

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Master

**RADAR MIMO de Banda Ultra Ancha
UWB MIMO Radar**

Para acceder al Título de

Máster en Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación

Autor: Carlos Hidalgo García

Octubre – 2017

**MÁSTER EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN**

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE MÁSTER

Realizado por: Carlos Hidalgo García

Director del TFG: Amparo Herrera Guardado

Título: “RADAR MIMO de Banda Ultra Ancha”

Title: “UWB MIMO Radar”

Presentado a examen el día:

Para acceder al Título de

**MÁSTER EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN**

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre):

Secretario (Apellidos, Nombre):

Vocal (Apellidos, Nombre):

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)

Vº Bº del Subdirector

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

Agradecimientos

“ ‘Done’ is better than ‘perfect’ ”.

- Mark Zuckerberg

Ha pasado ya tanto tiempo desde que entré por primera vez al Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, desde que comencé a hacer preguntas y pedir pequeños favores, que una sola página de agradecimientos se quedaría corta. Más que nada, porque siempre, por retorcida o inoportuna que fuera la pregunta, se ha ofrecido una respuesta con una sonrisa en la boca. Son estos pequeños detalles los que me han ayudado a continuar hasta el final.

En primer lugar, y no por protocolo, sino de verdad, quiero dar las gracias a Amparo, mi ya directora en el Trabajo de Fin de Grado, y ahora, en el Trabajo de Fin de Máster, por su ayuda a lo largo de los años y haber contado conmigo todo este tiempo, haber sido paciente con mis dudas, percatado de mis errores, y, sobre todo, haber compartido los momentos de ilusión con los buenos resultados.

Quiero dar las gracias al Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, en especial con quienes estos últimos meses he compartido despacho, Laura, Silvia, Álvaro y Jaime, además de muchos buenos momentos. Y gracias al profesorado que

Tantas gracias como componentes me han ayudado a montar, que son muchos, a Sandra y Eva María. Sobre todo, gracias por tu alegría, lo cual ha hecho mucho más llevadero este proyecto.

Gracias a mi hermano, a mi madre y a mi padre, la mejor familia que uno puede tener. Gracias por vuestro incondicional apoyo, por levantarme el ánimo en los momentos alicaídos, aconsejarme en los que me he sentido más perdido y, como no todos los momentos han sido malos, compartir aquellos en los que he sido más feliz. Gracias a mis abuelas, tíos y primos, por darme vuestro apoyo.

Gracias, también, al “Grupo de teleco”, porque el TFM ha sido una cosa, pero cursar el Máster ha sido como salir de una selva a oscuras, y, gracias a que hemos sido una piña, hemos podido iluminar el camino hasta la salida. Espero volver a meterme en alguna otra selva con vosotros.

Gracias a mis amigos, Alba, Laura, Roberto, Garay, Mar, Rubén, Elisa, Antonio, y con los que he compartido risas, viajes y aventuras fuera de los muros de la facultad. Y gracias a ti, Sergio, aunque lo que te tengo que agradecer no se escribe con palabras.

Resumen

En este documento se presenta el diseño de un RADAR MIMO de Banda Ultra Ancha. Ha sido diseñado como un circuito híbrido sobre un sustrato Arlon para que, en el rango de frecuencias en el que trabaja, ocupe el menor espacio posible. El objetivo de la integración de tecnología MIMO y Banda Ultra Ancha es conseguir las ventajas ofrecidas por las mismas y compensar las desventajas. Aunque la Banda Ultra Ancha es un candidato óptimo si lo que buscamos es bajo precio, la poca potencia que consume limita su rango de actuación considerablemente. Pero la tecnología MIMO en sistemas de Banda Ultra Ancha mejora la robustez tanto del canal como de la velocidad de conexión explotando las ganancias de multicamino y diversidad, para mejorar la SNR sin consumir mayor margen de frecuencias, si las antenas mantienen la distancia apropiada entre sí.

Abstract

An Ultra Wide Band MIMO RADAR is presented in this document. It has been designed as an hybrid circuit in an Arlon substrate to be confined in the smallest space at the desired frequency range. The aim of the proposed system is the cointegration of MIMO and UWB to obtain most of both technologies advantages and balance the disadvantages. Although UWB is a suitable candidate if inexpensive costs and are looked for, its very low transmitted power limits the application to short range. But MIMO technique in UWB systems improve link robustness of UWB or data rate, exploiting multipath and diversity to improve the SNR without consuming extra radio frequency, if the antennas got an appropriate distance among them.

Palabras Clave

Procesado de señal, SNR, comunicaciones inalámbricas, MIMO, Banda Ultra Ancha, RF, Microstrip, Transmisor, Receptor, UWB, MIMO, Divisor de Potencia 1x6.

Keywords

Signal processing, SNR, wireless communications, MIMO, Ultra-Wide Band, RF, Microstrip, UWB, MIMO, Receiver Transmitter, Power Splitter 1x6.

Bibliografía

- [1] C. Pérez, Revisado por A. Herrera, “Guía de Usuario del Transceptor de Banda Ultra-Ancha”.
- [2] Wei-Jen Chen and Ram M. Narayanan. “Antenna placement for minimizing target localization error in UWB MIMO UWB noise radar”. IEEE antennas and wireless propagation letters, Vol. 10, 2011.
- [3] Yanyun Xu, Shiyu Wu, Chao Chen, Jie Chen, and Guangyou Fang. “A novel method for automatic detection of trapped victims by Ultrawideband radar”. IEEE transactions on geoscience and remote sensing, 2011.
- [4] Y. Yu, S. Maalik, J. Yang, T. McKelvey, K. Malmström, L. Landén, and B. Stoew. “A new UWB radar system using UWB CMOS chip”. 5th European conference on antenna and propagation, 2011.
- [5] http://www.cambridgeconsultants.com/prism_200.html . “Prism 2008”
- [6] http://www.timedomain.com/datasheets/TD_DS_P400_MRM_11-7-11.pdf. “PulsON 400 MRM”.
- [7] http://www.zebra.com/id/zebra/na/en/index/products/location/ultra_wideband.html. “Dart UWB RTLS”.
- [8] C. Holland. Europe approves UWB regulations. *EE Times Europe*, 3 Mayo 2007. <http://eetimes.eu/showArticle.jhtml?articleID=197800214>
- [9] S. cherry. Edholm’s law of bandwidth. *IEEE Spectrum*, 41(7): 58-60, 2004.
- [10] Francisco Javier Casajús Quirós, *Caracterización de hormigones reforzados con alto contenido en fibra mediante imagen ultrasónica y radar MIMO de banda ultra-ancha (HORFI)*.
- [11] M. Ghavami, L.B. Michael, R. Kohn. “Ultra Wideband signals and systems in communication engineering”. 1: 1-6, 2: 7-20.
- [12] Thomas Kaiser. “Ultra Wideband Systems with MIMO”. 1: 1-50, 2010.
- [13] R. A. Scholtz, D. M. Pozar, and W. Namgoong. “Ultra wideband radio”. EURASIP J. Appl. Signal Process., 2005: 252–272, 2005.
- [14] R. Játiva Espinoza. Modelos de Radio-Propagación Multitrayecto y Desvanecimientos de Pequeña Escala. 2007.
- [15] Andrea Goldsmith, Wireless communications. Stanford University, 2004.

- [16] Jesús María Ibáñez Díaz, Comunicaciones Digitales. Tema 3, Diversidad.
- [17] F. Zheng and T. Kaiser. On the evaluation of channel capacity of multi-antenna UWB indoor wireless systems. In Proc. 2004 IEEE Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications, pp. 525–529, Sydney, Australia, 30 Aug.–2 Sept. 2004.
- [18] Vicente E. Boria Esbert. *Líneas de Transmisión*. Editorial Universidad Politécnica de Valencia. Cap. 1, Cap. 6.
- [19] Vicente E. Boria Esbert. *Líneas de Transmisión*. Editorial Universidad Politécnica de Valencia. Cap. 7.
- [20] José Espí López, Gustavo Camps - Valls, Rafael Magdalena Benedito. Síntesis de redes: Impedancias y Filtros. Ed. Delta Publicaciones, 2008.
- [21] Active Filters: Theory and Design. Pactitis S.A. Ed. Boca Ratón, Fla.: CRC Press, cop. 2008.
- [22] Advanced Design System, Agilent. Users Manual. http://documentation.renesas.com/doc/YOUSYS/document/r09uz0002ej0400_microwave.pdf
- [23] Microwave Engineering. David M. Pozar.
- [24] ALLAN W. SCOTT, Understanding Microwaves, Ed. John Wiley & Sons Inc. Chapters 8 & 9.
- [25] A. Pardo Franco, 6-Way UWB Power Splitter (6-9 GHz).
- [26] <http://www.keysight.com/>, Momentum Planar EM Simulator.
- [27] C. Hidalgo García, Diseño RF de un Transmisor MIMO UWB. URSI 2015.
- [28] C. Hidalgo García, Transmisor de Banda Ultra Ancha para Radar MIMO. UNICAN. TFG 2015.
- [29] EZIO BIGLIERI, *MIMO Communications*.

Abreviaturas

BER	Tasa de Error de Bit
DFT	Transformada de Fourier Discreta
EMS	Simulación Electromagnética
IF	Frecuencia Intermedia
IR	Impulso de Radio
ISI	Interferencia entre Símbolos
LNA	Amplificador de Bajo Ruido
MB	Multibanda
MISO	Múltiples antenas de transmisión, una antena de recepción
MIMO	Múltiples antenas de transmisión, múltiples de recepción.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
RF	Frecuencia de Radio
RX	Receptor
SIMO	Una antena de transmisión, múltiples de recepción.
SISO	Una antena de transmisión, una de recepción.
SNR	Relación Señal a Ruido
UWB	Banda Ultra-Ancha
WLAN	Wireless Local Area Network

Índice de Contenido

Capítulo 0	1
1 Introducción	1
2 Descripción del proyecto	2
2.1 Capítulo 0.....	2
2.2 Capítulo 1.....	2
2.3 Capítulo 2.....	2
2.4 Capítulo 3.....	2
2.5 Capítulo 4.....	3
3 Propuesta de Proyecto	3
4 Estado del Arte.....	4
Capítulo 1.....	6
1 Definición de Radar de Penetración UWB.....	6
2 Tecnologías Aplicadas.....	7
2.1 Introducción a Sistemas UWB	7
2.2 Definición de UWB.....	7
2.3 Marco Histórico del Desarrollo UWB.....	8
2.4 Densidad Espectral de Potencia en Sistemas UWB	9
2.5 Multicamino	10
2.6 Características de Penetración	11
2.7 Capacidad Espectral y Espacial	11
2.8 Velocidad de transmisión	11
2.9 Coste y Tamaño	12
3 Introducción a Sistemas MIMO.....	12
3.1 Definición de un Sistema MIMO	12
3.2 Marco Histórico de la Tecnología MIMO	13
3.3 Ventajas de la Tecnología MIMO.....	14
4 Sistemas MIMO de Banda Ultra-Ancha.....	16
Capítulo 2.....	18
1 Transmisor de Banda Ultra-Ancha.....	18
1.1 Condiciones de operación.....	18
1.2 Diagrama de Bloques del Circuito Transmisor.....	18
2 Receptor de Banda Ultra-Ancha	19
2.1 Condiciones de operación.....	19
2.2 Diagrama de Bloques del Circuito Receptor	19
3 Parámetros de Dispersión	20
3.1 Definición de Matriz de Dispersión	20
3.2 Significado Físico.....	21
3.3 Caracterización de Redes de Dos Accesos	23
4 Componentes Activos y Pasivos del Transmisor de Banda Ultra-Ancha	23
4.1 Filtro Paso Bajo.....	24
4.2 Amplificador IF de Ganancia.....	28

4.3	Mezclador I/Q.....	35
4.4	Filtro Paso Banda	48
4.5	Amplificador de Bajo Ruido.....	49
4.6	Conector de Medida	52
4.7	Otros Componentes	54
5	Integración de los Componentes en el Sistema Completo y Simulación	54
5.1	Sistema Transmisor	55
5.2	Sistema Receptor.....	57
6	Integración y Simulación del RADAR de Banda Ultra-Ancha en Líneas Microstrip	59
6.1	Líneas de Transmisión.....	59
7	Diseño y Simulación del Transmisor Mediante Líneas Microstrip	63
8	Diseño y Simulación del Receptor Mediante Líneas Microstrip	69
9	Medidas del RADAR de Banda Ultra-Ancha.....	74
9.1	Equipos de Medida y Alimentación.....	76
9.2	Medida del Transmisor UWB	80
9.3	Medida del Receptor UWB	83
9.4	Medida Conjunta: Receptor y Transmisor UWB	85
Capítulo 3.....		87
1	Divisor de Potencia 1x6.....	87
1.1	Visión de Esquemático del Divisor de Potencia	87
1.2	Layout, Optimización y Simulación del Divisor de Potencia.....	88
2	Antena de Transmisión y Recepción.....	94
2.1	Teoría Microstrip en Antenas	95
2.2	Alimentación de la Antena	95
2.3	Diseño de una Antena UWB Básica	95
2.4	Simulación del Monopolo Anular UWB	96
2.5	Medidas del Monopolo Anular UWB	98
3	Implementación MIMO	101
3.1	Simulación del Transmisor UWB MIMO a Partir del Layout.....	103
3.2	Simulación del Transmisor UWB MIMO a Partir del Layout.....	108
3.3	Proceso Para la Fabricación de la Placa del Transmisor y Receptor UWB MIMO.....	112
3.4	Medidas del Transmisor y Receptor UWB MIMO	115
Capítulo 4.....		124
1	Conclusión	124
2	Líneas de Futuro.....	125

Índice de Ilustraciones

ILUSTRACIÓN 1 DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN RADAR DE PENETRACIÓN [12]	7
ILUSTRACIÓN 2 MARCO ESPECTRAL PARA APLICACIONES INTERIORES UWB EN EUROPA [8]	8
ILUSTRACIÓN 3 D.E.P. DE DIFERENTES SISTEMAS [12]	9
ILUSTRACIÓN 4 EJEMPLO PULSO GAUSSIANO DOBLE UTILIZADO EN UWB [12].....	10
ILUSTRACIÓN 5 ESCENARIO MULTICAMINO [12].....	10
ILUSTRACIÓN 6 SISTEMA MIMO [28].....	13
ILUSTRACIÓN 7 RELACIÓN ENTRE EL NÚMERO DE ANTENAS, LA GANANCIA EN DIVERSIDAD Y LA VER [14]	14
ILUSTRACIÓN 8 GANANCIA DE ARRAY [14]	15
ILUSTRACIÓN 9 DIVERSIDAD FRECUENCIAL [14].....	16
ILUSTRACIÓN 10 DIVERSIDAD TEMPORAL [14]	16
ILUSTRACIÓN 11 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO TRANSMISOR [10]	19
ILUSTRACIÓN 12 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO RECEPTOR [10]	20
ILUSTRACIÓN 13 RED DE MICROONDAS DE N ACCESOS [18]	20
ILUSTRACIÓN 14 CONDICIONES DE CARGA DE LA RED PARA OBTENER LA COLUMNA I-ÉSIMA DE LA MATRIZ S [18].....	22
ILUSTRACIÓN 15 RED DE MICROONDAS DE DOS ACCESOS [19]	23
ILUSTRACIÓN 16 FILTRO PASO BAJO [20].....	24
ILUSTRACIÓN 17 FRECUENCIA DE CORTE DE UN FILTRO PASO BAJO [20].....	25
ILUSTRACIÓN 18 FRECUENCIA CENTRAL FO Y ANCHO DE BANDA DE UN FILTRO PASO BANDA [20].....	25
ILUSTRACIÓN 19 FILTRO LFCN-530+	26
ILUSTRACIÓN 20 ESQUEMÁTICO DE SIMULACIÓN DE PARÁMETROS S DEL FILTRO PASO BAJO	27
ILUSTRACIÓN 21 PARÁMETROS S21 Y S12 DEL FILTRO PASO BAJO	28
ILUSTRACIÓN 22 POTENCIA DE SALIDA DESEADA Y PRODUCTO DE INTERMODULACIÓN NO DESEADO, IMD Y P1dB EN ESCALA LOGARÍTMICA [23]	30
ILUSTRACIÓN 23 POLARIZACIÓN DE UN AMPLIFICADOR [23]	31
ILUSTRACIÓN 24 CIRCUITO DE POLARIZACIÓN HMC580ST89 [HITTITE].....	33
ILUSTRACIÓN 25 ESQUEMÁTICO DE SIMULACIÓN DEL AMPLIFICADOR HMC580ST89	33
ILUSTRACIÓN 26 PARÁMETROS S DEL AMPLIFICADOR HMC580ST89	34
ILUSTRACIÓN 27 ESQUEMÁTICO P1dB DE HMC580ST89	34
ILUSTRACIÓN 28 SIMULACIÓN P1dB DEL HMC580ST89	35
ILUSTRACIÓN 29 SIMULACIÓN IMD DEL HMC580ST89	35
ILUSTRACIÓN 30 DIAGRAMA FUNCIONAL DE UN MEZCLADOR I/Q [23].....	36
ILUSTRACIÓN 31 BANDA IMAGEN [20]	37
ILUSTRACIÓN 32 ESQUEMA DEL MEZCLADOR HMC925LC5 [HITTITE]	38
ILUSTRACIÓN 33 CIRCUITO DE POLARIZACIÓN DEL MEZCLADOR HMC925LC5 [HITTITE]	39
ILUSTRACIÓN 34 ESQUEMÁTICO DEL MEZCLADOR HMC925LC5.....	39
ILUSTRACIÓN 35 AMPLIFICADOR DE ENTRADA DEL DISEÑO DEL MEZCLADOR.....	40
ILUSTRACIÓN 36 BALUN DEL DISEÑO DEL MEZCLADOR.....	40
ILUSTRACIÓN 37 MEZCLADOR IDEAL DEL DISEÑO DEL MEZCLADOR	40
ILUSTRACIÓN 38 AMPLIFICADOR DE SALIDA DEL DISEÑO DEL MEZCLADOR	41
ILUSTRACIÓN 39 PLANTILLA PARA ESTUDIAR EL MEZCLADOR DISEÑADO	41
ILUSTRACIÓN 40 P1dB Y GANANCIA DEL MEZCLADOR DISEÑADO	42
ILUSTRACIÓN 41 RECHAZO DE OL DEL MEZCLADOR DISEÑADO	42
ILUSTRACIÓN 42 TOI DEL MEZCLADOR DISEÑADO.....	43
ILUSTRACIÓN 43 ESQUEMA DEL MEZCLADOR HMC520 [ANALOG DEVICES].....	44
ILUSTRACIÓN 44 ESQUEMÁTICO DEL MEZCLADOR HMC520	44
ILUSTRACIÓN 45 ENTRADA DEL DISEÑO DEL MEZCLADOR.....	45

ILUSTRACIÓN 46 ANILLO HÍBRIDO DE 90° DEL DISEÑO DEL MEZCLADOR	45
ILUSTRACIÓN 47 MEZCLADOR IDEAL DEL DISEÑO DEL MEZCLADOR	45
ILUSTRACIÓN 48 PLANTILLA PARA ESTUDIAR EL MEZCLADOR DISEÑADO	46
ILUSTRACIÓN 49 P1dB Y GANANCIA DEL MEZCLADOR DISEÑADO	46
ILUSTRACIÓN 50 RECHAZO DE OL DEL MEZCLADOR DISEÑADO	47
ILUSTRACIÓN 51 TOI DEL MEZCLADOR DISEÑADO.....	47
ILUSTRACIÓN 52 BONDW1 Y SU SET DE COORDENADAS, IGUAL PARA TODOS LOS HILOS.	48
ILUSTRACIÓN 53 COORDENADAS POR SECCIONES DEL HILO DE BONDING.....	48
ILUSTRACIÓN 54 ANCHO DE BANDA DEL FILTRO PASO BANDA	48
ILUSTRACIÓN 55 DISEÑO DEL LAYOUT DEL FILTRO PASO BANDA	49
ILUSTRACIÓN 56 RESPUESTA DEL FILTRO PASO BANDA.....	49
ILUSTRACIÓN 57 LNA HMC565LC5 [HITTITE].....	50
ILUSTRACIÓN 58 ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DEL LNA	50
ILUSTRACIÓN 59 ESQUEMÁTICO DEL LNA PARA CALCULAR LOS PARÁMETROS S	51
ILUSTRACIÓN 60 PARÁMETROS S DEL LNA.....	51
ILUSTRACIÓN 61 PLANTILLA PARA EL P1dB Y OIP3 DEL LNA.....	52
ILUSTRACIÓN 62 VALORES DEL P1dB Y EL TOI DEL LNA	52
ILUSTRACIÓN 63 DIAGRAMA DEL CONECTOR DE MEDIDA	53
ILUSTRACIÓN 64 CONECTOR MS-156HF Y SONDA A SMA MS-156-HRMJ-2	53
ILUSTRACIÓN 65 LAYOUT DEL CONECTOR MS-156HF	54
ILUSTRACIÓN 66 SISTEMA DE BLOQUES COMPLETO DEL TRANSMISOR UWB.....	55
ILUSTRACIÓN 67 PUNTO DE ESTUDIO DE TENSIÓN Y AMPERÍMETRO	55
ILUSTRACIÓN 68 ECUACIONES, POTENCIA DE SALIDA Y GANANCIA DEL SISTEMA DE BLOQUES COMPLETO	56
ILUSTRACIÓN 69 RECHAZO DE OL DEL SISTEMA POR BLOQUES	57
ILUSTRACIÓN 70 SISTEMA DE BLOQUES COMPLETO DEL RECEPTOR UWB.....	57
ILUSTRACIÓN 71 ECUACIONES, POTENCIA DE SALIDA Y GANANCIA DEL SISTEMA DE BLOQUES COMPLETO	58
ILUSTRACIÓN 72 RECHAZO DE OL DEL SISTEMA POR BLOQUES	59
ILUSTRACIÓN 73 EFECTO DEL DESFASE EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN EN ALTAS FRECUENCIAS [19]	60
ILUSTRACIÓN 74 REPRESENTACIÓN DE CUALQUIER LÍNEA DE TRANSMISIÓN [19]	60
ILUSTRACIÓN 75 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN ELEMENTO DIFERENCIAL DE LÍNEA IDEAL DE LONGITUD dz [19]	60
ILUSTRACIÓN 76 GEOMETRÍA DE UNA LÍNEA MICROSTRIP [19]	61
ILUSTRACIÓN 77 SUSTRATO ARLON 0.762 MM	63
ILUSTRACIÓN 78 RED ADAPTADORA [19].....	63
ILUSTRACIÓN 79 LINECALC.....	64
ILUSTRACIÓN 80 LAYOUT DEL TRANSMISOR UWB.....	65
ILUSTRACIÓN 81 RANGO DE FRECUENCIAS DEL MOMENTUM	66
ILUSTRACIÓN 82 ESQUEMÁTICO DEL TRANSMISOR UWB COMPLETO.....	66
ILUSTRACIÓN 83 POTENCIA DE SALIDA Y GANANCIA DEL TRANSMISOR UWB.....	67
ILUSTRACIÓN 84 RECHAZO OL DEL TRANSMISOR UWB	68
ILUSTRACIÓN 85 DISEÑO 1 Y DISEÑO 2 DEL RECEPTOR UWB	70
ILUSTRACIÓN 86 RECHAZO OL, RF Y BANDA IMAGEN DEL RECEPTOR UWB.....	73
ILUSTRACIÓN 87 P1dB DEL SISTEMA RECEPTOR UWB INDIVIDUAL	74
ILUSTRACIÓN 88 CONDICIONES DE OPERACIÓN DEL RECEPTOR.....	75
ILUSTRACIÓN 89 ANALIZADOR DE ESPECTROS E4446A	76
ILUSTRACIÓN 90 OSCILOSCOPIO TEKTRONIX TDS5034B.....	77
ILUSTRACIÓN 91 OSCILOSCOPIO INFINIUM 90000A	77
ILUSTRACIÓN 92 GENERADOR DE SEÑAL E4438C	78
ILUSTRACIÓN 93 GENERADOR DE SEÑAL ARBITRARIO 81180B	79
ILUSTRACIÓN 94 SINTETIZADOR DE SEÑAL 83752-A	79
ILUSTRACIÓN 95 FUENTE DE ALIMENTACIÓN E3611-A	80
ILUSTRACIÓN 96 EQUIPOS DE MEDIDA Y ALIMENTACIÓN.....	80
ILUSTRACIÓN 97 TRANSMISOR UWB CONECTADO A LAS ALIMENTACIONES Y SEÑALES	81
ILUSTRACIÓN 98 RESULTADOS DEL ANALIZADOR DE ESPECTRO PARA LAS MEDIDAS DEL TRANSMISOR UWB	82
ILUSTRACIÓN 99 TRANSMISOR UWB CONECTADO A LAS ALIMENTACIONES Y SEÑALES	83
ILUSTRACIÓN 100 RESULTADOS DEL ANALIZADOR DE ESPECTRO PARA LAS MEDIDAS DEL RECEPTOR UWB	84

ILUSTRACIÓN 101 RESPUESTA DE LA SEÑAL EN LAS SALIDAS DEL RECEPTOR I/Q (MORADO Y VERDE) A LAS ENTRADAS DEL TRANSMISOR I/Q (MARRÓN Y AZUL) PARA UNA FRECUENCIA RF DE 6GHz, 7 GHz, 8 GHz Y 9 GHz, DE ARRIBA A ABAJO Y DE IZQUIERDA A DERECHA	86
ILUSTRACIÓN 102 ORGANIZACIÓN DEL ESQUEMÁTICO DEL DIVISOR DE POTENCIA	88
ILUSTRACIÓN 103 LAYOUT INICIAL DEL DIVISOR DE POTENCIA	88
ILUSTRACIÓN 104 ESQUEMÁTICO DE OPTIMIZACIÓN DE RESISTENCIAS DEL DIVISOR DE POTENCIA	89
ILUSTRACIÓN 105 SIMULACIÓN DE PARÁMETROS S DEL DIVISOR DE POTENCIA	89
ILUSTRACIÓN 106 MEASURE Y LÍNEA CURVA	90
ILUSTRACIÓN 107 ESQUEMÁTICO DE OPTIMIZACIÓN DE LÍNEAS DEL DIVISOR	90
ILUSTRACIÓN 108 LÍNEAS DE LONGITUD VARIABLE	91
ILUSTRACIÓN 109 LONGITUDES VARIABLES (NO SON LAS DEFINITIVAS)	91
ILUSTRACIÓN 110 OBJETIVOS DE DESFASE MÍNIMO	92
ILUSTRACIÓN 111 LAYOUT Y ESQUEMÁTICO DEL DIVISOR DE POTENCIA EN EL TRANSMISOR	92
ILUSTRACIÓN 112 LINECALC PARA CORREGIR DESFASE	93
ILUSTRACIÓN 113 DIVISOR DE POTENCIA 1x6 DEL RECEPTOR UWB MIMO	94
ILUSTRACIÓN 114 PROPAGACIÓN DE LOS CAMPOS EN UNA LÍNEA MICROSTRIP	95
ILUSTRACIÓN 115 ESQUEMA DE UN MONOPOLO CIRCULAR ALIMENTADO CON LÍNEA MICROSTRIP	96
ILUSTRACIÓN 116 DIMENSIONES DEL MONOPOLO CIRCULAR	96
ILUSTRACIÓN 117 SIMULACIÓN DEL MONOPOLO ANULAR	97
ILUSTRACIÓN 118 DERECHA: $dB(S(1,1))$, IZQUIERDA: $PHASE(S(1,1))$	97
ILUSTRACIÓN 119 VISUALIZACIÓN DEL MOMENTUM CON LA FASE DEL MONOPOLO ANULAR PARA 6 GHz	97
ILUSTRACIÓN 120 VISUALIZACIÓN DEL MOMENTUM CON LA FASE DEL MONOPOLO ANULAR PARA 7.5 GHz	97
ILUSTRACIÓN 121 VISUALIZACIÓN DEL MOMENTUM CON LA FASE DEL MONOPOLO ANULAR PARA 9 GHz	98
ILUSTRACIÓN 122 DIAGRAMA DE CAMPO LEJANO PARA 6 GHz, 7.5 GHz, 9 GHz	98
ILUSTRACIÓN 123 CORTE DEL DIAGRAMA DE CAMPO LEJANO (GANANCIA, DIRECTIVIDAD) PARA 6 GHz, 7.5 GHz, 9 GHz	98
ILUSTRACIÓN 124 GANANCIA DEL MOPOLO ANULAR	98
ILUSTRACIÓN 125 DISTRIBUCION EN PLACA DE LOS MONOPOLOS EN ANILLO ALIMENTADOS POR LÍNEA MICROSTRIP	99
ILUSTRACIÓN 126 MONOPOLOS ANULARES CON CONECTOR SMA	99
ILUSTRACIÓN 127 MEDIDA DEL $S(1,1)$ DE DOS MONOPOLOS ANULARES	100
ILUSTRACIÓN 128 GANANCIA ENTRE DOS MONOPOLOS ANULARES SEPARADOS 45 CM	100
ILUSTRACIÓN 129 LAYOUT DEL TRANSMISOR UWB MIMO	102
ILUSTRACIÓN 130 LAYOUT DEL RECEPTOR UWB MIMO	102
ILUSTRACIÓN 131 DISTANCIA MÍNIMA ENTRE LAS SALIDAS RF	103
ILUSTRACIÓN 132 COMPONENTES DEL TRANSMISOR UWB MIMO	103
ILUSTRACIÓN 133 P1dB DEL TRANSMISOR MIMO UWB	106
ILUSTRACIÓN 134 GRÁFICA DE LA TENSIÓN V_{OUT} DEL TRANSMISOR	107
ILUSTRACIÓN 135 COMPONENTES DEL RECEPTOR UWB MIMO	108
ILUSTRACIÓN 136 P1dB DEL RECEPTOR MIMO UWB	111
ILUSTRACIÓN 137 LPKF PROTOLASER S4	112
ILUSTRACIÓN 138 COMPARACIÓN ENTRE CAPA COND Y HOLE EN CASO DEL TRANSMISOR (SIMILAR EN EL RECEPTOR)	113
ILUSTRACIÓN 139 PLACA CONSTRUIDA DEL TRANSMISOR UWB MIMO	113
ILUSTRACIÓN 140 EJEMPLO DE MEDIDA DE LAS LÍNEAS DE LOS FILTROS MICROSTRIP UTILIZANDO UN MICROSCOPIO	114
ILUSTRACIÓN 141 PLACA CONSTRUIDA DEL RECEPTOR UWB MIMO	114
ILUSTRACIÓN 142 EJEMPLO DE ESTACIÓN DE MEDIDA (VISTA LATERAL): TRANSMISOR UWB MIMO (IZQUIERDA) Y RECEPTOR UWB MIMO (DERECHA). ANTENAS ENMARCADAS.	120
ILUSTRACIÓN 143 EJEMPLO DE ESTACIÓN DE MEDIDA (VISTA SUPERIOR): TRANSMISOR UWB MIMO (IZQUIERDA) Y RECEPTOR UWB MIMO (DERECHA). ANTENAS ENMARCADAS.	120
ILUSTRACIÓN 144 RESPUESTA DE LA SEÑAL EN LAS SALIDAS DEL RECEPTOR I/Q (GRANATE) A LAS ENTRADAS DEL TRANSMISOR I/Q (VERDE) PARA UNA FRECUENCIA RF DE 6GHz, 7 GHz, 8 GHz Y 9 GHz, DE ARRIBA A ABAJO Y DE IZQUIERDA A DERECHA	122

Índice de Ecuaciones

ECUACIÓN 1 ANCHO DE BANDA UWB	8
ECUACIÓN 2 DENSIDAD ESPECTRAL DE POTENCIA.....	9
ECUACIÓN 3 RELACIÓN ENTRE LA LONGITUD DE ONDA Y LA FRECUENCIA.....	11
ECUACIÓN 4 CAPACIDAD ESPECTRAL	11
ECUACIÓN 5 CAPACIDAD ESPECTRAL	11
ECUACIÓN 6 MODELO DISCRETO EN EL TIEMPO DEL SISTEMA MIMO	13
ECUACIÓN 7 CONDICIÓN MIMO: DISTANCIA ENTRE ANTENAS.....	14
ECUACIÓN 8 MATRIZ DE DISPERSIÓN	21
ECUACIÓN 9 EXPRESIÓN DE LA ONDA DE TENSIÓN SALIENTE	21
ECUACIÓN 10 PARÁMETRO DE DISPERSIÓN S ₁₁	21
ECUACIÓN 11 ECUACIÓN DEL PARÁMETRO S ₁₁	22
ECUACIÓN 12 MÓDULO AL CUADRADO DE S ₁₁	22
ECUACIÓN 13 PARÁMETRO S ₁₁	22
ECUACIÓN 14 MÓDULO AL CUADRADO DE S ₁₁	22
ECUACIÓN 15 MATRIZ DE DISPERSIÓN EN FUNCIÓN DE LAS ONDAS ENTRANTES Y SALIENTES	23
ECUACIÓN 16 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA	24
ECUACIÓN 17 FRECUENCIA CENTRAL DE UN FILTRO PASO BANDA.....	25
ECUACIÓN 18 PÉRDIDAS DE INSERCIÓN	26
ECUACIÓN 19 GANANCIA EN POTENCIA DE UN AMPLIFICADOR	29
ECUACIÓN 20 FACTOR DELTA	29
ECUACIÓN 21 GANANCIA EN POTENCIA EN FUNCIÓN DE S ₂₁	29
ECUACIÓN 22 GANANCIA EN POTENCIA	29
ECUACIÓN 23 FRECUENCIAS DE LAS COMPONENTES DE LA SEÑAL	29
ECUACIÓN 24 VOLTAJE PARA MEDIR INTERMODULACIÓN	30
ECUACIÓN 25 SALIDA DE VOLTAJE A LA ENTRADA ANTERIOR	30
ECUACIÓN 26 CÁLCULO IP ₃	31
ECUACIÓN 27 P _{1dB} DE UN AMPLIFICADOR DE GANANCIA	31
ECUACIÓN 28 P _{1dB} DE UN SISTEMA TOTAL	31
ECUACIÓN 29 CORRIENTES DE POLARIZACIÓN Y OFFSET	32
ECUACIÓN 30 FIGURA DE RUIDO	32
ECUACIÓN 31 POTENCIA DE RUIDO	32
ECUACIÓN 32 SEÑALES ENTRADA MEZCLADOR	36
ECUACIÓN 33 SEÑAL A LA SALIDA DEL MEZCLADOR.....	36
ECUACIÓN 34 VELOCIDAD DE PROPAGACIÓN EN UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN	61
ECUACIÓN 35 ECUACIÓN DEL COCIENTE W/H	61
ECUACIÓN 36 TÉRMINOS A Y B	61
ECUACIÓN 37 PÉRDIDAS POR LOS CONDUCTORES Y POR EL MATERIAL DIELECTRICO.....	62
ECUACIÓN 38 CONDICIÓN DE ADAPTACIÓN.....	64
ECUACIÓN 39 ECUACIONES DE POTENCIA Y GANANCIA DEL TRANSMISOR UWB.....	67
ECUACIÓN 40 ECUACIONES DE POTENCIA Y GANANCIA DEL RECEPTOR UWB.....	71
ECUACIÓN 41 ECUACIONES DE P _{1dB} DEL RECEPTOR.....	74
ECUACIÓN 42 ECUACIONES DEL CÁLCULO DE DESFASE DEL DIVISOR DE POTENCIA.....	91
ECUACIÓN 43 PÉRDIDAS DEL ESPACIO LIBRE	100
ECUACIÓN 44 GANANCIA DEL MONOPOLO ANULAR	100
ECUACIÓN 45 CONDICIÓN DE MIMO PARA $f_c = 7$ GHz	101
ECUACIÓN 46 ECUACIONES PARA EL CÁLCULO DE LA GANANCIA DEL TRANSMISOR UWB MIMO.....	105
ECUACIÓN 47 ECUACIONES PARA EL CÁLCULO DEL DESFASE DEL TRANSMISOR UWB MIMO	106
ECUACIÓN 48 ECUACIONES PARA EL CÁLCULO DE LA GANANCIA DEL TRANSMISOR UWB MIMO.....	109
ECUACIÓN 49 ECUACIONES PARA EL CÁLCULO DEL DESFASE DEL RECEPTOR UWB MIMO	111
ECUACIÓN 51 PÉRDIDAS DEL ESPACIO LIBRE	121

Índice de Tablas

TABLA 1 COMPARACIÓN DE D.E.P. DE VARIOS SISTEMAS INALÁMBRICOS.....	9
TABLA 2 ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DEL FILTRO LFCN-530+	26
TABLA 3 ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DEL AMPLIFICADOR HMC580ST89.....	33
TABLA 4 ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DEL MEZCLADOR HMC925LC5.....	38
TABLA 5 ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DEL MEZCLADOR HMC520	43
TABLA 6 ESPECIFICACIONES DEL CONECTOR MS-156HF	54
TABLA 7 SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE BLOQUES	56
TABLA 8 SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE BLOQUES	58
TABLA 9 PROPIEDADES DEL SUSTRATO ARLON 0.762.....	62
TABLA 10 POTENCIA RF DE SALIDA Y GANANCIA DEL TRANSMISOR UWB	67
TABLA 11 POTENCIA DE SALIDA Y GANANCIA DEL RECEPTOR UWB (FREQ_RF = 7 GHz, P_RF = -30 dBm)	71
TABLA 12 BARRIDO EN FRECUENCIA PARA OBTENER LA GANANCIA DEL RECEPTOR.....	71
TABLA 13 GANANCIA POR TRAMOS DEL RX CON LAYOUT.....	72
TABLA 14 BARRIDO EN FRECUENCIA PARA OBTENER LA GANANCIA DEL RECEPTOR.....	72
TABLA 15 CONDICIONES DE OPERACIÓN DEL TRANSMISOR.....	75
TABLA 16 PARÁMETROS DE TENSIÓN Y CONSUMO DE LOS COMPONENTES DEL TRANSMISOR UWB	81
TABLA 17 RESULTADO DE LAS MEDIDAS DE POTENCIA RF Y GANANCIA DEL TRANSMISOR UWB.....	83
TABLA 18 RESULTADO DE LAS MEDIDAS DE POTENCIA IF Y GANANCIA DEL RECEPTOR UWB	85
TABLA 19 CÓDIGO DE COMPROBACIÓN DEL RECHAZO.....	85
TABLA 20 VALORES DE SEÑAL RECIBIDA EN EL SISTEMA COMPLETO UWB	86
TABLA 21 DESFASES ENTRE SALIDAS DEL DIVISOR EN RADIANES	93
TABLA 22 DESFASE ENTRE SALIDAS DEL DIVISOR OPTIMIZADO	93
TABLA 23 MAGNITUD EN dB DE LOS PARÁMETROS S DEL DIVISOR DE POTENCIA	93
TABLA 24 PARÁMETROS S(1,X) DEL DIVISOR DE POTENCIA EN EL RECEPTOR.....	94
TABLA 25 MAGNITUDES Y FASES DE LAS SEÑALES A LO LARGO DEL TRANSMISOR UWB MIMO	104
TABLA 26 RESULTADOS DE LAS GANANCIAS DEL TRANSMISOR UWB MIMO (EN LA TABLA DE EJEMPLO PARA LOS DATOS DE ENTRADA MENCIONADOS, EN LA INFERIOR SE REALIZA UN BARRIDO EN FRECUENCIA)	105
TABLA 27 RESULTADOS DEL DESFASE ENTRE SALIDAS DEL TRANSMISOR UWB MIMO.....	107
TABLA 28 RESULTADOS DE LAS GANANCIAS Y POTENCIAS DE SALIDA MEDIAS DEL RECEPTOR UWB MIMO PARA UNA P_RF DE -30 dBm (POR RECEPTOR, COMO EJEMPLO, PARA 7 GHz DE RF, 12.5 MHz de IF y 6.9875 GHz de OL)	110
TABLA 29 RESULTADOS DE LAS GANANCIAS Y POTENCIAS DE SALIDA MEDIAS DEL RECEPTOR UWB MIMO PARA UNA P_RF DE -30 dBm (CAMBIANDO BOBINA DE CHOQUE Y RESISTENCIA DE POLARIZACIÓN).....	110
TABLA 30 RESULTADO DE LAS MEDIDAS DE POTENCIA RF Y GANANCIA DEL TRANSMISOR 3.....	115
TABLA 31 RESULTADO DE LAS MEDIDAS DE POTENCIA RF Y GANANCIA DEL TRANSMISOR 4.....	116
TABLA 32 RESULTADO DE LAS MEDIDAS DE POTENCIA RF Y GANANCIA DEL TRANSMISOR 5.....	117
TABLA 33 RESULTADO DE LAS MEDIDAS DE POTENCIA RF Y GANANCIA DEL RECEPTOR 1.....	118
TABLA 34 RESULTADO DE LAS MEDIDAS DE POTENCIA RF Y GANANCIA DEL RECEPTOR 2.....	118
TABLA 35 RESULTADO DE LAS MEDIDAS DE POTENCIA RF Y GANANCIA DEL RECEPTOR 4.....	119
TABLA 36 VALORES DE SEÑAL Y GANANCIA PARA EL SISTEMA COMPLETO UWB MIMO PARA 300 MHz DE FRECUENCIA DE IF	121
TABLA 37 DESGLOSE DE COMPONENTES Y PRECIO (APROXIMADO) DEL RADAR UWB MIMO COMPLETO (5x5).....	122

Capítulo 0

0 Introducción

En este proyecto se ha realizado el diseño y análisis de un RADAR MIMO, que consta de un transmisor y un receptor de cinco antenas cada uno con una banda ultra-ancha de 3 GHz, comprendida entre los 6 GHz y los 9 GHz con el objetivo de comprender y descubrir en que afecta al sistema utilizar estas tecnologías combinadas. De la misma forma, se comentarán los resultados obtenidos de las simulaciones tanto del transmisor y receptor individuales como del sistema MIMO completo y se compararán con las medidas obtenidas en los modelos físicos construidos. Se incluye además una descripción breve del proyecto del que forma parte, detalles del divisor de potencia utilizado tanto en el transmisor como en el receptor y demás componentes utilizados, así como sus parámetros más importantes y la forma de optimizarlos.

Un RADAR de RF realiza modulaciones, conversiones de frecuencia (hacia arriba en el transmisor, y hacia abajo en el receptor) y amplificaciones de potencia, es por eso que diseñar un RADAR con unas especificaciones concretas y con estructura característica requiere realizar unas fases intermedias a lo largo del estudio:

- Estudio y entendimiento de los parámetros básicos de un transmisor de banda ultra-ancha.
- Simulación de un transmisor de banda ultra-ancha por bloques utilizando componentes ideales, buscando que los resultados sean lo más próximos al objetivo.
- Estudio y entendimiento de los parámetros básicos de un receptor de banda ultra-ancha.
- Simulación de un receptor de banda ultra-ancha por bloques utilizando componentes ideales, buscando que los resultados sean lo más próximos al objetivo.
- Búsqueda de componentes comerciales con los parámetros deseados. En caso de no poseer el archivo necesario para las simulaciones, diseño del componente por bloques de componentes ideales (caso del mezclador upconverter y downconverter).
- Integración de los componentes en el sistema. Planteamiento y presentación de diversas estructuras que pudieran aproximarse a una solución optimizada del transmisor y receptor de banda ultra-ancha con estos componentes.
- Empleo de las herramientas del software para el análisis y optimización de las alternativas en cuanto al sustrato elegido.
- Diseño del layout del transmisor y receptor de banda ultra-ancha con el sustrato elegido y posterior integración del mismo (mediante los parámetros S) con los componentes.
- Medición del modelo físico del transmisor y receptor construido a partir del modelo diseñado y comparación con los resultados obtenidos anteriormente.
- Una vez reconocidos los resultados del transmisor y receptor de banda ultra-ancha, se vuelve a diseñar, esta vez aplicando la tecnología MIMO sobre el layout, introduciendo además el divisor de potencia y realizando las adaptaciones necesarias, así como respetando las distancias entre antenas para aprovechar las ganancias del MIMO de forma óptima.

- Simulaciones y optimizaciones, con el objetivo de tener a las salidas la potencia deseada con el desfase máximo requerido.
- Construcción del modelo físico, y al igual que con el transmisor y receptor de banda ultra-ancha individuales, comparación de sus medidas con las del modelo simulado para extraer las conclusiones que permitan poner de manifiesto las ventajas e inconvenientes de utilizar estas tecnologías.

En definitiva, se realizará todo el proceso para fabricar un cabezal de RF que será integrado, como veremos más adelante, con un sistema de procesamiento de señal para formar un radar MIMO de banda ultra-ancha funcional.

1 Descripción del proyecto

Este trabajo de fin de máster se estructura de la siguiente manera:

1.1 Capítulo 0

En este capítulo se expone una breve presentación del proyecto y los objetivos del mismo.

1.2 Capítulo 1

En este capítulo se establecen las definiciones, ventajas y desventajas, entre otras características, de las tecnologías aplicadas MIMO y banda ultra-ancha, así como las ventajas de la combinación de ambas, siendo un capítulo muy importante para el proyecto, ya que es la base teórica en la que se basa su funcionamiento.

1.3 Capítulo 2

En este capítulo se explica y define el diseño y simulación del transmisor y receptor de banda ultra-ancha, así como su posterior construcción y medida.

Se realizará el diseño de su diagrama de bloques y la selección de sus componentes óptimos, incluyendo una definición de los mismos y sus parámetros característicos y en el caso de que sea necesario, la manera de realizar su polarización. Se buscarán componentes comerciales con estas características y parámetros para después integrarlos en el sistema de bloques.

A continuación, se realizarán simulaciones incluyendo las líneas de transmisión, de las cuales se comentarán sus propiedades de forma teórica para la comprensión de la elección del sustrato final y se simulará a partir del layout diseñado para cumplir estos objetivos para finalmente comparar los resultados con el modelo físico que se llevará a cabo.

1.4 Capítulo 3

En este capítulo se integra el transmisor y receptor de banda ultra-ancha con la tecnología MIMO sobre el layout directamente, se incluirá además las propiedades del divisor de potencia, así como su adaptación y optimización de potencia y fase en sus salidas y se integrará en el sistema.

Cuando se haya obtenido el modelo de parámetros S del layout, se realizará la simulación con los componentes incluidos como se realizó con el transmisor y el receptor de banda ultra-ancha y una vez se haya construido el modelo físico se compararán sus medidas con las anteriores obtenidas en la simulación.

