMD.
TURRETS : Mill-Max 2308-2 PCB : TOP PCB : BOTTOM	APPROVALS PCB DES. AK APP ENG. WESTON	S. TITLE: T	DF ASSEMBLY DRAWIN 3-20 GHz PA C NO. LTC555 DFMO. CIRCUI	NG SSIVE MIX SSIVE MIX 31UDB T 2566A	THY BLVD A 95035 12-1900 r.com KITAL- WER USE ONLY ER REV. 2
	SCALE = NONE	FILENAM	E: DC2566A-2.PCI	3 SH	T 1 OF 1



BOTTOM SOLDER MASK LINEAR TECHNOLOGY DATE: 09-12-16 DC2566A-2 LTC5553, LTC5552 3-20 GHz PASSIVE MIXER



BOTTOM SOLDER PASTE LINEAR TECHNOLOGY DATE: 09-12-16 DC2566A-2 LTC5553, LTC5552 3-20 GHz PASSIVE MIXER



BOTTOM SILKSCREEN LINEAR TECHNOLOGY DATE: 09-12-16 DC2566A-2 LTC5553, LTC5552 3-20 GHz PASSIVE MIXER





LAYER 1 : TOP LINEAR TECHNOLOGY DATE: 09-12-16 DC2566A-2 LTC5553, LTC5552 3-20 GHz PASSIVE MIXER



LAYER 2 : - PLANE 1 LINEAR TECHNOLOGY DATE: 09-12-16 DC2566A-2 LTC5553, LTC5552 3-20 GHz PASSIVE MIXER



LAYER 3 : - PLANE 2 LINEAR TECHNOLOGY DATE: 09-12-16 DC2566A-2 LTC5553, LTC5552 3-20 GHz PASSIVE MIXER



LAYER 4-BOTTOM LINEAR TECHNOLOGY DATE: 09-12-16 DC2566A-2 LTC5553, LTC5552 3-20 GHz PASSIVE MIXER



TOP SOLDER MASK LINEAR TECHNOLOGY DATE: 09-12-16 DC2566A-2 LTC5553, LTC5552 3-20 GHz PASSIVE MIXER

DC2566A-2-A.pcb - Mon Apr 24 16:07:53 2017



TOP SOLDER PASTE LINEAR TECHNOLOGY DATE: 09-12-16 DC2566A-2 LTC5553, LTC5552 3-20 GHz PASSIVE MIXER



TOP SILKSCREEN LINEAR TECHNOLOGY DATE: 09-12-16 DC2566A-2 LTC5553, LTC5552 3-20 GHz PASSIVE MIXER



GaAs MMIC FUNDAMENTAL MIXER, 11 - 20 GHz

Typical Applications

The HMC554 is ideal for:

- Microwave Radio
- VSAT
- Military & Space
- Communications, Radar & EW

Features

High LO to RF Isolation: 46 dB Passive Double Balanced Topology Low Conversion Loss: 7 dB Wide IF Bandwidth: DC - 6 GHz Robust 1,000V ESD, Class 1C Small Size: 0.83 x 1.12 x 0.1 mm

Functional Diagram



General Description

The HMC554 is a passive double balanced mixer that can be used as an upconverter or downconverter between 11 and 20 GHz. The miniature monolithic mixer is fabricated in a GaAs MESFET process, and requires no external components or matching circuitry. The HMC554 provides excellent LO to RF and LO to IF isolation due to optimized balun structures. Measurements were made with the chip mounted into in a 50 ohm test fixture and includes the parasitic effects of wire bond assembly. Connections were made with a 1 mil wire bond with minimal length (<12 mil).

Electrical Specifications, $T_A = +25^{\circ}$ C, IF= 100 MHz, LO= +13 dBm*

Parameter	Min.	Тур.	Max.	Min.	Тур.	Max.	Units
Frequency Range, RF & LO		12 - 16			11 - 20		GHz
Frequency Range, IF		DC - 6		DC - 6			GHz
Conversion Loss		7	9		8	10	dB
Noise Figure (SSB)		7	9		8	10	dB
LO to RF Isolation	40	46		38	44		dB
LO to IF Isolation	32	38		30	40		dB
RF to IF Isolation	16	25		15	25		dB
IP3 (Input)		18			18		dBm
IP2 (Input)		48			45		dBm
1 dB Gain Compression (Input)		11			11		dBm

*Unless otherwise noted, all measurements performed as downconverter, IF= 100 MHz.