1.5 Capítulo 4

En este capítulo se realizará un compendio de todo el proyecto, se extraerán las conclusiones oportunas de los diversos aspectos tratados a lo largo del mismo.

Debido a su carácter comercial, se incluirá un presupuesto total del transmisor y del receptor de banda ultra-ancha MIMO y una revisión de sus líneas futuras.

2 Propuesta de Proyecto

El proyecto al que pertenece este trabajo aborda la investigación necesaria para la caracterización de hormigones reforzados con alto contenido en fibra, mediante un radar MIMO de banda ultra-ancha (HORFI) que permite la obtención de imágenes e información acerca de las propiedades de los materiales que componen las estructuras.

Para ello se propone realizar un circuito híbrido con componentes comerciales como prototipo que será integrado con el sistema de procesamiento de señal. Este radar de penetración de superficies usa las propiedades de los pulsos RF y microondas para penetrar en la mayor parte de los materiales no metálicos y así poder estudiar sus estructuras analizando a través de las propiedades de dispersión de las ondas electromagnéticas. Hay distinciones claras entre dieléctricos y conductores, y distinciones entre estos dependiendo de su grado de corrosión, por lo que se puede proporcionar utilizando estas tecnologías una caracterización muy completa del material bajo estudio. En el caso de este radar de penetración de materiales, se plantea además un desafío tecnológico a la hora de crear el sistema transmisor. En el proyecto se prevé utilizar múltiples antenas, con un ancho de banda muy elevado. Esto plantea problemas a resolver desde el punto de vista de la linealidad, prestaciones, simetría e integración que se vuelven especialmente agudos, cuando, como en este caso, el equipo resultante debe ser apto para el trabajo de campo.

El objetivo de un radar de penetración de superficies es que, utilizando los pulsos de RF y microondas, penetra en el suelo y en la mayoría de los materiales no metálicos, pudiendo detectar objetos escondidos o investigar la composición interna de las estructuras manteniendo cierta distancia con el objetivo, dependiendo del tipo de aplicación. Para obtener esta información, se aprovecha de las propiedades de dispersión de las ondas electromagnéticas: el objeto es alcanzado por la onda y se mide su reacción a ésta. Generalmente se utilizan conjuntos de más de dos antenas, como en nuestro caso, ya que permite escanear de una forma más rápida.

Es por ello que la banda ultra-ancha, al tratarse de pulsos cortos y zonas muy localizadas, aporta grandes niveles de precisión, pero pérdidas de dispersión altas, así como, dependiendo de las necesidades, MIMO puede aportar una mayor ganancia en diversidad, mejorando la eficiencia, como veremos más adelante en las definiciones de ambas. Así mismo, son estas características de banda ultra-ancha y tecnología MIMO lo que mayor complejidad le da al frontal de RF en sí mismo, ya que para mantener la diversidad espacial es necesario mantener todas las entradas y salidas separadas, procesándose en paralelo posteriormente. Esto hace que el conjunto deba mantener unas restrictivas condiciones de simetría y equilibrio en fase y amplitud en un gran ancho de banda. Debido a que el radar MIMO dispone de mayor número de grados de libertad y puede enviar señales independientes a cada una de sus antenas, posee mayores prestaciones que el radar basado en “arrays” en fase, cuando la estimación de los parámetros del blanco es importante. Entre las ventajas encontradas caben mencionar: la mejor identificación de blancos; la aplicación directa de técnicas adaptativas para la detección de blancos múltiples y estimación; y la mayor flexibilidad para la conformación del haz [10].

3 Estado del Arte

En los últimos años se han seguido desarrollando diversos diseños de transceptores, así como de los circuitos que los componen, como amplificadores de potencia, mezcladores o amplificadores de bajo ruido (LNA).

Actualmente las tecnologías inalámbricas dominantes como Bluetooth o WLAN están aumentando considerablemente su tasa binaria por lo que la banda ultra-ancha ha quedado de momento mayoritariamente restringida al campo de la investigación y los prototipos, aunque la aplicación que más éxito ha tenido a lo largo de estos años es la del radar en tecnología banda ultra-ancha, apareciendo multitud de publicaciones que desarrollan esta tecnología [2] [3] [4]. Las cualidades de los radares de banda ultra-ancha se reflejan en una cantidad de productos comerciales que los utilizan [5] [6] [7], pero en ninguno de estos casos estos equipos trabajan en la banda alta de 6-9 GHz. En esta banda, que es la utilizada en el proyecto, se pretende tener una mayor precisión y un ancho de banda proporcional más pequeño que en la banda baja ya que se aplica la tecnología MIMO no utilizada en los otros sistemas.

Además, es conocido que las comunicaciones con alto flujo de datos, cercanas a 1 Gb/s, están captando gran interés en las redes de área local (WLAN's), de aplicaciones de audio y video, y de streamings en tiempo real de alta calidad. Para alcanzar el objetivo de hasta 1 Gb/s, se deben utilizar las técnicas más avanzadas, y la solución puede estar en la combinación de MIMO con banda ultra-ancha. Como es sabido, los sistemas de banda ultra-ancha pueden abarcar amplios espectros de frecuencia desde 3.1 a 10.6 GHz en EEUU o de 6 a 9 GHz en Europa, sin embargo, de acuerdo a las regulaciones impuestas por la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) y la Comisión Europea (EC) [8], la densidad espectral de potencia permitida para comunicaciones de banda ultra-ancha está bastante limitada: la FCC se ha comprometido a asegurar que los servicios de seguridad y asistencia, en particular GPS, estén protegidos de interferencias UWB. Esto limita de nuevo la velocidad de transmisión. Incorporando la tecnología MIMO en banda ultra-ancha se puede proveer de una solución viable para este problema de limitación de potencia.

De acuerdo con la ley de Edholm acerca de la velocidad de transmisión [9], se predice que en un par de años las velocidades en interiores alcancen varios Gigabits por segundo, por lo que, aunque la banda ultra-ancha ofrece un ancho de banda enorme y diversidad en el dominio del tiempo, se requerirá aún más ancho de banda en el futuro. Por lo tanto, si se puede mostrar que la capacidad del canal de banda ultra-ancha depende del número de antenas transmisoras y receptoras, entonces esta velocidad de datos aumentará considerablemente si se combina con la tecnología MIMO, lo cual es un desafío actualmente.

En general, la tecnología de banda ultra-ancha se ha extendido en el uso de radares y sensores en los últimos 30 años, siendo los cambios más significativos a partir del 2002, cuando comenzó la regulación ya comentada, sin embargo, su combinación con MIMO aún está en plena infancia. La razón puede ser bien porque MIMO puede ser considerada una tecnología reciente, y que además los canales de banda ultra-ancha poseen una ganancia en diversidad elevada debido a sus abundantes efectos multicamino. Esto hace pensar si es necesario realmente hacer esta combinación. Es el objetivo de este proyecto dar pie a que la combinación de las tecnologías MIMO y banda ultra-ancha puede ser una poderosa candidata para transmisiones de penetración de superficies y además de ratios elevados de transmisión de datos en un futuro cercano.

Por último, comentar que una de las aplicaciones más importantes de la combinación de ambas tecnologías, es el radar de penetración de superficies, del que forma parte el proyecto, una técnica de imagen radar que puede emplearse para el diagnóstico y ensayo no destructivo de estructuras formadas por dieléctricos como las que se encuentran en las estructuras de hormigón. En tiempos

recientes se han aplicado al análisis de estructuras y materiales de construcción, imagen a través de paredes, tomografía médica y otras aplicaciones. Los sistemas más avanzados empiezan a realizar la combinación de diversas técnicas para realizar estas funciones. En el proyecto se pretende obtener con la combinación de ambas tecnologías, una imagen de alta resolución que caracterice la distribución y composición de los materiales bajo estudio [10].

En el siguiente capítulo se investigarán los beneficios de combinar ambas tecnologías, banda ultra-ancha (UWB, sus siglas en inglés) y MIMO (Multiple Inputs, Multiple Outputs), así como sus aspectos más importantes.

Capítulo 1

1 Definición de Radar de Penetración UWB

Un radar de penetración de superficies tiene como propósito la exploración y monitoreo bajo la superficie, permitiendo conocer la estructura interna sin intervención física. Al tratarse de tecnología de banda ultra-ancha, utiliza pulsos electromagnéticos para adquirir información sobre la superficie. En este proyecto, estas ondas electromagnéticas son radiadas por cinco antenas transmisoras, viajan a través del material a una velocidad determinada por las propiedades eléctricas del material, y si es interrumpida por un objeto o un medio con diferentes propiedades eléctricas, entonces parte de la energía de la onda es reflejada o dispersada de vuelta a la superficie del material, mientras que parte de la energía continúa viajando. La onda que es reflejada a la superficie es captada por cinco antenas receptoras y guardada en el dispositivo para un posterior análisis.

El rendimiento del radar de penetración de superficies depende de la superficie y las condiciones de la sub-superficie, que pueden variar las especificaciones o requerimientos para la información que deseamos obtener, como reflexiones, profundidad o resolución. La habilidad de detectar objetos depende de la longitud de onda de la señal, mejorando la calidad de imagen a medida que baja la longitud de onda, es decir, sube la frecuencia. Pero a muy altas frecuencias puede que no profundice lo que se desea por lo que hay que llegar a un equilibrio profundidad-calidad de imagen. La madurez de esta tecnología ha facilitado que el radar de penetración de superficies tenga ciertas ventajas: primero, puede localizar y caracterizar objetos metálicos y no metálicos, siendo la superficie no metálica; generar una imagen en función de sus variaciones dieléctricas es posible normalmente debido a que la longitud de onda del radar es menor que el objeto a estudiar; finalmente un radar de penetración de superficies puede tener un peso bastante ligero para facilitar el escaneo de la superficie bajo estudio. Pese a ello existen factores que limitan su funcionamiento, como su dificultad a actuar en superficies no homogéneas, en las que puede dar falsa alarma y que se debe llegar al equilibrio previamente dicho.

El radar de penetración más común utiliza impulsos para un estudio de corto rango mediante onda continua. Un radar de penetración UWB significa que utiliza pulsos electromagnéticos ultra cortos, que, al contrario que con la onda continua, se pueden obtener más datos, características y más información del objetivo siempre que se encuentre en un rango relativamente corto, con una precisión bastante elevada.

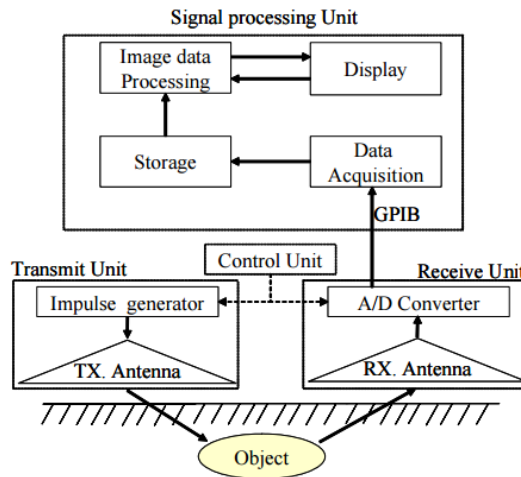


Ilustración 1 Diagrama de Bloques de un Radar de Penetración [12]

2 Tecnologías Aplicadas

En este capítulo se investigarán los beneficios de combinar UWB y MIMO. Se remarcarán los aspectos más importantes de cada tecnología para este proyecto: marco histórico, definición, parámetros característicos, aplicaciones, ventajas y desventajas, y normativa vigente. A continuación, se comentarán los aspectos más importantes de combinación de ambas tecnologías.

2.1 Introducción a Sistemas UWB

En este apartado se perfilarán las propiedades de los sistemas UWB, con detalles de cada una de sus características.

Primero, tras definir lo que es la banda ultra-ancha y darle un marco histórico, se examinará el perfil de un pulso de banda ultra-ancha en el dominio del tiempo y veremos que contiene su espectro. Generalmente, pulsos extremadamente cortos con tiempos de subida y bajada rápidos tienen un amplio espectro, pero contienen muy poca energía. Además, se examinarán los aspectos reglamentarios de este tipo de sistemas. A continuación, se verá porque los pulsos UWB al ser tan cortos pueden ser filtrados o ignorados. Estos pulsos pueden ser fácilmente caracterizados frente a reflejos del, en este caso, negativo efecto multicamino, debido a su resolución temporal.

Además, los pulsos de UWB permiten a las señales propagarse de forma efectiva a través de medios sólidos como ladrillos u hormigón. El gran ancho de banda de estos sistemas significa que se pueden alcanzar grandes velocidades de datos, y por tanto gran capacidad espectral.

Por último, destacar que los sistemas UWB no necesitan caros componentes como moduladores o demoduladores, lo cual reduce su coste significativamente, así como su tamaño, peso y consumo de potencia [11].

2.2 Definición de UWB

Una transmisión de un sistema UWB, por definición [12, 13], es un sistema de radio cuyo ancho de banda 10 dB (Ecuación 1.1) es al menos 500 MHz o cuyo ancho de banda fraccional (Ecuación 1.2) es al menos del 20%.

Ecuación 1 Ancho de Banda UWB

$$f_H - f_L > 500 \text{ MHz}$$

$$\frac{(f_H - f_L)}{(f_H + f_L)/2} > 0.2$$

Es un sistema que puede coexistir con otros tipos de sistemas de radio de banda estrecha. Por lo tanto, su densidad espectral de potencia está estrictamente limitada por autoridades competentes. En Europa, puede usarse una banda de frecuencias desde 1.6 a 10.6 GHz [Ilustración 1].

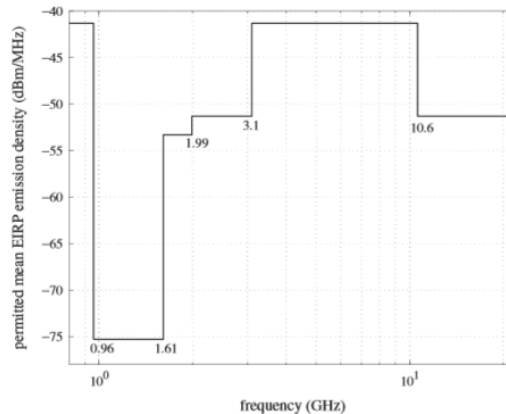


Ilustración 2 Marco Espectral para Aplicaciones Interiores UWB en Europa [8]

Hay dos aproximaciones para implementar este tipo de sistemas de radio: la primera es la aproximación basada en el impulso de radio, donde unos trenes de pulsos muy cortos en el tiempo se utilizan para transmitir datos a través de la antena sin portadora. La segunda es la basa en multibanda, donde la información es multiplexada en sub-bandas frecuenciales desde 3.1 a 10.6 GHz, donde cada sub-banda tiene 528 MHz. En cada sub-banda la información es transmitida utilizando tecnología OFDM.

2.3 Marco Histórico del Desarrollo UWB

La tecnología UWB es vista por muchas personas como una nueva tecnología, en el sentido de que provee altas velocidades, dispositivos más reducidos y otras aplicaciones que no se podían llevar a cabo antes. Sin embargo, UWB es una tecnología que no tiene propiedades físicas descubiertas recientemente.

Aunque el método dominante de comunicaciones inalámbricas actualmente es mediante ondas sinusoidales, las primeras comunicaciones se realizaron mediante pulsos, concretamente a partir de que Heinrich Hertz utilizara cargas para producir ondas electromagnéticas que ahora se conocen como ruido coloreado. Es en la década de 1960 cuando se comenzaron a utilizar pulsos de nanosegundos que darían paso al desarrollo de la banda ultra-ancha. En particular, los estudios de esta tecnología se pretendían aplicar al desarrollo del radar, debido a los resultados que se obtenían cuando con componentes de baja frecuencia, se conseguía una gran penetración en materiales.

Entre las aplicaciones más comunes que les esperaban a los sistemas UWB, se encontraban los sistemas anticolidión para los vehículos, sistemas de posicionamiento, sensores de nivel de fluido y diversos proyectos clasificados de categoría militar. Es en 1990 cuando se empezaron a crear sistemas de uso mayormente comercial, incluso orientado a las comunicaciones, pero este proyecto se centrará en la aplicación radar de penetración de superficies.

2.4 Densidad Espectral de Potencia en Sistemas UWB

La densidad espectral de potencia de un sistema UWB es por lo general considerada extremadamente baja, especialmente en aplicaciones de comunicaciones. La densidad espectral de potencia (DEP) está definida como:

Ecuación 2 Densidad Espectral de Potencia

$$DEP = \frac{P}{B}$$

Dónde P es la potencia transmitida en vatios (W), B es el ancho de banda de la señal en hertzios (Hz), y la unidad de densidad espectral de potencia DEP está medida en vatios partido por hertzios (W/Hz).

Históricamente, las comunicaciones inalámbricas solo se utilizaban en banda estrecha y con relativa elevada densidad espectral de potencia. Visto de otra forma, desde que se conoce que la frecuencia y el tiempo son inversamente proporcionales, los sistemas sinusoidales tienen una banda estrecha B y una duración de tiempo larga t. Para un sistema UWB los pulsos tienen una duración pequeña t y un ancho de banda elevado B. En la siguiente tabla podemos observar una comparativa entre un sistema de banda estrecha, uno de banda ancha, y otro de banda ultra-ancha:

Tabla 1 Comparación de D.E.P. de Varios Sistemas Inalámbricos.

Sistema	Potencia de Transmisión (W)	Ancho de Banda (Hz)	D.E.P. (W/Hz)	Clasificación
2G	10 mW	8.33 kHz	1.2	Banda estrecha
802.11a	1 W	20 MHz	0.05	Banda ancha
UWB	1 mW	7.5 GHz	0.013	Banda ultra-ancha

La energía utilizada para transmitir una señal inalámbrica no es infinita y debería ser lo más baja posible. Si se fija la cantidad de energía, se puede transmitir una gran cantidad de energía en un ancho de banda pequeño, o una pequeña cantidad de energía en un ancho de banda elevado. La cantidad de potencia se puede calcular como el área en una gráfica que compare frecuencia y DEP. Para UWB la energía se reparte en una gran superficie causado por el elevado ancho de banda, con una DEP bastante pequeña.

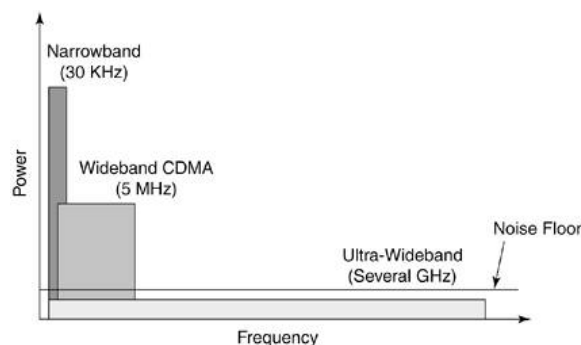


Ilustración 3 D.E.P. de Diferentes Sistemas [12]

Uno de los principales beneficios de la baja densidad espectral de potencia, es la baja probabilidad de detección, que es una de las principales ventajas de esta tecnología y uno de los mayores intereses de sus aplicaciones en el ámbito militar. Esto también influye a este proyecto en el sentido de influir de forma no significativa en otro tipo de sistemas, sin interferir al ser detectados por los mismos como si fuera ruido blanco.

En cuanto a la forma del impulso, el más típico en este caso debido a la su sencillez de generación, es un pulso cuadrado en el que los tiempos de subida y caída y los efectos de filtrado le dan una forma algo más redondeada [Ilustración 4a], denominado *pulso Gaussiano doble*. Por lo tanto, el espectro de este pulso es lo que da nombre a la banda ultra-ancha, como podemos observar en la [Ilustración 4b].

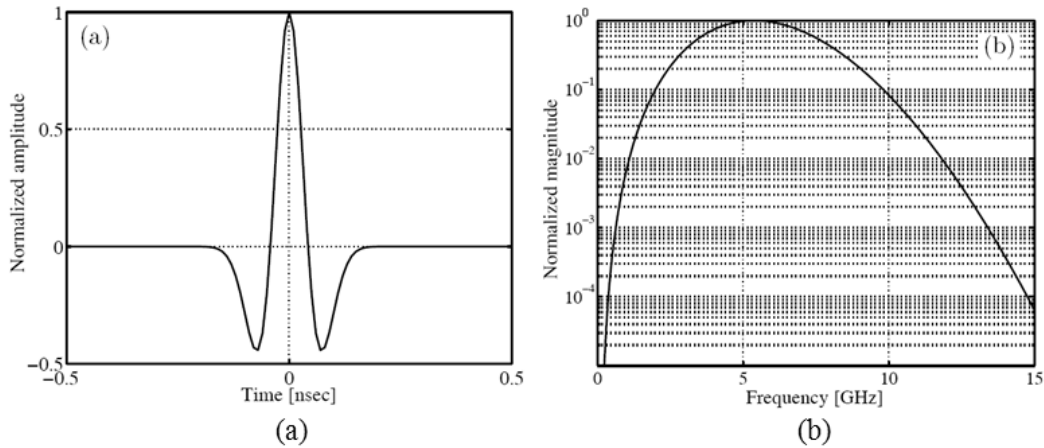


Ilustración 4 Ejemplo Pulso Gaussiano Doble Utilizado en UWB [12]

2.5 Multicamino

El multicamino es el nombre dado al fenómeno dado cuando las señales de radio llegan a las antenas receptoras por dos o más caminos y en diferentes tiempos [14]. Este efecto, causado por la reflexión, absorción, difracción y desvanecimientos de la energía electromagnética en los objetos entre el transmisor y el receptor, pueden causar problemas en la recepción de la señal. Además, dependiendo de dónde se encuentren dichos objetos, pueden producir un retardo en la señal provocando que llegue la misma señal al receptor por diferentes caminos, y por tanto en diferentes instantes.

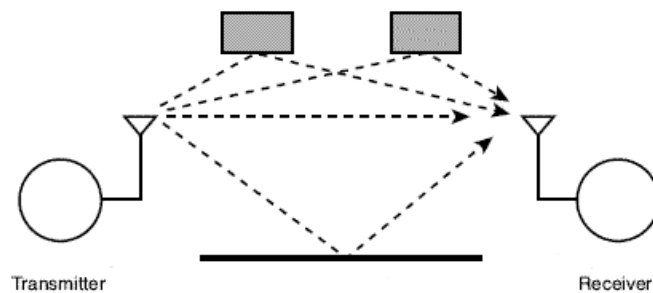


Ilustración 5 Escenario Multicamino [12]

Los sistemas UWB son normalmente caracterizados por ser resistentes o inmunes al multicamino. Si se observan los pulsos descritos anteriormente, se puede ver que si dos pulsos son recibidos con un intervalo de tiempo menor al de la duración del primero estos interferirán, en cambio no ocurrirá si el tiempo es mayor. Por lo tanto, la distancia de separación entre pulsos requerida decrece con el ancho del pulso en el dominio del tiempo, esta es una de las razones por la que los pulsos son tan estrechos, sobre todo en interiores.

Otro método utilizado son los *duty-cycles*, enviar los pulsos con un intervalo mayor al del tiempo máximo esperado por el multicamino. Este método no es viable en lugares en los que la velocidad de transmisión sea un factor crítico.

2.6 Características de Penetración

Uno de los beneficios más importantes de los sistemas de comunicaciones de banda ultra-ancha, y uno de los que más se ha intentado mejorar, es la habilidad de los pulsos para penetrar en muros, puertas y otros objetos con facilidad, en un entorno cerrado y de poco rango.

La frecuencia f , la longitud de onda λ y la velocidad de la luz c , se relacionan de la siguiente forma:

Ecuación 3 Relación Entre la Longitud de Onda y la Frecuencia

$$\lambda[\text{m}] = \frac{c[\text{m/s}]}{f[\text{Hz}]}$$

En otras palabras, a medida que la frecuencia crece la longitud de onda se acorta, y para bajas frecuencias, la longitud de onda es mucho más grande.

Los pulsos de banda ultra-ancha están compuestos por un amplio rango de frecuencias, como se vio en la *Ilustración 4*. Una de las características de las comunicaciones UWB es su habilidad de “atravesar muros”, especialmente en comparación con las comunicaciones inalámbricas de área local IEEE 802.11. La capacidad de penetración de la UWB viene de los componentes de frecuencia baja, torno a 1 GHz, aunque en los últimos años se ha incrementado a 6 GHz.

2.7 Capacidad Espectral y Espacial

Otra propiedad básica de los sistemas UWB es su alta capacidad espacial, medida en bits por segundo por metro cuadrado (bps/m²). La capacidad espacial es un término que apareció al querer indicar que a cortas distancias puede existir gran tasa binaria.

La capacidad espacial puede ser calculada como la máxima tasa de datos de un sistema dividido por el área por el que está transmitiendo. El área de transmisión puede ser calculado a partir de un área circular con el transmisor en el centro.

Ecuación 4 Capacidad Espacial

$$\text{Capacidad Espacial} \left[\frac{\text{bps}}{\text{m}^2} \right] = \frac{\text{máxima tasa binaria} [\text{bps}]}{\text{área} [\text{m}^2]}$$

Otra forma de medir esta capacidad es a partir de su capacidad espectral, medida en bits por segundo por hertzio (bps/Hz), ya que el espectro es aún más limitante que el área.

Ecuación 5 Capacidad Espectral

$$\text{Capacidad Espectral} \left[\frac{\text{bps}}{\text{Hz}} \right] = \frac{\text{máxima tasa binaria} [\text{bps}]}{\text{Ancho de Banda} [\text{Hz}]}$$

La potencia en cambio apenas es limitante ya que en sistemas UWB debe ser siempre baja.

2.8 Velocidad de transmisión

Otra de las ventajas de la tecnología UWB es su alta velocidad de transmisión. Aunque otros sistemas están en constante desarrollo, la mayoría de las aplicaciones UWB utilizan velocidades

de entre 100 y 500 Mbps, cien veces más velocidad que el Bluetooth o casi diez la red inalámbrica de área local 802.11a, aunque los rangos más elevados para 110 Mbps no rondan los 10 metros.

2.9 Coste y Tamaño

Entre las ventajas más importantes de los sistemas UWB se encuentran también su baja complejidad de diseño y sobre todo bajo coste de componentes, al ser mayormente digital y evitar componentes de modulación, siendo su diagrama de bloques básico un generador de pulsos, un circuito de sincronización y una antena, aunque para alcanzar velocidades elevadas puede complicarse un poco el diseño. Este apartado será comentado al final del proyecto en el que se elaborará un presupuesto aproximado.

En cuanto al tamaño, al tener escasos componentes pasivos y ser mayormente chipsets, el tamaño queda limitado por la antena. En general hay que comentar que, al tratarse de los componentes mencionados, su consumo es también bastante bajo, normalmente menor a 100 mW.

3 Introducción a Sistemas MIMO

En este apartado se perfilarán las propiedades de los sistemas Multiple Input Multiple Output (MIMO), con detalles de cada una de sus características.

Siguiendo el mismo esquema que en la introducción a sistemas UWB, tras definir lo que es la tecnología MIMO y darle un marco histórico, se explicará el modelo de un sistema MIMO, las ganancias que estos sistemas nos pueden facilitar dependiendo de nuestros objetivos: ganancia de array si queremos que cada antena nos aporte información independiente; ganancia de diversidad si queremos obtener la misma información si queremos combinar adecuadamente realizaciones del canal independientes y obtener una distribución de la SNR equivalente más favorable; o ganancia de multiplexado, en la que se puede aumentar la tasa binaria descomponiendo el canal MIMO.

En este proyecto tiene especial importancia esta tecnología puesto que mejorará la diversidad, permitiendo una fácil corrección de errores del sistema RF y de propagación. Es también importante que siendo un radar MIMO se dispone de mayor número de grados de libertad y se puede enviar señales independientes a cada antena, aprovechándonos entonces de la mencionada ganancia de array que explicaremos más adelante. De la misma forma la tecnología MIMO supone una mejora, como aprovechar la propagación multicamino para incrementar la tasa de transmisión y reducir la tasa de error, es decir, aumentar la eficiencia espectral por medio de la utilización del dominio espacial, lo cual mejora las prestaciones de los radares comerciales.

3.1 Definición de un Sistema MIMO

Un sistema MIMO está definido como una conexión punto a punto de comunicaciones con múltiples antenas tanto en transmisión como recepción [15]. El uso de múltiples antenas tanto en el transmisor como en el receptor mejora el rendimiento de la diversidad sobre sistemas MISO, SIMO o SISO. En particular, los sistemas MIMO pueden mejorar la velocidad de transmisión de datos de forma significativa sin aumentar la potencia de transmisión o el ancho de banda. El coste de mejorar esta tasa es mayormente económico al tener que desplegar un mayor número de antenas, además de que el sistema tendrá un mayor tamaño y requerirá un procesamiento de señal multidimensional mayor.

Un canal de comunicaciones punto a punto con n antenas transmisoras y m receptoras puede representarse de la siguiente forma:

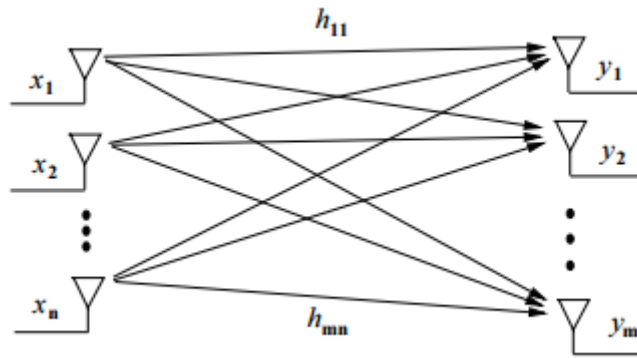


Ilustración 6 Sistema MIMO [28]

Además, este sistema puede representarse con el siguiente modelo discreto en el tiempo:

Ecuación 6 Modelo Discreto en el Tiempo del Sistema MIMO

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{m1} & \cdots & h_{mn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ \vdots \\ N_m \end{bmatrix}$$

O simplemente como $y = Hx + N$ (5). Dónde x representa el símbolo n -dimensional transmitido. N es el vector del ruido blanco Gaussiano aditivo m -dimensional y la matriz del canal H_{ji} consiste en la representación de la ganancia del canal de la antena j a la antena i . En general R símbolos por segundo se pueden dividir en r en paralelo con una tasa de R/r símbolos/s. En este caso tanto el receptor como el transmisor conocen la respuesta del canal en cada instante de tiempo.

Una vez está entendido este caso, queda introducir el concepto de desvanecimiento. El desvanecimiento explicado de forma sencilla es una degradación intolerable de la tasa de error de bit (BER), una atenuación muy grande durante un intervalo de tiempo desconocido del que no se conoce su duración ni cuándo va a ocurrir. De todas formas, mediante distribuciones de probabilidad de Rayleigh y Rice se pueden modelar los desvanecimientos de pequeña escala pudiendo evitar que en algunos casos sean muy problemáticos. Utilizando tecnología MIMO además se pueden evitar completamente si se envía la misma información por todas las antenas, ya que es muy improbable que se produzcan desvanecimientos en todas las transmisiones a la vez si se mantiene una separación entre antenas adecuada, como se verá más adelante.

3.2 Marco Histórico de la Tecnología MIMO

La tecnología MIMO comienza en 1908 cuando Marconi hizo uso de la misma para reducir pérdidas por desvanecimiento. En 1970, la tecnología MIMO fue recomendada para los dispositivos inalámbricos, en especial los móviles y radares.

Dependiendo de la configuración de las antenas, se puede agrupar en dos escenarios el trabajo realizado en los radares MIMO. El primer escenario, la transmisión para localizar objetos utilizando antenas bastante separadas. Los objetivos eran cuerpos complejos con altas componentes multicamino distribuidas a lo largo de todo el objetivo. Se demostró que pequeños cambios en la orientación del radar u objetivo producían enormes cambios en la energía reflejada por el objetivo. Este tipo de radar se conoció como radar MIMO de gran apertura de array.

En el segundo tipo, las antenas tanto del transmisor como del receptor están lo suficiente cerca unas de otra de tal manera que todas las antenas detectan al objetivo de manera similar. Este radar

es conocido como radar coherente MIMO o de apertura pequeña. Transmitiendo señales independientes, la geometría de los arrays transmitidos o recibidos pueden ser explotados para formar un array virtual que mejora el rendimiento total del radar, pero es necesario un movimiento ya sea del propio radar como del objetivo.

En este proyecto se trabajará con un radar de pequeña apertura, pero el objetivo del MIMO será otro mucho menos utilizado, aprovechar las ganancias propias de la tecnología MIMO para aprovechar al máximo el rendimiento de la banda ultra-ancha.

3.3 Ventajas de la Tecnología MIMO

En cuanto a las ventajas de la Tecnología MIMO, se debe mencionar:

3.3.1 Aprovechamiento del Desvanecimiento. Ganancia de Diversidad

Pese a lo negativo del concepto del desvanecimiento, es posible aprovechar las componentes multicamino para recuperar la señal, ya que al ser independientes tiene baja probabilidad de sufrir un desvanecimiento profundo simultáneamente. Combinando adecuadamente señales que sufren desvanecimientos independientes es posible aprovechar la diversidad de camino.

Para explotar esta *Ganancia de Diversidad* es necesario que las antenas estén suficientemente separadas, aproximadamente media longitud de onda:

Ecuación 7 Condición MIMO: Distancia Entre Antenas

$$d. \text{ entre antenas} = \frac{\lambda_c}{2} = \frac{c/f_c}{2} = 2,14 \text{ cm}$$

La diversidad consiste en transmitir/recibir la misma información en distintos canales, los cuales pueden sufrir estos desvanecimientos, pero de manera independiente. Aunque existen dos tipos de diversidad, macrodiversidad para desvanecimiento lento, y microdiversidad para desvanecimiento rápido, nosotros nos centraremos en el segundo caso, ya que los posibles “obstáculos” serán de pequeño tamaño. En la matriz que observamos anteriormente, cada término representa un camino de señal distinto, afectado por las antenas de tx/rx y la propagación.

Se puede considerar entonces que el incremento de la curva de BER en presencia de desvanecimiento es la *Ganancia de Diversidad*, la cual produce una distribución más favorable de la SNR equivalente, al combinar adecuadamente realizaciones del canal independientes.

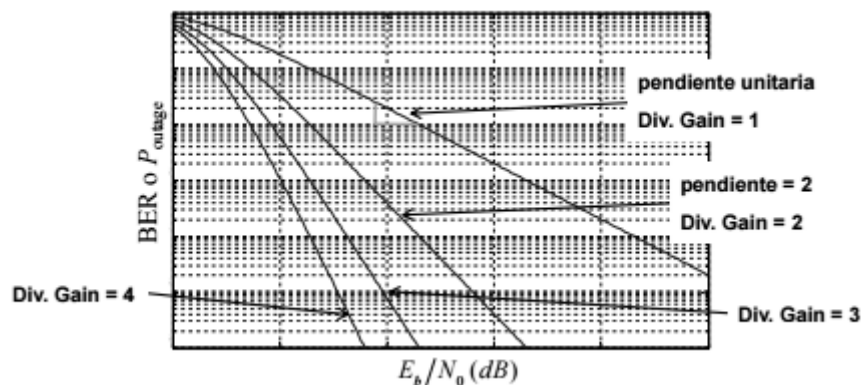


Ilustración 7 Relación entre el Número de Antenas, la Ganancia en Diversidad y la VER [14]

En la anterior ilustración podemos observar como a mayor número de antenas, se necesita una SNR menor para conseguir una BER óptima, esta relación es la *Ganancia en Diversidad*.

3.3.2 Aprovechamiento de la codificación. Ganancia de Array

Si se realiza un procesamiento correcto tanto en transmisión como en recepción se puede conseguir un aumento de la SNR total recibida. Esta relación está denominada *Ganancia de Array*. Transmitir y recibir en array requiere conocer el canal entre ambos sistemas y depende totalmente del número de antenas que componen dicho array.

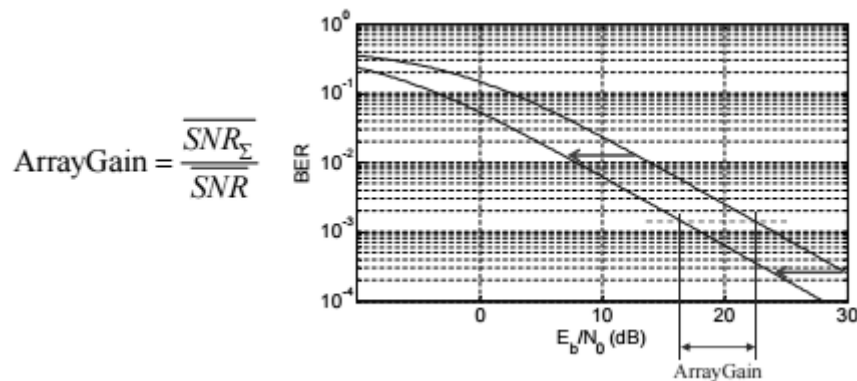


Ilustración 8 Ganancia de Array [14]

Como se observa en la imagen, la *Ganancia de Array* es el incremento de la SNR promedio equivalente con respecto a la SNR que se obtiene cuando se hace uso de una única realización del canal. Se puede conseguir este tipo de ganancia con o sin desvanecimiento.

3.3.3 Ganancia de Multiplexado

Esta técnica aprovecha que se pueden establecer varios canales paralelos entre la estación base y el terminal, obteniéndose un aumento en la tasa de datos sin tener que emplear un mayor ancho de banda. Para poder obtener beneficio de esta técnica es necesario que el canal sea rico en multirrayecto, y que los distintos trayectos lleguen al receptor con una SNR significativamente alta.

Esta técnica permite crear R trayectos paralelos desacoplados entre sí de manera que se obtiene una ganancia en eficiencia espectral igual al número de caminos independientes R. El máximo número de caminos independientes será el mínimo entre antenas en transmisión y recepción.

3.3.4 Diversidad Frecuencial y Temporal

Estas dos técnicas se basan en el principio de transmitir la misma información de diferentes formas [16].

En la *diversidad frecuencial* se transmitirá la misma información simultáneamente en diferentes frecuencias portadoras, siempre y cuando la separación de portadoras sea mayor que el ancho de banda de coherencia del canal.

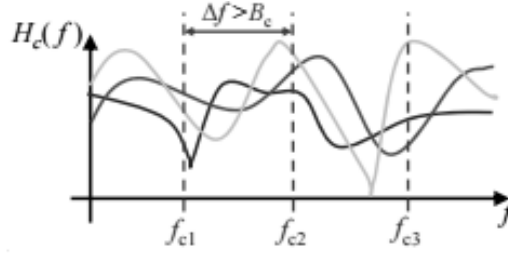


Ilustración 9 Diversidad Frecuencial [14]

La problemática reside en que es necesario procesar adecuadamente y se puede producir una pérdida en la tasa binaria.

En la *diversidad temporal* se realiza la transmisión de la misma información en instantes diferentes siempre que se dé la condición práctica de que la diferencia de tiempo entre transmisiones sea mayor que el tiempo de coherencia del canal.

$$\Delta t > T_c \propto \frac{1}{\sigma_v} \approx \frac{c}{f_c v}$$

Ilustración 10 Diversidad Temporal [14]

La problemática en este caso reside en que es necesario procesar adecuadamente, es decir, es solo útil en escenarios no estacionarios, es decir, con movilidad. Se produce una latencia en la transmisión y por tanto también es posible la pérdida de tasa binaria.

4 Sistemas MIMO de Banda Ultra-Ancha

La tecnología MIMO de banda ultra-ancha está todavía en el inicio de sus tiempos. La razón puede ser primero, que MIMO en sí mismo es una tecnología joven, y segundo, que los canales UWB poseen gran diversidad pese a sus numerosas componentes multicamino. Esto abre la duda de si es necesario combinar estas tecnologías, aunque en este caso, se cree que puede ser un poderoso candidato puesto que se esperan encontrar altas velocidades en corto rango y se esperar gran diversidad de canal.

Uno de los factores positivos de esta combinación, es que incluso para distancias muy pequeñas entre antenas del sistema MIMO, si se aplica UWB se seguirá encontrando el efecto de la diversidad que puede aprovecharse para aumentar la ganancia. En cuanto a la capacidad de canal del sistema MIMO de banda ultra-ancha, para un radar de N_t antenas transmisoras y N_r receptoras, las capacidades del canal aumentan linealmente con N_r . Sin embargo, para el caso MISO no es siempre beneficioso.

Se puede encontrar en un estudio [17] que la probabilidad de corte decrece con el número de antenas transmisoras cuando la tasa de comunicación es menor que la tasa de transmisión crítica, pero aumenta si ocurre, al contrario. Esta tasa de transmisión crítica está determinada por la potencia de desvanecimiento y la SNR del sistema transmisor. Se puede decir que no es beneficioso utilizar múltiples antenas transmisoras cuando la velocidad de transmisión es mayor que la tasa crítica o equivalente si la potencia de transmisión es baja. De todas formas, existe otro factor limitante, el campo de dispersión, que, junto con el número de antenas receptoras y transmisoras, limitan la capacidad del sistema en cuanto a que el campo de dispersión establece el número máximo de canales disponibles, por lo que, si se utilizan demasiadas antenas, hará el

mismo efecto que si se disponen de menos, pero distanciadas correctamente en el espacio. Aunque no es aún seguro su aplicación, utilizar OFDM en este sistema puede motivar para explotar el del desvanecimiento sobre la diversidad. El desvanecimiento causado por el multicamino es despreciable para la banda ultra-ancha debido a que utiliza anchos de banda suficientemente amplios.

Del mismo modo, con la SNR típica de un sistema UWB, la tecnología MIMO permite obtener ganancia de multiplexación solo a rangos muy cortos, menores de dos o tres metros, aunque suficientes para la aplicación de este sistema. Aun así se puede aprovechar la ganancia en diversidad que introduce MIMO en UWB para aumentar este rango. Además, aunque la multiplexación espacial es una característica propia del MIMO, la diversidad espacial puede obtenerse con sistemas SIMO también.

En cuanto al este proyecto, la UWB puede abarcar grandes tasas de datos y MIMO puede aumentar la capacidad del canal notoriamente, así como la calidad de transmisión al poder explotar los efectos multicamino y ganancias de diversidad o multiplexado, dependiendo del procesamiento de señal que se aplique. La combinación de ambas técnicas es una excelente opción para transmisiones en interiores. Adicionalmente, el rango de frecuencias, dado posibilita que la distancia entre antenas sea pequeña, consigue así un radar de dimensiones asequibles para su futuro uso. Es por tanto esta combinación un sistema viable, con una buena relación calidad-precio que aún tiene mucho estudio y mejoras por delante.

Capítulo 2

Este capítulo comenzará con la descripción de las condiciones de operación y diagrama de bloques del transmisor y receptor de banda ultra-ancha, de la misma forma se definirán sus componentes y se comentarán sus características más importantes, finalizando con la elección de uno comercial; por último, se realizarán las simulaciones del transmisor y receptor mediante la herramienta ADS y se tomarán medidas del modelo físico, que finalmente se compararán con las simulaciones.

1 Transmisor de Banda Ultra-Ancha

El diseño de un transmisor RF de banda ultra-ancha reúne varios desafíos tanto a nivel de arquitectura como circuital. Este transmisor de banda ultra-ancha realiza la conversión en frecuencias superiores y la amplificación de la señal siempre de forma lo más uniforme posible para una banda muy ancha de frecuencias, por lo que la elección de los componentes que forman los bloques de este transmisor debe ser estudiada correctamente.

1.1 Condiciones de operación

Este transmisor forma parte de un sistema dentro del proyecto HORFI, diseñado con unas condiciones de operación previamente establecidas. Al tratarse de un transmisor de banda ultra-ancha, su ancho de frecuencias de salida RF se encontrará en el rango de 6 a 9 GHz con la que se pretende alcanzar mayor precisión y un menor ancho de banda proporcional que en una banda baja, con una potencia de salida limitada en 13 dBm debido a las interferencias que pudiera provocar el sistema. Esto está establecido por el estándar UWB de la ETSI. Pese que en su entrada en cuadratura IF1 e IF2 el punto de operación nominal abarcará de 12.5 MHz a 530 MHz con una potencia de entrada de hasta -35 dBm.

Es necesario que la potencia de salida sea baja por las interferencias que pudiera causar con sistemas que trabajen en frecuencias de su banda, como WiFi, que trabaja en frecuencias cercanas, pero al tratarse de UWB es común que la señal producida sea interpretada como ruido por sistemas ajenos.

1.2 Diagrama de Bloques del Circuito Transmisor

El transmisor consta de un filtro paso bajo y un amplificador de IF para cada rama en fase/cuadratura, un mezclador up-converter, un filtro paso banda y por último un amplificador.

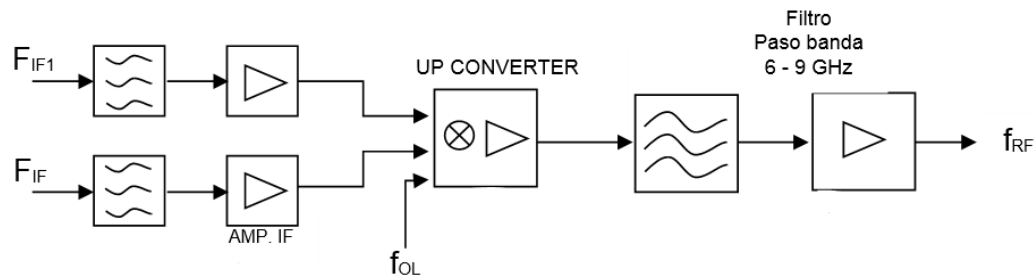


Ilustración 11 Diagrama de Bloques del Circuito Transmisor [10]

Al introducir la señal IF en el transmisor, atravesará un filtro paso bajo ya que la señal será introducida con una frecuencia menor de 500 MHz, de esta forma las señales no deseadas como la señal imagen o las interferencias serán atenuadas; una vez atraviesa el filtro, las señales introducidas serán amplificadas por un amplificador de ganancia lineal. El principal motivo de introducir el amplificador IF es que la señal introducida posee una potencia bastante baja, y al pasar por el filtro, aunque esté dentro de la banda menos afectada por la atenuación, parte de la potencia se disipa en él.

A continuación, la señal en fase/cuadratura IF con más potencia y a una frecuencia mucho más elevada que la señal IF son introducidas en un mezclador “up-converter” activo. Este tipo de mezclador se caracteriza por ser el encargado de subir en frecuencia la señal. Es un elemento activo no lineal debido a que añade términos cuadráticos a la señal original y además la amplifica. Tras el mezclador el siguiente componente es un filtro paso banda de tipo interdigital, centrado en la frecuencia deseada de 7.5 GHz con un ultra-ancho de banda de 3 GHz. Este filtro se encarga de atenuar el ruido provocado por los otros componentes. El último eslabón de este sistema es el LNA (Low Noise Amplifier), un amplificador que como es de baja potencia de salida se usa el mismo en el receptor para ahorrar en número de componentes, el cual amplifica la señal previamente a ser enviada a la antena con un efecto de ruido introducida por el amplificador muy buena, debido a que tiene una figura de ruido baja y una ganancia lo suficientemente alta.

2 Receptor de Banda Ultra-Ancha

El diseño de un receptor RF de banda ultra-ancha se asemeja al del transmisor, pero en este caso, se realiza una conversión de la frecuencia a la baja.

2.1 Condiciones de operación

Al igual que el transmisor, este receptor forma parte de un sistema dentro del proyecto HORFI, diseñado con unas condiciones de operación previamente establecidas. En este caso, su ancho de frecuencias de entrada RF se encontrará en el rango de 6 a 9 GHz y su salida de IF entre 12.5 MHz y 530 MHz.

Es necesaria una amplificación elevada en la banda de trabajo puesto que la señal llegará bastante atenuada pese a recorrer poca distancia, debido a que debe atravesar obstáculos.

2.2 Diagrama de Bloques del Circuito Receptor

El receptor consta de un filtro paso banda, un LNA, un mezclador “Down-Converter” con dos salidas I/Q, y finalmente, un filtro paso bajo y un amplificador de IF para cada una de las ramas fase/cuadratura:

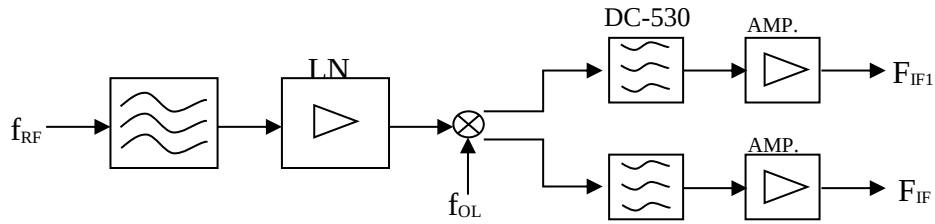


Ilustración 12 Diagrama de Bloques del Circuito Receptor [10]

Al introducir la señal RF reflejada por el objeto bajo estudio en el receptor, atravesará un filtro paso banda interdigital, el mismo que se utiliza en el transmisor a la salida, ya que la señal está comprendida entre 6 GHz y 9 GHz. De esta forma, las señales no deseadas como la señal imagen o las interferencias serán atenuadas; una vez atraviesa el filtro, las señales introducidas serán amplificadas por un amplificador de bajo ruido, pero alta ganancia. Se introduce el LNA (mismo que en el transmisor), ya que la señal recibida posee una potencia bastante baja, y al pasar por el filtro, aunque esté dentro de la banda menos afectada por la atenuación, parte de la potencia se disipa en él.

A continuación, la señal RF con más potencia y a una frecuencia similar a la de OL es introducida junto con ésta en un mezclador “Down-Converter”, en este caso pasivo. Este tipo de mezclador se caracteriza por ser el encargado de bajar en frecuencia la señal a una más manejable, con componentes más baratos y con mayor facilidad de procesamiento. Tras el mezclador, se divide en dos ramas idénticas de IF, fase y cuadratura. El primer componente es un filtro paso bajo, utilizado a la entrada en el transmisor, entre 0 Hz y 530 MHz. El último eslabón de este sistema es un amplificador, el cual amplifica la señal previamente a ser enviada al sistema de procesamiento.

3 Parámetros de Dispersión

En este apartado se presenta el concepto de matriz de parámetros de dispersión o parámetros de Scattering, S, de una red de microondas, así como la definición de los elementos que la integran [18].

3.1 Definición de Matriz de Dispersión

Para introducir el concepto de matriz de dispersión, o matriz de parámetros S, se considerará una red de microondas conectada al exterior mediante N accesos o líneas de transmisión como la siguiente:

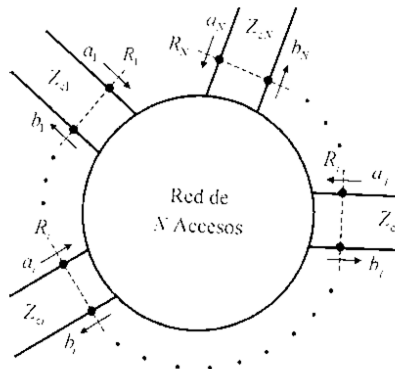


Ilustración 13 Red de Microondas de N Accesos [18]

En cada uno de los accesos de la red mostrada, debe definirse un plano de referencia en el que se consideran las ondas de tensión normalizadas a_i (en dirección entrante al circuito) y b_i (en dirección saliente del circuito). Así pues, la matriz de dispersión del circuito de microondas mostrado permite relacionar las ondas de tensión normalizadas incidentes y reflejadas en cada puerto con los demás puertos, siendo en términos matemáticos de la siguiente forma:

Ecuación 8 Matriz de Dispersión

$$b = Sa \rightarrow \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{pmatrix}$$

Se puede observar que b y a representan vectores columna de dimensiones $N \times 1$ cuyas componentes son ondas salientes (b_i) y entrantes (a_i) de la red, mientras que S forma la matriz de parámetros de dispersión de dicho circuito, que este caso será de tamaño $N \times N$.

Si nos fijamos en la fila j -ésima de la relación matricial definida, la amplitud de la onda de tensión b_j puede expresarse en función de las amplitudes de las ondas incidentes del circuito como se puede observar en:

Ecuación 9 Expresión de la Onda de Tensión Saliente

$$b_j = S_{j1}a_1 + S_{j2}a_2 + \cdots + S_{ji}a_i + \cdots + S_{jN}a_N$$

De donde se despeja fácilmente la siguiente definición del parámetro S_{ji} :

Ecuación 10 Parámetro de Dispersión S_{ji}

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0 \text{ } (\forall k \text{ con } k \neq i)}$$

Siendo necesario que se den las condiciones $a_k = 0$, condición que se consigue si se cargan todos los accesos de la red con sus impedancias características, a excepción del acceso i -ésimo en el que se conectará un generador capaz de producir la onda incidente a_i . De esta forma se pueden calcular también los demás parámetros de dispersión que relacionan las amplitudes de onda salientes con la incidente.

Aunque los parámetros de Scattering se calculan bajo determinadas condiciones de carga, una vez obtenidos permiten representar el comportamiento de un circuito de microondas independientemente de las cargas que se conecten en los extremos de sus accesos, para que ante cualquier condición de carga de la red, el comportamiento de la misma siempre podrá obtenerse a partir de la relación matricial definida, en la que deberá hacerse uso de las relaciones entre ondas incidentes y reflejadas que introduzcan las nuevas condiciones de carga.

3.2 Significado Físico

Considerando de nuevo la red anterior para definir los parámetros de Scattering y con las condiciones de carga de la figura siguiente:

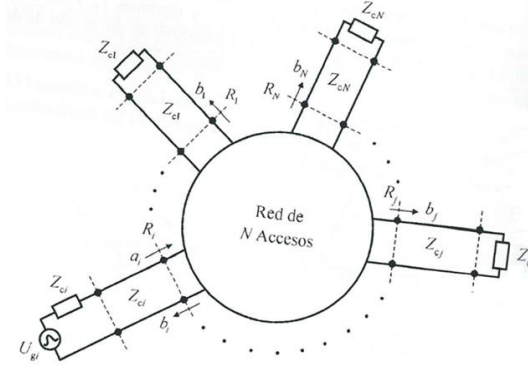


Ilustración 14 Condiciones de Carga de la Red para Obtener la Columna i-ésima de la Matriz S [18]

Se puede expresar el parámetro S_{ii} del siguiente modo:

Ecuación 11 Ecuación del Parámetro S_{ii}

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_k=0 \ (\forall k \text{ con } k \neq i)} = \frac{U_i^- / \sqrt{Z_{ci}}}{U_i^+ / \sqrt{Z_{ci}}} = \rho_i$$

Donde se concluye que es igual al factor de reflexión que se ve en el acceso i -ésimo de la red en dirección entrante estando terminados con las cargas el resto de accesos. Si se toman los módulos elevados al cuadrado junto con las definiciones de potencia [19] se obtiene:

Ecuación 12 Módulo al Cuadrado de S_{ii}

$$|S_{ii}|^2 = \frac{|b_i|^2}{|a_i|^2} = \frac{P_i^-}{P_i^+}$$

Donde las P_i representan las potencias que transportan las ondas incidente y reflejada en el acceso i -ésimo de la red. De este modo, el módulo del parámetro S_{ii} elevado al cuadrado, representa el factor de reflexión, expresado en términos de potencia, que se tiene en el acceso i -ésimo del circuito cuando el resto de accesos tienen las cargas terminadas. En cuanto al parámetro S_{ji} se obtiene:

Ecuación 13 Parámetro S_{ji}

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0 \ (\forall k \text{ con } k \neq i)} = \frac{U_j^- / \sqrt{Z_{cj}}}{U_i^+ / \sqrt{Z_{ci}}} = \tau_{ji}$$

De donde se puede deducir que es igual al factor de transmisión en términos de tensiones, entre los accesos i -ésimo y j -ésimo de la red, estando nuevamente terminados todos los accesos de la red a excepción del i -ésimo. Si se vuelve a hacer el módulo al cuadrado junto con las definiciones de potencia:

Ecuación 14 Módulo al Cuadrado de S_{ji}

$$|S_{ji}|^2 = \frac{|b_j|^2}{|a_i|^2} = \frac{P_j^-}{P_i^+}$$

El módulo del parámetro S_{ji} elevado al cuadrado representa la ganancia en potencia que se produce entre el acceso i -ésimo y j -ésimo de la red bajo condiciones de carga de la anterior figura [13].

3.3 Caracterización de Redes de Dos Accesos

A continuación, se explicarán los parámetros S , necesarios para la caracterización de redes de dos accesos y por tanto imprescindibles para la elección de los componentes utilizados en la simulación del transmisor de banda ultra-ancha. A la hora de simular el componente el proveedor proporciona un archivo de los parámetros S del mismo, y en nuestro caso se definirá como una red de dos accesos (o tres en el caso del balun, aunque siguiendo la misma teoría).

Una red de dos accesos en términos generales es un circuito de microondas que se conecta al exterior mediante dos líneas de transmisión como en la siguiente figura [Ilustración 14]:

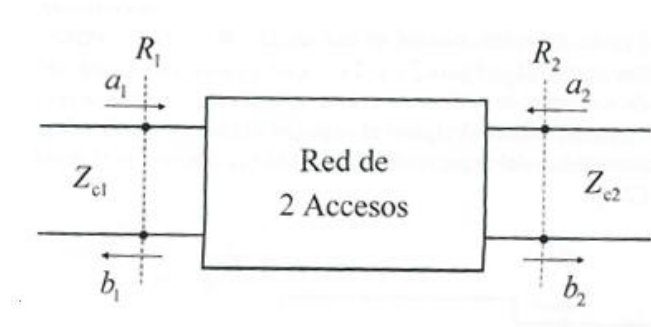


Ilustración 15 Red de Microondas de Dos Accesos [19]

En este caso la matriz S tendrá un tamaño 2×2 y relacionará el vector de las amplitudes de ondas salientes con las ondas entrantes de la siguiente forma:

Ecuación 15 Matriz de Dispersión en Función de las Ondas Entrantes y Salientes

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

Los cuatro parámetros de dispersión que caracterizan a esta red de dos accesos serán números complejos, que, si se escriben en forma polar, el módulo será el factor multiplicativo (ganancia o atenuación) de la señal y el argumento el desfase en las distintas a la diagonal.

4 Componentes Activos y Pasivos del Transmisor de Banda Ultra-Ancha

En este apartado se expondrán las definiciones, características y parámetros más importantes de los componentes elegidos para formar el transmisor de banda ultra-ancha. Además, se seleccionará y comentará el componente comercial que será el elegido para formar el transmisor final. No se mostrará el diseño de estos componentes ya que este trabajo se centra en la integración de estos, no de su creación, aunque sigue siendo importante conocer sus parámetros característicos.

4.1 Filtro Paso Bajo

El primer bloque del transmisor de banda ultra-ancha que se puede encontrar es el filtro paso bajo, tanto en la entrada I como Q. Esto es porque en ocasiones las señales de interés están mezcladas con otras señales en distintas frecuencias y no es posible separarlas por medio de análisis basados en técnicas temporales [20][21].

El filtro tiene la función de cancelar o atenuar unas zonas frecuenciales determinadas dónde la señal deseada no existe y dejar pasar aquellas frecuencias en que la señal deseada tiene su contenido frecuencial, de esta forma podemos mejorar la calidad de las señales ruidosas, reduciendo este ruido; o si se están transmitiendo en distintos canales por el mismo medio de comunicación, poder seleccionar el deseado.

El caso de este transmisor será atenuar posibles ruidos e interferencias fuera de las bandas deseadas. El que se trate de un filtro de paso bajo, significa que la banda de paso corresponderá desde frecuencia de continua, hasta una frecuencia de corte f_c dónde comenzará la banda atenuada. Gráficamente, la función de transferencia de un filtro de paso bajo ideal se puede representar de la siguiente manera:

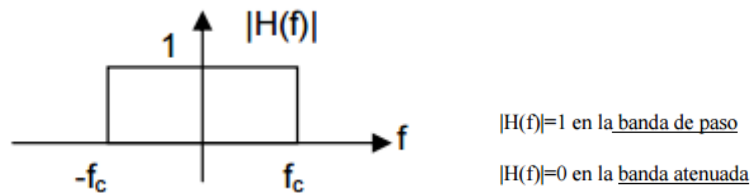


Ilustración 16 Filtro Paso Bajo [20]

Se puede observar que para todas las señales de entrada que pertenecen al rango de frecuencias de paso del filtro, a la salida no se verá disminuida su amplitud y llegará sin atenuación. En un filtro real esto no pasa así, existen atenuaciones en la banda de paso y el ancho de banda del filtro se define de otra manera debido a su corte irregular.

4.1.1 Características de un Filtro

A continuación, se expondrán las características principales que definen un filtro, que serán aplicables además al filtro paso banda que comentaremos más adelante.

Función de Transferencia

La función de transferencia de un filtro es la relación existente entre la salida y la entrada (V_O / V_i). Es una magnitud compleja que se puede representar por la amplitud (ganancia) y el ángulo de fase en función de la frecuencia.

Ecuación 16 Función de Transferencia

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{N(s)}{D(s)}$$

Siendo $N(s)$ y $D(s)$ polinomios en s , los cuales deben cumplir que el orden del numerador sea igual o menor que el orden del denominador. A su vez, el orden de $D(s)$ coincide con el del filtro y de forma general, en un filtro activo dicho orden se corresponde con el número de condensadores del circuito.

Función de Pérdidas

La función de pérdidas se define como la inversa de la función de transferencia.

Orden de un Filtro

El orden de un filtro es el número N de secciones que se requieren para su implementación. El aumento de N mejora su respuesta en frecuencia, aproximándola a la ideal.

Aunque dicho incremento tiene efectos adversos sobre la respuesta temporal y además, provoca que el número de elementos necesarios para su construcción sea mayor. El valor N seleccionado debe satisfacer al menos, las especificaciones particulares de la respuesta en el dominio de la frecuencia del filtro.

Frecuencia de Corte

En los filtros paso bajo y paso alto, la frecuencia de corte f_c se corresponde con el punto donde la ganancia en escala logarítmica cae 3 dB (aproximadamente 0,707 en escala lineal) respecto de su valor máximo tal y como se muestra en la figura (Ilustración 16):

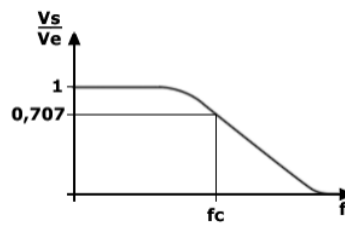


Ilustración 17 Frecuencia de Corte de un Filtro Paso Bajo [20]

Frecuencia Central

En los filtros paso banda y rechazo de banda, es la raíz cuadrada del producto entre las frecuencias de corte inferior f_1 y superior f_2 :

Ecuación 17 Frecuencia Central de un Filtro Paso Banda

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$$

Ancho de Banda 3 dB

Se puede caracterizar un filtro a partir de su ancho de banda 3 dB, denominado BW3dB, siendo el ancho de banda la diferencia entre las frecuencias cuya atenuación se mantiene igual o inferior a 3 dB en comparación con la frecuencia central o de pico f_0 tal y como se observa en la siguiente gráfica:

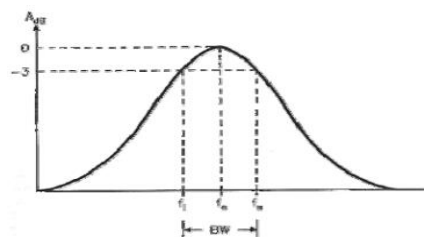


Ilustración 18 Frecuencia Central f_0 y Ancho de Banda de un Filtro Paso Banda [20]

Pérdidas de Inserción

Las pérdidas de inserción son las pérdidas de potencia de señal debido a la inserción de un dispositivo. Son una medida de atenuación y se expresan normalmente en dB. Si estudiamos los parámetros S del filtro, las pérdidas de inserción vienen caracterizadas por el parámetro S_{21} .

Ecuación 18 Pérdidas de Inserción

$$IL = -20 \log_{10} |S_{21}| \text{ dB}$$

4.1.2 Selección de un Filtro Paso Bajo Comercial

Como ya se ha comentado anteriormente, la entrada IF del transmisor y salidas del receptor de banda ultra-ancha será una señal de entre 12.5 MHz y 530 MHz, por lo que el filtro paso bajo debe tener un ancho de banda 3 dB, superior a este margen. Si este ancho de banda es lo suficientemente amplio podremos dar un margen mayor al rizado que pueda tener el filtro, y si posee unas pérdidas de inserción elevadas en las frecuencias no deseadas sería el caso más óptimo.



CASE STYLE: FV1206
PRICE: \$2.99 ea. QTY (20)

Ilustración 19 Filtro LFCN-530+

Es por ello que se ha elegido el filtro paso bajo LFCN-530+, de Mini-Circuits, un filtro paso bajo de IF con banda de paso entre 0 y 530 MHz y unas pérdidas de inserción de 1.2 dB.

Tabla 2 Especificaciones Eléctricas del Filtro LFCN-530+

Parameter		F#	Frequency (MHz)	Min.	Typ.	Max.	Unit
Pass Band	Insertion Loss	DC-F1	DC-530	—	—	1.2	dB
	Freq. Cut-Off	F2	700	—	3.0	—	dB
	VSWR	DC-F1	DC-530	—	1.2	—	:1
Stop Band	Rejection Loss	F3	820	20	—	—	dB
		F4-F5	945-3000	—	40	—	dB
		F6	6000	—	20	—	dB
	VSWR	F3-F6	820-6000	—	20	—	:1

4.1.3 Simulación del Filtro Paso Bajo Comercial LFCN-530+

Una vez seleccionado, procedemos a su simulación. Para ello utilizaremos la herramienta de simulación Advanced Design System 2014, de Agilent [22] (a medida que se avanza en el proyecto se avanza en la versión de ADS hasta la 2016).

El proceso para simular los parámetros S de los componentes comerciales será el siguiente en todos los casos:

1. Tras abrir el *workspace* se creará un nuevo esquemático:

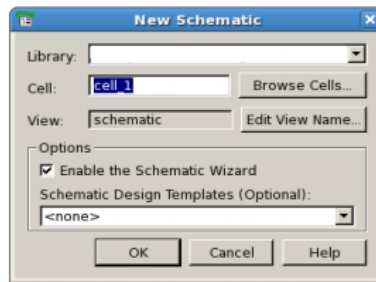


Ilustración 20 Generar Esquemático

2. Una vez abierto, utilizando la paleta de componentes, se selecciona un puerto de un tono $P_1\text{Tone}$, un terminal $Term$ a partir de los cuales se podrán estudiar los parámetros S si se incluye el simulador S_Param .
3. A continuación se añade el componente al que podemos cargar los parámetros S descargados de *Mini Circuits* a con el componente DAC que lee el directorio, añadiendo la dirección del archivo $.S2P$ correspondiente. El esquemático final debería quedar similar al siguiente:

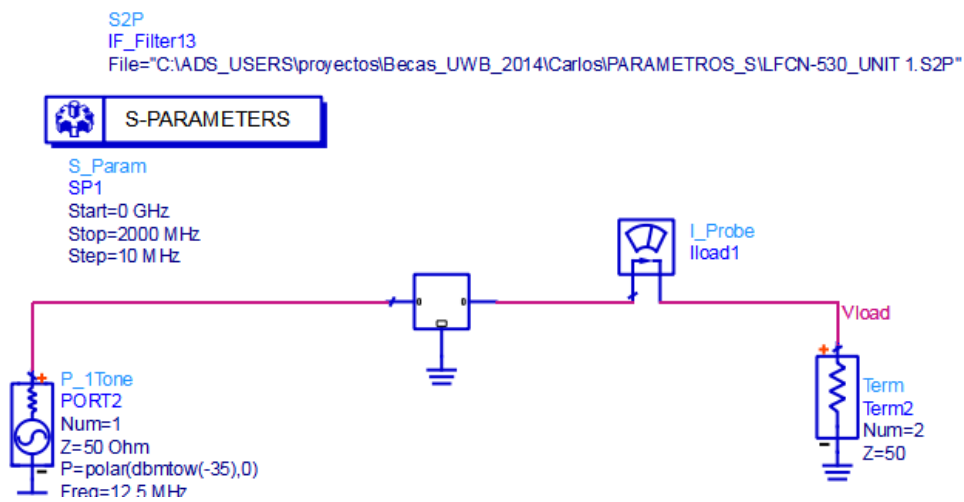


Ilustración 20 Esquemático de Simulación de Parámetros S del Filtro Paso Bajo

4. Por último, se indica en los terminales la impedancia característica, la potencia (a partir de la función $dbmtow$ podemos incluirla en dBm), la fase (a partir de la función $polar$ introducimos el término de potencia en vatios y la fase) y la frecuencia de trabajo.

Una vez se han completado estos pasos se puede dar al botón *Simulate* en la que se abrirá una ventana de *datadisplay* donde se puede utilizar los datos obtenidos (*dataset*) y representarlos. En nuestro caso se quiere observar los parámetros S por lo que se utilizarán dos gráficas y se seleccionarán dichos parámetros representados en dB:

Parámetros S

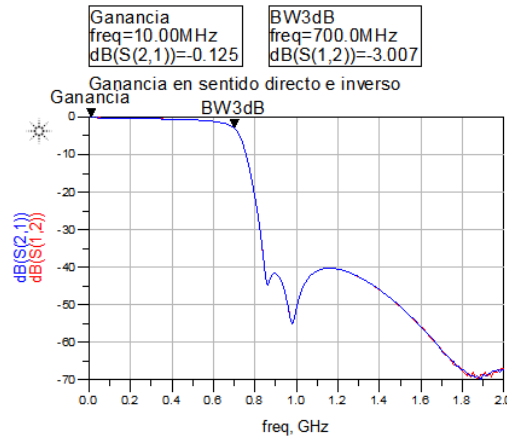


Ilustración 21 Parámetros S21 y S12 del Filtro Paso Bajo

Es posible observar en la Ilustración 22 que como indica el *datasheet* del componente, a partir de la frecuencia de corte $f_c = 700 \text{ MHz}$ el filtro comienza a atenuar por encima de 3 dB, coincidiendo esta frecuencia con el ancho de banda del filtro. Además, como se comentó anteriormente, en la gráfica mostrada se puede observar que aún en la banda de paso se produce una pequeña atenuación.

4.2 Amplificador IF de Ganancia

En el transmisor de banda ultra-ancha, un amplificador es necesario a la entrada debido a la baja potencia de IF que necesita ser amplificada, del mismo modo ocurre a la salida del receptor. El amplificador de potencia se coloca tras el filtro paso bajo para amplificar la señal deseada de baja frecuencia.

En sí, un amplificador, es un elemento clave para construir un sistema de comunicación inalámbrico con éxito. Para minimizar las interferencias y el recircimiento, los transistores que los componen deberían ser lo más lineales posibles. El diagrama de bloques típico de un amplificador de potencia consiste de un transistor, una red de salida, una red de entrada y una bobina que sirve para aislar la continua de la señal IF y un condensador para desacoplar en continua.

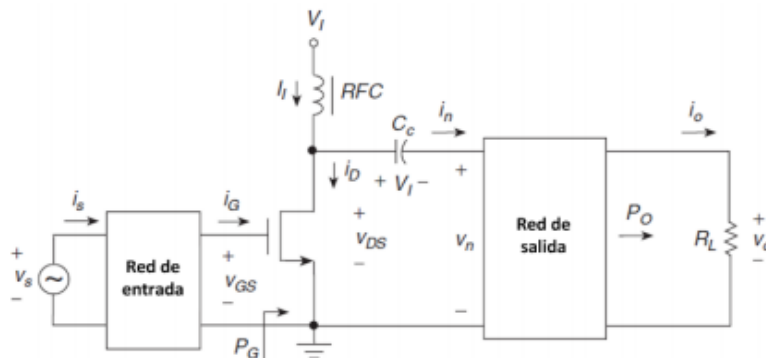


Ilustración 23 Diagrama de Bloques Típico de un Amplificador [23]

4.2.1 Características de un Amplificador

En general, los amplificadores presentan unas características que describen su funcionamiento y limitaciones en una banda de frecuencia [23][24]. Pueden ser descritas en función de múltiples parámetros y dependiendo de la aplicación a la que esté enfocado el amplificador. Para este proyecto se han tenido en cuenta las siguientes propiedades.

Ganancia de Potencia

La ganancia de potencia [23] se refiere a la relación de la potencia incidente al circuito y la potencia entregada en la carga. El factor que afecta su valor principalmente es el desacoplo del dispositivo con el generador y la carga. Se puede representar como:

Ecuación 19 Ganancia en Potencia de un Amplificador

$$G_p = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Delta\Gamma_L|^2} |S_{21}|^2$$

Dónde P_{in} es la potencia entrante al amplificador, P_L la potencia entregada en la carga, Δ es el determinante de la matriz S del amplificador y está dado por:

Ecuación 20 Factor Delta

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Por tanto, si la red está perfectamente adaptada, de la teoría explicada de parámetros S, si los coeficientes de reflexión a la entrada y en la carga son 0, se puede deducir que:

Ecuación 21 Ganancia en Potencia en Función de S21

$$G_p|_{\Gamma_L, \Gamma_s=0} = |S_{21}|^2$$

De la misma forma, cuando las redes de adaptación están presentes, presentan el valor de impedancia por su complejo conjugado, la ecuación puede expresarse como:

Ecuación 22 Ganancia en Potencia

$$G_p|_{conjmatch} = \frac{1}{1 - |\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

Productos de Intermodulación y Rango Dinámico

La intermodulación se produce cuando dos o más señales de diferentes frecuencias son aplicadas a la entrada de un circuito no lineal, como un transistor de RF [23]. Esto provoca la mezcla de componentes de diferentes frecuencias. Por lo que la señal de salida contiene productos de intermodulación, componentes con frecuencias adicionales. Para una entrada con señales a frecuencia f_1 y f_2 , las frecuencias de las componentes de la señal de salida vienen dadas por:

Ecuación 23 Frecuencias de las Componentes de la Señal

$$f_{IM} = nf_1 \pm mf_2$$

El orden de un producto de intermodulación para una señal de dos tonos es la suma de los valores absolutos de los coeficientes n y m.

Si dentro de la banda del receptor estos productos tienen suficiente amplitud, pueden degradar la calidad de la señal. Para medir la distorsión por intermodulación de los amplificadores, el voltaje de entrada viene dado por:

Ecuación 24 Voltaje para Medir Intermodulación

$$v_s(t) = V_{m1} \cos \omega_1 t + V_{m2} \cos \omega_2 t$$

Obteniendo la siguiente salida una vez agrupado su contenido espectral:

Ecuación 25 Salida de Voltaje a la Entrada Anterior

$$\begin{aligned} v_0 = & \left(a_1 V_{m1} + \frac{3}{2} a_3 V_{m1} V_{m2}^2 + \frac{3}{4} a_3 V_{m1}^3 \right) \cos \omega_1 t \\ & + \left(a_1 V_{m2} + \frac{3}{2} a_3 V_{m2} V_{m1}^2 + \frac{3}{4} a_3 V_{m2}^3 \right) \cos \omega_2 t \\ & + a_2 V_{m1} V_{m2} \cos(\omega_2 - \omega_1)t + a_2 V_{m1} V_{m2} \cos(\omega_2 + \omega_1)t \\ & + \frac{3}{4} a_3 V_{m1}^2 V_{m2} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3}{4} a_3 V_{m1}^2 V_{m2} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t \\ & + \frac{3}{4} a_3 V_{m1} V_{m2}^2 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \frac{3}{4} a_3 V_{m1} V_{m2}^2 \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \dots \end{aligned}$$

Este voltaje se puede observar que contiene componentes fundamentales de f_1 y f_2 , armónicos de $2f_1$, $2f_2$, $3f_1$, $3f_2$... y productos de intermodulación (Ec. 16).

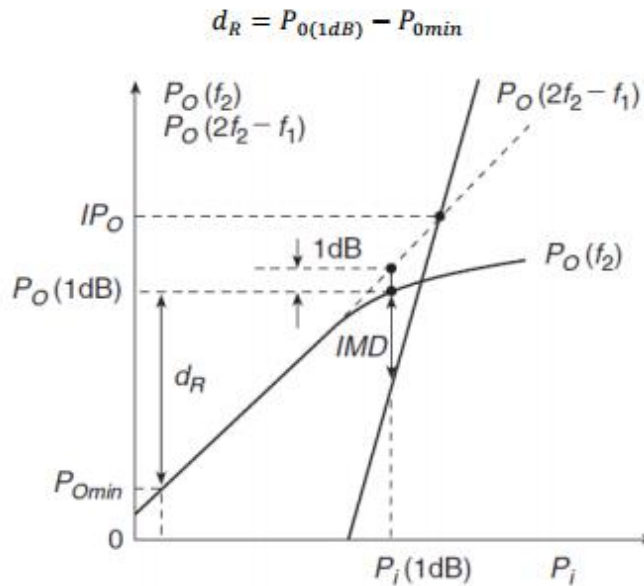


Ilustración 22 Potencia de Salida Deseada y Producto de Intermodulación No Deseado, IMD y P1dB en Escala Logarítmica [23]

El rango dinámico de un amplificador de potencia es la región donde el amplificador tiene una ganancia en potencia lineal. Es la diferencia entre la potencia de salida y la mínima detectable. En la figura anterior se muestra la potencia de salida deseada y el producto de intermodulación no deseado en la potencia de salida como funciones de una entrada en escala logarítmica. Esta característica tiene una región lineal y una no lineal. A medida que la potencia de entrada P_i se incrementa, la potencia de salida alcanza la saturación provocando la compresión de ganancia.

Ecuación 26 Cálculo IP3

$$ip3_t = \frac{1}{\frac{1}{ip3_{N-2} * g_{N-1} * g_N} + \frac{1}{ip3_{N-1} * g_N} + \frac{1}{ip3_N}} [mW]$$

$$IP3_t = 10 * \log(ip3_t) [dBm]$$

Se puede calcular el IP3 total del sistema mediante la ecuación anterior, utilizando las ganancias y OIP3 de cada bloque, y siendo el número 1 el situado más al inicio del sistema y el N el último.

Punto de Compresión 1 dB

El punto en el que la ganancia en potencia del amplificador no lineal se desvía de la línea ficticia del amplificador ideal en 1 dB, se denomina punto de compresión 1 dB [23]. Es empleado como medida para conocer la capacidad de control de energía que posee el amplificador de potencia, y viene dada por:

Ecuación 27 P1dB de un Amplificador de Ganancia

$$P_{o(1dB)}(dBm) = A_{1dB} + P_{i(1dB)}(dBm) = A_{o(1dB)} - 1dB + P_{i(1dB)}(dBm)$$

Donde A_0 es la ganancia en potencia de un amplificador de potencia lineal ideal y A_{1dB} es la ganancia en potencia del punto de compresión 1 dB. Este punto se puede definir tanto como la potencia a la entrada que comprime la ganancia 1 dB como a la salida.

Al igual que con el OIP3, para calcular el P1dB del sistema total se puede hacer a partir de la ganancia y P1dB de cada uno de sus bloques (o relacionándolo con el OIP3, ya que suelen tener una diferencia de aproximada 10 dB). Siendo P_t la P1dB del sistema total en escala lineal:

Ecuación 28 P1dB de un Sistema Total

$$P_{1dB} = \frac{1}{\frac{1}{P_{1dB1} G_2 G_3 \dots G_N} + \frac{1}{P_{1dB2} G_3 \dots G_N} + \dots + \frac{1}{P_{1dB_{N-1}} G_N} + \frac{1}{P_{1dB_N}}}$$

Corriente de Polarización de Entrada (I_B) y Corriente de Offset (I_{OS})

Los amplificadores requieren para operar una intensidad de polarización a través de los terminales de entrada. Esta intensidad es continua e independiente de la tensión de entrada.

Las intensidades de polarización de un amplificador por los terminales inversor y no inversor son prácticamente iguales, y solo difieren en una pequeña fracción. Por ello, los fabricantes las representan en función de la componente común que denominan intensidad de polarización (I_B) y su diferencia que es denominada intensidad offset (I_{OS}).

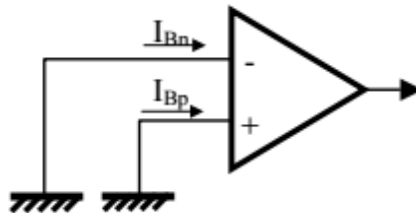


Ilustración 23 Polarización de un Amplificador [23]

La intensidad de polarización (I_B) se define como el valor medio de las intensidades de entrada por la entrada inversora (I_{Bn}) y no inversora (I_{Bp}); la intensidad de offset (I_{OS}) se define como la diferencia entre la intensidad de entrada no inversora (I_{Bp}) e inversora (I_{Bn}).

Ecuación 29 Corrientes de Polarización y Offset

$$I_B = \frac{I_{Bp} + I_{Bn}}{2} \quad I_{OS} = I_{Bp} - I_{Bn}$$

Figura de Ruido

Los sistemas de microondas se pueden caracterizar por la figura de ruido [23], que es la medida de la degradación de la SNR entre la entrada y la salida del sistema. Se puede decir que es la relación de la potencia de la señal deseada contra la potencia de ruido no deseada y es dependiente de la potencia de la señal:

Ecuación 30 Figura de Ruido

$$F = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}} \geq 1$$

Donde S_i y N_i son las potencias de la señal y el ruido de entrada, y S_o y N_o corresponden a las potencias de la señal y el ruido de salida. Por definición la potencia de ruido de entrada es la potencia de una resistencia acoplada a $T_0 = 290^\circ\text{K}$:

Ecuación 31 Potencia de Ruido

$$N_i = kT_0B$$

La medida de la figura de ruido en los últimos bloques del transmisor representa un impacto considerable en el costo de todo el sistema, aunque donde más influye es en el receptor y a la entrada.

4.2.2 Selección de un Amplificador de Ganancia Comercial

Al igual que con la elección del filtro, para elegir el amplificador de ganancia comercial más adecuado se estudiará que sus parámetros se asemejen a los buscados.

En el transmisor, el amplificador de IF tiene el objetivo de amplificar la señal de entrada IF que ha sido poco atenuada al atravesar el filtro, con el objetivo de que, al entrar al mezclador, no sea una señal despreciable comparada con la entrada de OL. Por lo tanto, es necesario que el amplificador actúe en la banda de 0-530 MHz, con una ganancia de aproximadamente 20 dB, de forma que la señal de OL es 20 dB superior a la de IF, y con los valores de aislamiento, P1dB e intermodulación lo más altos posibles. En el caso del receptor, amplificará la señal de las salidas I/Q tras el mezclador (pasivo) y el filtro de IF. Esta salida debe alcanzar cierto valor de potencia por lo que su OP1dB debe ser alto (mayor que el necesario en transmisión).

Se ha elegido el Amplificador MMIC HMC580ST89 de Hittite. Un amplificador con una ganancia de entre 21 y 22 dB de valor típico para la banda entre DC y 530 MHz, un aislamiento de 23 dB, un P1dB de salida de entre 20 y 22 dBm y un producto de intermodulación de tercer orden de salida de cerca de 35 dBm.

Tabla 3 Especificaciones eléctricas del Amplificador HMC580ST89

Parameter		Min.	Typ.	Max.	Units
Gain	DC - 0.25 GHz	19	22		dB
	0.25 - 0.50 GHz	18.5	21		dB
	0.50 - 1.00 GHz	15	17		dB
Gain Variation Over Temperature	DC - 1.0 GHz		0.005		dB/°C
Input Return Loss	DC - 0.25 GHz		35		dB
	0.25 - 0.50 GHz		28		dB
	0.50 - 1.00 GHz		19		dB
Output Return Loss	DC - 0.50 GHz		12		dB
	0.50 - 1.00 GHz		11		dB
Reverse Isolation	DC - 1.0 GHz		23		dB
Output Power for 1 dB Compression (P1dB)	DC - 0.25 GHz	19	22		dBm
	0.25 - 0.50 GHz	17.5	20.5		dBm
	0.50 - 1.00 GHz	16	19		dBm
Output Third Order Intercept (IP3) (Pout= 0 dBm per tone, 1 MHz spacing)	DC - 0.25 GHz		37		dBm
	0.25 - 0.50 GHz		35		dBm
	0.50 - 1.00 GHz		33		dBm
Noise Figure	DC - 1.0 GHz		2.8		dB
Supply Current (Icc)			88	110	mA

A la hora del diseño del radar es especialmente importante fijarnos en sus corrientes y tensiones de polarización, así como en su circuito, ya que habrá que incluirle en el diseño junto con los componentes que lo forman.

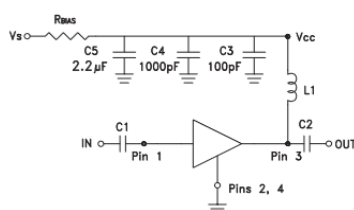


Ilustración 24 Circuito de Polarización HMC580ST89 [Hittite]

Además de que en el datasheet se incluyen las recomendaciones de montaje dependiendo de las frecuencias trabajadas. Se incluirán en los anexos tanto este como el resto de datasheets de los componentes utilizados en el proyecto.

4.2.3 Simulación del Amplificador Comercial HMC580ST89

Al igual que con el filtro, para medir los parámetros S del amplificador se siguieron los pasos anteriormente indicados. Como resultado, se obtiene el circuito diseñado en el esquemático siguiente:

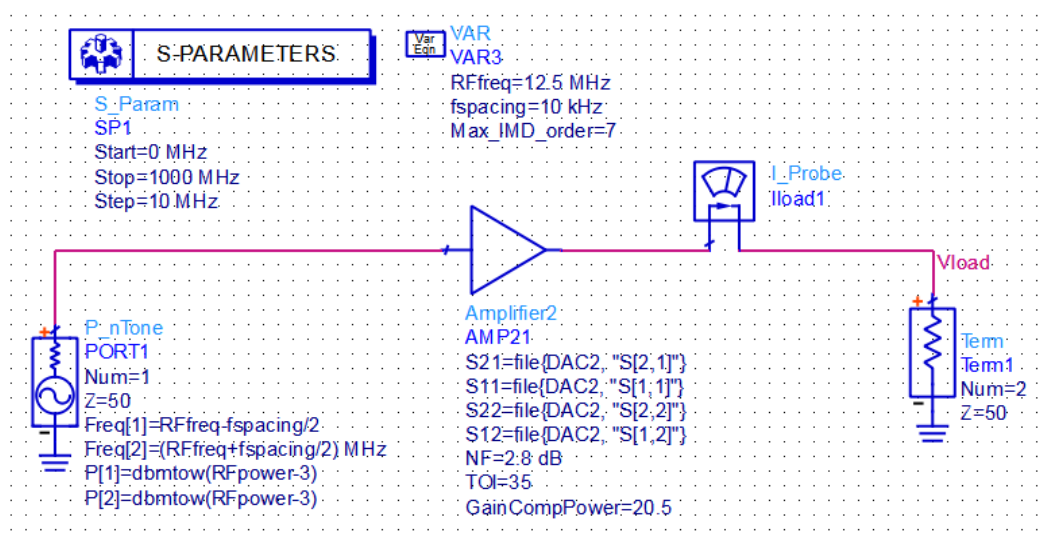


Ilustración 25 Esquemático de Simulación del Amplificador HMC580ST89

Y una vez simulamos se obtienen los siguientes resultados a partir de sus parámetros S:

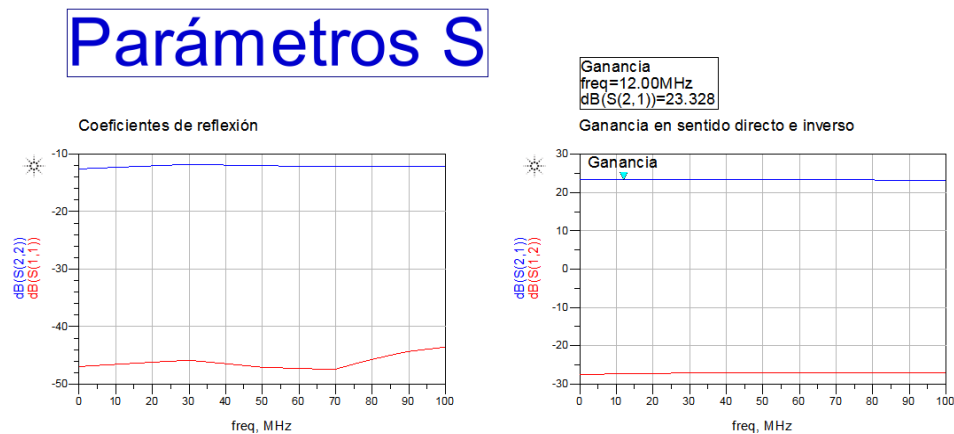


Ilustración 26 Parámetros S del Amplificador HMC580ST89

En estos resultados se puede observar que el parámetro S(2,1), que corresponde a la ganancia del amplificador, es prácticamente constante en toda la banda en la que trabajaremos, alcanzando los 23.33 dB de ganancia, así como el aislamiento no supera los 30 dB, una cifra también bastante aceptable; en cuanto a los coeficientes de reflexión, aunque el S(2,2) podría mejorar, el coeficiente de reflexión a la entrada S(1,1) es bastante bueno, ya que está por debajo de -15 dB en toda la banda.

Para medir el P1dB del amplificador y la potencia de salida para que se produzcan productos de intermodulación se utilizará una plantilla que proporciona ADS que resuelve este problema de una forma más sencilla:

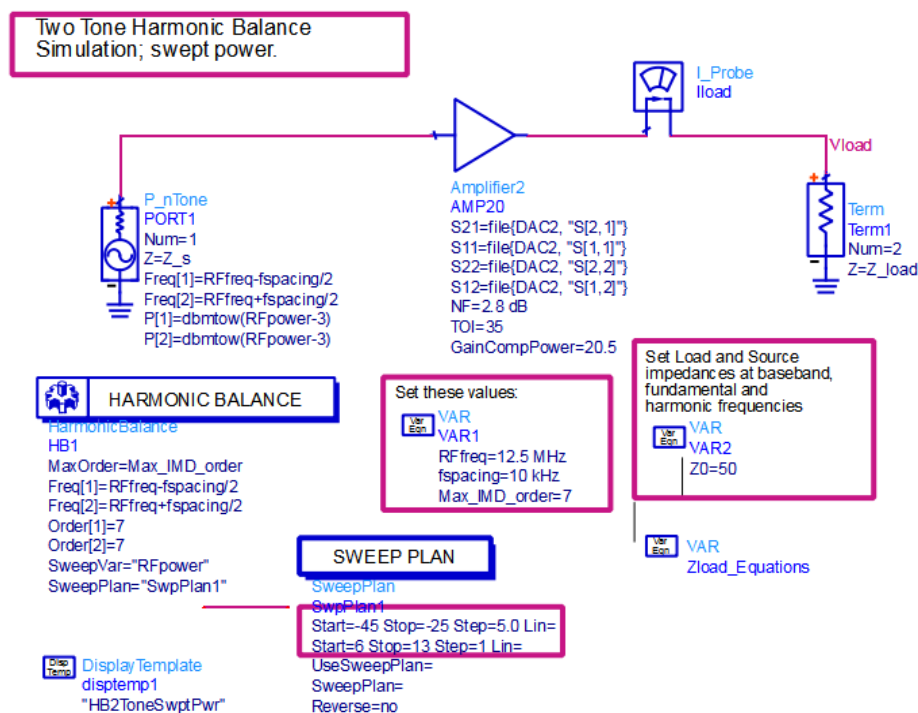


Ilustración 27 Esquemático para Simular el P1dB y TOI de HMC580ST89

En esta plantilla se realiza un barrido en potencia, es decir, se aplican a la entrada la señal a distintas potencias y se realizan simulaciones para cada una. De esta forma si se estudia la ganancia se puede ver en qué punto esta se ha comprimido 1 dB:

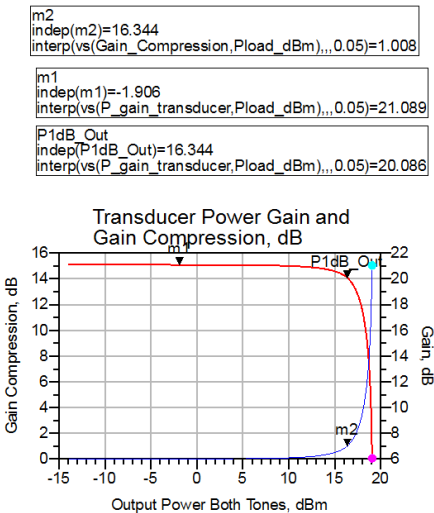


Ilustración 28 Simulación P1dB del HMC580ST89

Si se estudia la línea azul, que indica el valor de la compresión de ganancia, y se sitúa un marcador en el punto que es comprimida 1 dB, y otro en la línea que indica la ganancia, este último nos indica la potencia de salida, para que exista esa ganancia, que es la propia del amplificador comprimida 1 dB. En la simulación se obtiene un valor similar al proporcionado por el datasheet para esta frecuencia, cerca de 20.1 dBm de potencia de salida.