GaAs MMIC FUNDAMENTAL MIXER, 11 - 20 GHz



Conversion Gain vs. LO Drive



IF Bandwidth @ LO = +13 dBm



Isolation @ LO = +13 dBm



Return Loss @ LO = +13 dBm



Upconverter Performance Conversion Gain vs. LO Drive





20

GaAs MMIC FUNDAMENTAL MIXER, 11 - 20 GHz



Input IP2 vs. LO Drive *



Input P1dB vs. Temperature @ LO = +13 dBm





25 20 IP3 (dBm) 15 10 -85 C -40 C 5 0 10 11 12 13 16 17 18 19 14 15 FREQUENCY (GHz)

Temperature @ LO = +13 dBm *

Input IP3 vs.

30

Input IP2 vs. Temperature @ LO = +13 dBm *



MxN Spurious Outputs

	nLO							
mRF	0	1	2	3	4			
0	xx	19	25	хх	xx			
1	29	0	51	55	xx			
2	81	85	60	88	104			
3	xx	97	98	76	99			
4	xx	xx xx 105 98 105						
RF = 15.1 GHz @ -10 dBm LO = 15.0 GHz @ +13 dBm All values in dBc below the IF output power level.								

For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation: 20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373 Order On-line at www.hittite.com



GaAs MMIC FUNDAMENTAL MIXER, 11 - 20 GHz

Absolute Maximum Ratings

RF / IF Input	+25 dBm
LO Drive	+25 dBm
Channel Temperature	150 °C
Continuous Pdiss (T = 85 °C) (derate 3.26 mW/°C above 85 °C)	212 mW
Thermal Resistance (channel to die bottom)	306 °C/W
Storage Temperature	-65 to +150 °C
Operating Temperature	-55 to +85 °C
ESD Sensitivity (HBM)	Class 1C



ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE OBSERVE HANDLING PRECAUTIONS

Outline Drawing



Die Packaging Information [1]

Standard	Alternate
WP-7 (Waffle Pack)	[2]

[1] Refer to the "Packaging Information" section for die packaging dimensions.

[2] For alternate packaging information contact Hittite Microwave Corporation.

NOTES:

- 1. ALL DIMENSIONS ARE IN INCHES [MM].
- 2. DIE THICKNESS IS .004".
- 3. TYPICAL BOND PAD IS .004" SQUARE.
- 4. BOND PAD SPACING CENTER TO CENTER IS .006".
- 5. BACKSIDE METALLIZATION: GOLD.
- 6. BOND PAD METALLIZATION: GOLD.
- 7. BACKSIDE METAL IS GROUND.
- 8. CONNECTION NOT REQUIRED FOR UNLABELED BOND PADS.
- 9. THIS DIE IS DESIGNED FOR PICK-UP WITH VACUUM (EDGE) COLLET TOOLS. TO PRECLUDE THE RISK OF PERMANENT DAMAGE, NO CONTACT TO THE DIE SURFACE IS ALLOWED WITHIN THIS RECTANGULAR AREA.



GaAs MMIC FUNDAMENTAL MIXER, 11 - 20 GHz

Pad Descriptions

Pad Number	Function	Description	Interface Schematic
1	LO	This pad is DC coupled and matched to 50 Ohms.	
2	RF	This pad is DC coupled and matched to 50 Ohms.	RF O
3	IF	This pad is DC coupled. For applications not requiring oper- ation to DC, this port should be DC blocked externally using a series capacitor whose value has been chosen to pass the necessary IF frequency range. For operation to DC, this pin must not source or sink more than 2 mA of current or part non-function and possible part failure will result.	
	GND	The backside of the die must be connected to RF ground.	