Para obtener el producto de intermodulación, la plantilla ofrece una visualización semejante a la gráfica en la que es explicado el concepto de intermodulación, así como una tabla con los valores:

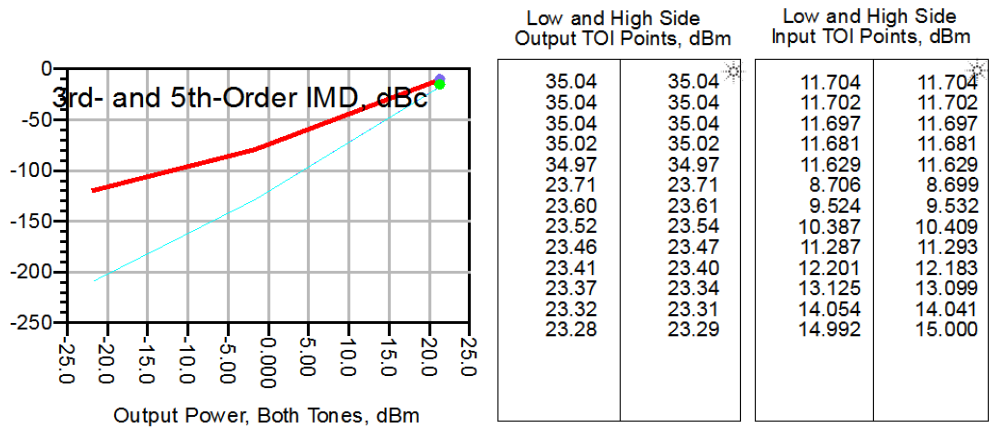


Ilustración 29 Simulación IMD del HMC580ST89

Valores muy semejantes a los proporcionados en el datasheet. Valores altos tanto a la salida como entrada que evitan que tengamos problemas de intermodulación en el sistema debidos a este bloque en particular.

4.3 Mezclador I/Q

En el transmisor, una vez la señal IF de baja frecuencia es filtrada y amplificada, deberá subirse en frecuencia para poder transmitirse con menos pérdidas en la banda de trabajo permitida para

banda ultra-ancha en el estándar. Para ello se utilizará un mezclador activo, es decir, que además introduzca una ganancia, y en cuadratura, al que se le introducirá además una señal de OL a muy alta frecuencia y se obtendrá a la salida la señal de IF más la frecuencia OL.

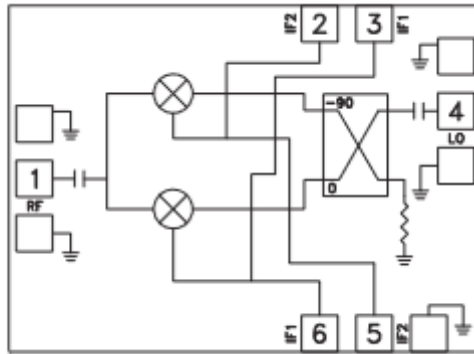


Ilustración 30 Diagrama Funcional de un Mezclador I/Q [23]

En el receptor, el mezclador no va a ser necesario que sea activo puesto que con la ganancia de los amplificadores es suficiente para que la señal tenga una potencia en las salidas IF (I/Q) adecuadas.

Un mezclador I/Q consiste en dos mezcladores balanceados y dos híbridos. En él se introducen dos señales IF con las mismas amplitudes en fase y cuadratura. La señal IF se introduce a los mezcladores en fase y la señal de OL a través de un mezclador en cuadratura híbrido. A la salida, a frecuencia RF, la señal sale en fase y cuadratura. Además, se tratará de un mezclador doblemente balanceado, que pese a usar más híbridos, se produce un aislamiento en todas las puertas y el rechazo de ruido y espurios de OL es mucho mayor, al llegar los armónicos en fase o contrafase. En el transmisor, que se trate de un mezclador activo supone que sea compatible con circuitos integrados monolíticos y además puedan presentar ganancia de conversión.

En un mezclador ideal de solo una entrada IF, el proceso habitual para realizar la mezcla es que a partir de dos señales de entrada:

Ecuación 32 Señales Entrada Mezclador

$$v_1 = V_1 \cos(\omega_1 t)$$

$$v_2 = V_2 \cos(\omega_2 t)$$

Se produce una señal de salida que incluye un término de corriente continua y un cierto número de componentes espectrales, de las cuales no son de interés ni la continua ni las que solo contienen las frecuencias ω_1 y ω_2 , ya presentes en la entrada. Ignorando estos términos a la salida y asumiendo sin pérdida que el voltaje V de corriente continua es cero, la salida a la frecuencia deseada es:

Ecuación 33 Señal a la Salida del Mezclador

$$v = kV_1V_2 \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t)$$

$$= \frac{kV_1V_2}{2} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t]$$

4.3.1 Características de un Mezclador

En general, los mezcladores presentan unas características que describen su funcionamiento y limitaciones en una banda de frecuencia muy similares a otros componentes activos. Pueden ser descritas en función de múltiples parámetros y dependiendo de la aplicación a la que esté enfocado

el mezclador. Para este proyecto se han tenido en cuenta diferentes parámetros, como el P1dB, la ganancia de conversión o el OIP3, pero además mencionaremos alguna más puesto que será necesario tenerlas en cuenta a la hora de la elección del mezclador.

Rechazo de Frecuencia Imagen

La frecuencia imagen es una frecuencia de entrada no deseada que, una vez mezclada con el OL, es capaz de producir la misma frecuencia RF que la que produce la señal de entrada deseada. Es una causa de interferencias potencial y puede crear problemas a la hora de obtener una recepción correcta. Suele definirse como $f_{RF} + 2f_{IF}$ (dependiendo de si la OL está por encima o por debajo de la RF, no hay una manera única de definir la banda imagen), y en la siguiente imagen se puede observar el valor del oscilador local, la frecuencia intermedia y la banda imagen:

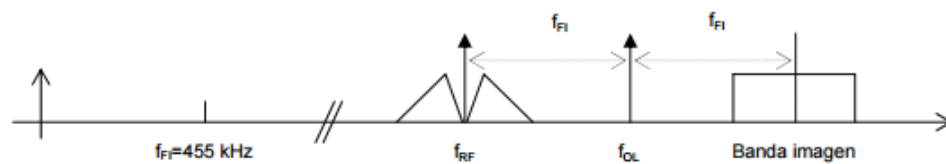


Ilustración 31 Banda Imagen [20]

En algunos casos, como el del mezclador utilizado en este proyecto, existe la propiedad del rechazo de banda, que es la atenuación provocada en la banda habitual de la frecuencia imagen para evitar que esta señal no deseada influya en la recepción.

Aislamiento OL-RF o OL-IF

Este término expresado en dB define la parte de señal OL que se traslada en la entrada o la salida, siendo más alto el aislamiento OL-RF. Que la señal de OL no sea del todo atenuada en la salida puede producir problemas en recepción, por lo que se buscará un aislamiento OL-RF lo mayor posible, ya que tanto la f_{OL} como la f_{RF} se encuentran a frecuencias muy próximas entre sí.

Pérdidas de Conversión

De forma inversa a la ganancia, las pérdidas de conversión suceden cuando la potencia de la señal de salida es inferior a la potencia de la señal de entrada, como ocurre en el mezclador del receptor, aunque en el mezclador del transmisor al tratarse de un mezclador activo solo tendría ganancia.

4.3.2 Selección de un Mezclador Comercial

Por lo tanto, una vez estudiadas los parámetros más importantes para seleccionar el mezclador adecuado, seleccionaremos un mezclador, que sea activo (aplique una ganancia) y upconverter para el transmisor, y un downconverter para el receptor. En cuadratura, que tenga un aislamiento entre puertas con el OL elevado y un rechazo de banda imagen adecuado.

Mezclador del Transmisor HMC925LC5

En este proyecto se ha seleccionado el mezclador HMC925LC5 de Hittite, un mezclador I/Q MMIC que puede usarse como un upconverter o mezclador de rechazo de banda imagen, basado en dos mezcladores híbridos y un balun de 180° , así como los amplificadores que lo convierten en activo y los componentes discretos necesarios para su polarización. Con ello se consigue que

la señal de OL se mezcla con cada señal en contrafase para que, a la hora de sumar la señal, la amplitud de OL a la salida sea muy baja, dependiendo de la calidad de desfase de los híbridos. En general, las especificaciones eléctricas del mezclador son las siguientes:

Tabla 4 Especificaciones Eléctricas del Mezclador HMC925LC5

Electrical Specifications ^{[1][2]}, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$, $IF = 2000\text{ MHz}$,
 $LO = +0\text{ dBm}$, $V_{dd1}, 2, 3, 4 = +5\text{V}$, $I_{dd2} + I_{dd3} + I_{dd4} = 130\text{ mA LSB}$ ^{[1][2]}, $I_{dd1} = 114\text{ mA}$

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range, RF		5.5 - 8.6		GHz
Frequency Range, LO		5 - 11.1		GHz
Frequency Range, IF		0 - 3		GHz
Conversion Gain	14	16.5		dB
Sideband Rejection		-30		dBc
1 dB Compression (Output)		21		dBm
IP3 (Output)		29		dBm
LO / RF Rejection ^[3]		22		dBc
Supply Current I_{dd1}		114		mA
Supply Current $I_{dd2} + I_{dd3} + I_{dd4}$ ^[2]		130		mA

Así como su esquema es el de la siguiente ilustración, que será explicada en el siguiente apartado:

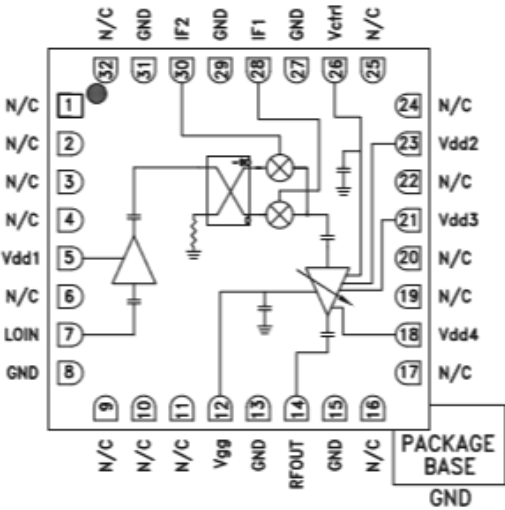


Ilustración 32 Esquema del Mezclador HMC925LC5 [Hittite]

En la ilustración se puede observar que, al ser un mezclador activo, posee amplificadores en su interior, por lo que a la hora de diseñar el layout habrá que tener en cuenta que hay que añadir circuitos de polarización para los mismos.

Finalmente, este circuito de polarización quedará semejante al esquema siguiente:

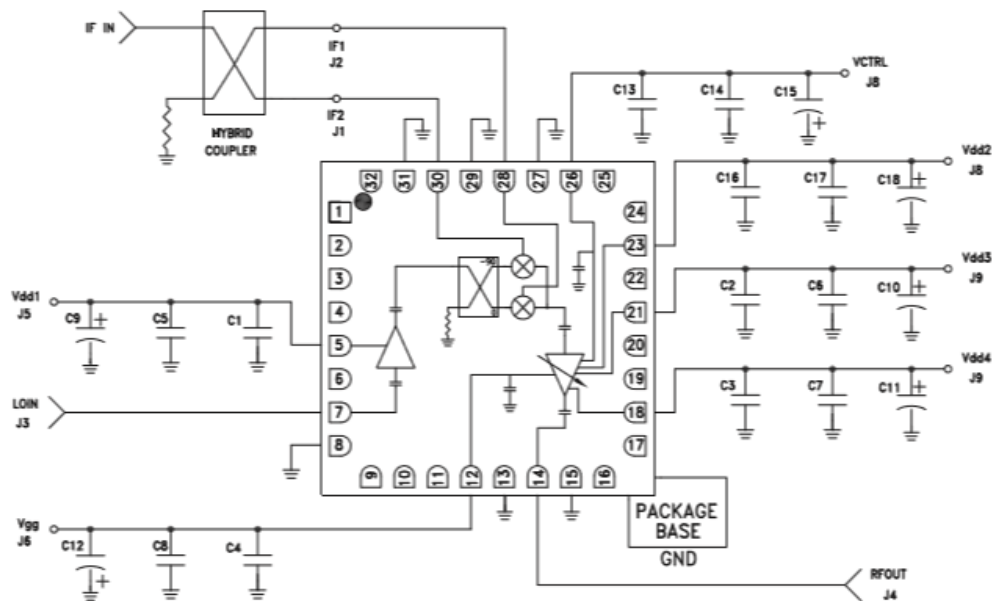


Ilustración 33 Circuito de Polarización del Mezclador HMC925LC5 [Hittite]

Para realizar la simulación del mezclador, debido a que el archivo .s2p que proporciona la página con los parámetros S del mismo no definía la conversión, solo las adaptaciones de aislamiento, se ha tenido que diseñar un componente que cumpla las mismas características a partir de componentes proporcionados por la herramienta ADS y modificados para cumplir dichos objetivos. Para ello, y siguiendo el esquema proporcionado por el datasheet, se ha desarrollado el siguiente esquemático:

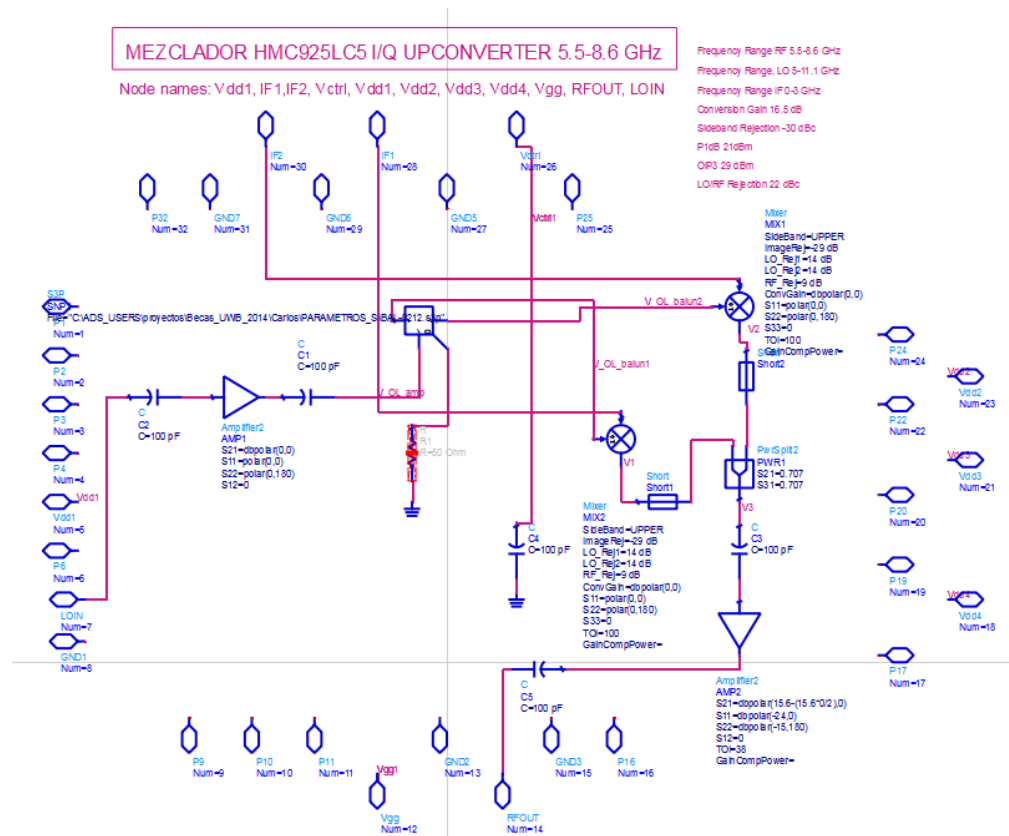


Ilustración 34 Esquemático del Mezclador HMC925LC5

Como se puede observar, al tratarse de componentes ideales en los que se han modificado sus parámetros, no es necesario conectar al circuito de polarización exterior ya que las tomas no llevan a ningún punto, aun así, se verá que a la hora de diseñar el layout hay que tenerlo en cuenta ya que el mezclador real sí las tiene.

Siguiendo el esquema proporcionado por el datasheet, el diseño estará compuesto por:

- Un amplificador de ganancia y dos condensadores para eliminar componentes de continua. Se ha eliminado su ganancia ya que no será importante al tratarse de un diseño ideal, la ganancia vendrá dada por el último bloque.

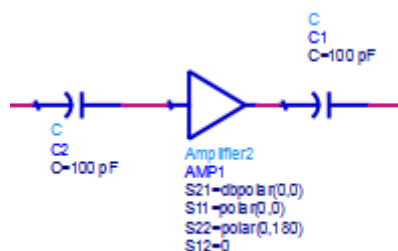


Ilustración 35 Amplificador de Entrada del Diseño del Mezclador

- Un balun, del cual se han creado sus parámetros S de tal forma que en cada salida la señal tenga la mitad de su amplitud y esté desfasada 180°. El objetivo de esta función es que al sumarse las dos señales de OL mezcladas con sus correspondientes IF anulen la amplitud de OL lo máximo posible, aunque será un parámetro que se regula en los mezcladores ideales que se explicarán a continuación.

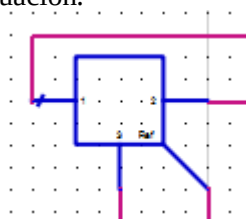


Ilustración 36 Balun del Diseño del Mezclador

- Existirán dos mezcladores ideales upconverters tras el balun, a cada uno, a parte de la señal de OL en contrafase, llegará una señal de IF. Entre los parámetros definidos en estos mezcladores está el aislamiento de OL explicado anteriormente, que coincidirá con el del mezclador comercial para que sean lo más exactos posible; también un aislamiento de RF; y un rechazo de banda similar. El TOI vendrá definido en el último bloque también por lo que aquí, se establecerá uno muy alto para que no influya.

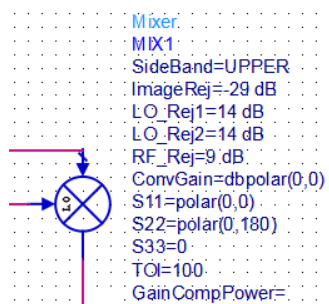


Ilustración 37 Mezclador Ideal del Diseño del Mezclador

- Una vez las señales son sumadas en el “Power Splitter”, atravesarán por último un amplificador, en el cual se definirían la ganancia total del mezclador. Para ello es necesario

hacer una ecuación en la cual se fueron variando los valores del parámetro S(2,1) hasta dar con el valor adecuado. De la misma forma se estudió el TOI para tener el apropiado, ya que no es exactamente el del último bloque, sino que el resto también influye y por eso hay que ajustarlo. Se le añadirán además los dos condensadores para evitar espurios y continua.

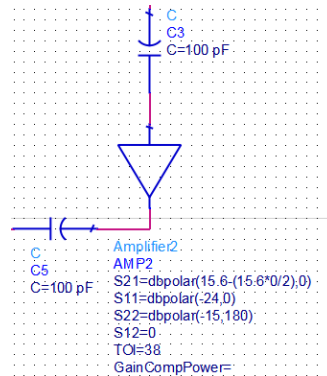


Ilustración 38 Amplificador de Salida del Diseño del Mezclador

Una vez se tiene el mezclador diseñado, se creará como componente y se diseñará un encapsulado similar al real. A continuación, se incluirá en la librería y por último en una plantilla adecuada para estudiar que ciertamente tiene los parámetros esperados:

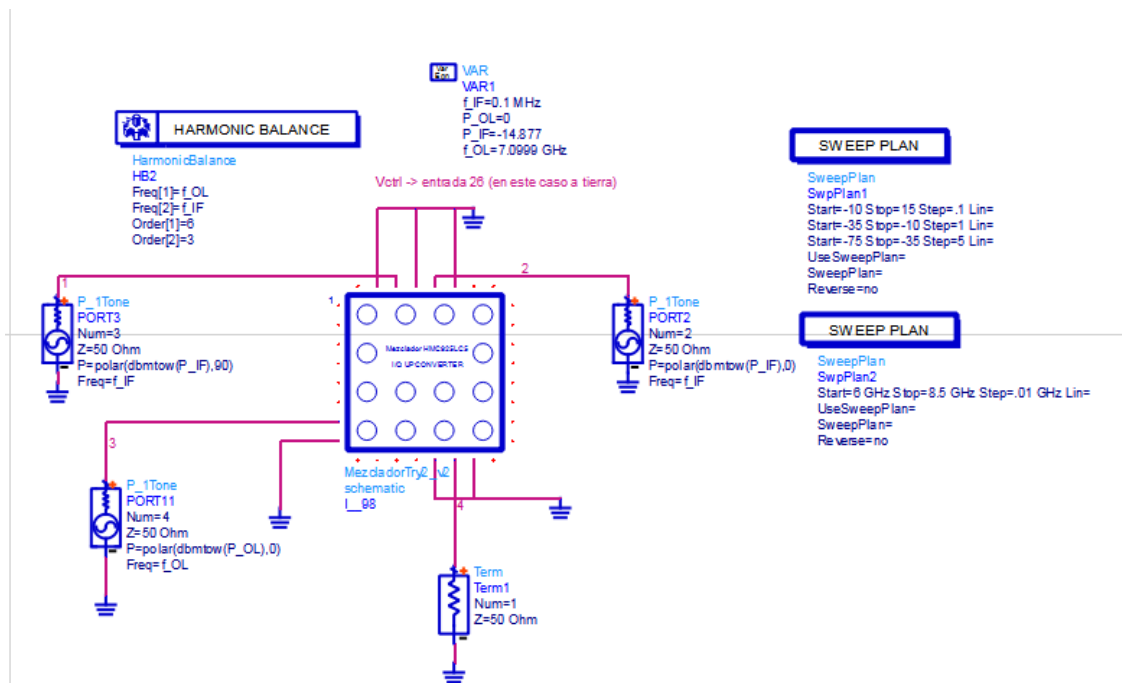


Ilustración 39 Plantilla para Estudiar el Mezclador Diseñado

En este caso se va a realizar un barrido en potencia y uno en frecuencia. Las señales de entrada son dos IF (1 y 2) con desfase de 90° y con potencia y frecuencia en el rango definido en las condiciones necesarias, así como la de OL (3), a una frecuencia y con una potencia mucho mayores, siendo la salida un terminal adaptado en impedancia (4). Una vez simulamos se obtienen los siguientes datos:

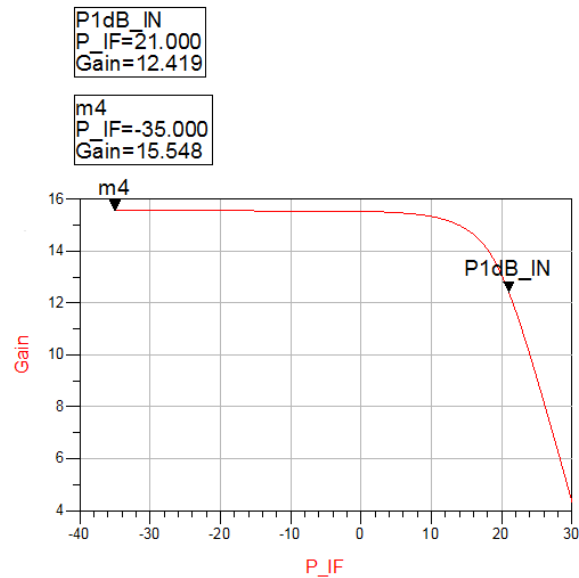


Ilustración 40 P1dB y Ganancia del Mezclador Diseñado

En primer lugar, se estudia la ganancia en función de la potencia IF de entrada. De esta forma se puede observar que la ganancia ronda los 15 dB para las potencias de actuación, siendo esta la ganancia aproximada deseada. A medida que se aumenta la potencia de IF la ganancia es comprimida 1 dB para torno 21 dBm de potencia de IF de entrada, siendo este el valor de la P1dB de entrada del mezclador (tanto la P1dB de entrada como de salida tienen el mismo objetivo y son fijas la una para la otra).

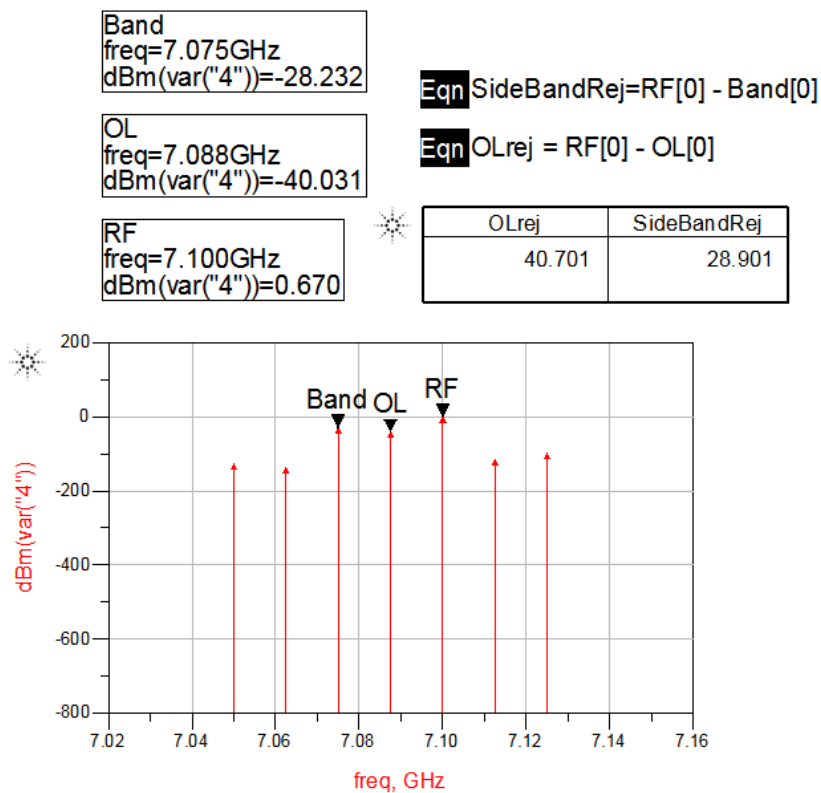


Ilustración 41 Rechazo de OL del Mezclador Diseñado

La diferencia a la salida entre la señal de RF y de OL o de la banda imagen definen el rechazo de OL-RF de 40.7 dB y el rechazo de banda lateral de 28.9 dB, valores más que aceptables para los objetivos del sistema.

$$\begin{aligned} \text{Eqn } \text{TOloutput_low1} &= 1.5 * \text{dBm}(\text{mix}(\text{Vif}, \{1, 0, 1\}), \text{Zload}) - 0.5 * \text{dBm}(\text{mix}(\text{Vif}, \{1, -1, 2\}), \text{Zload}) \\ \text{Eqn } \text{TOloutput_high1} &= 1.5 * \text{dBm}(\text{mix}(\text{Vif}, \{1, 1, 0\}), \text{Zload}) - 0.5 * \text{dBm}(\text{mix}(\text{Vif}, \{1, 2, -1\}), \text{Zload}) \\ \text{Eqn } \text{TOlinput_low1} &= \text{TOloutput_low} - \text{P_gain_transducer} \\ \text{Eqn } \text{TOlinput_high1} &= \text{TOloutput_high} - \text{P_gain_transducer} \end{aligned}$$

Low and High Side Output TOI Points, dBm		Low and High Side Input TOI Points, dBm	
37.568	37.568	21.909	21.909
These become invalid as the mixer is driven into compression.			

Ilustración 42 TOI del Mezclador Diseñado

El único parámetro un poco más desajustado es el TOI, para el cual, con una potencia de 21.9 dBm, los productos de intermodulación de tercer orden llegan al nivel de la señal deseada. Aun así, en ningún caso alcanzaríamos ese nivel de entrada ya que el sistema no está diseñado para tanta potencia de entrada.

Mezclador del Receptor HMC520

En el receptor se ha escogido el mezclador I/Q HMC520 de Analog Devices, un mezclador I/Q MMIC que puede usarse como downconverter o como un mezclador de rechazo de banda. Este mezclador se encuentra en un chip por lo que a la hora de soldarlo en la placa final se deberá realizar mediante bonding con hilos de oro. Utiliza dos mezcladores doblemente balanceados y un anillo de 90°. En general, las especificaciones eléctricas del mezclador son las siguientes:

Tabla 5 Especificaciones Eléctricas del Mezclador HMC520

Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ \text{C}$, $IF = 100 \text{ MHz}$, $LO = +15 \text{ dBm}$ *

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range, RF/LO	6 - 10			7.1 - 8.5			GHz
Frequency Range, IF	DC - 3.5			DC - 3.5			GHz
Conversion Loss (As IRM)		7	10		7	9	dB
Image Rejection	20	40		30	40		dB
1 dB Compression (Input)		+12			+12		dBm
LO to RF Isolation	35	45		40	50		dB
LO to IF Isolation	16	22		17	22		dB
IP3 (Input)		+22			+23		dBm
Amplitude Balance		0.3			0.1		dB
Phase Balance		4			3		Deg

* Unless otherwise noted, all measurements performed as downconverter.

Así como su esquema es el de la siguiente ilustración, que será explicada en el siguiente apartado:

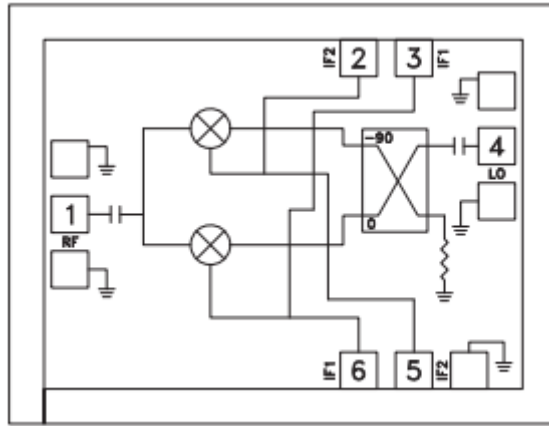


Ilustración 43 Esquema del Mezclador HMC520 [Analog Devices]

En la ilustración se pueden observar los mezcladores y el anillo híbrido que lo forma, por lo que el diseño de su modelo esquemático, al no proporcionarse el archivo. s2p, será mucho más sencillo que en el mezclador activo del transmisor, quedando de la siguiente forma:

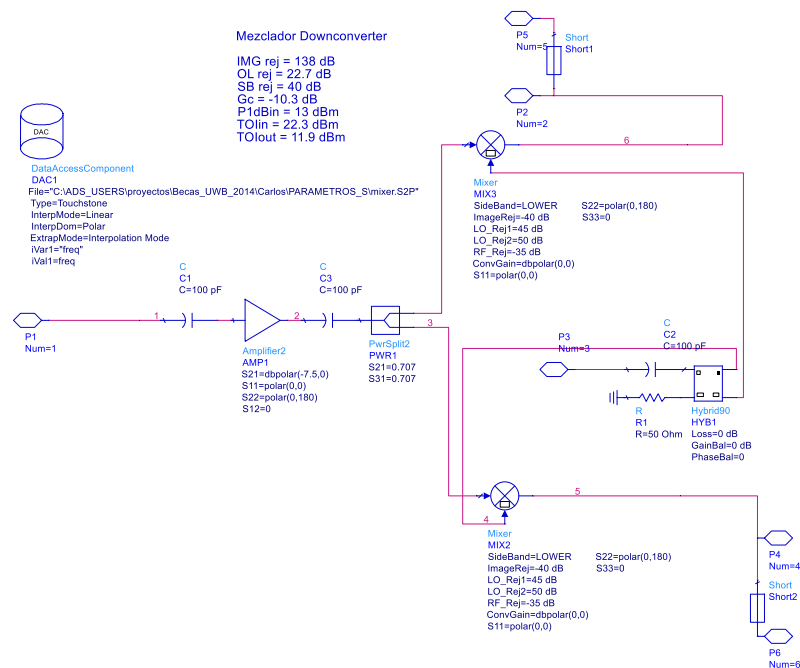


Ilustración 44 Esquemático del Mezclador HMC520

Como se puede observar, al tratarse de componentes ideales en los que se han modificado sus parámetros, no es necesario conectar al circuito de polarización exterior ya que las tomas no llevan a ningún punto, aun así, se verá que a la hora de diseñar el layout hay que tenerlo en cuenta ya que el mezclador real sí las tiene.

Siguiendo el esquema proporcionado por el datasheet, el diseño estará compuesto por:

- Un amplificador que en este caso tienen ganancia negativa, representa la atenuación que presenta el mezclador y dos condensadores para eliminar componentes de continua.

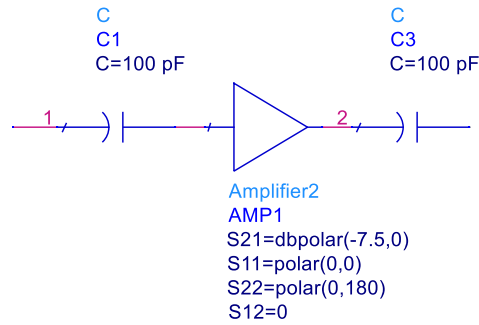


Ilustración 45 Entrada del Diseño del Mezclador

- Un anillo híbrido de 90° ideal, que realiza la misma función que el balún del mezclador transmisor.

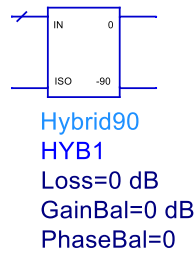


Ilustración 46 Anillo Híbrido de 90° del Diseño del Mezclador

- Existirán dos mezcladores ideales downconverter tras el anillo híbrido, a cada uno, a parte de la señal de OL en contrafase, le llegará la señal de RF tras atravesar un divisor de potencia. Entre los parámetros definidos en estos mezcladores está el aislamiento de OL explicado anteriormente, que coincidirá con el del mezclador comercial para que sean lo más exactos posible; también un aislamiento de RF; y un rechazo de banda similar. El TOI vendrá definido en el último bloque también por lo que aquí, se establecerá uno muy alto para que no influya.

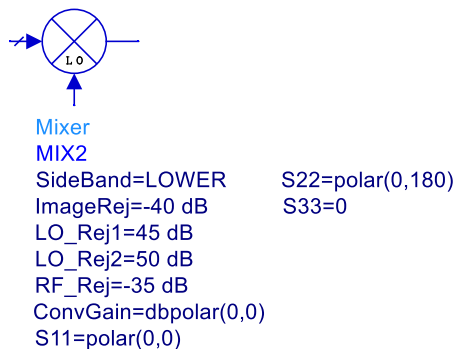


Ilustración 47 Mezclador Ideal del Diseño del Mezclador

Una vez se tiene el mezclador diseñado, se creará como componente y se diseñará un encapsulado similar al real. A continuación, se incluirá en la librería y por último en una plantilla adecuada para estudiar que ciertamente tiene los parámetros esperados:

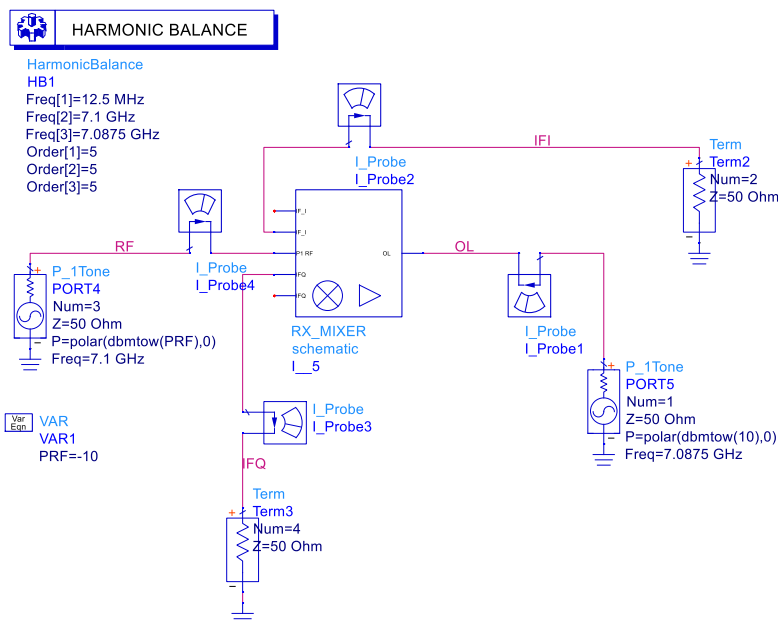


Ilustración 48 Plantilla para Estudiar el Mezclador Diseñado

En este caso se va a realizar un barrido en potencia y uno en frecuencia. Hay una única señal de entrada RF con potencia de entrada fijada en -10 dBm, que se supone es como la que llegará al mezclador, ya que la que realmente se recibe en el receptor puede variar, así como la de OL, a una frecuencia y con una potencia mucho mayores, siendo la salida un terminal adaptado en impedancia. Una vez simulamos se obtienen los siguientes datos:

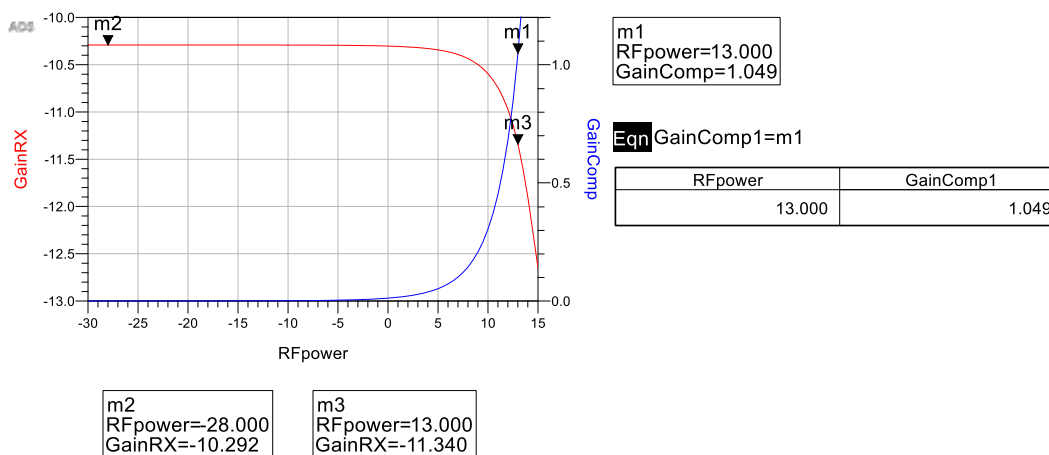
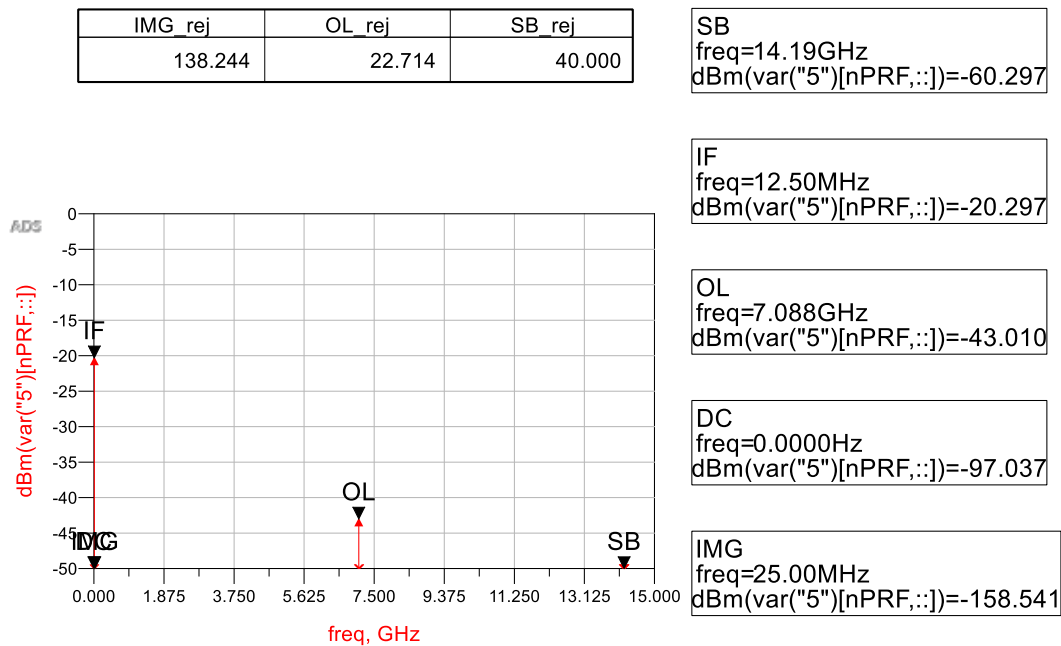


Ilustración 49 P1dB y Ganancia del Mezclador Diseñado

En primer lugar, se estudia la ganancia (o pérdidas en este caso) en función de la potencia RF de entrada. De esta forma se puede observar que la ganancia ronda los -10 dB para las potencias de actuación, siendo esta la ganancia aproximada deseada. A medida que se aumenta la potencia de RF la ganancia es comprimida 1 dB para torno 13 dBm de potencia de RF de entrada (IP1dB), similar al del mezclador real.



$$\text{Eqn } \text{IMG_rej} = \text{IF}[0] - \text{IMG}[0] \quad \text{Eqn } \text{OL_rej} = \text{IF}[0] - \text{OL}[0] \quad \text{Eqn } \text{SB_rej} = \text{IF}[0] - \text{SB}[0]$$

Ilustración 50 Rechazo de OL del Mezclador Diseñado

La diferencia a la salida entre la señal de IF y de OL o de la banda imagen definen el rechazo de OL-IF de 22.7 dB en la salida I, que coincide con la salida Q, y el rechazo de banda lateral de 40 dB, valores más que aceptables para los objetivos del sistema.

Low and High Side Output TOI Points, dBm		Low and High Side Input TOI Points, dBm	
11.990	11.992	22.279	22.281

These become invalid as the mixer is driven into compression.

Ilustración 51 TOI del Mezclador Diseñado

El único parámetro un poco más desajustado es el TOI, para el cual, con una potencia de 12 dBm a la salida, los productos de intermodulación de tercer orden llegan al nivel de la señal deseada. Aun así, en ningún caso alcanzaríamos ese nivel de salida ya que el sistema no está diseñado para tanta potencia.

Por último, en la simulación total, se incluirán los hilos de bonding con un nuevo componente de ADS, el BONDW1.

	BONDW1		BONDW_Usershape
	WIRESET2		Shape1
	Radw=25 um		X_1=0 um Y_2=0 um Z_3=0.17 mm
	Cond=4.52e+7 S	W1_Shape="Shape1"	X_2=0.1 mm Y_3=0 um Z_4=0.23 mm
	View=side	W1_Xoffset=0 um	X_3=0.15 mm Y_4=0 um Z_5=0.17 mm
	Layer="cond:drawing"	W1_Yoffset=0 um	X_4=0.2 mm Y_5=0 um Z_6=0.1 mm
	SepX=0 um	W1_Zoffset=0 um	X_5=0.3 mm Y_6=0 um
	SepY=0 um	W1_Angle=0	X_6=0.4 mm Z_1=0 um
	Zoffset=0 um		Y_1=0 um Z_2=0.1 mm

Ilustración 52 BONDW1 y su Set de Coordenadas, Igual para Todos los Hilos.

Incluyendo el radio del arco estimado que realizará el hilo, la conductividad, separación con la placa y la forma por secciones, este componente simula la respuesta que provocaría un hilo de oro, en este caso, al realizar la conexión entre el chip y la placa.

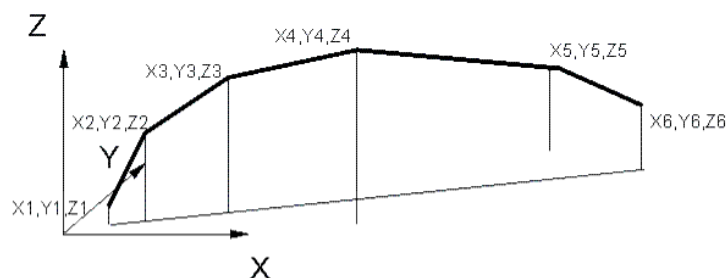


Ilustración 53 Coordenadas por Secciones del Hilo de Bonding

4.4 Filtro Paso Banda

Un filtro paso banda es un filtro que deja pasar un determinado rango de frecuencias de una señal y atenúa el paso del resto. La definición, características y parámetros son los mismos que en el filtro paso bajo salvo que la frecuencia central no se sitúa en 0 Hz, sino en una frecuencia denominada f_0 .

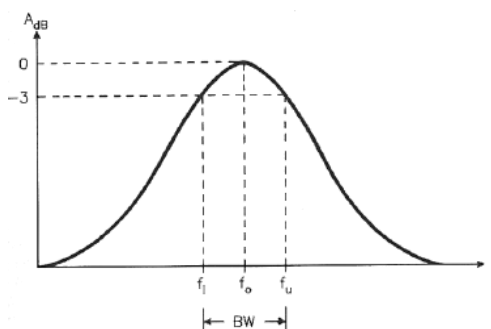


Ilustración 54 Ancho de Banda del Filtro Paso Banda

La función de este filtro es eliminar las componentes frecuenciales que no se sitúan en la banda de salida del transmisor y entrada del receptor, para que luego al amplificar la señal en el último bloque, se encuentre la mínima cantidad de ruido y señales no deseadas posibles.

4.4.1 Selección y Simulación del Filtro Paso Banda

En este caso será necesario un filtro que abarque una gran banda frecuencial, puesto que el radar al ser de banda ultra-ancha necesitará que la señal de 6 a 9 GHz no tenga prácticamente atenuación.

Puesto que no se encontró ninguno con las características apropiadas se realizó el diseño de un filtro en tecnología microstrip, que se muestra en la Ilustración 46.

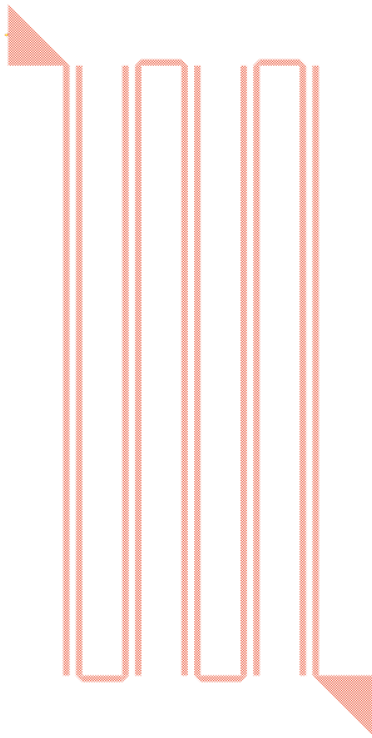


Ilustración 55 Diseño del Layout del Filtro Paso Banda

El filtro paso banda utilizado es de tipo *hairpin* de 4 etapas, centrado en 7.5 GHz y con un ancho de banda de 3 GHz. Los filtros de este tipo ofrecen una alternativa a los problemas de dimensiones del filtro, puesto que los resonadores doblados de media longitud de onda (a frecuencia central), tienen menos de un cuarto de longitud de onda de longitud, con la ventaja respecto a los filtros interdigitales de que no necesitan tomas a tierra. Los resultados obtenidos de las simulaciones y medidas del filtro son las siguientes [1]:

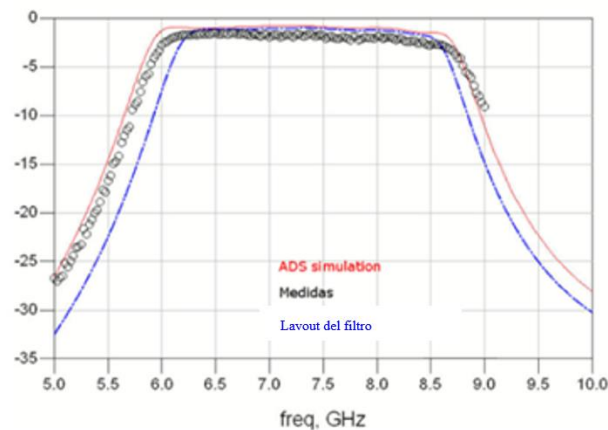


Ilustración 56 Respuesta del Filtro Paso Banda

Se puede observar como la respuesta de este filtro difiere un poco de lo especificado y está centrado en 7.25 GHz. Esta diferencia es debido al proceso de fabricación.

4.5 Amplificador de Bajo Ruido

El último bloque en el transmisor, y primero en el receptor, es un amplificador de bajo ruido. Es uno de los bloques más importantes del radar debido a la sensibilidad del receptor, que está

determinada por el ruido de entrada, por lo que es necesario transmitir con una potencia de ruido lo más baja posible y amplificar la señal antes de ser emitida. Se ha aprovechado que, ya que para el receptor es necesario a la entrada incluir un LNA, añadir el mismo al final del sistema transmisor.

Los parámetros de este tipo de amplificadores son los mismos del amplificador de ganancia, pero su figura de ruido debe ser aún mucho menor.

4.5.1 Selección del Amplificador de Bajo Ruido

Para la selección del amplificador de salida, se ha tenido que elegir uno que amplifique torno a 20 dB para que la potencia de RF sea aceptable, con una figura de ruido inferior a 3 dB y que se encuentre además en la banda deseada de entre 6 y 9 GHz. Con una potencia P1dB de salida fuera de nuestro rango de potencia de salida, así como la de OIP3.

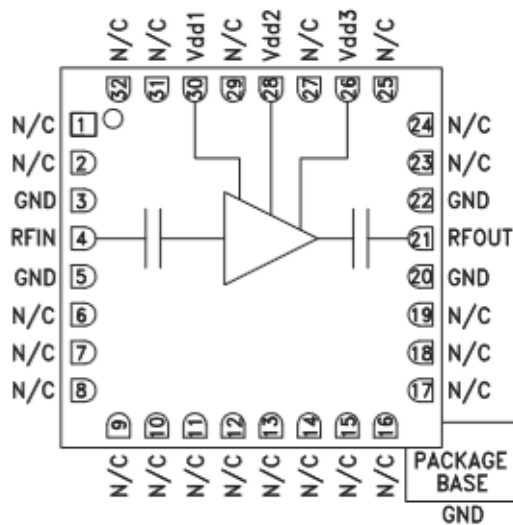


Ilustración 57 LNA HMC565LC5 [Hittite]

Por lo tanto, se ha elegido el LNA (Low Noise Amplifier) HMC565LC5 de Hittite, un amplificador de bajo ruido MMIC que ofrece 21 dB de ganancia en el rango frecuencial de 6 a 20 GHz, una figura de ruido de aproximadamente 2.5 dB, un P1dB de salida de 10 dBm y un OIP3 de más de 20 dBm.

Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{dd\ 1, 2, 3} = +3V$

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	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

Ilustración 58 Especificaciones Eléctricas del LNA

4.5.2 Simulación del Amplificador de Bajo Ruido HMC565LC5

Para realizar la simulación del amplificador LNA se ha utilizado la misma plantilla de ADS que con el amplificador de ganancia a la hora de calcular los parámetros S, cambiando únicamente las frecuencias de entrada y ajustándolas a las que tendría a la salida el sistema completo (frecuencia intermedia de 7.5 GHz) además del DAC que contiene los parámetros S del LNA:

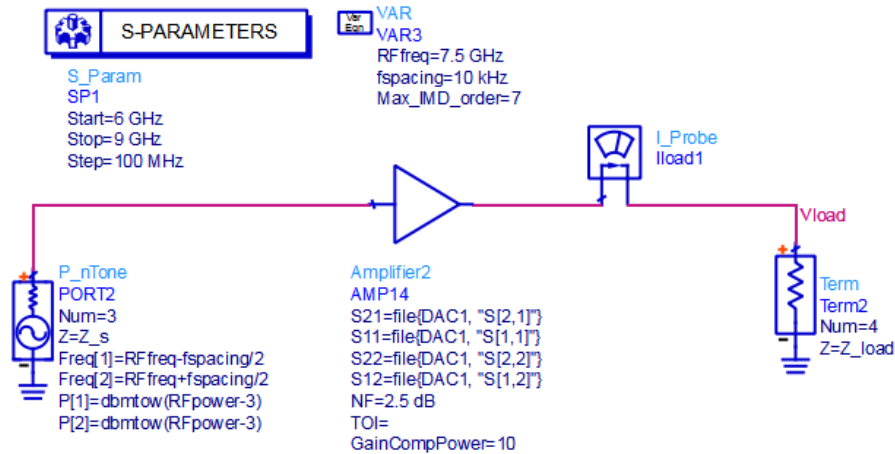


Ilustración 59 Esquemático del LNA para Calcular los Parámetros S

Tras simular obtenemos los siguientes resultados:

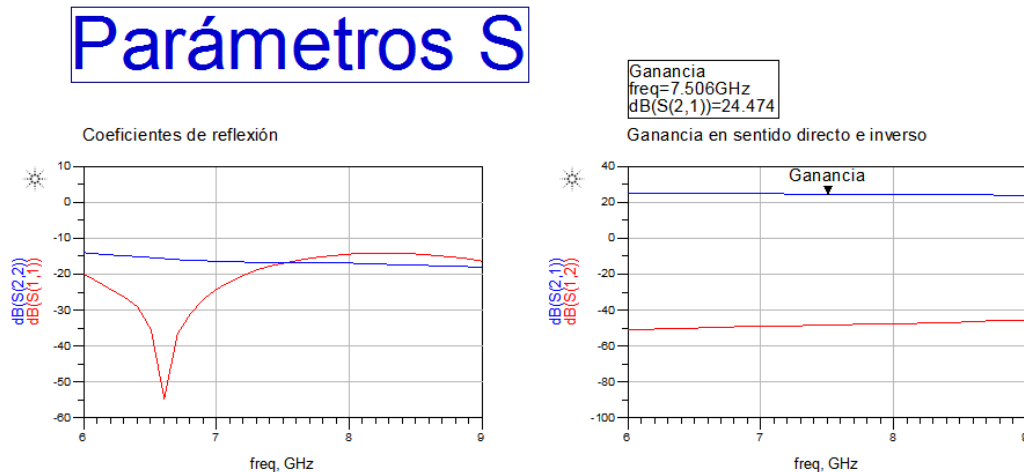


Ilustración 60 Parámetros S del LNA

Observando los parámetros S del LNA se puede ver que la ganancia es la correspondiente de 24 dB (parámetro S(2,1)), así como que su aislamiento (parámetro S(1,2)) es el apropiado al ser menor de 50 dB como los coeficientes de reflexión (parámetros S(2,2) y S(1,1)). Para calcular el P1dB y el OIP3 se ha utilizado la plantilla siguiente, que realiza un barrido en potencia:

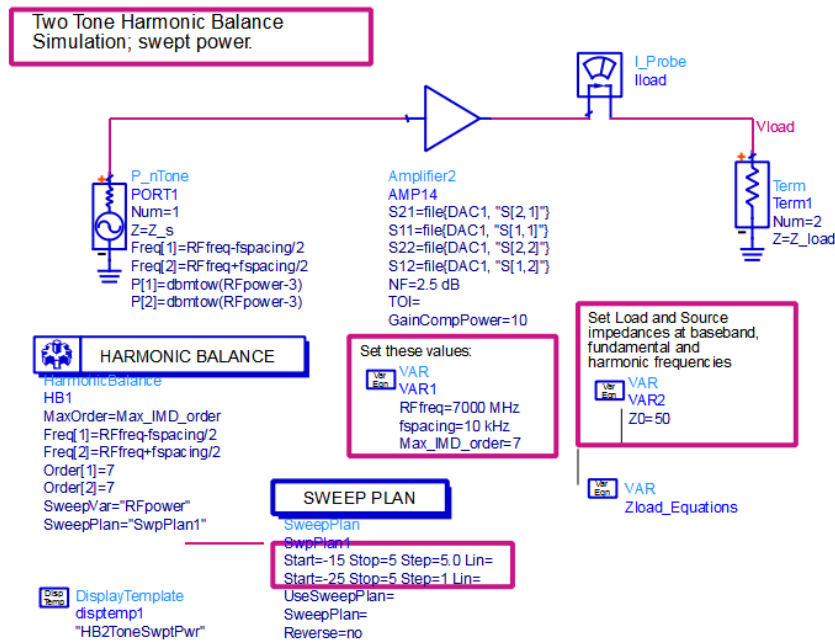


Ilustración 61 Plantilla para el P1dB y OIP3 del LNA

Obteniendo los siguientes resultados:

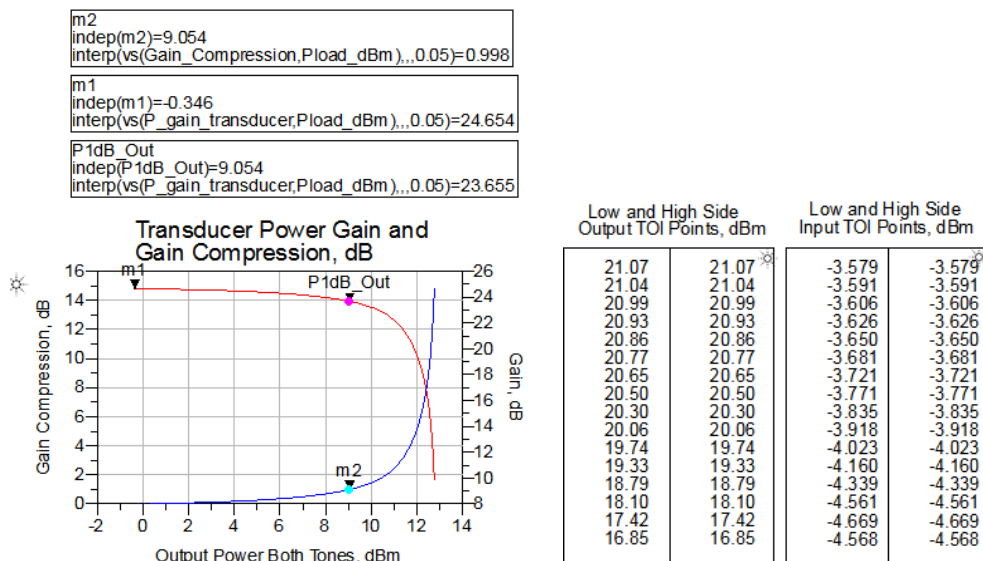


Ilustración 62 Valores del P1dB y el TOI del LNA

Para medir el P1dB a la salida se siguió el procedimiento anterior. Fijándonos en la compresión de la ganancia (línea azul) y situándonos en el punto que se comprime 1 dB, marcamos sobre la ganancia en ese punto que nos señala la potencia de salida correspondiente P1dB de 9 dBm. En el caso del TOI utilizando las ecuaciones internas de la plantilla obtenemos los valores torno a 20 dBm de salida. En ambos casos son potencias de salida para los que el sistema completo no está diseñado, por lo que no va a haber ningún problema en el futuro debido a estos valores de P1dB o TOI.

4.6 Conector de Medida Dentro del Circuito

Por último, para el estudio del circuito, se incluirán puntos de medida entre los componentes más importantes. Estos puntos de medida constan de un conector, soldado en el

circuito, que actúa como un cortocircuito cuando no está en uso, y de una sonda SMA externa, que se conectará al conector permitiendo tomar muestras de la señal bajo estudio.

4.6.1 Características del Conector de Medida

El conector de medida debe funcionar como anteriormente se ha explicado, es decir, siguiendo el siguiente diagrama:

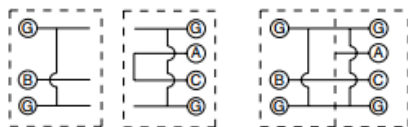


Ilustración 63 Diagrama del Conector de Medida

A la izquierda, el conector sin el conector: entre el punto A (entrada) y C (salida) se produce un cortocircuito. En este caso las pérdidas tanto de inserción al componente como de propagación por el mismo deben ser muy pequeñas para que no afecte al circuito, y que actúe igual para todo el ancho de banda. El aislamiento debe ser elevado, y su adaptación bastante buena. En estos casos se suele utilizar la razón de onda estacionaria (R.O.E., o V.S.W.R. en inglés).

A la derecha, el diagrama para el conector con la sonda conectada: entre el punto A y el C se produce un circuito abierto. En este caso la señal es recogida por el punto B (sonda), y la tierra de esta es conectada a la tierra del circuito (G). En este caso se siguen buscando las mismas características: pérdidas de inserción pequeña, gran aislamiento y una R.O.E. adecuada.

Puesto que de estas propiedades ya se ha hablado en otros componentes, se procederá a comentar el componente comercial elegido.

4.6.2 Selección del Conector de Medida Comercial

Basándose en las necesidades ya comentadas, se ha escogido el conector de medida MS-156HF, de HRS, junto con la sonda MS-156-HRMJ-2. Este componente está desarrollado para la inspección de alta frecuencia en circuitos híbridos. La verificación del circuito se logra simplemente insertando la sonda en el conector, una vez montado en la placa. Esta acción reorienta el circuito desde el estado normal y toma la señal por la sonda. Una vez se quita la sonda el circuito vuelve a su estado normal.



Ilustración 64 Conector MS-156HF y Sonda a SMA MS-156-HRMJ-2

En cuanto a sus características, aunque son presentadas hasta 6 GHz, se comprobará que funciona correctamente hasta los 9 GHz deseados.

	Not mated with the plug	Mated (MS-156-HRMJ-3)
Operating temperature range	-40°C to +85°C	-40°C to +85°C
Rated power	2W	2W
Frequency range	DC to 6GHz	DC to 6GHz
Insertion loss	0.1 dB max. (DC to 2.5GHz) 0.15 dB max. (2.5GHz to 6.0GHz)	0.5 dB max. (DC to 3.0GHz) 1.2 dB max. (3.0GHz to 6.0GHz)
Isolation	20 dB max. (DC to 2.0GHz) 15 dB max. (2.0GHz to 4.0GHz) 13 dB max. (4.0GHz to 6.0GHz)	
V.S.W.R	1.2 max. (DC to 2.5GHz) 1.3 max. (2.5GHz to 6.0GHz)	1.4 max. (DC to 3.0GHz) 1.8 max. (3.0GHz to 6.0GHz)

Tabla 6 Especificaciones del Conector MS-156HF

Se comprueba que sus pérdidas de inserción en ningún caso supera los 0.2 dB sin la sonda conectada, aunque puede alcanzar los 1.5 dB con ella, por lo que será necesario que tenerlo en cuenta en las medidas. El aislamiento, aunque se va reduciendo a medida que se sube en frecuencia, es inferior a 10 dB, por lo que se puede considerar un componente adecuado. Además, proporciona la huella que se debe incluir en el circuito para su futuro montaje:

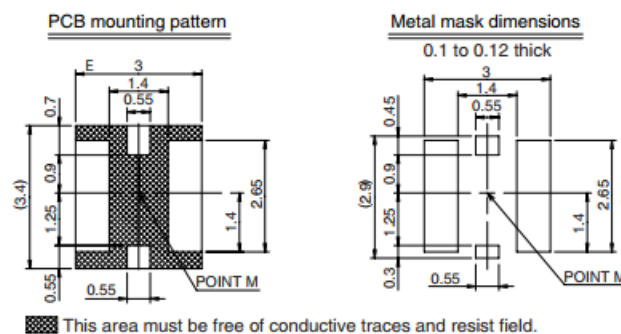


Ilustración 65 Layout del Conector MS-156HF

En cuanto a su simulación, se incluirá como una atenuador de 0.2 dB (pérdidas de inserción) y 10 dB de S(1,1).

4.7 Otros Componentes

Además de todos estos componentes, para el correcto funcionamiento del sistema se han utilizado también resistencias, bobinas y condensadores ya sea para polarizar amplificadores y el mezclador, como para “hacer puentes” en las líneas (se verá más adelante) o adaptar. A la hora de simularlas, se han obtenido las librerías de los fabricantes para ADS tanto de la página de Murata como Panasonic, que proporciona los modelos más próximos a la realidad de los componentes que ofrecen.

5 Integración de los Componentes en el Sistema Completo y Simulación

Una vez seleccionados los componentes comerciales, obtenidos sus parámetros S y comprobado su funcionamiento, se realizará la integración completa del sistema en un esquemático como el utilizado para las simulaciones individuales. Para realizar el barrido en frecuencia debemos abarcar el rango desde DC a 9 GHz, ya que están incluidas en el sistema frecuencias de IF, OL y RF; en cuanto al barrido en potencia se realizará en necesario para estudiar

el P1dB total y el OIP3, por lo que solo hace falta variar la potencia de entrada IF a la que sería utilizada (de -45 dBm a -25 dBm).

5.1 Sistema Transmisor

Una vez integrados los componentes y definidos los parámetros simularemos:

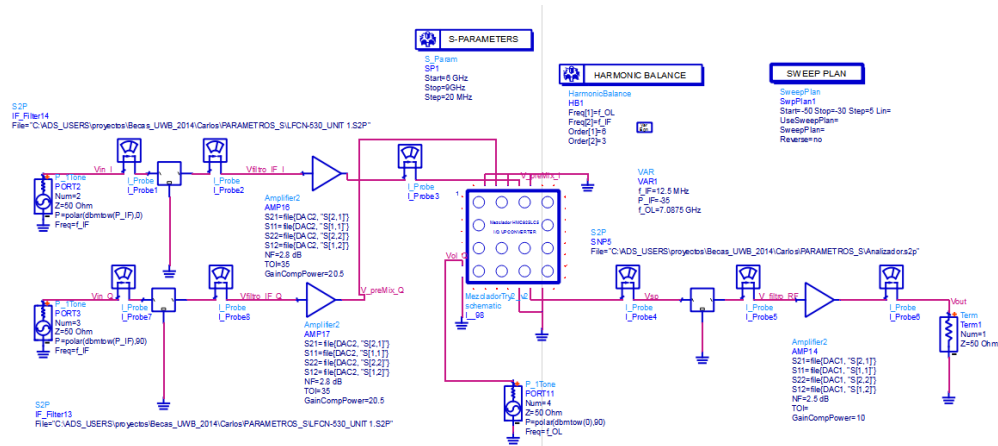


Ilustración 66 Sistema de Bloques Completo del Transmisor UWB

En la ventana de *data display* (o presentación de datos) definiremos las ecuaciones de potencia a partir de los puntos de medidas de tensión (rótulos rojos encima de los cables entre los componentes) y los amperímetros:



Ilustración 67 Punto de Estudio de Tensión y Amperímetro

Con la diferencia entre estas potencias es fácil calcular la ganancia en cada uno de los bloques, así como la ganancia total. Para seleccionar el punto de estudio en la frecuencia adecuada es necesario agregar las ecuaciones correspondientes a n_{IF} , n_{RF} , que encuentran el punto de tensión en la frecuencia indicada. De esta forma podemos comprobar tanto la ganancia como la potencia de salida para cada frecuencia:

Estudio parámetros del transmisor UWB

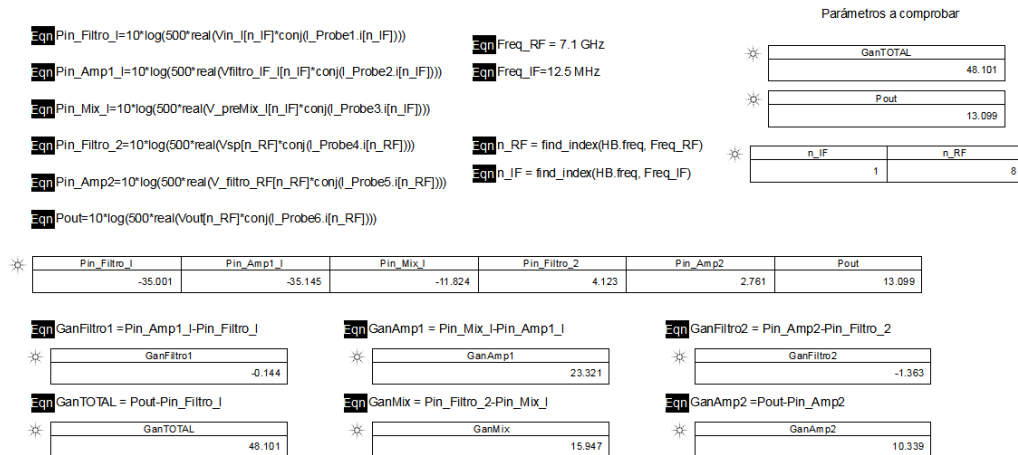


Ilustración 68 Ecuaciones, Potencia de Salida y Ganancia del Sistema de Bloques Completo

Variando los valores de la frecuencia se puede realizar una tabla con las medidas de la ganancia y la potencia de salida y comprobar que están en el rango necesario comprendido para la ganancia entre 30 dB a frecuencias bajas de IF y 45 dB a frecuencias altas. Para la potencia de salida entre -4 dBm a frecuencias bajas de IF y 10 dBm a altas. Estudiamos el caso:

Tabla 7 Simulación del Sistema de Bloques

F _{IF} (MHz)	F _{OL} (GHz)	F _{RF} (GHz)	P _{IF} (dBm)	P _{OL} (dBm)	P _{RF} (dBm)	Ganancia
12.5	7.0875	7.1	-35	0	11.2	46.2
5	7.095	7.1	-35	0	10.9	45.9
1	7.099	7.1	-35	0	7.4	42.4
0.1	7.0999	7.1	-35	0	6.7	41.7
12.5	5.9875	6	-35	0	11.2	46.2
5	5.995	6	-35	0	9.1	44.1
1	5.999	6	-35	0	2.6	37.6
0.1	5.9999	6	-35	0	1.8	36.8
12.5	7.9875	8	-35	0	10.1	45.1
5	7.995	8	-35	0	8.3	43.3
1	7.999	8	-35	0	1.8	36.8
0.1	7.9999	8	-35	0	1.0	36.0

Se puede observar claramente la diferencia que hay tanto en ganancia como en potencia de salida de RF a medida que la señal de IF sube en frecuencia. Esto es debido a cómo responden los componentes por bloques que se han ido estudiando en el apartado anterior dependiendo de la frecuencia de entrada. En conclusión, el sistema funciona dentro de los márgenes establecidos correctamente, en algunos casos incluso mejor, respondiendo de mejor manera para una f_{IF} de 12.5 MHz y f_{RF} de 7.1 GHz, que será el que estudiaremos en el caso del transmisor MIMO debido a la lentitud a la hora de hacer simulaciones.

Una vez se ajusta este caso, se puede estudiar su rechazo de OL del sistema total estudiando el punto del final del sistema V_{out} :

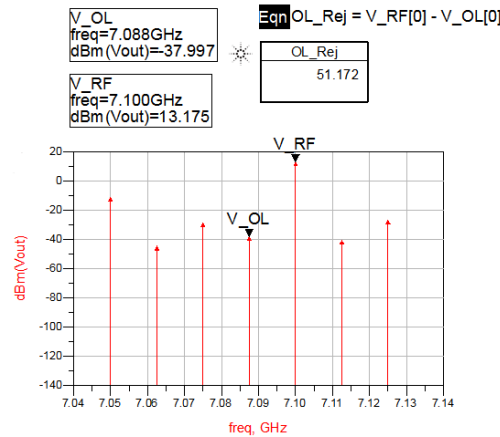


Ilustración 69 Rechazo de OL del Sistema por Bloques

Se produce un rechazo de OL de 51.172 dB, haciendo que la señal de OL a la salida sea prácticamente despreciable respecto a la señal RF.

En conclusión, el sistema por bloques produce unos resultados tanto de ganancia, como de rechazo de banda y OL óptimos para el funcionamiento del transmisor de banda ultra-ancha, así como sus componentes han sido bien elegidos para evitar problemas en el futuro de problemas de intermodulación o que se aplique una potencia de entrada lo suficientemente alta como para comprimir la ganancia.

El siguiente paso es diseñar el circuito transmisor al completo, utilizando líneas microstrip con el sustrato adecuado y añadiendo las redes de polarización de los distintos componentes para estudiar si estas propiedades se mantienen.

5.2 Sistema Receptor

Del mismo modo, se integran los componentes del receptor de la forma:

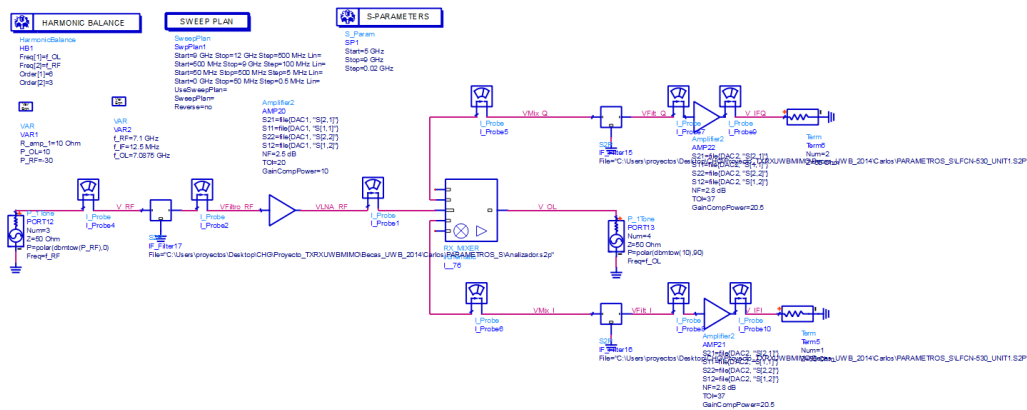


Ilustración 70 Sistema de Bloques Completo del Receptor UWB

En la ventana de presentación de resultados, definiremos las ecuaciones de potencia a partir de los puntos de estudio y con la diferencia entre estas potencias, como se hizo en el transmisor, se calcula la ganancia en cada uno de los bloques, así como la ganancia total. De esta forma podemos comprobar tanto la ganancia como la potencia de salida para cada frecuencia (se establece la $P_{in_RF} = -30$ dBm, y la $P_{OL} = 10$ dBm, como se indica en los requisitos, y se selecciona en primera instancia las frecuencias que mejor funcionaban en el transmisor, próximamente se hará un barrido para seleccionar la mejor):

Estudio de los parámetros del receptor UWB

$$\begin{aligned} \text{Eqn Pin_Filtro} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(V_{RF[n_RF]} \cdot \text{conj}(I_{Probe4.i[n_RF]}))) \\ \text{Eqn Pin_LNA} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(V_{Filtro_RF[n_RF]} \cdot \text{conj}(I_{Probe2.i[n_RF]}))) \\ \text{Eqn Pin_MIX} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(V_{LNA_RF[n_RF]} \cdot \text{conj}(I_{Probe1.i[n_RF]}))) \\ \text{Eqn Pin_FiltI} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(V_{Mix_I[n_IF]} \cdot \text{conj}(I_{Probe6.i[n_IF]}))) \\ \text{Eqn Pin_FiltQ} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(V_{Mix_Q[n_IF]} \cdot \text{conj}(I_{Probe5.i[n_IF]}))) \\ \text{Eqn Pin_AmplI} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(V_{Filt_I[n_IF]} \cdot \text{conj}(I_{Probe8.i[n_IF]}))) \\ \text{Eqn Pin_AmplQ} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(V_{Filt_Q[n_IF]} \cdot \text{conj}(I_{Probe7.i[n_IF]}))) \\ \text{Eqn Pout_I} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(V_{IFI[n_IF]} \cdot \text{conj}(I_{Probe10.i[n_IF]}))) \\ \text{Eqn Pout_Q} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(V_{IFQ[n_IF]} \cdot \text{conj}(I_{Probe9.i[n_IF]}))) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Eqn Freq_RF} &= 7.1 \text{ GHz} \\ \text{Eqn Freq_IF} &= 12.5 \text{ MHz} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Eqn n_RF} &= \text{find_index}(\text{HB.freq}, \text{Freq_RF}) \\ \text{Eqn n_IF} &= \text{find_index}(\text{HB.freq}, \text{Freq_IF}) \end{aligned}$$

Parámetros a comprobar:

GanTOTAL	Pout I	Pout Q
35.420	5.296	5.296

Pin_Filtro	Pin_LNA	Pin_MIX	Pin_FiltI	Pin_Ampl	Pout I
-30.123	-32.049	-7.362	-17.884	-18.028	5.296

$$\text{Eqn GanFiltro} = \text{Pin_LNA} - \text{Pin_Filtro}$$

GanFiltro
-1.926

$$\text{Eqn GanLNA} = \text{Pin_MIX} - \text{Pin_LNA}$$

GanLNA
24.687

$$\text{Eqn GanMIX} = \text{Pin_FiltI} - \text{Pin_MIX}$$

GanMIX
-10.522

$$\text{Eqn GanTOTAL} = \text{Pout_I} - \text{Pin_Filtro}$$

GanTOTAL
35.420

$$\text{Eqn GanFiltI} = \text{Pin_Ampl} - \text{Pin_FiltI}$$

GanFiltI
-0.143

$$\text{Eqn GanAmpl} = \text{Pout_I} - \text{Pin_Ampl}$$

GanAmpl
23.324

Ilustración 71 Ecuaciones, Potencia de Salida y Ganancia del Sistema de Bloques Completo

Variando los valores de la frecuencia se puede realizar una tabla con las medidas de la ganancia y la potencia de salida y comprobar que están en el rango necesario comprendido para la ganancia entre 30 dB a frecuencias bajas de IF y 45 dB a frecuencias altas. Para la potencia de salida entre -4 dBm a frecuencias bajas de IF y 10 dBm a altas. Estudiamos el caso:

Tabla 8 Simulación del Sistema de Bloques

F _{RF} (GHz)	F _{OL} (GHz)	F _{IF} (MHz)	P _{RF} (dBm)	P _{OL} (dBm)	P _{IF(I=Q)} (dBm)	Ganancia
9	8.75	250	-30	10	-3.6	26.4
8	7.75	250	-30	10	4	34.0
7	6.75	250	-30	10	4.3	34.3
6	5.75	250	-30	10	3.5	33.5
9	8.9875	12.5	-30	10	-2.6	27.4
8	7.9875	12.5	-30	10	5	35.0
7	6.9875	12.5	-30	10	5.4	35.4
6	5.9875	12.5	-30	10	4.5	34.5
9	8.995	5	-30	10	-2.6	27.4
8	7.995	5	-30	10	5	35.0
7	6.995	5	-30	10	5.3	35.3
6	5.995	5	-30	10	4.5	34.5
9	8.999	1	-30	10	-2.6	27.4
8	7.999	1	-30	10	5	35.0
7	6.999	1	-30	10	5.3	35.3
6	5.999	1	-30	10	4.5	34.5
9	8.9999	0.1	-30	10	-2.6	27.4
8	7.9999	0.1	-30	10	5	35.0
7	6.9999	0.1	-30	10	5.4	35.4
6	5.9999	0.1	-30	10	4.5	34.5

Al contrario que en el transmisor, en este caso a medida que aumenta la OL no disminuye la potencia de salida significativamente, se mantienen valores constantes, solo varía en función de la frecuencia y principalmente es por el filtro de entrada, que empieza a limitar en la banda superior. Esto es debido a cómo responden los componentes por bloques que se han ido estudiando en el apartado anterior dependiendo de la frecuencia de entrada. En conclusión, el sistema funciona dentro de los márgenes establecidos correctamente, en algunos casos incluso

mejor, respondiendo de mejor manera para una f_{IF} de 12.5 MHz y f_{RF} de 6.9875 GHz, que será el que estudiaremos.

Una vez se ajusta este caso, se puede estudiar su rechazo de OL del sistema total estudiando el punto del final del sistema V_{out} :

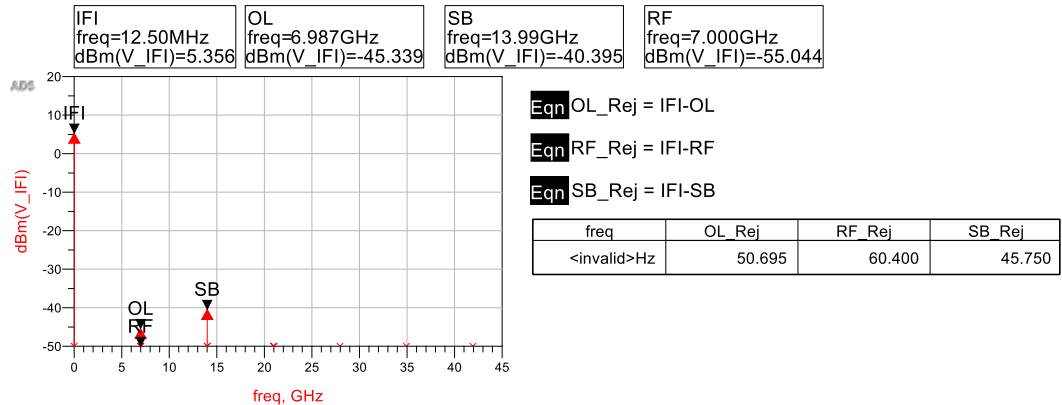


Ilustración 72 Rechazo de OL del Sistema por Bloques

Se produce un rechazo de OL de 50.7 dB, haciendo que la señal de OL a la salida sea prácticamente despreciable respecto a la señal IF y un rechazo de RF de 60.4 dB.

En conclusión, el sistema por bloques produce unos resultados tanto de ganancia, como de rechazo de banda y OL óptimos para el funcionamiento del receptor de banda ultra-ancha, así como sus componentes han sido bien elegidos para evitar problemas en el futuro de problemas de intermodulación o que se aplique una potencia de entrada lo suficientemente alta como para comprimir la ganancia.

El siguiente paso es diseñar el circuito receptor al completo, utilizando líneas microstrip con el sustrato adecuado y añadiendo las redes de polarización de los distintos componentes, que coinciden con las redes del transmisor, para estudiar si estas propiedades se mantienen.

6 Integración y Simulación del RADAR de Banda Ultra-Ancha en Líneas Microstrip

6.1 Líneas de Transmisión

Las líneas de transmisión constituyen elementos básicos que suelen estar presentes en la mayoría de los sistemas de Telecomunicación, pues garantizan la correcta transmisión de información entre dos o más bloques del sistema [18].

Una línea de transmisión constituye un sistema destinado a guiar o dirigir energía electromagnética. En el caso de este trabajo, al tratarse de un sistema RF las líneas presentan dimensiones comparables a la longitud de onda λ . Esto supone que las magnitudes de tensión y corriente presenten desfases importantes a lo largo de la línea, efecto que no es apreciable en circuitos a bajas frecuencias. Por ejemplo, el desfase entre dos puntos de longitud l que conecta dos resistencias de valor R a una frecuencia f sería la mostrada en la Ilustración 5.

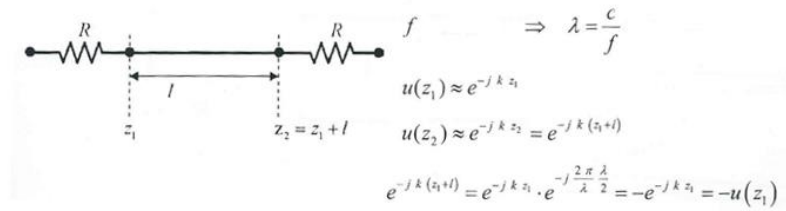


Ilustración 73 Efecto del Desfase en Líneas de Transmisión en Altas Frecuencias [19]

Siendo la tensión u y la corriente i , magnitudes cuya propagación a lo largo de la longitud de la línea es necesario de estudiar para analizarlas completamente.

6.1.1 Definición y Propiedades de las Líneas de Transmisión Ideales

Por lo tanto, se puede definir como línea de transmisión ideal al sistema formado por dos conductores sin pérdidas inmersas en un medio dieléctrico sin pérdidas de modo que la sección transversal no varía a lo largo del sistema. Estas líneas ideales se representarán como dos hilos de cobre o el conocido cable coaxial, aunque en este trabajo serán líneas microstrip, que ya serán descritas más adelante.

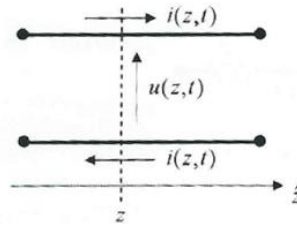


Ilustración 74 Representación de Cualquier Línea de Transmisión [19]

Haciendo uso de las propiedades de las líneas de transmisión sin pérdidas, se puede concluir que las magnitudes de tensión y corriente definidas en cada elemento diferencial de la línea dependen tan sólo de la Capacidad que existe entre los conductores, así como el flujo magnético que atraviesa la sección transversal de dicho elemento diferencial se puede traducir en un Coeficiente de Autoinducción, quedando el modelo equivalente circuital de un elemento diferencial de línea ideal como:

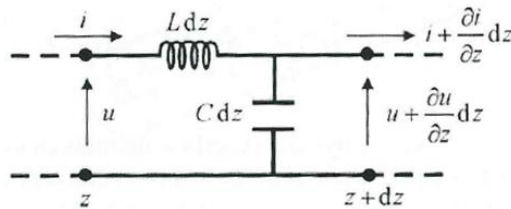


Ilustración 75 Circuito Equivalente de un Elemento Diferencial de Línea Ideal de Longitud dz [19]

Dónde L representa la inductancia de la línea por unidad de longitud (H/m) y C representa la capacidad de la línea por unidad de longitud (F/m).

6.1.2 Velocidad de Propagación en una Línea de Transmisión

Un parámetro importante a tener en cuenta es la velocidad de propagación en una línea de transmisión (velocidad de fase), definida como aquella a la que debe viajar un observador a lo

largo de la línea para mantenerse sincronizado con la onda de tensión progresiva o con la onda de tensión regresiva. La velocidad de propagación en una línea de transmisión (v) se encuentra relacionada con la capacidad de la línea por unidad de longitud (C) y la inductancia de la línea por unidad de longitud (L) de la siguiente forma:

Ecuación 34 Velocidad de Propagación en una Línea de Transmisión

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{c_0}{\epsilon_r}$$

Donde c_0 representa la velocidad de propagación de la luz en el vacío ($c_0 = 3 \cdot 10^8$ m/s) y ϵ_r es la permitividad relativa del medio dieléctrico de la línea de transmisión.

6.1.3 La Línea Microstrip y sus Parámetros Característicos

Pero en este proyecto se hará uso de la línea microstrip, una tira conductora situada sobre una lámina o sustrato de material dieléctrico que descansa en su cara inferior sobre un plano de masa.

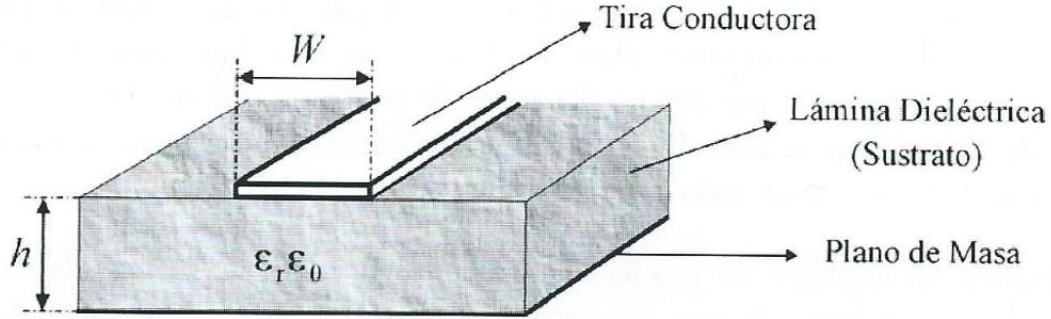


Ilustración 76 Geometría de una línea microstrip [19]

La línea microstrip constituye una de las líneas de transmisión planares más populares, pues se puede fabricar mediante técnicas fotolitográficas, así mismo, su carácter abierto facilita su integración con otros elementos pasivos y activos de microondas, por lo que es el tipo de línea óptima para la creación de nuestro circuito.

Pensando en términos de diseño, nos centraremos en los parámetros ϵ_r y h , ya que gracias a ellos podemos determinar la impedancia característica Z_c a través del cociente W/h utilizando la siguiente expresión:

Ecuación 35 Ecuación del Cociente W/h

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \frac{W}{h} \geq 2 \end{cases}$$

Dónde los términos A y B se definen del siguiente modo:

Ecuación 36 Términos A y B

$$A = \frac{Z_c}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad B = \frac{377\pi}{2Z_c\sqrt{\epsilon_r}}$$

Para deducir este cociente se asumirá en primer lugar una de las dos condiciones y se utilizará la expresión correspondiente para obtener un primer valor del cociente buscado para finalmente probar que se cumple la condición. De no ser así se utilizará la otra expresión del cociente.

Otro de los valores que caracterizaremos a la hora de elegir el sustrato serán las pérdidas causadas por los conductores y las pérdidas con respecto al material dieléctrico:

Ecuación 37 Pérdidas por los Conductores y por el Material Dieléctrico

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_c W} \quad \alpha_d = \frac{1}{2} \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \sqrt{\epsilon_{ref}} \operatorname{tg} \delta_{ef}$$

Dónde R_s representa la resistencia superficial del material conductor y ϵ_{ref} y $\operatorname{tg} \delta_{ef}$ la permitividad efectiva y tangente de delta de pérdidas respectivamente, indispensables para calcular las pérdidas debidas al dieléctrico. Además, es necesario tener en cuenta que, a menos anchura de la línea, W , mayor es la impedancia característica de la misma.

Como se ha comentado anteriormente las líneas microstrip permiten fácilmente conectar en serie elementos pasivos y activos, sin embargo, algunos necesitan contactos a masa que deben realizarse atravesando el sustrato dieléctrico perforándolo, lo cual puede suponer una cierta complejidad.

6.1.4 Substrato

Los substratos a veces se pueden comparar con materiales de construcción. Hay disponibles muchos tipos, dependiendo de la calidad, el coste, y las propiedades eléctricas que requiera el circuito. Por lo general los parámetros más importantes del sustrato se listan en los datasheets para realizar más fácilmente su elección. Entre ellos se encuentran: la constante dieléctrica, el factor de disipación, el CTE (coeficiente de expansión térmica), o la conductividad térmica. Dependiendo de la frecuencia de trabajo del circuito, la anchura de las líneas de transmisión para que se quieran adaptar a 50Ω varía, siendo más estrechas cuanto más alta es la frecuencia, pero si además su constante dieléctrica es muy alta, la estrechez de estas líneas puede hacerlas irrealizables, por lo que se debe llegar a un equilibrio.

En este proyecto, tras estudiar diferentes tipos de sustrato (CuClad, Rogers...) se terminó escogiendo un Arlon, con las siguientes propiedades:

Tabla 9 Propiedades del Sustrato Arlon 0.762

Permitividad (ϵ_r)	3.38
Tangente de delta ($\operatorname{tg} \delta$)	0.0025
Permeabilidad (μ)	1
Altura (h)	0.762 mm

Se escogió Arlon 0.762 debido a que la anchura de las líneas hace que el sistema completo tenga un tamaño apropiado para su uso, así como una rigidez que permite no necesitar portador o caja. Por otra parte, las propiedades eléctricas hacen que a las frecuencias trabajadas apenas existan pérdidas de propagación y sea fácilmente operable con los recursos disponibles a la hora de fabricar el circuito.

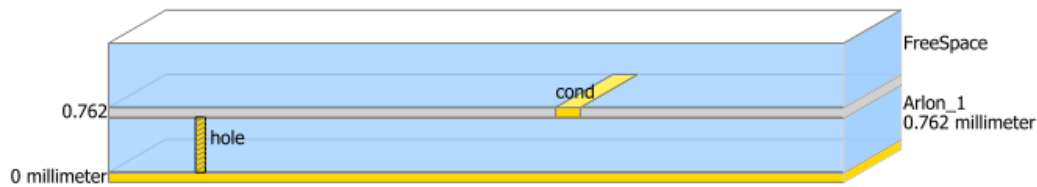


Ilustración 77 Sustrato Arlon 0.762 mm

7 Diseño y Simulación del Transmisor Teniendo en Cuenta los Efectos de las Líneas Microstrip

El diseño del transmisor teniendo en cuenta los efectos de las líneas microstrip supuso gran parte del tiempo dedicado a este proyecto, ya que tanto las simulaciones como el propio diseño suponían un gran peso para el software utilizado y el ordenador en el que se ejecutaron debido a su complejidad.

Antes de comenzar el diseño del transmisor se tuvieron que buscar las huellas de los componentes activos como pasivos. Para las impedancias y capacidades se podían encontrar unos *pads* proporcionados por el fabricante con las medidas que debían tener para que una vez fabricado, se pudieran soldar fácilmente. Para el resto de componentes en algunos casos había que añadir *via's holes*, tomas a masa. Por otra parte, se debía definir el sustrato en el simulador con los parámetros indicados en el apartado anterior.