Assembly Drawing





GaAs MMIC FUNDAMENTAL MIXER, 11 - 20 GHz

Mounting & Bonding Techniques for Millimeterwave GaAs MMICs

The die should be attached directly to the ground plane eutectically or with conductive epoxy (see HMC general Handling, Mounting, Bonding Note).

50 Ohm Microstrip transmission lines on 0.127mm (5 mil) thick alumina thin film substrates are recommended for bringing RF to and from the chip (Figure 1). If 0.254mm (10 mil) thick alumina thin film substrates must be used, the die should be raised 0.150mm (6 mils) so that the surface of the die is coplanar with the surface of the substrate. One way to accomplish this is to attach the 0.102mm (4 mil) thick die to a 0.150mm (6 mil) thick molybdenum heat spreader (moly-tab) which is then attached to the ground plane (Figure 2).

Microstrip substrates should be brought as close to the die as possible in order to minimize ribbon bond length. Typical die-to-substrate spacing is 0.076mm (3 mils). Gold ribbon of 0.075 mm (3 mil) width and minimal length <0.31 mm (<12 mils) is recommended to minimize inductance on RF, LO & IF ports.

Handling Precautions

Follow these precautions to avoid permanent damage.

Storage: All bare die are placed in either Waffle or Gel based ESD protective containers, and then sealed in an ESD protective bag for shipment. Once the sealed ESD protective bag has been opened, all die should be stored in a dry nitrogen environment.

Cleanliness: Handle the chips in a clean environment. DO NOT attempt to clean the chip using liquid cleaning systems.

Static Sensitivity: Follow ESD precautions to protect against ESD strikes.

Transients: Suppress instrument and bias supply transients while bias is applied. Use shielded signal and bias cables to minimize inductive pick-up.

General Handling: Handle the chip along the edges with a vacuum collet or with a sharp pair of bent tweezers. The surface of the chip has fragile air bridges and should not be touched with vacuum collet, tweezers, or fingers.

Mounting

The chip is back-metallized and can be die mounted with AuSn eutectic preforms or with electrically conductive epoxy. The mounting surface should be clean and flat.

Eutectic Die Attach: A 80/20 gold tin preform is recommended with a work surface temperature of 255 °C and a tool temperature of 265 °C. When hot 90/10 nitrogen/hydrogen gas is applied, tool tip temperature should be 290 °C. DO NOT expose the chip to a temperature greater than 320 °C for more than 20 seconds. No more than 3 seconds of scrubbing should be required for attachment.

Epoxy Die Attach: Apply a minimum amount of epoxy to the mounting surface so that a thin epoxy fillet is observed around the perimeter of the chip once it is placed into position. Cure epoxy per the manufacturer's schedule.

Wire Bonding

Ball or wedge bond with 0.025 mm (1 mil) diameter pure gold wire is recommended. Thermosonic wirebonding with a nominal stage temperature of 150 °C and a ball bonding force of 40 to 50 grams or wedge bonding force of 18 to 22 grams is recommended. Use the minimum level of ultrasonic energy to achieve reliable wirebonds. Wirebonds should be started on the chip and terminated on the package or substrate. All bonds should be as short as possible <0.31 mm (12 mils).







MMIC VCO w/ HALF FREQUENCY OUTPUT & DIVIDE-BY-4, 14.25 - 15.65 GHz

Typical Applications

The HMC632LP5(E) is ideal for:

- Point to Point/Multipoint Radio
- Test Equipment & Industrial Controls
- SATCOM
- Military End-Use

Functional Diagram



Features

Dual Output: Fo = 14.25 - 15.65 GHz Fo/2 = 7.125 - 7.825 GHz

Pout: +9 dBm

Phase Noise: -107 dBc/Hz @100 kHz Typ.