En general el diseño del layout del transmisor consistía en lo siguiente: por las líneas de entrada IF1 e IF2 se conectarían las señales I/Q provenientes de un generador de señal; en la entrada OL se conectaría un generador de señal con potencia 0 dBm y frecuencia elegida para obtener una frecuencia de RF de 7.1 GHz; la salida de RF se conectará a un analizador de espectro en un futuro para comprobar que las medidas cumplen con los requisitos. El layout del transmisor debe incluir las líneas y las tomas de polarización: en primer lugar, se polarizan los amplificadores de IF a 5 V; para polarizar el mezclador upconverter existirán unas tomas V_{gg} y V_{ctrl} que tomarán valores de entre -2 y 0 V; tras ello se polarizará a través de otra toma V_{dd1} a 5 V y por otro lado V_{dd2} , V_{dd3} , V_{dd4} a 5 V también, que se variarán para tener un consumo indicado en el datasheet. Finalmente se polarizará el LNA con una tensión de 3 V. En conclusión, deben existir seis entradas de continua para polarizar, dos de IF, una de OL y la salida de RF.

Hay que tener en cuenta que, aunque en baja frecuencia no se tuviera tanto en cuenta las anchuras de las líneas, en alta es necesario hacer un cálculo de las medidas de anchura de la línea microstrip bastante estricta para cumplir con las condiciones de adaptación. La adaptación es necesaria si queremos hacer que se cumpla el teorema de máxima transferencia de potencia. En teoría para que la red no tenga pérdidas la impedancia vista hacia la red adaptadora debe ser igual a la impedancia característica.

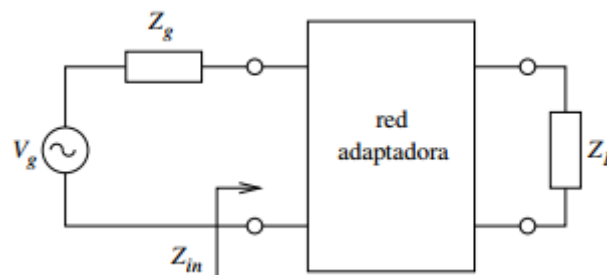


Ilustración 78 Red Adaptadora [19]

Ecuación 38 Condición de Adaptación

$$Z_{in} = Z_g^*$$

Por suerte para realizar este proceso, existe una herramienta en ADS cuyo objetivo es calcular la impedancia de la línea y la fase que aplica a partir de sus parámetros eléctricos y sus dimensiones, y viceversa. Para ello se abren las herramientas y se selecciona LineCalc, abriéndose así una nueva ventana:

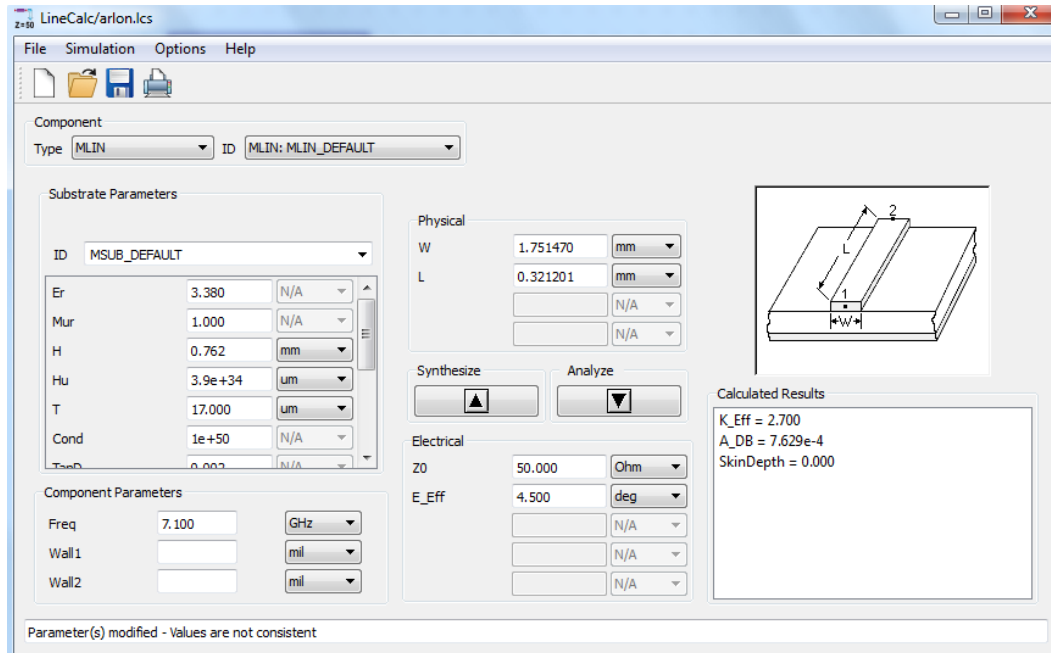


Ilustración 79 LineCalc

En el recuadro de la izquierda se han introducido los parámetros característicos del sustrato y la frecuencia de trabajo. En este caso se quiere obtener la anchura de la línea correspondiente para que a la salida de RF la adaptación sea perfecta, por lo que la longitud, no es un parámetro importante en este caso. Para ello se selecciona la variable Z_0 a 50Ω que será la impedancia característica del sistema y sintetizamos. De esta forma se ha obtenido que la anchura W de la línea debe ser 1.75 mm. Repetimos para la entrada OL con la que se obtienen datos muy similares, ya que la frecuencia apenas ha cambiado. Se tiene en cuenta además que su fabricación tiene una resolución máxima, por lo que los últimos decimales se redondean.

Una vez está el sustrato definido y se tienen los datos necesarios para integrar las redes de polarización al sistema (en los datasheets vienen los diseños de estas redes), se puede pasar a realizar el diseño del layout. El resultado final del diseño del circuito microstrip (antes de incluir los componentes) es el siguiente:

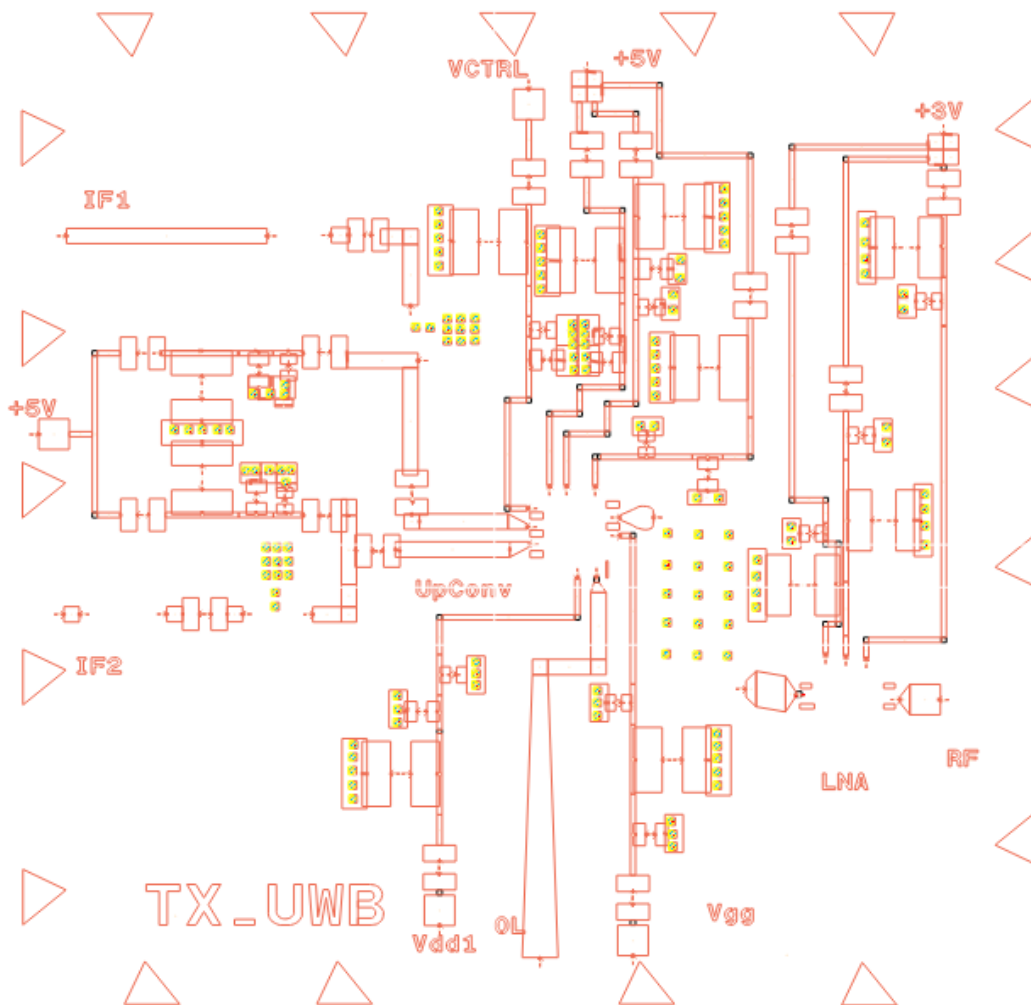


Ilustración 80 Layout del Transmisor UWB

Se pueden observar que se han etiquetado con texto hueco cada entrada y algunos de los componentes. En el centro estará situado el mezclador; justo a su derecha el filtro paso banda y a continuación el LNA. En la entrada IF1 e IF2 se sitúan el filtro y a continuación el amplificador de IF. Para evitar complejidades se han unido las polarizaciones de los amplificadores de entrada y las terminaciones de continua con la misma tensión. La salida RF está completamente adaptada pero la OL ha sido necesario reducir la anchura de la línea para poder introducir la señal en el mezclador, ya que la anchura obtenida para la impedancia Z_0 era demasiado ancha.

Una vez diseñado el layout se procede a realizar la simulación electromagnética del mismo. *Momentum* es un simulador electromagnético muy útil para las tecnologías planares multicapa, como microstrip. Se basa en uno de los múltiples algoritmos numéricos que existen para aproximar la solución de las ecuaciones de Maxwell: el método de los momentos (MoM).

Este simulador electromagnético se basa en subdividir la estructura planar por la que se propaga la señal, en celdas elementales, pequeñas en tamaño respecto a la longitud de onda, donde podemos aplicar aproximaciones de las ecuaciones integro-diferenciales por un sumatorio de productos con coeficientes y funciones básicas.

Para simular con este programa, definiremos las frecuencias en las que queremos que analice cada punto. Es posible dar un rango de frecuencias para que mida cada cierto número de puntos de forma adaptativa, pero también es posible concentrar un mayor número de puntos de análisis en un rango deseado:

Frequency Plan						
		Add		Remove		
	Type	Fstart	Fstop	Npts	Step	Enabled
1	Single	0 Hz	-	-	-	☒
2	Adaptive	10 MHz	9 GHz	30	-	☒
3	Adaptive	10 GHz	16 GHz	20	-	☒
4	Adaptive	0 Hz	10 MHz	10	-	☒

Ilustración 81 Rango de Frecuencias del Momentum

En este caso se ha decidido analizar en todo el rango entre la continua (0 Hz, incluida) y 16 GHz, centrando más puntos en las frecuencias de trabajo (entre 10 MHz y 9 GHz).

El proceso de simulación del Momentum es costoso y largo, y una vez finalizado podemos crear un componente con una matriz S asociada de tamaño NxN donde N es el número de *Pines* incluidos en el layout. Con el componente creado, podemos conectar a él el resto de componentes para formar el siguiente esquemático [26]:

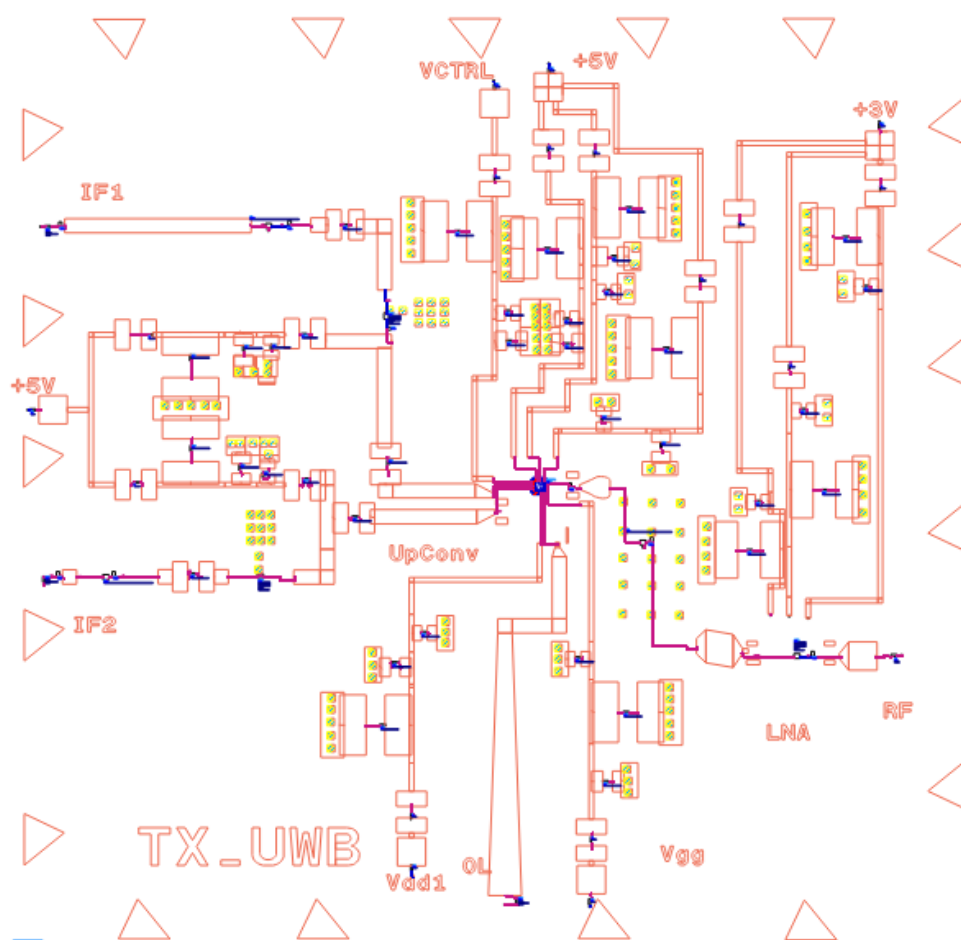


Ilustración 82 Esquemático del Transmisor UWB Completo

De esta forma es fácil tratar a un layout como un componente más a partir de sus parámetros S y así poder estudiar cómo responde cuando está integrado con otros componentes.

Una vez simulado a la frecuencia de mayor ganancia con las potencias establecidas de 0 dBm de OL y -35 dBm de IF se puede estudiar la ganancia del sistema, así como su potencia de salida y rechazo de banda utilizando las siguientes ecuaciones desde la ventana de simulación:

Ecuación 39 Ecuaciones de Potencia y Ganancia del Transmisor UWB

```
Eqn Freq_OL=7.0875 GHz
Eqn Freq_IF = 12.5 MHz
Eqn Freq_RF = 7.1 GHz
Eqn n_RF=find_index(HB.freq, Freq_RF)
Eqn n_OL = find_index(HB.freq, Freq_OL)
Eqn n_IF = find_index(HB.freq, Freq_IF)

Eqn Pin_Filtro_I=10*log(500*real(Vin_I[n_IF]*conj(I_Probe1.i[n_IF])))
Eqn Pin_Amp1_I= 10*log(mag(500*real(Vfiltro_IF_I[n_IF]*conj(I_Probe2.i[n_IF]))))
Eqn Pin_Mix_I=10*log(mag(500*real(V_preMix_I[n_IF]*conj(I_Probe3.i[n_IF]))))
Eqn Pin_Filtro_2=10*log(500*real(Vsp[n_RF]*conj(I_Probe4.i[n_RF])))
Eqn Pin_Amp2= 10*log(500*real(V_filtro_RF[n_RF]*conj(I_Probe5.i[n_RF])))
Eqn Pout=10*log(500*real(Vout[n_RF]*conj(I_Probe6.i[n_RF])))

Eqn GanFiltro1 =Pin_Amp1_I-Pin_Filtro_I
Eqn GanAmp1 = Pin_Mix_I-Pin_Amp1_I
Eqn GanFiltro2 = Pin_Amp2-Pin_Filtro_2
Eqn GanAmp2 =Pout-Pin_Amp2
Eqn GanMix = Pin_Filtro_2-Pin_Mix_I
Eqn GanTOTAL = Pout-Pin_Filtro_I
```

Se obtendrán como resultados la ganancia y potencias en cada punto del circuito en dB y dBm respectivamente:

GanTOTAL					
47.301					

Pin_Amp1_I	Pin_Filtro_I	Pin_Mix_I	Pin_Amp2	Pin_Filtro_2	Pout
-35.286	-35.149	-18.478	-6.188	-3.911	12.152

GanAmp1	GanFiltro1	GanAmp2	GanFiltro2	GanMix
16.808	-0.137	18.340	-2.277	14.567

Ilustración 83 Potencia de Salida y Ganancia del Transmisor UWB

En ningún caso, se alcanza el P1dB de ningún componente. Repitiendo este proceso para diferentes frecuencias se puede completar la siguiente tabla:

Tabla 10 Potencia RF de Salida y Ganancia del Transmisor UWB

F _{IF} (MHz)	F _{OL} (GHz)	F _{RF} (GHz)	P _{IF} (dBm)	P _{OL} (dBm)	P _{RF} (dBm)	Ganancia
12.5	7.0875	7.1	-35	0	12.3	47.3
5	7.095	7.1	-35	0	9.7	44.7
1	7.099	7.1	-35	0	2.8	37.8
0.1	7.0999	7.1	-35	0	1.8	36.8
12.5	5.9875	6	-35	0	13.0	48.0
5	5.995	6	-35	0	10.8	45.8
1	5.999	6	-35	0	3.8	38.8

0.1	5.9999	6	-35	0	2.6	37.6
12.5	7.9875	8	-35	0	11.9	46.9
5	7.995	8	-35	0	9.6	44.6
1	7.999	8	-35	0	2.7	37.7
0.1	7.9999	8	-35	0	1.8	36.8

Comparándolo con los resultados obtenidos al simular el sistema de bloques sin las líneas de transmisión se puede observar que han mejorado considerablemente a altas frecuencias de IF pese a que hayan disminuido en el caso de RF a 7.1 GHz para bajas frecuencias.

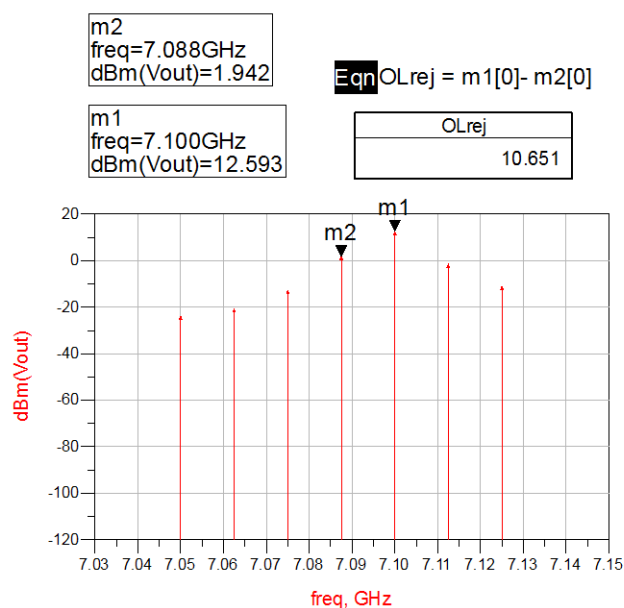


Ilustración 84 Rechazo OL del Transmisor UWB

De la misma forma que se simuló el rechazo de OL en el sistema de bloques, se puede simular en este. Se puede comprobar que este rechazo es mucho peor en este caso, con solo 10 dB de diferencia entre la señal deseada RF y la OL indeseada. Como futura línea de trabajo se puede incluir en el receptor un filtro ajustado a la banda de RF, aunque al tratarse de un transmisor en banda ultra-ancha no es nada conveniente.

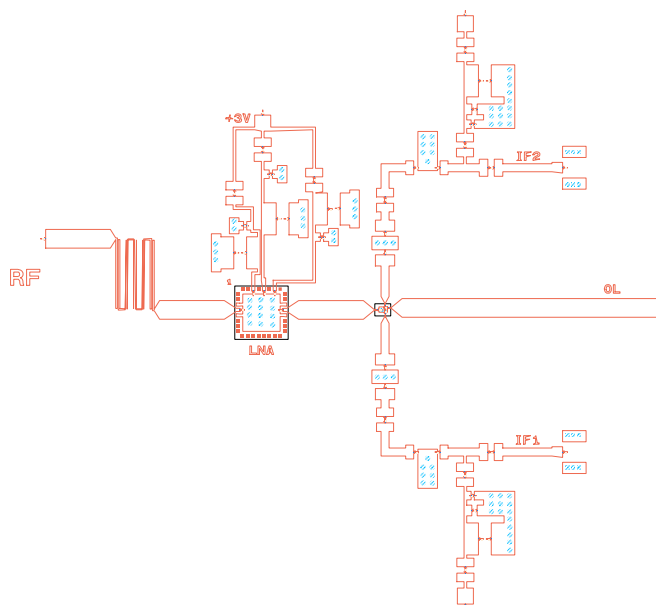
En definitiva, el layout diseñado para el transmisor de banda ultra ancha cumple con los objetivos, tanto en ganancia como potencia de salida y rechazo de banda, las potencias de compresión de ganancia 1 dB están por encima de la máxima introducida como para asegurar la linealidad de la salida. En el siguiente capítulo se utilizará este transmisor para hacerlo MIMO, es decir, a partir de dos entradas de IF para cada uno de los cinco transmisores y un divisor de potencia que alimentará de OL a todos los transmisores pseudo-idénticos, se obtendrán cinco señales de RF que se espera tengan la misma fase. Debido a que todos serán prácticamente idénticos y serán alimentados con la misma OL y potencia de IF, así como alimentación en continua unificada, los parámetros estudiados se mantendrán uniformes y semejantes, por lo que el estudio se centrará en la potencia de salida de cada uno, la ganancia, el rechazo de OL y sobre todo el desfase producido entre ellos, ya que dependiendo de la aplicación, será necesario que este desfase sea lo más pequeño posible.

8 Diseño y Simulación del Receptor Teniendo en Cuenta los Efectos de las Líneas Microstrip

El diseño del receptor teniendo en cuenta los efectos de las líneas microstrip se realizó de forma semejante al transmisor. En primer lugar, se obtuvo la huella de los componentes activos y pasivos más importantes del circuito, y, en función de los datasheets de los mismos, se añadieron el resto de los componentes pertenecientes a la red de adaptación y polarización de los mismos (capacidades, inductancias y resistencias), así como su toma de tierra. Se realizó en el mismo sustrato que el transmisor y se aprovechó el diseño de los componentes en común.

En general el diseño del layout del receptor consistía en lo siguiente: entrada adaptada a $50\ \Omega$ para la frecuencia de RF, seguido del filtro de tipo *hairpin* y a continuación el LNA con su polarización (igual que la del transmisor); seguidamente la huella del mezclador down-converter de tipo chip al cual entra también la línea de OL a la que se conectará el divisor de potencia; en las ramas de IF las líneas tienen la anchura menor porque su frecuencia de trabajo es menor; la primera huella corresponde al filtro paso bajo, seguido de un condensador en serie antes y después del amplificador de IF con sus ramas de polarización.

Se aplicará la teoría de adaptación y las herramientas (*LineCalc*) utilizadas en el transmisor, y la anchura W para Z_0 a $50\ \Omega$, que será la impedancia característica del sistema, debe ser $1.75\ \text{mm}$ nuevamente para frecuencias RF. Una vez está el sustrato definido y tenemos los datos necesarios para integrar las redes de polarización al sistema (en los datasheets vienen los diseños de estas redes), podemos diseñarlo. El resultado final del diseño del circuito microstrip (antes de incluir los componentes) son los siguientes:



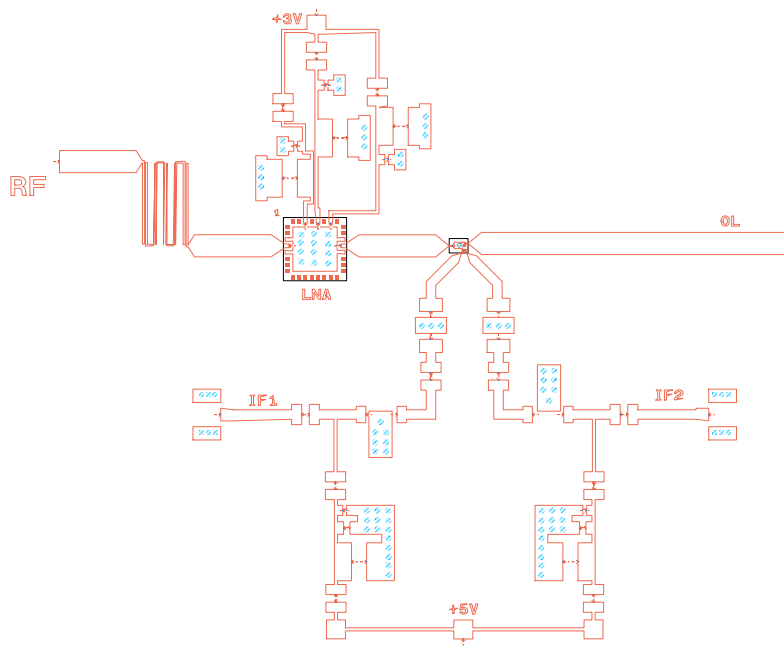


Ilustración 85 Diseño 1 y Diseño 2 del Receptor UWB

Se realizaron dos diseños, manteniendo separadas o juntas las tomas de polarización. Puesto que estando separadas (Diseño 2) los resultados eran peores, y el diseño mayor, se mantuvo el Diseño 1.

Una vez diseñado el layout se procede a realizar la simulación electromagnética del mismo, utilizando el mismo rango de frecuencias que en el transmisor. Con el componente creado, podemos conectar a él el resto de componentes y proceder a la simulación.

Una vez simulado a la frecuencia de mayor ganancia con las potencias establecidas de 10 dBm de OL y -30 dBm de RF se puede estudiar la ganancia del sistema, así como su potencia de salida y rechazo de banda utilizando las siguientes ecuaciones desde la ventana de simulación:

Ecuación 40 Ecuaciones de Potencia y Ganancia del Receptor UWB

$$\begin{aligned}
 \text{Eqn}_P_RF2 &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(RF1[n_PRF, n_RF] \cdot \text{conj}(I_Probe1.i[n_PRF, n_RF]))) \\
 \text{Eqn}_P_OL2 &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(OL1[n_PRF, n_OL] \cdot \text{conj}(I_Probe8.i[n_PRF, n_OL]))) \\
 \text{Eqn}_P_IF12 &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(IF11[n_PRF, n_IF] \cdot \text{conj}(I_Probe2.i[n_PRF, n_IF]))) \\
 \text{Eqn}_P_IFQ2 &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(IFQ1[n_PRF, n_IF] \cdot \text{conj}(I_Probe3.i[n_PRF, n_IF]))) \\
 \text{Eqn}_P_RF1 &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(RF1[n_PRF, n_RF] \cdot \text{conj}(I_Probe4.i[n_PRF, n_RF]))) \\
 \text{Eqn}_P_OL1 &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(OL1[n_PRF, n_OL] \cdot \text{conj}(I_Probe7.i[n_PRF, n_OL]))) \\
 \text{Eqn}_P_IF11 &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(IF11[n_PRF, n_IF] \cdot \text{conj}(I_Probe5.i[n_PRF, n_IF]))) \\
 \text{Eqn}_P_IFQ1 &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(IFQ1[n_PRF, n_IF] \cdot \text{conj}(I_Probe6.i[n_PRF, n_IF]))) \\
 \text{Eqn}_P_PreLNA1 &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(PreLNA1[n_PRF, n_RF] \cdot \text{conj}(I_PreLNA1.i[n_PRF, n_RF]))) \\
 \text{Eqn}_P_PostLNA1 &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(PostLNA1[n_PRF, n_RF] \cdot \text{conj}(I_PostLNA1.i[n_PRF, n_RF]))) \\
 \text{Eqn}_P_PreMIX1 &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(Premix1[n_PRF, n_RF] \cdot \text{conj}(I_PreMIX1.i[n_PRF, n_RF]))) \\
 \text{Eqn}_P_PostMIX1 &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(Postmix1[n_PRF, n_IF] \cdot \text{conj}(I_Postmix1.i[n_PRF, n_IF]))) \\
 \text{Eqn}_P_Postfill1 &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(Postfill1[n_PRF, n_IF] \cdot \text{conj}(I_Postfill1.i[n_PRF, n_IF]))) \\
 \text{Eqn}_P_PreAmplIF1 &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(Preamp1[n_PRF, n_IF] \cdot \text{conj}(I_PreAmplIF1.i[n_PRF, n_IF]))) \\
 \text{Eqn}_P_PostAmplIF1 &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(Postamp1[n_PRF, n_IF] \cdot \text{conj}(I_PostAmplIF1.i[n_PRF, n_IF]))) \\
 \\
 \text{Eqn}_GanFiltroRF &= P_PreLNA1 - P_RF1 \\
 \text{Eqn}_GanLNA1 &= P_PostLNA1 - P_PreLNA1 \\
 \text{Eqn}_GanLin11 &= P_PreMIX1 - P_PostLNA1 \\
 \text{Eqn}_GanMIX1 &= P_PostMIX1 - P_PreMIX1 \\
 \text{Eqn}_GanFillIF1 &= P_Postfill1 - P_PostMIX1 \\
 \text{Eqn}_GanLin21 &= P_PreAmplIF1 - P_Postfill1 \\
 \text{Eqn}_GanAmplIF1 &= P_PostAmplIF1 - P_PreAmplIF1 \\
 \text{Eqn}_GanLin31 &= P_IF11 - P_PostAmplIF1
 \end{aligned}$$

Se obtendrán como resultados la ganancia y potencias en cada punto del circuito en dB y dBm respectivamente:

Tabla 11 Potencia de Salida y Ganancia del Receptor UWB (Freq_{RF} = 7 GHz, P_{RF} = -30 dBm)

Gain1	Gain2
29.431	31.404

P _{RF1}	P _{PreLNA1}	P _{PostLNA1}	P _{PreMIX1}	P _{PostMIX1}	P _{Postfill1}	P _{PostAmplIF1}	P _{IF11}	P _{IFQ1}
-30.717	-30.686	-5.874	-6.037	-16.702	-16.836	-0.525	-1.286	-0.896

GanFiltroRF	GanLNA1	GanLin11	GanMIX1	GanFillIF1	GanLin21	GanAmplIF1	GanLin31
-0.031	24.812	-0.163	-10.665	-0.134	-7.654E-4	16.312	-0.761

De esta forma se puede comprobar que en ningún caso alcanza el P1dB de ningún componente. Repitiendo este proceso para diferentes frecuencias se puede completar la siguiente tabla:

Tabla 12 Barrido en Frecuencia para Obtener la Ganancia del Receptor

F _{RF} (GHz)	F _{OL} (GHz)	F _{IF} (MHz)	P _{RF} (dBm)	P _{OL} (dBm)	P _{IF(I)} (dBm)	P _{IF(Q)} (dBm)	Ganancia _I	Ganancia _Q
9	8.75	250	-30	10	-0.7	-0.4	29.3	29.6
8	7.75	250	-30	10	-0.7	-0.3	29.3	29.7
7	6.75	250	-30	10	0.5	0.9	30.5	30.9
6	5.75	250	-30	10	0.2	0.6	30.2	30.6
9	8.9875	12.5	-30	10	-2.6	-2.1	27.4	27.9
8	7.9875	12.5	-30	10	-2.3	-2.1	27.7	27.9
7	6.9875	12.5	-30	10	-1.2	-0.9	28.8	29.1
6	5.9875	12.5	-30	10	-1.5	-1.2	28.5	28.8
9	8.995	5	-30	10	-7.4	-7	22.6	23.0
8	7.995	5	-30	10	-7.2	-7	22.8	23.0

7	6.995	5	-30	10	-6.1	-5.7	23.9	24.3
6	5.995	5	-30	10	-6.4	-6	23.6	24.0
9	8.999	1	-30	10	-15.6	-15.3	14.6	14.7
8	7.999	1	-30	10	-15.4	-15.2	14.9	14.8
7	6.999	1	-30	10	-14.4	-14	15.6	16
6	5.999	1	-30	10	-14.7	-14.3	15.3	15.7
9	8.9999	0.1	-30	10	-16.7	-16.4	13.3	13.6
8	7.9999	0.1	-30	10	-16.6	-16.3	13.4	13.7
7	6.9999	0.1	-30	10	-15.5	-15.1	14.5	14.9
6	5.9999	0.1	-30	10	-15.8	-15.4	14.2	14.6

Comparándolo con los resultados obtenidos al simular el sistema de bloques sin las líneas de transmisión se puede observar que ha empeorado, especialmente a bajas frecuencias de IF. Los siguientes datos corresponden a la ganancia por tramos para el último análisis (6 GHz de F_{RF} , 5.9999 GHz de F_{OL}):

Tabla 13 Ganancia por Tramos del RX con Layout

GanFiltroRF	GanLNA1	GanLin11	GanMIX1	GanFiltIF1	GanLin21	...nAmplIF1	GanLin31
0.300	25.022	-0.101	-10.780	-0.121	-2.757E-4	11.661	-10.311

Analizando la ganancia por tramos del circuito, se observa que a bajas frecuencias, el valor de *GanLin31*, que corresponde al tramo tras el amplificador de IF y la salida, es muy bajo, de -10.3 dB. Modificando el valor de la bobina de polarización (choque) por una mayor (de 470 nH a 22 μ H, la de mayor valor disponible) y la resistencia de polarización (de 10 Ω a 75 Ω), a bajas frecuencias dejan de aparecer esas pérdidas debido a que parte de la señal se dividía entre la salida y la polarización, ganando hasta 10 dB, y alcanzando los valores muy próximos a los simulados en la versión simplificada del receptor:

Tabla 14 Barrido en Frecuencia para Obtener la Ganancia del Receptor

F_{RF} (GHz)	F_{OL} (GHz)	F_{IF} (MHz)	P_{RF} (dBm)	P_{OL} (dBm)	$P_{IF(I)}$ (dBm)	$P_{IF(Q)}$ (dBm)	Ganancia _I	Ganancia _Q
9	8.75	250	-30	10	4.2	4.1	34.2	34.1
8	7.75	250	-30	10	4.2	4.2	34.2	34.2
7	6.75	250	-30	10	5.2	5.2	35.2	35.2
6	5.75	250	-30	10	5.7	5.7	35.7	35.7
9	8.9875	12.5	-30	10	5.2	5.2	35.2	35.2
8	7.9875	12.5	-30	10	5.2	5.2	35.2	35.2
7	6.9875	12.5	-30	10	6.2	6.2	36.2	36.2
6	5.9875	12.5	-30	10	6.6	6.6	26.6	26.6
9	8.995	5	-30	10	5.2	5.2	35.2	35.2
8	7.995	5	-30	10	5.2	5.2	35.2	35.2
7	6.995	5	-30	10	6.2	6.2	36.2	36.2
6	5.995	5	-30	10	6.6	6.6	26.6	26.6
9	8.999	1	-30	10	4.9	4.9	34.9	34.9
8	7.999	1	-30	10	4.9	4.9	34.9	34.9
7	6.999	1	-30	10	5.9	5.9	35.9	35.9
6	5.999	1	-30	10	6.4	6.4	36.4	36.4
9	8.9999	0.1	-30	10	-3.1	-3.2	28.9	28.8
8	7.9999	0.1	-30	10	-3.1	-3.2	28.9	28.8
7	6.9999	0.1	-30	10	-2.1	-2.2	27.9	27.8
6	5.9999	0.1	-30	10	-1.8	-1.8	28.2	28.2

Con estos resultados se aprecia que para una misma frecuencia de IF, los valores de potencia a la salida y por tanto ganancia se mantienen parecidos. La ganancia y potencia de salida para 0.1

MHz de IF son muy bajos. Tras buscar el motivo se encuentra que la bobina de choque utilizada para la polarización del amplificador de IF afecta en gran medida a este resultado. Se ha comprobado que, con valores mayores de esta bobina en simulación, estos resultados mejoran hasta 5 dB en bajas frecuencias y se mantiene en frecuencias de IF grandes. Se continuará entonces con los valores más favorables. Esto es para una frecuencia F_{RF} de 7 GHz, y una F_{OL} de 6.9875 GHz, para una F_{IF} de 12.5 MHz.

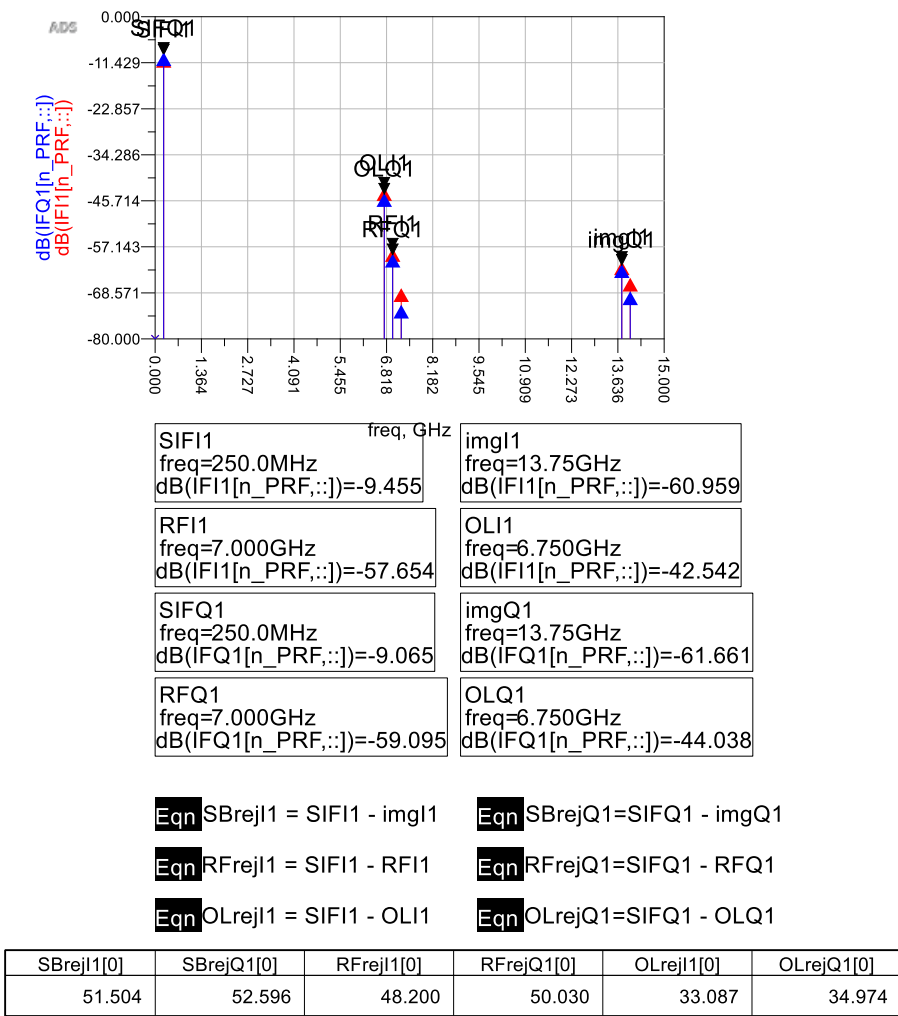


Ilustración 86 Rechazo OL, RF y Banda Imagen del Receptor UWB

Simulando el rechazo de OL, RF y frecuencia imagen, se puede comprobar que éste es adecuado, con 48 dB de rechazo entre la señal RF y la IF deseada, 53 dB en el peor caso de la frecuencia imagen, y 35 dB con la introducida OL.

Otro parámetro que se debe estudiar es el ya mencionado P1dB, pero del sistema completo. Para ello, como en anteriores ocasiones, se realizará en primer lugar un cálculo teórico con los bloques del receptor, y posteriormente una simulación. Se utilizará la fórmula del P1dB [Ecuación 28]. En este caso solo se tendrán en cuenta tres componentes, el LNA, el mezclador downconverter, y el amplificador de IF y sus valores del datasheet de OP1dB y ganancia.

Ecuación 41 Ecuaciones de P1dB del Receptor

$$\begin{aligned} \text{Eqn } P1dB_LNA &= \text{pow}(10, 10/10) & \text{Eqn } \text{GanMIX1_dec} &= \text{pow}(10, \text{GanMIX1}/10) \\ \text{Eqn } P1dB_MixDown &= \text{pow}(10, 12/10) & \text{Eqn } \text{GanAMPIFI1_dec} &= \text{pow}(10, \text{GanAmplIFI1}/10) \\ \text{Eqn } P1dB_AmplIF &= \text{pow}(10, 20.5/10) \\ \text{Eqn } P1dB_Sis &= 10 * \log_{10}(\text{pow}((1/(P1dB_LNA * \text{GanMIX1_dec} * \text{GanAMPIFI1_dec})) + (1/(P1dB_MixDown * \text{GanAMPIFI1_dec})) + (1/(P1dB_AmplIF))), -1) \end{aligned}$$

P1dB_LNA	P1dB_MixDown	P1dB_AmplIF	P1dB_Sis
10.000	15.849	112.202	18.039

El OP1dB del sistema teóricamente es de 18 dBm. Realizando el barrido en potencia de la señal de RF de entrada del receptor, se obtienen los siguientes resultados de variación de ganancia respecto a la potencia de entrada:

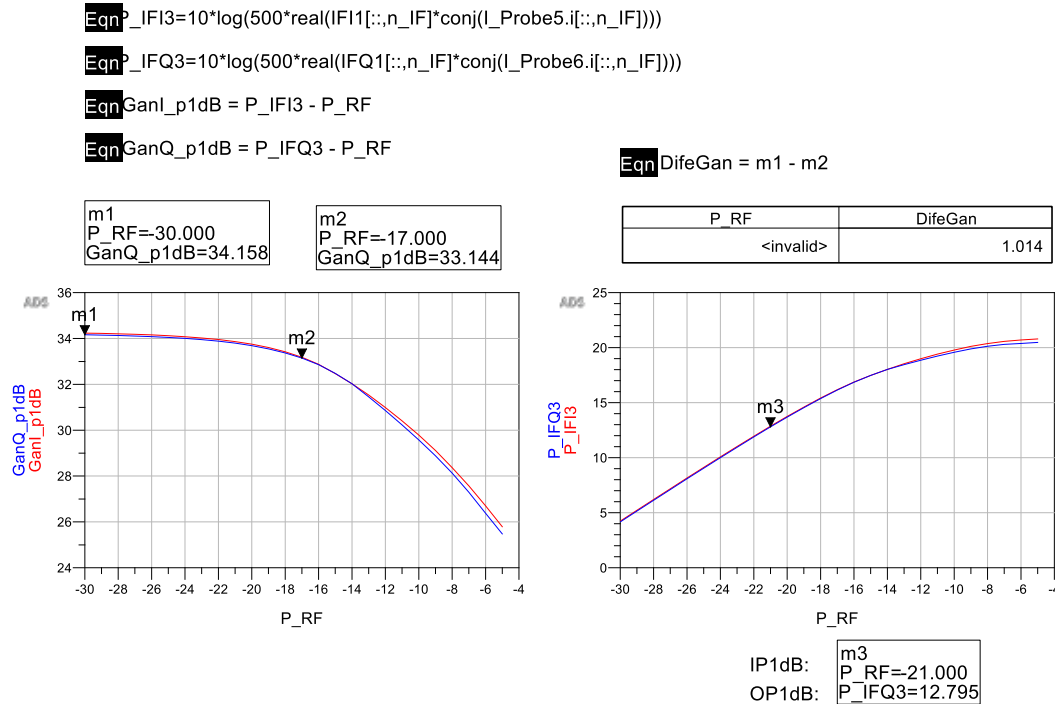


Ilustración 87 P1dB del Sistema Receptor UWB Individual

En la simulación, utilizando el modelo electromagnético del layout y los archivos. s2p de los componentes comerciales, se obtiene que el IP1dB es de -21 dBm, mientras que el OP1dB es de 12.8 dBm, 5.2 dB por debajo del calculado teóricamente. En todo caso, este receptor está diseñado para recibir una potencia de entrada de -30 dBm o inferior. En las medidas del mismo se comprobará cual es el valor real del P1dB.

En definitiva, el layout diseñado para el receptor de banda ultra ancha cumple con los objetivos, tanto en ganancia como potencia de salida y rechazo de banda, así como las potencias de compresión de ganancia 1 dB. En el siguiente capítulo se utilizará este receptor para hacerlo MIMO, es decir, con dos salidas para cada uno de los cinco receptores, cinco terminales de entrada a los que se conectarán las antenas y un divisor de potencia que alimentará de OL a todos los receptores del mismo modo que en los transmisores.

9 Medidas del Sistema MIMO de Banda Ultra-Ancha

En este apartado se comentará el método de construcción de la placa que contiene los componentes que forman el transmisor y receptor, los aparatos de medida utilizados, así como sus funciones, y por último los resultados obtenidos de las medidas.

Una vez la simulación obtenida muestra los resultados deseados (potencia de salida, rechazo de OL y banda imagen), exportamos el diseño en un fichero DXF. El formato DXF es un formato para permitir la interoperabilidad de datos entre los programas de CAD. En este formato se pueden distinguir dos “dibujos” del diseño: en uno se guardan las líneas de transmisión en el substrato ARLON que será entendido por la herramienta que se encarga de dar forma a la placa; en el otro los “holes” o tomas a masa, que será enviado a la herramienta que taladra con brocas de las medidas indicadas en las coordenadas de las tierras (en la Ilustración XX se aprecia cómo se visualiza el archivo DXF para el caso del transmisor de banda ultra-ancha MIMO).