No External Resonator Needed

32 Lead 5x5mm SMT Package: 25mm²

General Description

The HMC632LP5(E) is a GaAs InGaP Heterojunction Bipolar Transistor (HBT) MMIC VCO. The HMC632LP5(E) integrates resonators, negative resistance devices, varactor diodes and features halffrequency and divide-by-4 outputs. The VCO's phase noise performance is excellent over temperature, shock, and process due to the oscillator's monolithic structure. Power output is +9 dBm typical from a +5V supply voltage. The prescaler and RF/2 functions can be disabled to conserve current if not required. The voltage controlled oscillator is packaged in a leadless QFN 5x5 mm surface mount package, and requires no external matching components.

Electrical Specifications, $T_A = +25^{\circ}$ C, Vcc (Dig), Vcc (Amp), Vcc (RF) = +5V

Parameter		Min.	Тур.	Max.	Units
Frequency Range	Fo Fo/2		14.25 - 15.65 7.125 - 7.825		GHz GHz
Power Output	RFOUT RFOUT/2 RFOUT/4	4 7 -8		12 13 -2	dBm dBm dBm
SSB Phase Noise @ 100 kHz Offset, Vtune= +5V @ RFOUT			-107		dBc/Hz
Tune Voltage	Vtune	2		13	V
Supply Current	Icc(Dig) + Icc(Amp) + Icc(RF)	280	350	400	mA
Tune Port Leakage Current (Vtune= 13V)				10	μA
Output Return Loss			2		dB
Harmonics/Subharmonics	1/2 2nd		25 25		dBc dBc
Pulling (into a 2.0:1 VSWR)			10		MHz pp
Pushing @ Vtune= 5V			35		MHz/V
Frequency Drift Rate			1.0		MHz/°C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.





^{v03.0811} MMIC VCO w/ HALF FREQUENCY OUTPUT & DIVIDE-BY-4, 14.25 - 15.65 GHz

Frequency vs. Tuning Voltage, Vcc = +5V OUTPUT FREQUENCY (GHz) 16 15 14 +25C 13 +85C -40C 12 11 2 3 10 12 0 4 5 6 7 8 9 11 13 1 TUNING VOLTAGE (V)

Sensitivity vs. Tuning Voltage, Vcc = +5V



SSB Phase Noise vs. Tuning Voltage







Output Power vs. Tuning Voltage, Vcc = +5V



SSB Phase Noise @ Vtune = +5V



/COS WITH Fo/2 OUTPUT - SMT

8

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.





MMIC VCO w/ HALF FREQUENCY OUTPUT & DIVIDE-BY-4, 14.25 - 15.65 GHz



Divide-by-4 Frequency vs. Tuning Voltage, Vcc = +5V



Absolute Maximum Ratings

+5.5 Vdc
0 to +15V
135 °C
2.27 W
22 °C/W
-65 to +150 °C
-40 to +85 °C



TUNING VOLTAGE (V)

Divide-by-4 Output Power vs. Tuning Voltage, Vcc = +5V



Typical Supply Current vs. Vcc

Vcc (V)	Icc (mA)
4.75	325
5.00	350
5.25	375

Note: VCO will operate over full voltage range shown above.



ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE OBSERVE HANDLING PRECAUTIONS

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.





^{v03.0811} MMIC VCO w/ HALF FREQUENCY OUTPUT & DIVIDE-BY-4, 14.25 - 15.65 GHz

Outline Drawing



Package Information

ſ	Load Finish	MSI Pating	Packago Marking [3]
7. F	REFER TO HITTITE APP	PLICATION NOTE FOR S	SUGGESTED LAND PATTERN

5. PACKAGE WARP SHALL NOT EXCEED 0.05mm.
 6. ALL GROUND LEADS AND GROUND PADDLE MUST BE

SOLDERED TO PCB RF GROUND.

Part Number	Package Body Material	Lead Finish	MSL Rating	Package Marking [3]
HMC632LP5	Low Stress Injection Molded Plastic	Sn/Pb Solder	MSL3 ^[1]	H632 XXXX
HMC632LP5E	RoHS-compliant Low Stress Injection Molded Plastic	100% matte Sn	MSL3 ^[2]	<u>H632</u> XXXX

[1] Max peak reflow temperature of 235 °C

[2] Max peak reflow temperature of 260 °C

[3] 4-Digit lot number XXXX

Pin Descriptions

Pin Number	Function	Description	Interface Schematic
1 - 3, 8 - 10, 13 - 18, 20, 22 - 28, 30 - 32	N/C	No Connection. These pins may be connected to RF/ DC ground. Performance will not be affected.	
4	RFOUT/4	Divide-by-4 output. DC block required.	5V RFOUT/4
6	Vcc (Dig)	Supply voltage for prescaler. If prescaler is not required, this pin may be left open to conserve approximately 65 mA of current.	Vcc(Dig)

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.





MMIC VCO w/ HALF FREQUENCY OUTPUT & DIVIDE-BY-4, 14.25 - 15.65 GHz

Pin Descriptions

Pin Number	Function	Description	Interface Schematic
7	Vcc (Amp)	Supply voltage, for RFOUT/2 output. If RFOUT/2 is not required, this pin may be left open to conserve approximately 30 mA of current.	Vcc(Amp)
12	RFOUT/2	Half frequency output (AC coupled).	
19	RF OUT	RF output (AC coupled).	
21	Vcc (RF)	Supply Voltage, +5V	Vcc(RF)
29	VTUNE	Control voltage and modulation input. Modulation bandwidth dependent on drive source impedance. See "Determining the FM Bandwidth of a Wideband Varac- tor Tuned VCO" application note.	$\begin{array}{c} 3nH \\ VTUNE \bigcirc & & \\ 4pF \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\$
5, 11, Paddle	GND	Package bottom has an exposed metal paddle that must be connected to RF/DC ground.	





Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.


HMC632LP5 / 632LP5E

^{v03.0811} MMIC VCO w/ HALF FREQUENCY OUTPUT & DIVIDE-BY-4, 14.25 - 15.65 GHz



Evaluation PCB



List of Materials for Evaluation PCB 110227 [1]

Item	Description
J1 - J4	PCB Mount SMA RF Connector
J5 - J6	2 mm DC Header
C1 - C3	100 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C4	1,000 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C5 - C7	2.2 µF Tantalum Capacitor
U1	HMC632LP5(E) VCO
PCB ^[2]	110225 Eval Board

[1] Reference this number when ordering complete evaluation PCB

[2] Circuit Board Material: Rogers 4350

The circuit board used in the application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 Ohm impedance while the package ground leads and backside ground paddle should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request.

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

For price, delivery, and to place orders: Analog Devices, Inc., One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106 Phone: 781-329-4700 • Order online at www.analog.com Application Support: Phone: 1-800-ANALOG-D

		\checkmark				
		·		REVISION		
		LTR	DESCRI	PTION	DATE	APPROVED
		3 RELO	CATE BYPASS CAPS, R	EDUCE RF LENGTH, ARLON	07/03/07	A. BOLD
		4 ADD	ED 100pF CAP (C9)	01/19/16	M. GIRDVAINIS
1.500 1.500 1.500 1.500 1.500 1.500 1.500 1.500 1.500 1.500 1.500 1.500 1.500 1.500 ANALOG DEVICES 110225-4 DRILL DRAWING		NOTES: UNLESS OTHER 1. MATERIAL: TY 2. FINISH: ENIG 3. PLATED THRU 4. HOLE SIZES / 5. ALL HOLES T 0R OTHER TR 6. FRONT TO BA 7. BOARD WARP/ 8. SILKSCREEN 9. SOLDERMASK: 10. "SIZE" IN DR 11. MANUFACTURE 12. PLATING THIC 13. ARTWORK IS SPECIAL REQUIE 14. CRITICAL LINE VENDOR NOTES	WISE SPECIFIED: PE ROGERS 4350B, PER IPC-4552. HOLES: .001 MINIM AND POSITIONS PER 0 BE LOCATED WITH TUE POSITION. CK REGISTRATION ± AGE: <.010 PER LIN TOP SIDE ONLY WITH LPI SOLDERMASK T ILL LEGEND IS IN M E PER IPC-6012 CLI KNESS .002 ±.0005 1:1. VENDOR TO AD REMENTS: WIDTH = .016 ±.025	HALF OUNCE COPPER BC UM WALL THICKNESS. ARTWORK AND/OR DRILL IN ±.003 OF THE CENTE .003 MAX. EAR INCH. I WHITE EPOXY INK. OP SIDE. COLOR: GREEN ILS AND REFERS TO FINI ASS 2. FOR METAL-01 AND ME JUST FOR ETCH FACTOR.	TH SIDES. - FILE. R OF THE PAD REGISTRATION: ISHED HOLE SIZ ETAL-02. - IST PROCESS TH	±.004 MAX. ZE. D ACHIEVE WIDTH.
SILKSCREEN-01		15. VENDOR MAY	ADD E-TEST STAMP	TO PCB. VENDOR SHAL	L NOT ADD NA	ME, LOGO,
WETAL-01 1/2oz Cu		16. BOARDS MUS	T PASS VISUAL INSP	ECTION PER IPC-A-600	CLASS 2.	
ROGERS 435ÓB .010 ±.001 (CRITICA) METAL-02 1/2oz Cu	L)					
LAYER STACKUP				PROF	PRIETARY TO	ANALOG DEVICES
	UNLESS OTHERWISE SPECIFIED:	DRAWN BY	DATE DRN			2 Elizabeth Drive
	DIMENSIONS ARE IN INCHES [mm]	M. GIRDVAINIS CHECKED BY	10/2/04	DEVICES		Cheimsford, MA 01824 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
10 246 + YES +/-3	DRAWING PRACTICES PER ASME Y14,100		TITLE			