Una vez construidas ambas placas se procederá a montar los componentes en ellas y antes de conectarlo se realizará un estudio de las alimentaciones de cada componente (proporcionadas por el fabricante) así como de los aparatos que se utilizarán para hacer las medidas. En la siguiente tabla se pueden observar estos parámetros, así como las alimentaciones de las redes de polarización y alimentación de los componentes activos:

Tabla 15 Condiciones de Operación del Transmisor

Parámetro	Punto operación nominal	Absolute maximum ratings	Comentarios
Entradas IF1,IF2	12.5 MHz – 530MHz	-35 dBm	Entrada adaptada a 50 Ohm
Entrada OL	5 a 11.1 GHz 0 dBm	+10 dBm	Entrada adaptada a 50 Ohm
Salida RF	6 a 9 GHz		Salida adaptada a 50 Ohm
V_{IF1}	5V@ 88 mA	+5.5 V	Alimentación amplificador de IF
V_{IF2}	5V@ 88 mA	+5.5 V	Alimentación amplificador de IF
V_{dd1}	5V@ 114 mA		
V_{dd2},V_{dd3},V_{dd4}	5V@ 130 mA (I _{dd2} + I _{dd3} + I _{dd4})		
V_{gg}	-2 a 0 V		Ajustar V _{gg} entre -2 y 0V para conseguir I _{dd2} +I _{dd3} +I _{dd4} =130 mA.
V_{ctrl}	-2 a 0 V		Máxima. Ganancia -1.4 V
V_{LNA}	+3V @ 53 mA	+3.5 V	Alimentación LNA

Ilustración 88 Condiciones de Operación del Receptor

Parámetro	Punto operación nominal	Valor admisible máximo	Comentarios
Entrada RF	6 a 9 GHz, -30 dBm	0 dBm	Entrada adaptada a 50 Ohm
Entrada OL	7.1 a 8.5 GHz 10 dBm	+27 dBm	Entrada adaptada a 50 Ohm

Salidas IF1,IF2	12.5 MHz - 530 MHz		Salida adaptada a 50 Ohm
V_{LNA}	3V@ 53 mA	+3.5 V	Alimentación LNA
V_{IF1}	5V@ 88 mA	+5.5 V	Alimentación amplificador de IF
V_{IF2}	5V@ 88 mA	+5.5 V	Alimentación amplificador de IF

9.1 Equipos de Medida y Alimentación

En cuanto a los equipos de medida y alimentaciones, se necesitaron:

9.1.1 Analizador de Espectros

Este equipo representa las componentes espectrales de una señal determinada a partir de su transformada de Fourier, trabajando principalmente en el dominio de la frecuencia pudiendo observar la respuesta de los sistemas que se desean medir para comprobar su funcionamiento en una zona del espectro radioeléctrico.

Para visualizar las medidas, podemos variar algunos de los parámetros básicos del equipo. En este caso utilizaremos: la frecuencia, para fijar la ventana de visualización así como su ancho (SPAN); la amplitud, fijando el valor de referencia y el número de dBm por cada división de pantalla; los marcadores de pico: controlan la posición de un indicador de valor de potencia de la gráfica en una determinada frecuencia.

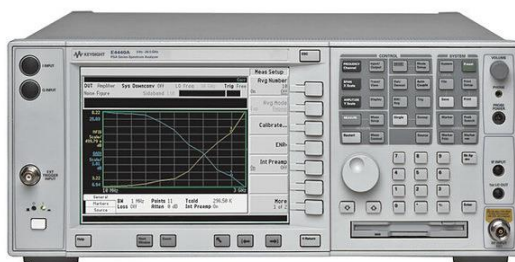


Ilustración 89 Analizador de Espectros E4446A

El analizador utilizado en las medidas fue el E4446A, de Agilent. Un analizador de espectro de alto rendimiento con capacidad de medir señales de hasta 44 GHz, un rango mucho mayor al necesitado.

Se utilizará el analizador de espectro para ver la frecuencia y potencia de salida, así como los rechazos de banda y OL o posibles interferencias.

9.1.2 Osciloscopio

El osciloscopio se trata de un equipo de visualización gráfica que muestra señales eléctricas variables con el tiempo, siendo el eje Y el que representa al voltaje y el X el que representa al tiempo. Los osciloscopios pueden ser analógicos, si trabajan directamente con la señal aplicada, o digitales, que utilizan previamente un convertor para almacenar y reconstruir la información en pantalla, siendo este último el más apropiado para esta medida.

Los controles que se utilizarán en esta medida son mayormente la escala de voltajes (diferencia de potencial pico a pico), con el propósito de que la señal se visualice dentro de la pantalla, ajustándolo de forma que las divisiones sean coherentes; y el regulador temporal, de tal forma que entren a dos periodos de la señal dentro de la pantalla. Normalmente la pantalla consta de una rejilla de 10 divisiones horizontales y 8 verticales.



Ilustración 90 Osciloscopio Tektronix TDS5034B

En primer lugar, para baja frecuencia utilizamos el osciloscopio Tektronix TDS5034B, un osciloscopio que trabaja en la banda de frecuencia de 0-350 MHz, siendo rápido y sencillo de manejar. Resultó esencial para la detección de errores en la señal antes del mezclador de transmisión y después del de recepción, pudiendo además comparar en él las señales de entrada directamente del generador, con las obtenidas a la salida del receptor.

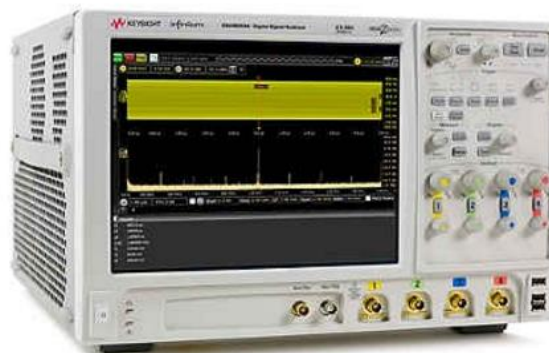


Ilustración 91 Osciloscopio Infiniium 90000A

Para observar la señal a la salida del transmisor y en la zona de alta frecuencia tanto del transmisor como del receptor, se utilizó el osciloscopio Infiniium 90000A, puesto que entre sus prestaciones está su banda de trabajo entre 2.5 y 13 GHz permitiendo medir en la nuestra.

Con estos osciloscopios se pueden determinar el periodo y frecuencia de la señal, pero nuestro principal objetivo era la comparación de esta con la simulada, así como de la de la entrada del sistema con su salida, por lo que era importante poder determinar el voltaje y la fase entre estas señales. El osciloscopio de baja frecuencia nos ha permitido

además determinar que parte de la señal fue la originaria de las averías detectadas en el circuito mediante una sonda.

9.1.3 Generador de Señal I/Q

Este dispositivo electrónico es utilizado principalmente para el testeo y prueba de circuitos de microondas. Al poder generar diferentes tipos de señales y permitir elegir entre su modulación, tasa de bits o ancho de banda, potencia y frecuencia será utilizado para comprobar el funcionamiento tanto del trasmisor como del receptor, así como el sistema completo.

La señal está mapeada en un plano I/Q, dónde la I corresponde a fase y la Q a cuadratura, siendo así la mayoría de las señales de base digital. Esta modulación tiene un número significativo de características modificables como la tasa de símbolos, en ancho de banda efectivo del modulador I/Q, que sea plano en frecuencia, la asimetría de la cuadratura I/Q (lo ortogonales que son entre ellas) y el balance de potencia entre ambas salidas.

Siendo más concretos es necesario utilizar un generador de señal digital, basado en un oscilador senoidal, con al menos dos salidas y que permita diferenciar la fase entre ambas, de esta forma podemos generar la señal I/Q en banda base con una tasa alta con la intención de conseguir un gran ancho de banda y una potencia reducida y similar a la utilizada en las simulaciones a la entrada del transmisor o el sistema completo. Por otro lado en su salida de RF es necesario generar una señal también de gran ancho de banda pero a una frecuencia portadora en torno a los 7.5 GHz por lo que es necesario que el generador trabaje también a menos el doble de esta frecuencia para evitar errores de medida; una señal de estas características puede ser introducida en la entrada de receptor.



Ilustración 92 Generador de Señal E4438C

Uno de los generadores utilizados para realizar las medidas ha sido el generador de señal E4438C, un generador de señal vectorial que permite personalizar la frecuencia, potencia y modo de generar la señal. Este generador permite elegir la frecuencia de salida, así como el ancho de banda en función de la tasa de símbolos, y la potencia de salida a partir de una potencia base aplicando atenuaciones. Del mismo modo se puede aplicar una atenuación balanceada entre ambas salidas I/Q, elegir la modulación y por último aplicar una secuencia programada.

En medidas por separado TX y RX, se introducirá una señal rectangular en la entrada I y se adaptará la entrada Q en el caso del transmisor, y una señal senoidal a frecuencias de RF en el caso del receptor. Puesto que el ancho de banda es bastante

reducido para nuestro propósito, se procedió a cambiar el equipo generado por el generador de onda arbitrario 81180B de Agilent:



Ilustración 93 Generador de Señal Arbitrario 81180B

Para estas medidas se configuró el equipo para generar una señal de IF con modulación QPSK y una potencia de salida de -20 dBm con un atenuador de 10 dB, un ancho de banda de hasta 5 MHz (20 Msps), lo cual, nuevamente, no es UWB. Cuando se realizó la medida conjunta (TX+RX) se programó la siguiente secuencia:

I	1	1	0	0
Q	1	0	0	1

9.1.4 Sintetizador de Frecuencia de OL

Este equipo permite obtener un conjunto discreto de frecuencias a partir de una frecuencia de referencia, tratando de mantener en todos los casos las características de estabilidad de la frecuencia de referencia.

En este caso, se requiere de un sintetizador convencional pero de buena calidad y precisión, por lo que se ha elegido el sintetizador de señal 83752-A, de HP:



Ilustración 94 Sintetizador de Señal 83752-A

Aunque es un sintetizador antiguo, ofrece un rango de frecuencias de 10 MHz a 20 GHz, con una resolución de tan solo 1 Hz y que ofrece desde -15 dBm hasta 17 dBm de potencia, mucho más de lo que se necesita.

9.1.5 Fuente de Alimentación

Este equipo se utilizará para la alimentación en DC del circuito. Principalmente se requerirá del mismo que el rango de alimentación sea adecuado, que sea preciso y que introduzca el mínimo ruido posible. Se ha escogido el equipo E3611-A:



Ilustración 95 Fuente de Alimentación E3611-A

Ya que ofrece hasta 20 V con 1.5 A y una precisión de 0.1 V. Se utilizarán tantas fuentes de alimentación como tensiones diferentes se necesitan en el circuito: una para los dos amplificador IF; una para las tensiones Vdd2, Vdd3, Vdd4 del Mezclador; una para la Vdd1 del mezclador; una tensión negativa para Vgg y otra para Vctrl; y una para la alimentación del LNA.

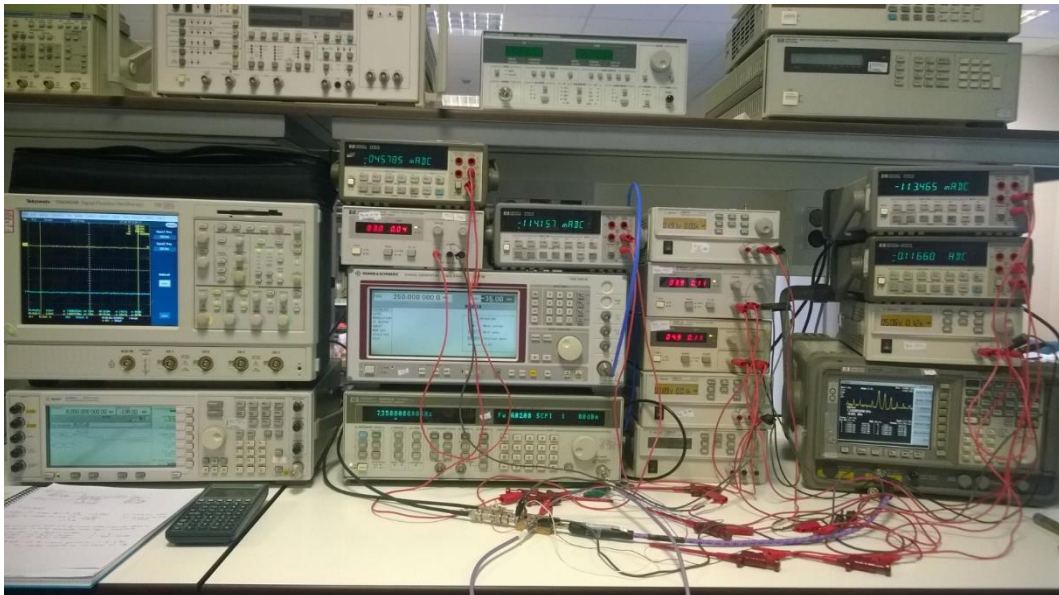


Ilustración 96 Equipos de Medida y Alimentación

9.2 Medida del Transmisor UWB

Con los equipos ya dispuestos, se realizarán las conexiones al circuito de la siguiente forma:

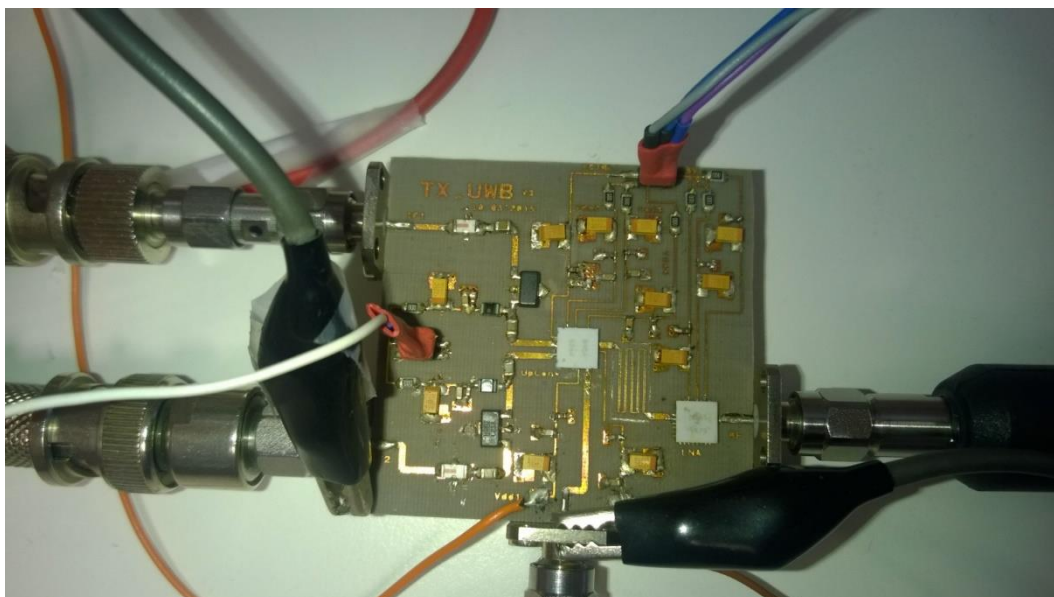


Ilustración 97 Transmisor UWB Conectado a las Alimentaciones y Señales

Una vez conectado el circuito a las terminaciones de las alimentaciones y los equipos de medida se procede a encender los mismos en un orden y cumpliendo los límites de consumo indicados anteriormente (los valores son para el primer ejemplo):

1. Primera etapa:
 - a. Por las entradas IF1 e IF2 se conectan los tonos I/Q provenientes del generador Agilent E4438C, con potencia de -35 dBm y frecuencia $f_{IF} = 5$ MHz.
 - b. En la entrada OL se conecta un sintetizador HP83752A a 0 dBm y frecuencia $f_{OL} = 7.35$ GHz.
 - c. A la salida RF se conecta un analizador de espectro centrada en $f_{RF} = 7.5$ GHz.
2. Segunda etapa. En esta etapa primero estableceremos todas las tensiones de polarización a 0 salvo las de control y la Vgg, que al ser negativas las estableceremos inicialmente en -2. A continuación:
 - a. En primer lugar, se polariza los amplificadores de IF a 5 V, por aquí han de circular 174 mA.
 - b. En segundo lugar, se polariza el mezclador Up-Converter. Para ello se conecta los cables de Vgg y Vctrl a -2V. tras esto se conecta Vdd1 a 5 V para que circulen 114 mA. Ahora se conecta Vdd2, Vdd3, Vdd4 a 5 V y se varia la tensión de Vgg hasta que por estas tensiones Vdd circulen 130 mA.
 - c. La tensión de Vctrl la podemos establecer en -2 V ya que la ganancia del mezclador es la deseada.
3. Tercera etapa. Por último, se polariza el LNA:
 - a. Conectamos el cable de polarización a 3 V para que circulen por él hasta 54 mA. Se puede variar ligeramente la Vctrl ligeramente para mejorar la ganancia.

Para mejorar aún más la ganancia y el rechazo de banda imagen y OL, se realizan ajustes en las alimentaciones sin superar el consumo máximo para el componente [datasheets de los componentes], reflejados en esta tabla:

Tabla 16 Parámetros de Tensión y Consumo de los Componentes del Transmisor UWB

Parámetro	Valor
Entradas IF1,IF2	5 MHz

	-35 dBm
Entrada OL	7.35 GHz 0 dBm
Salida RF	7.5 GHz
V_{IF1}	4.97V@ 105 mA < 174 mA (datasheet)
V_{IF2}	4.97V@ 105 mA < 174 mA (datasheet)
V_{dd1}	3.5V@ 109 mA < 114 mA (datasheet)
V_{dd2}, V_{dd3}, V_{dd4}	2.9V@ 125 < 130 mA (I _{dd2} + I _{dd3} + I _{dd4}) (datasheet)
V_{gg}	-0.78 V
V_{ctrl}	-2 V
V_{LNA}	3V @ 45 mA < 53 mA (datasheet)

El resultado obtenido en el analizador de espectros es el siguiente:

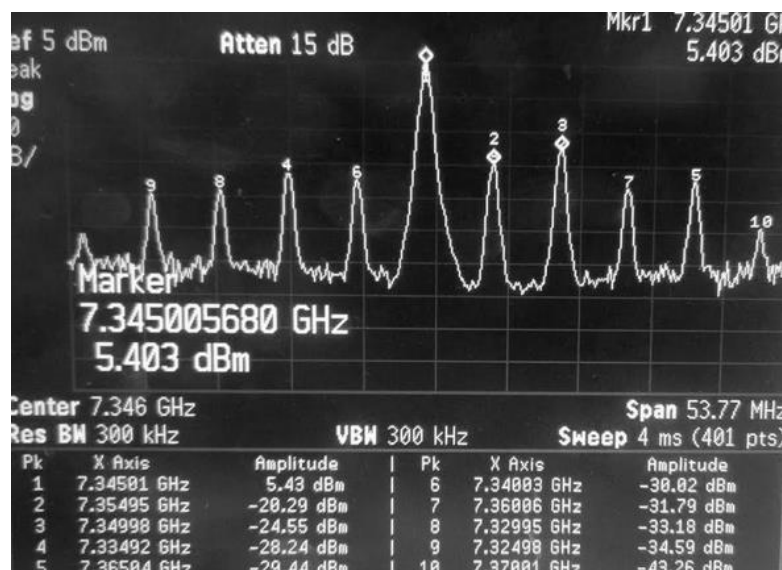


Ilustración 98 Resultados del Analizador de Espectro para las Medidas del Transmisor UWB

De los distintos puntos de estudio nos centraremos en el 1, 2 y 3. El primer punto de estudio (1) es la señal a la salida RF, situada a 7.345 GHz con una amplitud de 5.43 dBm: de estos valores se puede deducir que la ganancia total del transmisor es de 40.43 dB, debido a que a la entrada se introdujo una potencia de -35 dBm. Las señales (2) y (3) por algún error del equipo tienen los datos en la tabla cambiados. El tono (2) de la gráfica es la señal de OL: se puede apreciar que el rechazo de OL es de casi 25 dB, bastante bueno para la aplicación del transmisor. El tono (3) de la gráfica, de la tabla corresponde a la suma de tonos, a la banda imagen: el rechazo de banda imagen también tiene un valor normal de torno a 30 dB, por lo que a la hora de transmitir no debería ser un problema.

Para la tabla siguiente, se realiza un barrido similar al de las simulaciones. Lo ideal sería introducir una señal de banda ultra ancha con un ancho de banda de 3 GHz centrada en 1.5 GHz,

pero se debe adecuar a la resolución de los equipos disponibles, por lo que se realiza un barrido de IF más extenso.

Tabla 17 Resultado de las Medidas de Potencia RF y Ganancia del Transmisor UWB

F _{IF} I/Q(MHz)	F _{RF} (GHz)	F _{OL} (GHz)	P _{IF} (dBm)	P _{OL} (dBm)	P _{RF} (dBm)	Ganancia
500	8.5	9	-35	0	8.0	43.0
300	8.7	9	-35	0	3.1	38.1
200	8.8	9	-35	0	6.2	41.2
100	8.9	9	-35	0	3.5	38.5
10	8.99	9	-35	0	7.8	42.8
500	7.5	8	-35	0	7.9	42.9
300	7.7	8	-35	0	7.4	42.4
200	7.8	8	-35	0	7.3	42.3
100	7.9	8	-35	0	6.4	41.4
10	7.99	8	-35	0	8.5	43.5
500	6.5	7	-35	0	5.5	40.5
300	6.7	7	-35	0	8.8	43.5
200	6.8	7	-35	0	9.1	46.1
100	6.9	7	-35	0	7.0	42.0
10	6.99	7	-35	0	7.2	42.2
500	5.5	6	-35	0	7.1	42.1
300	5.7	6	-35	0	7.6	42.6
200	5.8	6	-35	0	6.7	41.7
100	5.9	6	-35	0	4.6	39.6
10	5.99	6	-35	0	7.6	42.6

En conclusión, el transmisor cumple con las expectativas al tratarse de la transmisión de dos tonos I/Q, en líneas futuras habría que estudiar el caso de la transmisión de señales completas, mayormente en el transmisor de banda ultra-ancha MIMO completo. Estas soluciones nos permiten continuar con el desarrollo del transmisor de banda ultra-ancha MIMO.

9.3 Medida del Receptor UWB

Para realizar las medidas en el receptor, se utilizan los mismos equipos que en el transmisor, a excepción de algunas fuentes de tensión que no son necesarias, ya que el mezclador, al no ser activo, no requiere polarización:

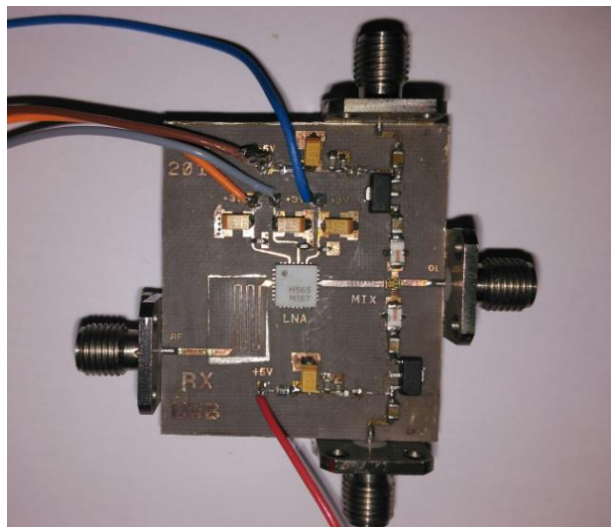


Ilustración 99 Receptor UWB Conectado a las Alimentaciones y Señales

Se debe respetar un orden de encendido de las fuentes de polarización y prestar atención a no sobrepasar el consumo de los componentes:

4. Primera etapa:
 - a. Por la entrada de RF se conecta el generador de señal E4438C, con potencia de -30 dBm y frecuencia f_{RF} .
 - b. En la entrada OL se conecta un sintetizador HP83752A a 10 dBm y frecuencia f_{OL} .
 - c. En primer lugar, se adaptará una de las salidas I/Q y la otra se conectará al analizador de espectro para determinar el nivel de señal.
5. Segunda etapa. En esta etapa primero se establecen todas las tensiones de polarización a 0. A continuación, se polarizan los amplificadores de IF a 5 V, por aquí han de circular 174 mA.
6. Tercera etapa. Por último, se polariza el LNA. Se conecta el cable de polarización a 3 V para que circulen por él hasta 54 mA.

El resultado obtenido en el analizador de espectros es el siguiente:

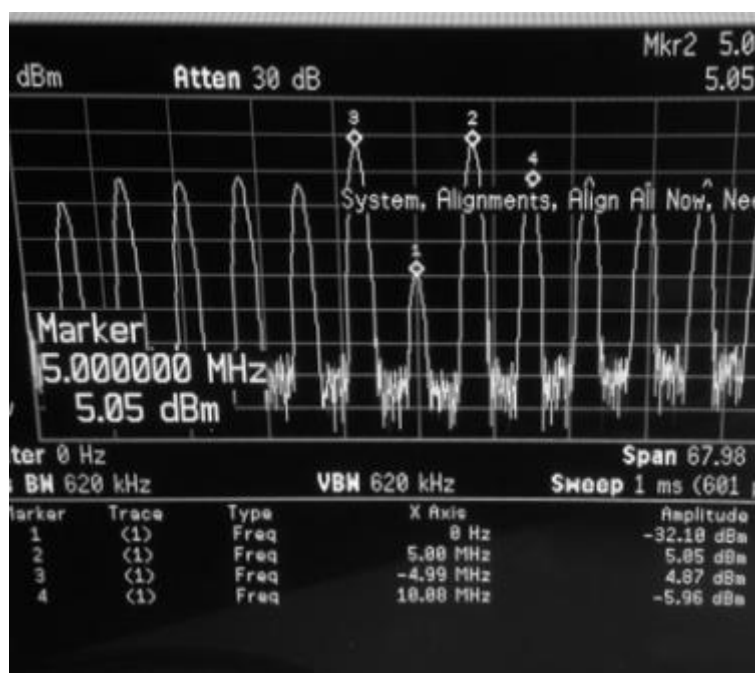


Ilustración 100 Resultados del Analizador de Espectro para las Medidas del Receptor UWB

De los distintos puntos de estudio nos centraremos en el 1 y 2. El primer punto de estudio (1) es la señal de DC. El punto (2), se corresponde a la señal de la salida IFI situada a 5 MHz con una amplitud de 5.05 dBm: de estos valores se puede deducir que la ganancia total del receptor es de 35.05 dB, debido a que a la entrada (RF) se introdujo una potencia de -30 dBm.

Para la tabla siguiente, se realiza un barrido similar al de las simulaciones. Lo ideal sería introducir una señal de banda ultra ancha con un ancho de banda de 3 GHz centrada en 7.5 GHz, pero se debe adecuar a la resolución de los equipos disponibles, por lo que se realiza un barrido de IF más extenso.

Tabla 18 Resultado de las Medidas de Potencia IF y Ganancia del Receptor UWB

F_{RF} (GHz)	F_{OL} (GHz)	F_{IF} (MHz)	P_{RF} (dBm)	P_{OL} (dBm)	$P_{IF(I)}(dBm)$	$P_{IF(Q)}(dBm)$	Ganancia _I	Ganancia _Q
9	8.75	250	-30	10	-1.5	-1.1	28.5	28.9
8	7.75	250	-30	10	5.9	5.8	35.9	35.8
7	6.75	250	-30	10	6.5	6.1	36.5	36.1
6	5.75	250	-30	10	6.7	6.7	36.7	36.7
9	8.9875	12.5	-30	10	-3	-2.6	27.0	27.4
8	7.9875	12.5	-30	10	3.9	3.8	33.9	33.8
7	6.9875	12.5	-30	10	4.4	3.8	34.4	33.8
6	5.9875	12.5	-30	10	4.7	4.0	34.7	34.0
9	8.995	5	-30	10	-8.5	-7.9	21.5	22.1
8	7.995	5	-30	10	-1.4	-1.3	28.6	28.7
7	7.995	5	-30	10	-0.6	-0.8	29.4	29.2
6	6.995	5	-30	10	0.0	-0.3	30.0	29.7
9	8.999	1	-30	10	-16.5	-17.8	15.5	12.2
8	7.999	1	-30	10	-10.7	-11.2	19.3	18.8
7	6.999	1	-30	10	-9.8	-10.5	21.2	19.5
6	5.999	1	-30	10	-9.1	-9.6	21.9	21.4

Los datos obtenidos de las medidas del receptor muestran que, al igual que en las simulaciones, la ganancia se encuentra torno a los 30 dB, un valor bastante adecuado, pero se reduce considerablemente a medida que se baja la frecuencia de IF. Esto puede ser debido a la bobina de choque y resistencia de polarización, comentadas en las simulaciones, y para el montaje y medidas del receptor MIMO se tendrá en cuenta.

Escogiendo como modelo el mejor de los casos a una frecuencia central, para una frecuencia RF de 7 GHz e IF de 250 MHz, la ganancia se comprime 1 dB para -28 dBm de entrada, similar pero no distante del obtenido en las simulaciones.

9.4 Medida Conjunta: Receptor y Transmisor UWB

Por último, se desea medir el conjunto de ambos sistemas, conectados mediante un cable con un atenuador de 40 dB que representa el espacio libre y la ganancia de las antenas (transmisión, recepción).

En estas medidas se envían al transmisor señales I/Q a 0.1 MHz, 1 MHz, 5 MHz, y 12.5 MHz, con potencia de -35 dBm y una frecuencia de OL de 6.9875 GHz, 7.995 GHz, 7.999 GHz y 7.9999 GHz respectivamente, que se divide entre el receptor y transmisor, utilizando en este último un atenuador de 10 dB, con lo que llega una potencia de 0 dBm. Además, se introduce un código, una secuencia en cada una de las ramas I/Q que se corresponde con un offset de entrada de continua del osciloscopio que es una fase determinada de la modulación. Esta secuencia se puede programar en el generador 81180B, con el mayor symbol rate posible, para abarcar el mayor ancho de banda, en este caso 20 Msps, que corresponden a 5 kHz (muy pequeño, aun así). El código es el ya mencionado en el apartado de equipos de medida:

Tabla 19 Código de Comprobación del Rechazo

I	1	1	0	0
Q	1	0	0	1

A la entrada del receptor tenemos una señal de 7 GHz con un nivel de señal aproximado de -30 dBm, y se convertirán a señales I/Q de las mismas frecuencias que a la entrada del transmisor. En el receptor se introduce la misma señal de OL, que ha sido dividida con un divisor de potencia sin el atenuador, recibándose a 10 dBm.

Tabla 20 Valores de Señal Recibida en el Sistema Completo UWB

F_{in}	$P_{IN}(dBm)$	$F_{OL}(GHz)$	$P_{OLTx}(dBm)$	$P_{OLRx}(dBm)$	$F_{out}(MHz)$	$P_{outI}(dBm)$	$P_{outQ}(dBm)$
I/Q 12.5 MHz	-35	6.9875	0	10	12.5	6.3	6.6
I/Q 5 MHz	-35	6.995	0	10	5	5.5	5.3
I/Q 1 MHz	-35	6.999	0	10	1.0375	3.6	2.5
I/Q 0.1 MHz	-35	6.9999	0	10	138	-1.2	-0.5

Se pueden comparar en el osciloscopio las señales recibidas para observar cuanto se degrada la señal en este proceso. Para ello se utiliza un divisor entre éstas (y dirigirlas a las tomas 1 y 2 del osciloscopio) y las entradas del transmisor.

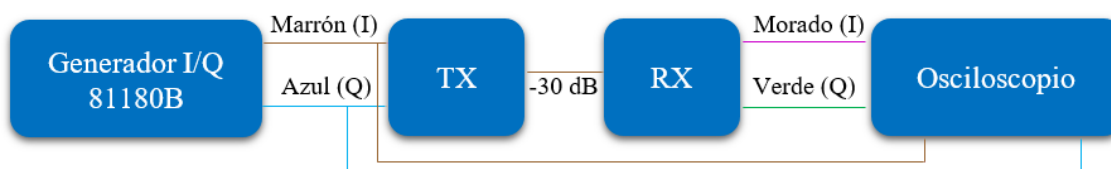


Ilustración 101 Esquema de Medida del Conjunto TX + RX

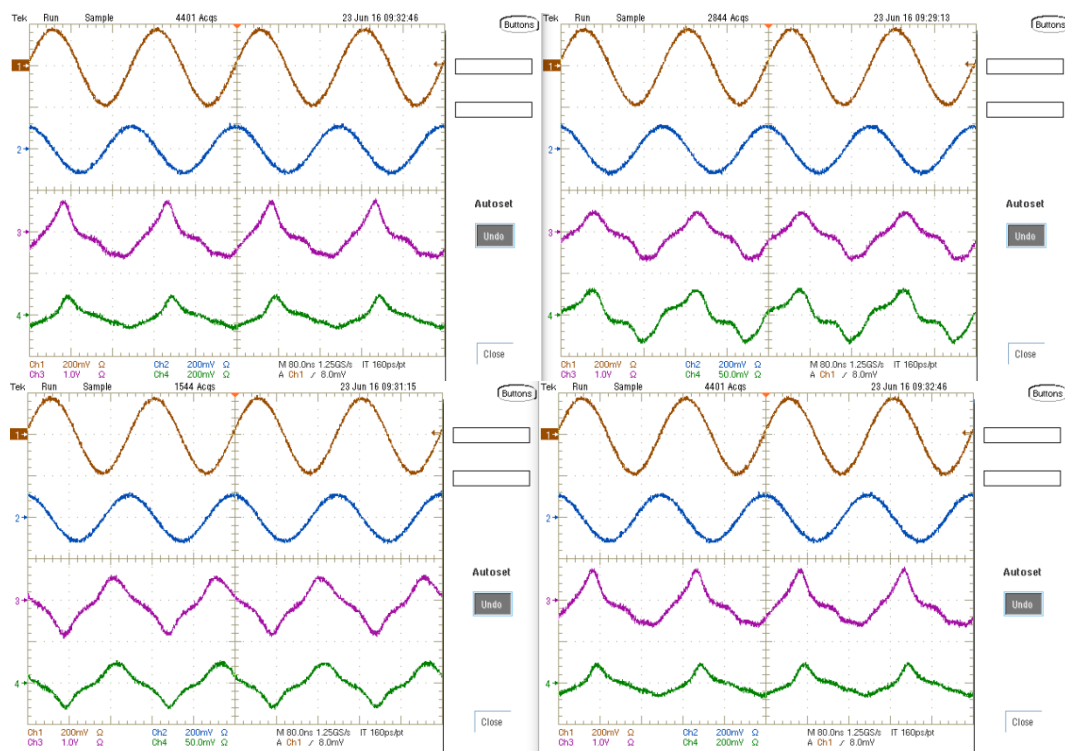


Ilustración 102 Respuesta de la Señal en las Salidas del Receptor I/Q (Morado y Verde) a las Entradas del Transmisor I/Q (Marrón y Azul) para una Frecuencia RF de 6GHz, 7 GHz, 8 GHz y 9 GHz, de Arriba a Abajo y de Izquierda a Derecha

Capítulo 3

1 Divisor de Potencia 1x6

En este apartado se indica el diseño y simulación de un divisor de potencia pseudo-Wilkinson de seis salidas y cinco etapas por salida utilizando una tecnología fundamentada en *tapered lines* combinadas con resistencias que adaptan perfectamente todas las entradas y todas las salidas a $50\ \Omega$ [25]. El diseño de este divisor está basado en el realizado por A. Pardo. En el proyecto se realizó la adaptación y optimización del mismo para una correcta integración en el sistema.

El esquema del divisor se puede adaptar dadas unas impedancias de entrada y unas de salida, siendo necesario ejecutar un proceso de optimización de los anchos y longitudes de las *tapered lines* para obtener el circuito directamente sobre el layout, sin necesidad de atender a las diferencias que puede haber entre el diseño en el esquemático y en el layout. De este modo, únicamente estableciendo impedancias de entrada y salida y arrancando el sistema de optimización el circuito se construye a sí mismo para ser siempre un divisor de potencia de seis salidas.

El circuito ya está preparado teóricamente para trabajar en la banda de 6 a 9 GHz y proporcionar los siguientes parámetros en la matriz $S_{[50,50]}$:

- $S_{11} < -20\text{ dB}$ en toda la banda de trabajo.
- $S_{ii} < -15\text{ dB}$ en toda la banda.
- $S_{k1} = -8\text{ dB}$ en toda la banda de trabajo; $k \in \{2, 3, 4, 5, 6, 7\}$
- $S_{ij} = -20\text{ dB}$, $\forall i \neq j$ de aislamiento

Asimismo, el layout cumple estas características y está listo para ser incluido en cualquier otro layout adicional.

1.1 Visión de Esquemático del Divisor de Potencia

A continuación, se muestra la disposición de los componentes del esquemático, en el que se distinguen las siguientes partes:

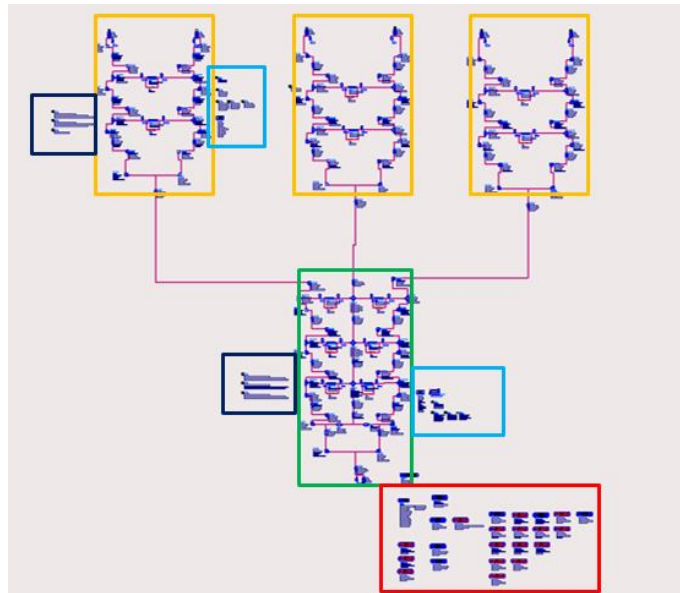


Ilustración 103 Organización del Esquemático del Divisor de Potencia

Siendo el recuadro verde la primera sección del divisor, compuesta por un divisor de 1-a-3 de tres etapas; en naranja, subsecciones divisoras de 1-a-2 de dos etapas cada una; de rojo está marcada la zona de optimización con la disposición de los objetivos, utilizando la herramienta *Goal* de ADS; en azul las variables de optimización del divisor 1-a-2 y del divisor 1-a-3, que incluyen los valores del ancho de línea y longitud, así como parámetros de configuración del sustrato; por último en negro se encuentran enmarcados los parámetros dependientes de las variables de optimización, que calculan los ángulos y dimensiones del circuito para construir un layout tras optimizar las variables.

1.2 Layout, Optimización y Simulación del Divisor de Potencia

Una vez optimizadas las variables y simulado se obtiene el siguiente layout:

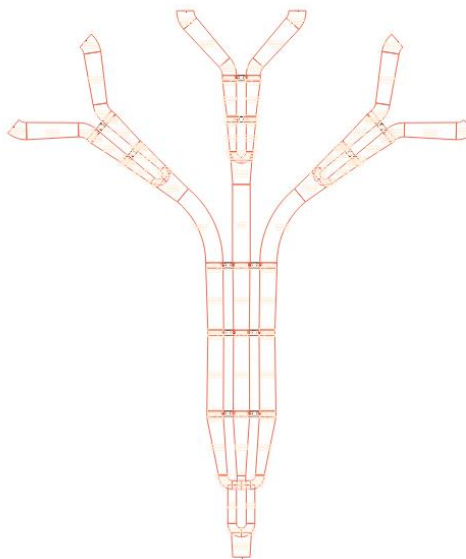


Ilustración 104 Layout Inicial del Divisor de Potencia

Antes de llevar a cabo su simulación será necesario conocer el valor de las resistencias necesario para el correcto funcionamiento del mismo. Para ello se disponen de resistencias de la

forma de la [Ilustración 105], buscando los valores óptimos de forma automática y a continuación los valores más próximos de los comerciales ofrecidos por el fabricante.

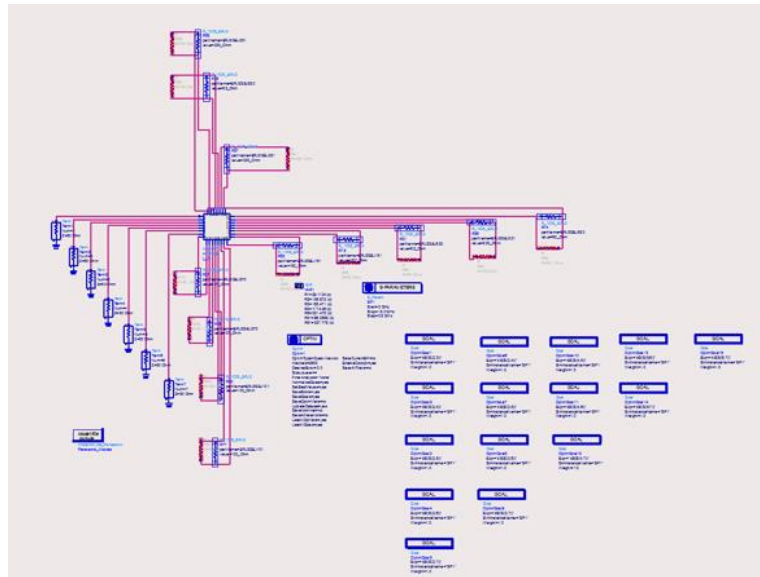


Ilustración 105 Esquemático de Optimización de Resistencias del Divisor de Potencia

En este punto ya se puede llevar a cabo la simulación de los parámetros S tras la simulación EM de Momentum, realizada de forma similar que con el layout del transmisor UWB individual.

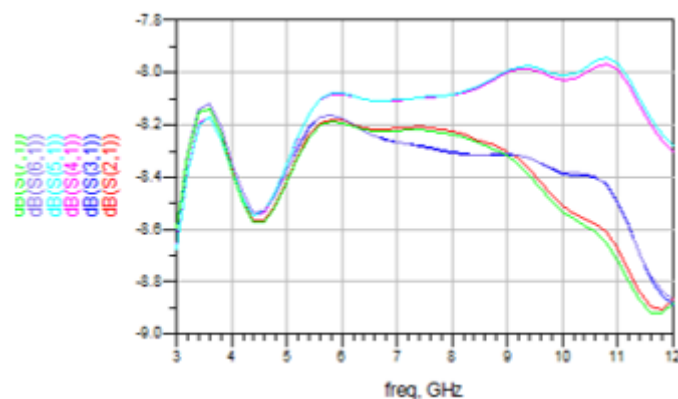


Ilustración 106 Simulación de Parámetros S del Divisor de Potencia

Se puede observar que las pérdidas para la banda en la que se trabajará es aproximadamente - 8.2 dB, un sexto en lineal. Pese a que este valor es el correcto para la función que le corresponde, es necesario hacer un estudio del desfase entre salidas, ya que para un óptimo procesado de señal este no debe ser mayor de 10° , y de hecho, cuanto menor sea el desfase entre salidas, mejor y más fácilmente se llevará a cabo este procesado (el procesado de señal se llevará a cabo por otro grupo de trabajo diferente).

Además, se ha de modificar el diseño, ya que cada uno de los transmisores individuales debe estar separados una distancia para su correcto funcionamiento. La necesidad de que exista esta distancia y que el espacio para las líneas de transmisión es limitado hace que el diseño del divisor para que el desfase entre salidas sea el mínimo sea una de las partes más complicadas del proyecto.

En primer lugar, se realizó un diseño del divisor alargando cada una de las salidas lo necesario para llegar a la posición de entrada de OL de cada transmisor. Como la longitud de las líneas influye directamente en el desfase el primer paso consistió en que cada una de las líneas tuviera

la misma longitud. Para ello se utilizó la herramienta *measure* y se tuvo en cuenta que cada una de las curvas tiene una longitud que se debe medir en función de su radio:

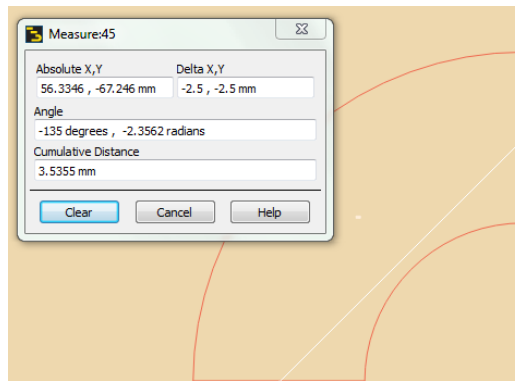


Ilustración 107 *Measure* y Línea Curva

De esta forma para realizar la medida total de la salida y que sea similar a las otras 4 se calcula que cada curva añade una longitud de $1.25 \times \pi$ milímetros.

Se realizó en segundo lugar una optimización utilizando la herramienta de *Goal*. Para ello se realizó el siguiente diseño y esquemático:

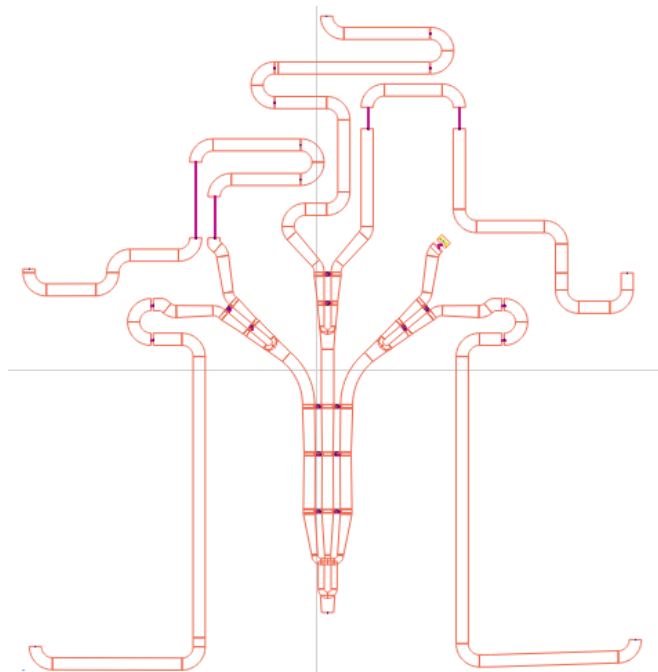


Ilustración 108 Esquemático de Optimización de Líneas del Divisor

En él se puede observar el diseño del divisor anterior con líneas de una longitud mayor hasta los puntos que serán las futuras entradas a los transmisores. Además, se adaptó la salida que no se conecta a ningún transmisor a 50Ω utilizando para ello una línea de transmisión de anchura necesaria para esta adaptación en este sustrato y una resistencia a masa de 50Ω también. Se dejaron huecos intermedios dónde se incluyeron líneas de longitud variable de cara a la posterior optimización.