240 1 113	1/ 3	PER ASI INT DIMENSIONS PER ASME	ME Y14.100 ERPRET & TOLERANCES Y14.5-2009	ENGINEER K. BLANCHARD		-	Р	CB, EVAL		
		TOLERANCES: .XX .XXX	± .01 ± .005	THIRD ANGLE PROJECTION		size A	code id no. 1CN88	dwg no. 11C	225	^{rev}
NEXT ASSY	USED ON	.XXXX ANGLES	± .0020 ± .5 DEG.	DO NOT SCALE	ORAWING	SCALE	: 1:1	WT:	SHEET: 1 OF	- 1

ANALOG 12.47 GHz to 13.72 GHz MMIC VCO with Half Frequency Output

Data Sheet

HMC1168

FEATURES

Dual output frequency range f_{OUT} = 12.47 GHz to 13.72 GHz f_{OUT}/2 = 6.235 GHz to 6.86 GHz Output power (P_{OUT}): 10 dBm Single-sideband (SSB) phase noise: -113 dBc/Hz at 100 kHz No external resonator needed RoHS compliant, 5 mm × 5 mm, 32-lead LFCSP: 25 mm²

APPLICATIONS

Point to point and multipoint radios Test equipment and industrial controls Very small aperture terminals (VSATs)

GENERAL DESCRIPTION

The HMC1168 is a monolithic microwave integrated circuit (MMIC), voltage controlled oscillator (VCO) that integrates a resonator, a negative resistance device, and a varactor diode, and features a half frequency output.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



Because of the monolithic construction of the oscillator, the output power and phase noise performance are excellent over temperature.

The output power is 10 dBm typical from a 5 V supply voltage. The VCO is housed in a RoHS compliant LFCSP and requires no external matching components.

Document Feedback

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A. Tel: 781.329.4700 ©2016-2017 Analog Devices, Inc. All rights reserved. Technical Support www.analog.com

TABLE OF CONTENTS

Features	1
Applications	1
Functional Block Diagram	1
General Description	1
Revision History	2
Specifications	3
Absolute Maximum Ratings	4
ESD Caution	4
Pin Configuration and Function Descriptions	5
Interface Schematics	6

Typical Performance Characteristics.7Theory of Operation.9Applications Information10Evaluation Printed Circuit Board (PCB)11Bill of Materials11Packaging and Ordering Information12Outline Dimensions12Ordering Guide12

REVISION HISTORY

12/2017—Rev. 0 to Rev. A

Changes to Figure 15	. 8
Updated Outline Dimensions	12
Changes to Ordering Guide	12

1/2016—Revision 0: Initial Version

SPECIFICATIONS

 $T_{\rm A}$ = $-40^{\rm o}C$ to +85°C, $V_{\rm CC}$ = 5 V, unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Min	Тур	Max	Unit	Test Conditions/Comments
FREQUENCY					
Range					
Output Frequency (four)	12.47		13.72	GHz	
Half Output Frequency (f _{out} /2)	6.235		6.86	GHz	
Drift Rate		1.2		MHz/°C	
Pulling		2		MHz p-p	Pulling into a 2.0:1 voltage standing wave ratio (VSWR)
Pushing		2		MHz/V	At VTUNE = 5 V
OUTPUT POWER (Pout)					
RFOUT	7	10	14	dBm	
RFOUT/2	-1	+2	+6	dBm	
Supply Current (Icc)		170		mA	$V_{CC} = 4.75 V$
		190	240	mA	$V_{CC} = 5.00 V$
		210		mA	$V_{CC} = 5.25 V$
HARMONICS, SUBHARMONICS					
1/2		42		dBc	
3/2		34		dBc	
Second		17		dBc	
Third		28		dBc	
TUNING					
Voltage (VTUNE)	2		13	V	
Sensitivity	75		350	MHz/V	
Tune Port Leakage Current			10	μA	VTUNE = 13 V
OUTPUT RETURN LOSS		5		dB	
SSB PHASE NOISE					
10 kHz Offset		-85	-82	dBc/Hz	
100 kHz Offset		-113	-110	dBc/Hz	

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 2.

Parameter	Rating
Vcc	5.5 V dc
VTUNE	0 V to 15 V
Operating Temperature Range	–40°C to +85°C
Storage Temperature Range	–65°C to +150°C
Nominal Junction Temperature (to Maintain 1 Million Hours Mean Time to Failure (MTTF))	135°C
Nominal Junction Temperature ($T_A = 85^{\circ}C$)	119°C
Maximum Reflow Temperature (MSL3 Rating)	260°C
Thermal Resistance (Junction to Ground Pad)	29°C/W
ESD Sensitivity	
Human Body Model (HBM)	300 V (Class 1A)
Field Induced Charged Device Model (FICDM)	300 V (Class II)

Stresses at or above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the product. This is a stress rating only; functional operation of the product at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Operation beyond the maximum operating conditions for extended periods may affect product reliability.

ESD CAUTION



ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

PIN CONFIGURATION AND FUNCTION DESCRIPTIONS



Figure 2. Pin Configuration

Table 3. Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1 to 4, 6 to 10, 13 to 18, 20, 22 to	NC	No Connect. However, these pins can be connected to RF/dc ground without affecting
28, 30 to 32		the performance of the device.
5, 11	GND	Ground. These pins must be connected to RF/dc ground.
12	RFOUT/2	Half Radio Frequency Output. This pin is ac-coupled.
19	RFOUT	Radio Frequency Output. This pin is ac-coupled.
21	Vcc	Supply Voltage (5 V).
29	VTUNE	Control Voltage and Modulation Input. The modulation bandwidth is dependent on the drive source impedance.
	EP	Exposed Pad. The package bottom has an exposed metal pad that must be connected to RF/dc ground.

HMC1168

INTERFACE SCHEMATICS

Figure 5. Vcc Interface



TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



Figure 8. Output Frequency vs. Tuning Voltage









Figure 11. Supply Current (Icc) vs. Tuning Voltage



Figure 12. RFOUT/2 Output Frequency vs. Tuning Voltage



Figure 13. RFOUT/2 Output Power vs. Tuning Voltage

HMC1168



Figure 14. SSB Phase Noise vs. Tuning Voltage



Figure 15. SSB Phase Noise vs. Offset Frequency at VTUNE = 5 V

THEORY OF OPERATION

The HMC1168 voltage controlled oscillator is a free running voltage controlled frequency source. The output frequency is controlled by applying a variable tune voltage to the VTUNE port. Because VTUNE is varied from the lowest to the highest allowed voltage, the VCO output frequency increases from the lowest to the highest operating frequency. This VCO output frequency change with the applied VTUNE input results in the VCO frequency sensitivity characteristic (MHz/V). The VCO frequency sensitivity is not constant and varies across the tunable range.

The HMC1168 VCO is specified to cover the minimum to maximum frequencies specified in this data sheet over the entire specified temperature range, including the VCO frequency drift (MHz/°C). In addition, for low phase noise operation, drive the VTUNE port from a low noise voltage source. Excessive noise on the VTUNE port results in poor phase noise performance. The tune port modulation bandwidth is typically greater than 10 MHz.

To achieve optimum VCO phase noise performance when using the HMC1168, it is important to use a low noise power supply for V_{CC} biasing. Because the VCO output frequency changes with small changes in the V_{CC} bias voltage (pushing), noise on the V_{CC} bias pin results in increased phase noise. Take care to use low noise regulators, otherwise, bias line noise may corrupt the low phase noise output of the HMC1168.

Internally, the radio frequency (RF) output frequency is generated from a doubler circuit. This generation results in an unwanted low level output signal present at half the RFOUT frequency (RFOUT/2). If necessary, this undesired spurious signal can be further filtered on the customer application board using a filter. The RFOUT/2 output signal is available directly at the RFOUT/2 port. The RFOUT/2 port commonly drives a phase-locked loop (PLL)/synthesizer for phase locking the HMC1168 output if needed.

Lastly, the HMC1168 RFOUT port incorporates an internal buffer amplifier to provide good output matching. The internal buffer amplifier also isolates the VCO core from the output load and minimizes the VCO frequency change with the changes to the output load impedance (pulling).

APPLICATIONS INFORMATION

The HMC1168 serves as the local oscillator (LO) in microwave synthesizer applications. The primary applications are point to point microwave radios, military, radars, test and measurement, as well as industrial and medical equipment. The low phase noise allows higher orders of modulation and offers improved bit error rates in communication systems, whereas the linear,

monotonic tuning sensitivity allows a stable loop filter design. The higher output power minimizes the gain required to drive subsequent stages. The half frequency output reduces the input frequency to the prescaler without the addition of residual phase noise to the input of the phase-locked loop synthesizer.



Figure 16. Typical Application Diagram

EVALUATION PRINTED CIRCUIT BOARD (PCB)





The circuit board used in an application uses RF circuit design techniques. Ensure that the signal lines have 50 Ω impedance and that the package ground leads and backside ground paddle are connected directly to the ground plane.

Use a sufficient number of via holes to connect the top and bottom ground planes. The evaluation circuit board shown in Figure 17 is available from Analog Devices, Inc., upon request.

BILL OF MATERIALS

Table 4. Bill of Materials for the EV1HMC1168LI

ltem	Description
J1 to J4	PCB mount SMA RF connectors
J5, J6	2 mm dc headers
C1 to C3	100 pF capacitors, 0402 package
C4	1000 pF capacitor, 0402 package
C5 to C7	2.2 μF tantalum capacitors
C8	0.01 μF capacitor, 0603 package
U1	HMC1168 VCO
PCB ¹	110225 evaluation board ²

¹ Circuit board material is Rogers 4350.

² Reference this number when ordering the complete evaluation PCB.

PACKAGING AND ORDERING INFORMATION

OUTLINE DIMENSIONS



ORDERING GUIDE

Model ¹	Temperature Range	MSL Rating ²	Package Description	Package Option	Qty.
HMC1168LP5E	-40°C to +85°C	MSL3	32-Lead LFCSP	HCP-32-1	
HMC1168LP5ETR	-40°C to +85°C	MSL3	32-Lead LFCSP, 7" Tape and Reel	HCP-32-1	500
EV1HMC1168LP5			Evaluation Board		

¹ All models are RoHS compliant.

² See the Absolute Maximum Ratings section, Table 2.

©2016–2017 Analog Devices, Inc. All rights reserved. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners. D13945-0-12/17(A)



www.analog.com

Rev. A | Page 12 of 12