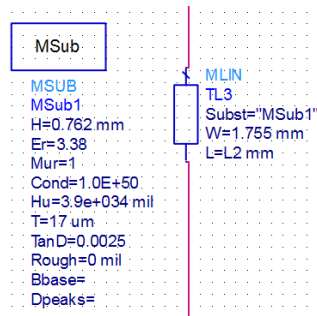


Ilustración 109 Líneas de Longitud Variable

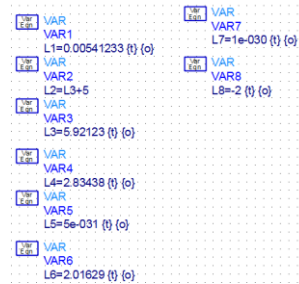


Ilustración 110 Longitudes Variables (No son las definitivas)

Estas líneas con valor variable están definidas con los valores del sustrato utilizado, el ARLON, por lo que se hace uso además del bloque *MSub* en el que se definen los parámetros del sustrato que compondrá la línea. El objetivo es que la fase entre salidas sea lo más parecida posible, por lo que se definen unas ecuaciones con este objetivo, tanto en simulación como en el esquemático.

Para estudiar el desfase entre puertas, en la ventana de simulación se incluirán las siguientes ecuaciones.

Ecuación 42 Ecuaciones del Cálculo de Desfase del Divisor de Potencia

Eqn S11p=rad(unwrap(phase(S(1,1)[110])))	Eqn cosS12 = acos(cos(S12p))	Eqn ph1 = abs(cosS13-cosS15)	Eqn ph6=abs(cosS12-cosS14)
Eqn S12p=rad(unwrap(phase(S(1,2)[110])))	Eqn cosS13=acos(cos(S13p))	Eqn ph2=abs(cosS12-cosS15)	Eqn ph7=abs(cosS16-cosS14)
Eqn S13p=rad(unwrap(phase(S(1,3)[110])))	Eqn cosS14=acos(cos(S14p))	Eqn ph3=abs(cosS14-cosS15)	Eqn ph8=abs(cosS16-cosS13)
Eqn S14p=rad(unwrap(phase(S(1,4)[110])))	Eqn cosS15=acos(cos(S15p))	Eqn ph4=abs(cosS16-cosS15)	Eqn ph9=abs(cosS12-cosS13)
Eqn S15p=rad(unwrap(phase(S(1,5)[110])))	Eqn cosS16=acos(cos(S16p))	Eqn ph5=abs(cosS13-cosS14)	Eqn ph10=abs(cosS12-cosS16)
Eqn S16p=rad(unwrap(phase(S(1,6)[110])))			

En primer lugar, se encuentran las ecuaciones de obtención de la fase de los parámetros *S* correspondientes para obtener el desfase entre la entrada de OL y cada una de las salidas que se conectarán a las entradas de OL de cada transmisor UWB individual para hacer el sistema MIMO completo. Esta fase será obtenida en radianes. A continuación, se hará su coseno y la función *acos* que devolverá el valor de nuevo en radianes con valores entre 0 y 2π , para facilitar el cálculo de la diferencia, siendo este el valor de las últimas 10 ecuaciones *ph*, siendo cada una la diferencia entre dos salidas diferentes combinando las 5 posibles.

Por último, se añaden los objetivos, *Goals*, definidos como el desfase entre cada puerta y cuyo valor debe ser lo mínimo posible.

Goal Information Display

Expression: [Help on Expressions](#)

Analysis:

Weight:

Sweep variables: *None specified* ☐ freq ☐ time [Edit...](#)

Limit lines

	Name	Type	Min	Max	Weight
1	limit1	Inside	0	0.03	1

Ilustración 111 Objetivos de Desfase Mínimo

Una vez simulado se obtienen los valores de las longitudes de las líneas para que este objetivo se cumpla. Se debe indicar que el proceso de optimización requiere que se den una serie de valores a estas longitudes de forma adaptativa, por lo que el tiempo de simulación es bastante elevado, pudiendo llegar a los 4 días.

Un cambio posterior fue que para hacer simétrico el divisor y entre puertas el desfase fuera parecido, fue cambiar las salidas de la terminación 4 por la 5. Obteniendo el siguiente resultado para el divisor utilizado en el transmisor:

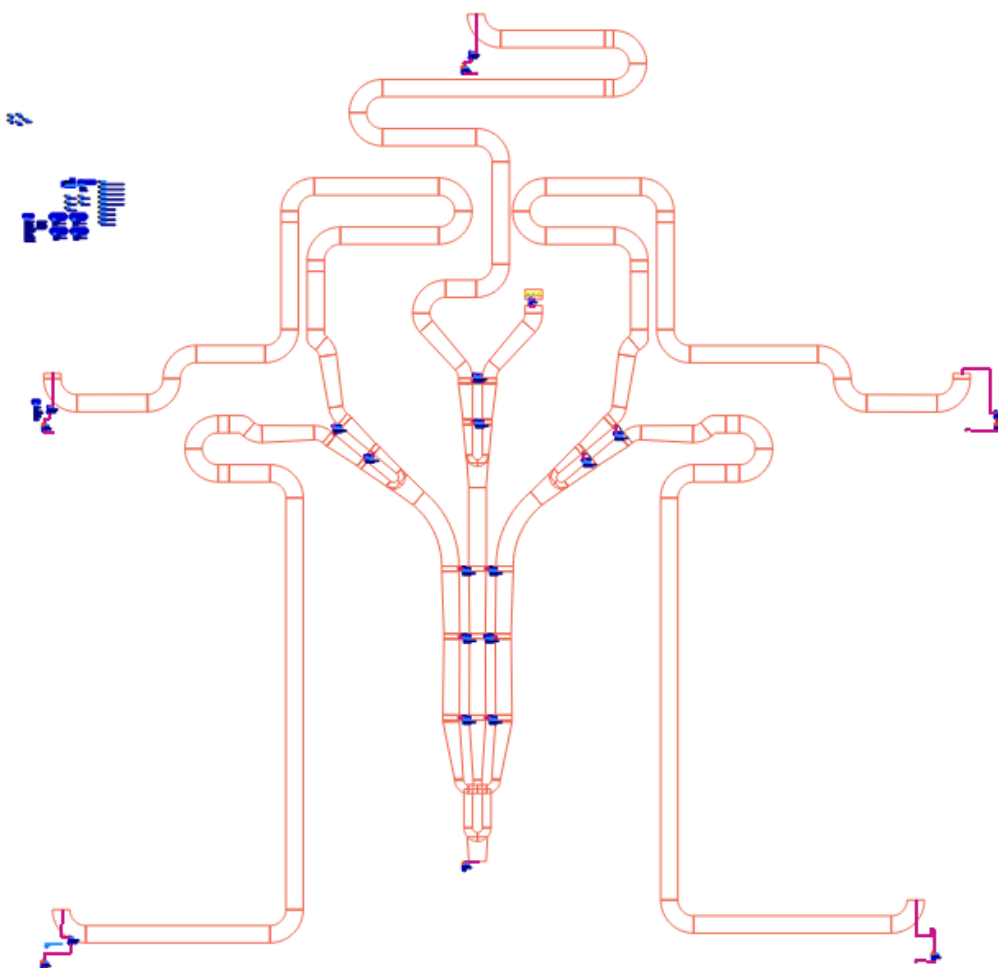


Ilustración 112 Layout y Esquemático del Divisor de Potencia en el transmisor

Como resultado de la simulación se obtuvieron los siguientes desfases (de los demás resultados se hablará más adelante):

Tabla 21 Desfases entre Salidas del Divisor en Radianes

ph1	ph2	ph3	ph4	ph5	ph6	ph7	ph8	ph9	ph10
0.007	0.039	0.025	0.022	0.019	0.013	0.004	0.015	0.032	0.017

Los desfases obtenidos a partir de las ecuaciones mencionadas anteriormente se pueden considerar óptimos debido a su reducido valor. Aun así, se realizó por último una tercera optimización. Para ello utilizando la herramienta *LineCalc* se procedió a añadir pequeños tramos de línea dependiendo de los grados que se querían corregir:

The screenshot shows the LineCalc software interface. On the left, the 'Substrate Parameters' section includes a dropdown for 'ID' set to 'MSUB_DEFAULT'. Below it, a list of parameters (Er, Mur, H, Hu, T, Cond, TanD) with their values and units. The 'Component Parameters' section includes 'Freq' (7.100 GHz), 'Wall1' (mil), and 'Wall2' (mil). On the right, the 'Physical' section shows 'W' (1.751470 mm) and 'L' (0.214134 mm). The 'Electrical' section shows 'Z0' (50.000 Ohm) and 'E_Eff' (3.000 deg). There are 'Synthesize' and 'Analyze' buttons with up and down arrows.

Ilustración 113 LineCalc para Corregir Desfase

Para ello tras incluir el sustrato y sus parámetros, la frecuencia de trabajo y la impedancia de adaptación Z_0 , en E_{Eff} se introduce el desfase que se quiere corregir, es decir, el que quieres que tenga el nuevo tramo de línea. Tras sintetizar se obtienen los valores W y L que son las dimensiones de la línea que se añadirá al divisor. Puesto que los cambios respecto al anterior esquemático son mínimos, las longitudes añadidas son muy pequeñas, no se incluye una nueva imagen del mismo.

En cuanto a los resultados, a continuación, se observa el desfase entre salidas utilizando las mismas ecuaciones:

Tabla 22 Desfase entre Salidas del Divisor Optimizado

ph1	ph2	ph3	ph4	ph5	ph6	ph7	ph8	ph9	ph10
0.002	0.001	0.005	0.002	0.003	0.006	0.003	2.198E-4	0.003	0.003

En ellos se puede apreciar una clara mejoría, siendo el desfase entre salidas casi nulo y menor que en resultados anteriores. Por otra parte ya podemos estudiar la ganancia a partir de los parámetros S , colocando terminaciones en cada salida e introduciendo una señal de entrada OL con los parámetros que se utilizarán en el sistema total ($f_{OL} = 7.0875 \text{ GHz}$).

Tabla 23 Magnitud en dB de los Parámetros S del Divisor de Potencia

dB(S(2,1)[110])	dB(S(3,1)[110])	dB(S(4,1)[110])	dB(S(5,1)[110])	dB(S(6,1)[110])
-8.216	-8.269	-8.934	-8.949	-8.838

En este caso, aunque las pérdidas tienen valores diferentes para cada salida, se mantiene más o menos uniforme y dentro de valores adecuados para que la señal de OL suba en frecuencia la entrada de los transmisores IF o baje y divida la señal de RF.

En el caso del receptor se realizó el mismo proceso con las terminaciones del divisor en posiciones diferentes. El resultado del layout es el siguiente:

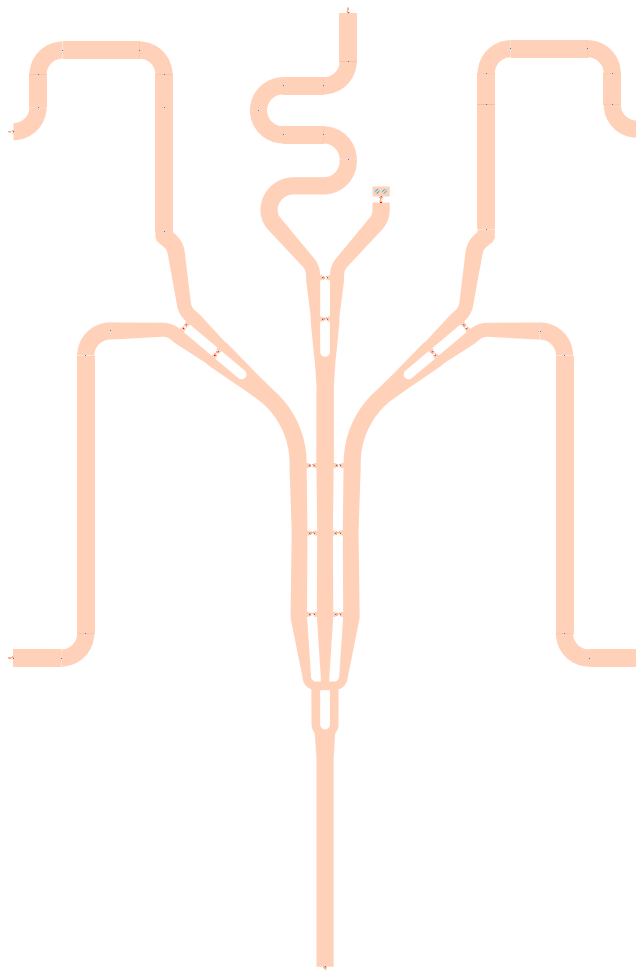


Ilustración 114 Divisor de Potencia 1x6 del Receptor UWB MIMO

Añadiendo los mismos componentes discretos que en el divisor del transmisor, se obtienen los siguientes desfases entre salidas, así como parámetros S para 7.5 GHz:

Tabla 24 Parámetros S(1,X) del Divisor de Potencia en el Receptor

dB(S(1,2)[n_OL])	dB(S(1,3)[n_OL])	dB(S(1,4)[n_OL])	dB(S(1,5)[n_OL])	dB(S(1,6)[n_OL])
-8.378	-8.242	-8.544	-8.252	-8.312
phase(S(1,2)[n_OL])	phase(S(1,3)[n_OL])	phase(S(1,4)[n_OL])	phase(S(1,5)[n_OL])	phase(S(1,6)[n_OL])
138.166	137.312	136.157	136.615	137.439

Se puede observar que los valores en dB de estos parámetros rondan los -8.3 dB esperados, y que la diferencia máxima entre fases en las salidas no supera los 3° en ningún caso.

2 Antena de Transmisión y Recepción

Con el objetivo de ahorrar en componentes, se estudió, diseñó, construyó y midió una antena microstrip UWB que se soldará en la parte posterior de la placa. El objetivo de estas antenas es trabajar en el RADAR UWB MIMO, por lo que deben funcionar en la banda de 6 GHz a 9 GHz. Dado que estas antenas cubren un ancho de banda tan extenso, se pueden producir interferencias con sistemas adyacentes.

2.1 Teoría Microstrip en Antenas

Añadiendo a la información ya mencionada sobre líneas microstrip detalles sobre su uso en antenas, se debe mencionar que la línea microstrip es un tipo de línea de transmisión barata, reduciendo coste respecto a una antena comercial, sin embargo, tiene poca capacidad para el manejo de energía y puede tener mayores pérdidas que la tecnología tradicional.

Estas líneas de transmisión parcialmente llenas no soportan solo un único modo de propagación, generándose los campos de la siguiente forma:

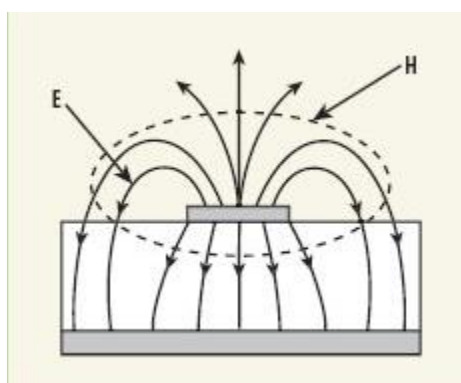


Ilustración 115 Propagación de los Campos en una Línea Microstrip

La mayoría de las líneas de campo se encuentran en la región del dieléctrico, pero el resto “salen” fuera del sustrato, por lo que el modo que se propaga es un modo cuasi-TEM.

2.2 Alimentación de la Antena

Aunque existen varios modos de alimentar una antena microstrip, en este caso se realizará mediante un conector SMA horizontal. Se conectará el conductor externo al plano de masa y el conductor central del coaxial sobre la pista microstrip. Es una transición sencilla pero que puede ofrecer pérdidas por radiaciones, sobre todo en alta frecuencia, al estar el conector central desprotegido.

2.3 Diseño de una Antena UWB Básica

Al principio de la tecnología UWB, se diseñaban antenas básicas, que presentan principalmente dos inconvenientes: la adaptación no es muy grande, limitándose a cumplir la condición de al menos -10 dB (por la F.C.C) de reflexión, aunque no siempre se cumple en toda la banda; por otro, hay que tener en cuenta las mencionadas interferencias con otros sistemas UWB, pero al utilizar un filtro antes de la salida del transmisor y al inicio del receptor, se evita señal en frecuencias que no se necesitan y así interferir lo mínimo posible.

Este valor de pérdidas de retorno quiere decir, que si por ejemplo, el $S(1,1)$ tuviera 0 dB, entonces toda la potencia es reflejada por la antena y nada es radiado; al ser un

S(1,1) de -10 dB, significa que si se aplican, en este caso, 6.4 dB de potencia a la antena, -3.6 dB son reflejados y el resto radiado. Esto determina el ancho de banda de la antena.

En este caso, debido a la sencillez que presenta, se realizará un monopolo circular alimentado mediante microstrip:

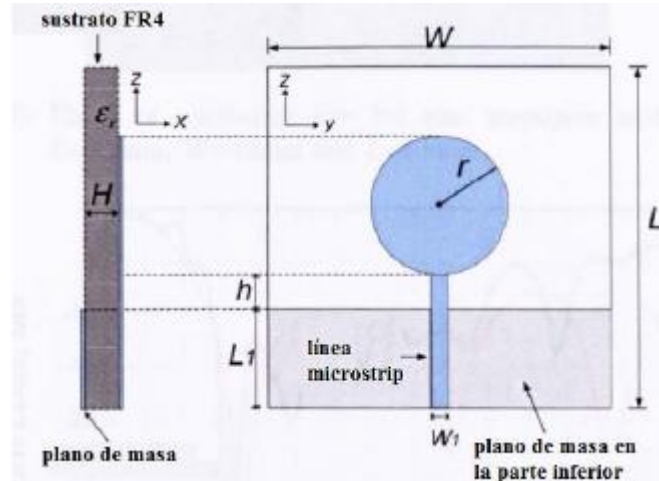


Ilustración 116 Esquema de un Monopolo Circular Alimentado con Línea Microstrip

En la [Ilustración 116] se puede observar una muestra de monopolo circular de radio r y que es alimentado por una línea microstrip de 50Ω sobre el mismo sustrato utilizado para la creación del RADAR MIMO UWB, Arlon, con una altura H de 0.762 mm y una permitividad ϵ_r de 3.38. El resto de dimensiones se muestran en la tabla:

r	8.4 mm
W	15
L	25
W_1	1.5 mm
L_1	7.2

Ilustración 117 Dimensiones del Monopolo Circular

Para aumentar su ancho de banda, se modificó el diseño a uno nuevo con forma anular en vez de un parche circular. Las dimensiones se mantienen como en el anterior diseño, eliminando del sustrato una capa de cobre circular en el centro de radio $r_2 = 1.5$ mm.

2.4 Simulación del Monopolo Anular UWB

Una vez diseñado el monopolo anular, se puede simular aplicando en él la potencia calculada a la salida del transmisor.

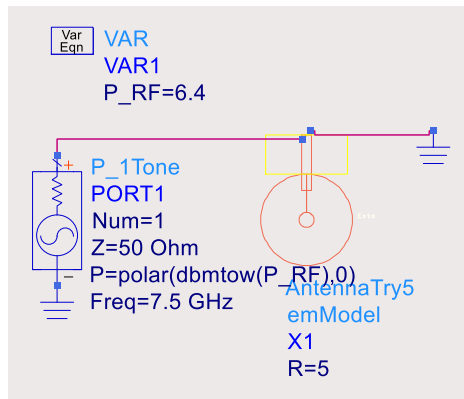


Ilustración 118 Simulación del Monopolo Anular

En este caso solo podemos realizar un estudio con ADS del parámetro $S(1,1)$ así como el diagrama de radiación.

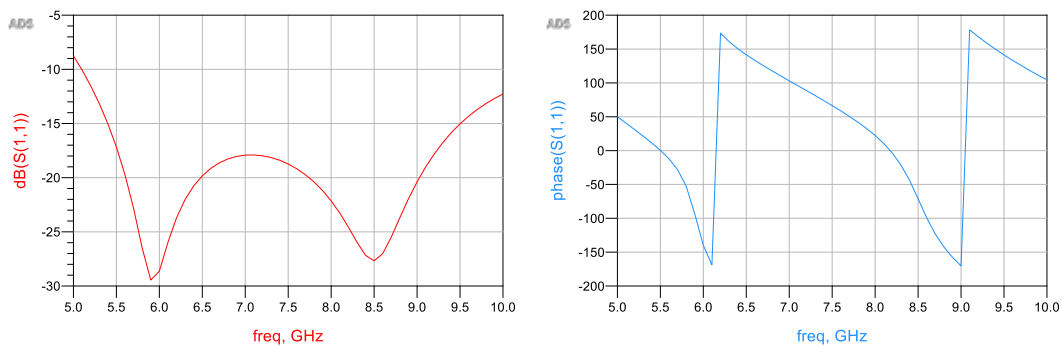


Ilustración 119 Derecha: $\text{dB}(S(1,1))$, Izquierda: $\text{phase}(S(1,1))$

Se puede comprobar que la magnitud del parámetro $S(1,1)$ del monopolo anular alimentado por línea microstrip es menor a -10 dB, operando por tanto entre 6 GHz y 9 GHz de forma adecuada.

Si se visualiza el momentum de la fase del monopolo anular para distintas frecuencias, se aprecia que no se comporta de igual manera para toda la banda.

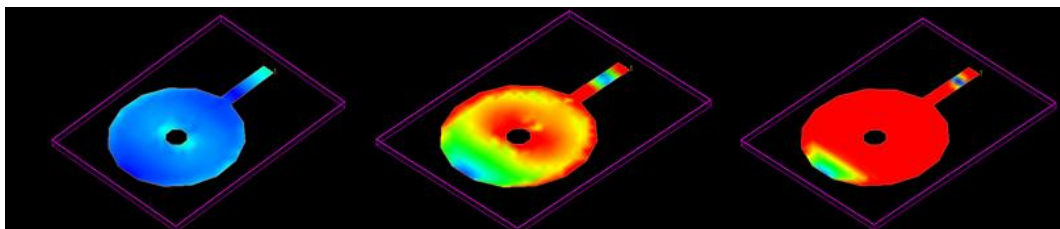


Ilustración 120 Visualización del Momentum con la Fase del Monopolo Anular para 6 GHz

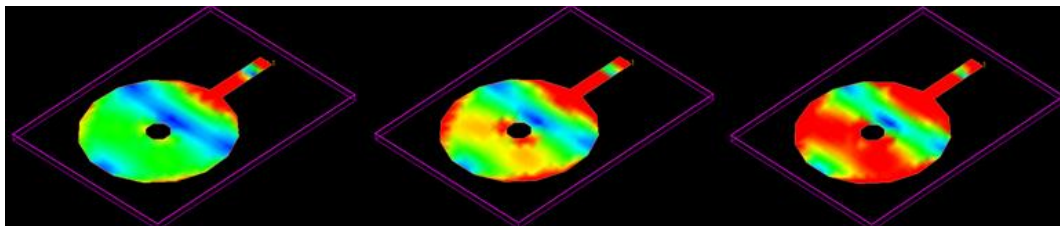


Ilustración 121 Visualización del Momentum con la Fase del Monopolo Anular para 7.5 GHz

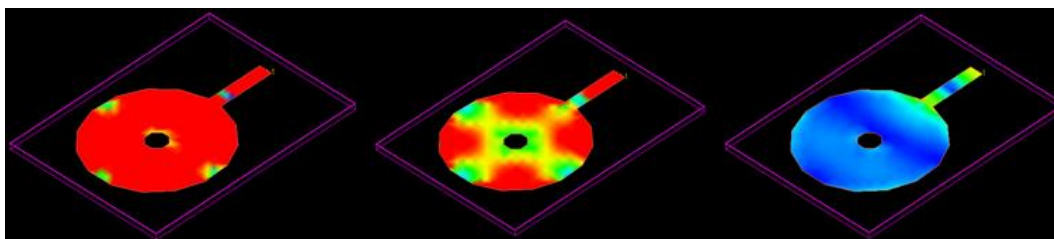


Ilustración 122 Visualización del Momentum con la Fase del Monopolo Anular para 9 GHz

De esta forma además se observa cómo se propaga la señal a través del monopolo. Por otro lado, se puede simular su campo lejano para la simulación electromagnética, y realizar cortes con los que ver la ganancia y la directividad del monopolo:

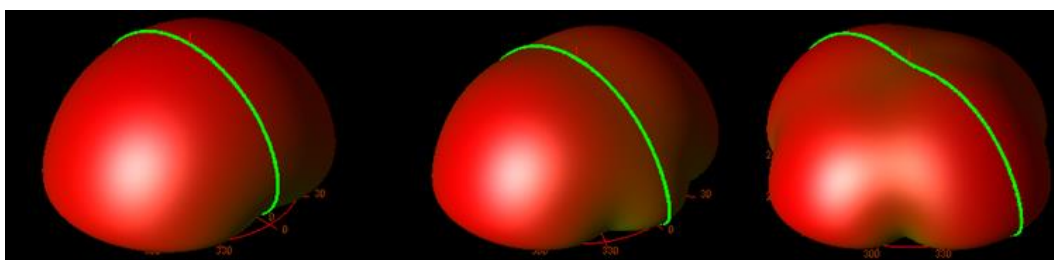


Ilustración 123 Diagrama de Campo Lejano para 6 GHz, 7.5 GHz, 9 GHz

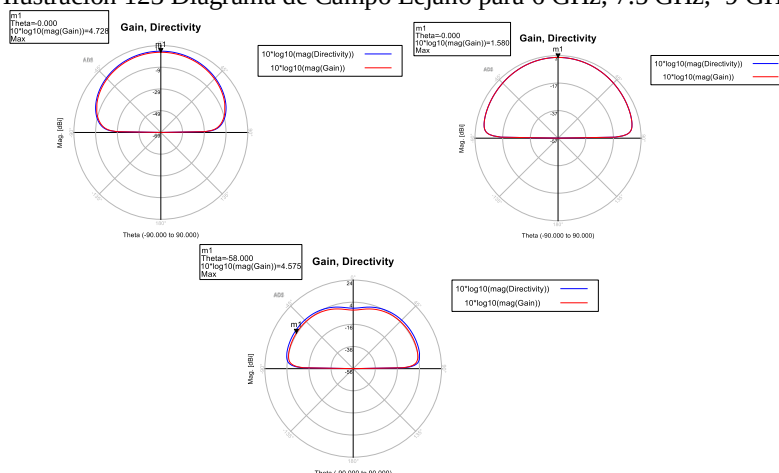


Ilustración 124 Corte del Diagrama de Campo Lejano (Ganancia, Directividad) para 6 GHz, 7.5 GHz, 9 GHz

Frecuencia	Ganancia
6 GHz	5.1 dB
7.5 GHz	7.5 dB
9 GHz	4.6 dB

Ilustración 125 Ganancia del Mopolo Anular

De estos diagramas se puede deducir que el monopolo, pese a ser direccional no es muy directivo, no se divide en distintos lóbulos, siendo el principal el único y comportándose parecido en toda la banda, obteniendo más ganancia la parte superior.

2.5 Medidas del Monopolo Anular UWB

Para realizar la medida, aprovechando el máximo de espacio se realizó la siguiente placa que contiene 6 antenas, tres serán utilizadas en el transmisor y 3 en el receptor:

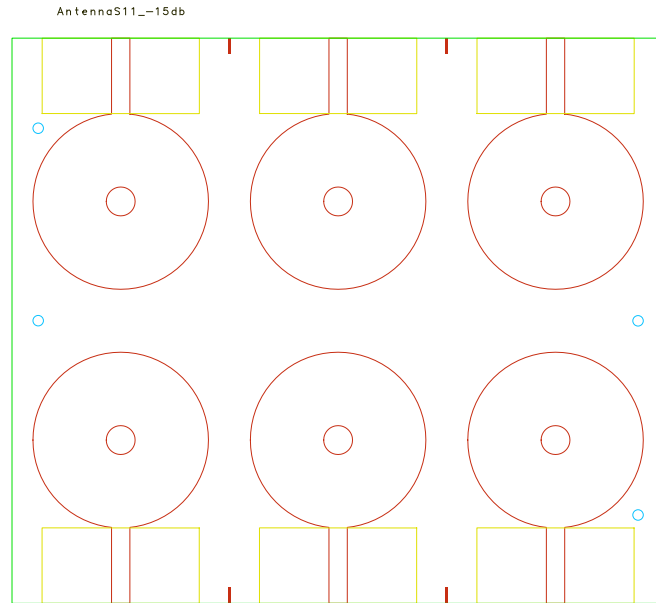


Ilustración 126 Distribucion en Placa de los Monopolos en Anillo Alimentados por Línea Microstrip

Una vez imprimidas se añaden conectores SMA para proceder a su medición:



Ilustración 127 Monopolos Anulares con Conector SMA

Y se procede a su medida. Para ello se colocan en la posición de máxima propagación, que pese a estar indicado en la simulación de forma directa en perpendicular al plano, se ha tenido que girar ligeramente. El resultado para dos monopolos es el siguiente:

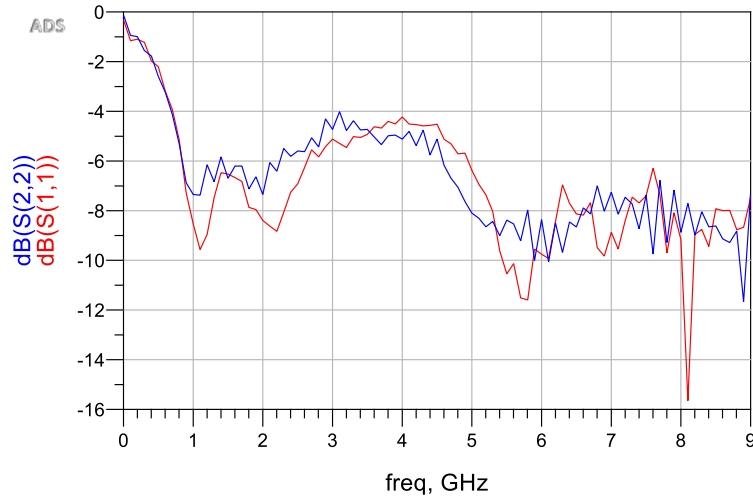


Ilustración 128 Medida del S(1,1) de dos Monopolos Anulares

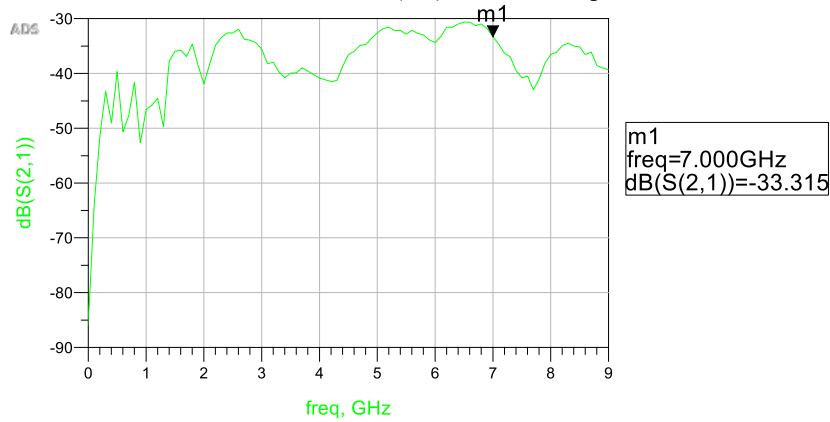


Ilustración 129 Ganancia entre dos Monopolos Anulares separados 45 cm

Se aprecia que el S(1,1) de cada monopolo (en rojo, S(1,1) del monopolo 1 y azul, S(1,1) del monopolo 2) es algo peor al simulado, debido a la conexión del SMA principalmente, situándose torno a -8 dB. El S(2,1) es la ganancia entre los dos monopolos separados 45 cm, por lo que hay que calcular las pérdidas de espacio libre para esta distancia, dividir entre dos, y así obtener la verdadera ganancia de los monopolos.

$$L_{bf} = 32.4 + 20 \log(f) + 20 \log(d) \\ = 32.4 + 20 \log(7 * 10^3 \text{ MHz}) + 20 \log(45 * 10^{-5} \text{ km}) = 42.3 \text{ dB}$$

Ecuación 43 Pérdidas del Espacio Libre

$$G_{monopolo} = S(2,1)[7 \text{ GHz}] + L_{bf} - 3 = -33.15 + 42.3 - 3 = 6.15 \text{ dB}$$

Ecuación 44 Ganancia del Monopolo Anular

Con un total de 6.15 dB de ganancia (medido en una zona con posibles interferencias de otros equipos), estos monopolos resultan adecuados para este sistema.

3 Implementación MIMO

Uno de los pasos finales es conectar cada divisor de potencia a cada uno de los transmisores y receptores individuales. De esta forma se busca conseguir que la entrada de OL sea común a todos y así conseguir un desfase lo menor posible, como se ha estudiado anteriormente, en cada una de las entradas OL. Se unifican todas las tomas de alimentación, utilizadas para la polarización de los componentes, mediante líneas microstrip del mismo sustrato, a un mismo punto para hacer más fácil la implementación final. Se debe respetar además una distancia entre salidas RF en el transmisor, y entradas RF en el receptor (antenas) que se calculará a continuación de forma simplificada y sencilla para que cumpla las condiciones de que las ganancias MIMO sean máximas (Ecuación 5):

Ecuación 45 Condición de MIMO para $f_c = 7 \text{ GHz}$

$$\frac{\lambda_c}{2} = \frac{c/f_c}{2} = 2,14 \text{ cm}$$

Por lo tanto, la distancia adecuada para que se cumplan las condiciones MIMO, debe ser superior a 2.14 cm entre cada una de las salidas RF. Esta condición es la que hace que el divisor de potencia tenga cada una de las salidas a una longitud diferente para cada uno de los transmisores y receptores. De hecho, debido al tamaño de estos por individual, esta distancia será algo mayor que el doble, por lo que se respeta un margen apropiado, pero no lo suficientemente distante.

Por otra parte, las entradas IF I/Q quedarán separadas de un transmisor a otro, para dar la opción de introducir la misma señal en todos los transmisores y obtener ganancia de array, aumentando la SNR, o una diferente, para obtener ganancia por multiplexación. Del mismo modo ocurrirá en las salidas del receptor.

El proceso en general para realizar el diseño del Transmisor y Receptor UWB MIMO fue:

1. Incluir los transmisores UWB en un mismo diseño, y lo mismo con cinco receptores.
2. Integrar el divisor de potencia, conectándolo a las entradas OL de cada transmisor y receptor individual.
3. Unificar las tomas de continua para las alimentaciones de la polarización de los amplificadores y mezcladores de todos los transmisores y receptores UWB. Para los “saltos” entre líneas se utilizarán resistencias próximas a 0 Ohmios.
4. Añadir los conectores de IF I/Q y OL, así como las tomas de RF para conectar a las antenas.

El diseño del layout final es el siguiente en el caso del transmisor:

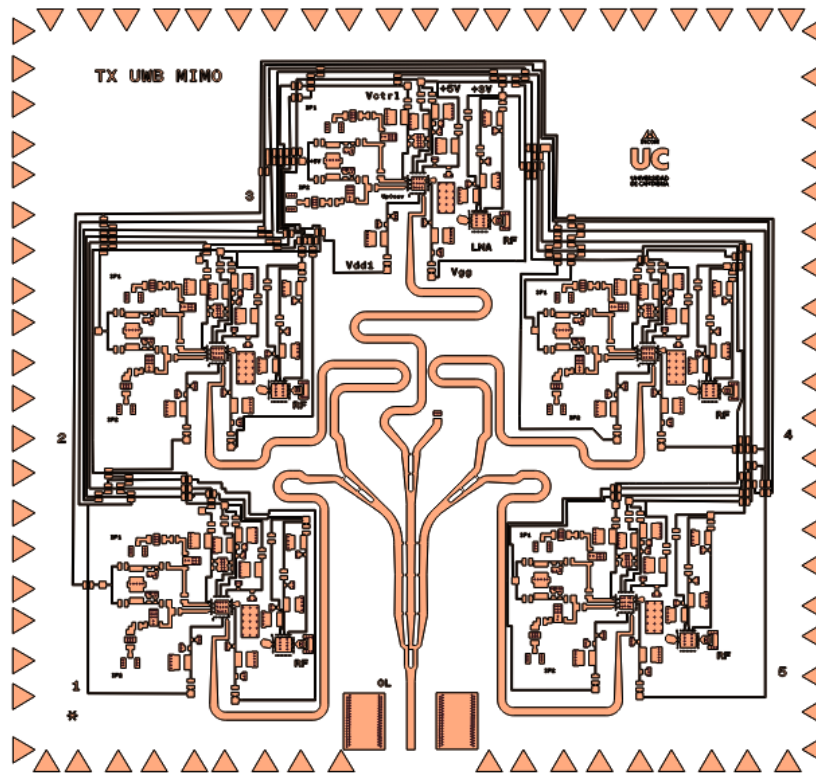


Ilustración 130 Layout del Transmisor UWB MIMO

Este layout posee unas dimensiones de 140x148 milímetros, cinco tomas de IF I y cinco de IF Q, una entrada OL común y cinco salidas de RF que se acoplarán a una antena cada una.

En el caso del receptor el layout diseñado es el siguiente:

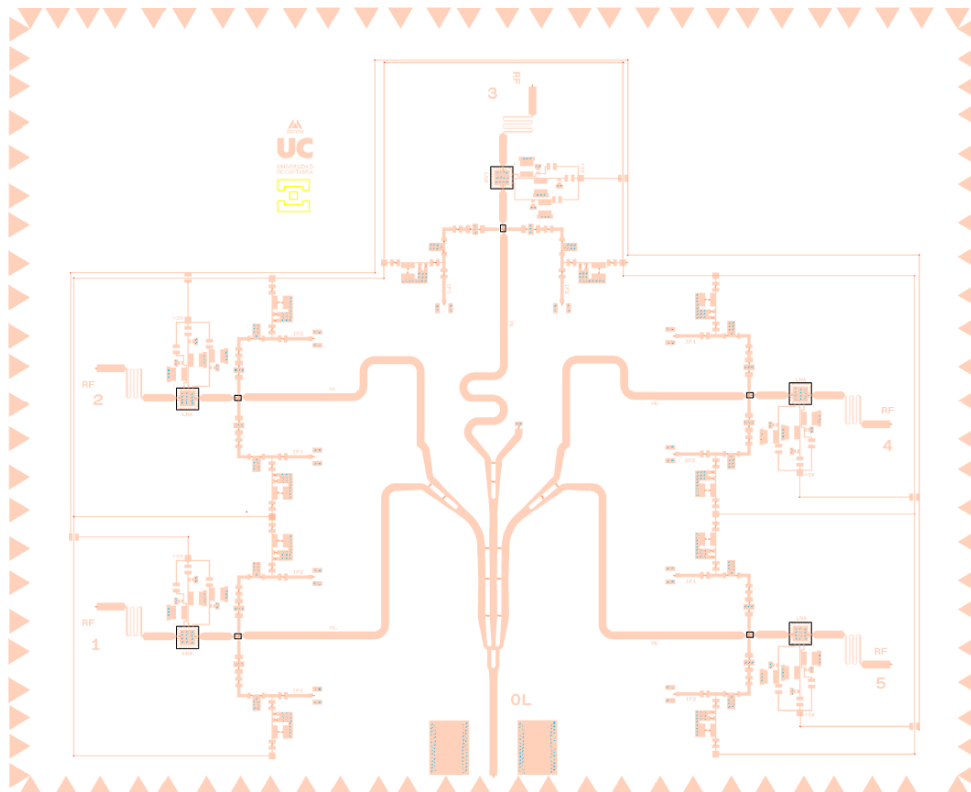


Ilustración 131 Layout del Receptor UWB MIMO

Realizando la medida de distancia mínima encontrada entre las salidas RF más próximas se puede observar que se cumple la distancia mínima requerida para que se aprovechen las ganancias MIMO:

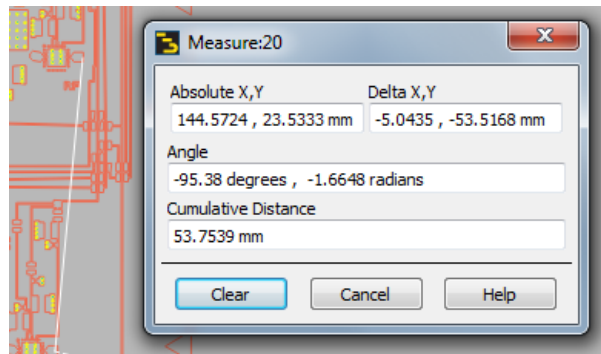


Ilustración 132 Distancia Mínima Entre las Salidas RF

3.1 Simulación Electromagnética del Transmisor UWB MIMO

El siguiente paso es calcular si se daban los valores adecuados para que el transmisor UWB MIMO funcione correctamente. Para ello, una vez realizado la simulación EM del layout, al igual que con el transmisor individual, se pudo obtener un componente a partir de sus parámetros S. Este componente se integró con los demás componentes activos y pasivos en un esquemático para proceder a realizar la simulación.

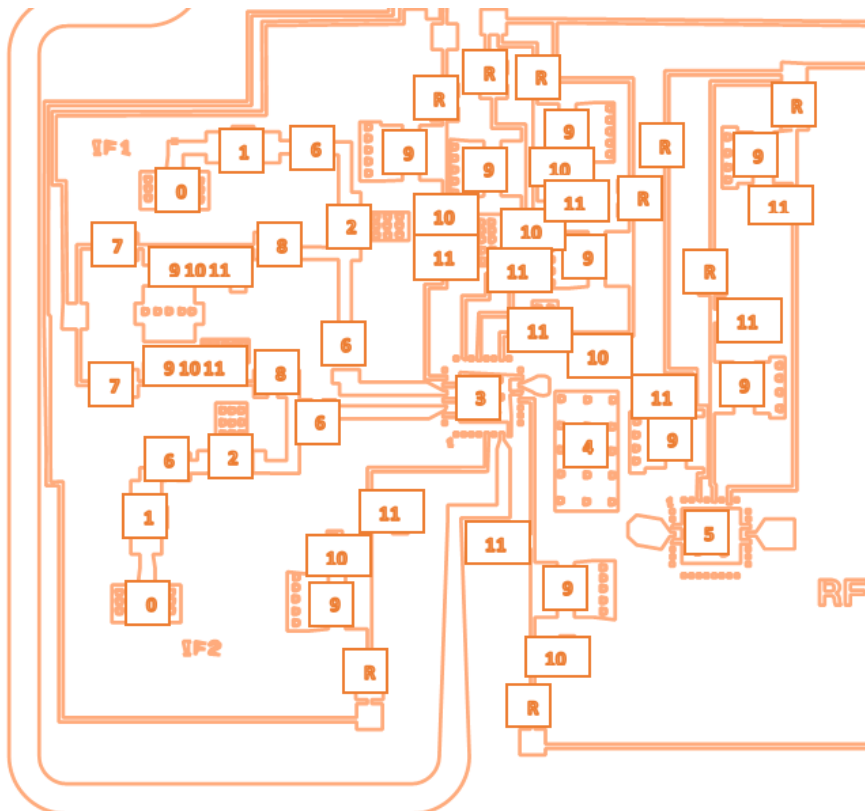


Ilustración 133 Componentes del Transmisor UWB MIMO

Todos los transmisores siguen el mismo esquema que el transmisor UWB, añadiendo las impedancias de las líneas correspondientes a la polarización:

- 0: Conectores de entrada IF.
- 1: Filtro IF LFCN 530.
- 2: Amplificador IF HMC580ST89.
- 3: Mezclador Upconverter I/Q HMC925LC5.
- 4: Filtro paso banda de salida (fabricado en el departamento).
- 5: Amplificador de salida LNA HMC565LC5.
- 6: Capacidad de 0.02 μ F.
- 7: Resistencia de 10 Ω .
- 8: Admitancia de 370 nH.
- 9: Capacidad de 2.2 μ F.
- 10: Capacidad de 1000 pF.
- 11: Capacidad de 100 pF.
- R: Resistencia de 10 Ω .

Una vez incluidos estos componentes, así como los del divisor de potencia (ya mencionados en el Apartado 1 del Capítulo 3) y la adaptación de su sexta salida a 50 Ω , se realiza la simulación con el objetivo de determinar cuáles son las ganancias a la salida de cada transmisor y cuál es el desfase entre las salidas de cada uno. En esta simulación, nombrando cada uno de los nodos bajo estudio se pueden obtener datos en cada uno de ellos acerca de la señal que circula. Estos datos se pueden utilizar junto con ecuaciones para obtener los parámetros deseados, como la ganancia, desfase o aislamiento:

Tabla 25 Magnitudes y Fases de las Señales a lo Largo del Transmisor UWB MIMO
Magnitudes y fases de las señales a lo largo del transmisor

OL_1[n_OL1]	OL_2[n_OL1]	OL_3[n_OL1]	OL_4[n_OL1]	OL_5[n_OL1]					
0.300 / 88.929	0.223 / 88.553	0.272 / 88.887	0.217 / 88.249	0.274 / 90.421					
postmix_1[n_RF1]	postmix_2[n_RF2]	postmix_3[n_RF3]	postmix_4[n_RF4]	postmix_5[n_RF5]					
0.182 / -87.885	0.179 / -68.411	0.181 / -72.650	0.182 / -68.385	0.182 / -66.341					
premix1_1[n_IF1]	premix1_2[n_IF2]	premix1_3[n_IF3]	premix1_4[n_IF4]	premix1_5[n_IF5]	premix2_1[n_IF1]	premix2_2[n_IF2]	premix2_3[n_IF3]	premix2_4[n_IF4]	premix2_5[n_IF5]
0.034 / -58.269	0.034 / -58.282	0.034 / -58.289	0.034 / -58.296	0.034 / -58.251	0.034 / -148.661	0.034 / -148.636	0.034 / -148.662	0.034 / -148.539	0.034 / -148.646
Vout1[n_RF1]	Vout2[n_RF2]	Vout3[n_RF3]	Vout4[n_RF4]	Vout5[n_RF5]					
1.468 / 147.904	1.467 / 146.656	1.465 / 148.679	1.468 / 146.917	1.471 / 149.447					
prelna_1[n_RF1]	prelna_2[n_RF2]	prelna_3[n_RF3]	prelna_4[n_RF4]	prelna_5[n_RF5]					
0.186 / 68.021	0.183 / 67.285	0.186 / 68.782	0.185 / 67.438	0.186 / 66.915					
postlna1[n_RF1]	postlna2[n_RF2]	postlna3[n_RF3]	postlna4[n_RF4]	postlna5[n_RF5]					
1.481 / -179.767	1.477 / 179.736	1.476 / -179.083	1.473 / 179.608	1.485 / -177.456					

- **Cálculo de la ganancia:** para el cálculo de la ganancia a la salida de cada transmisor, se realiza un balance armónico para frecuencias IF de FIF MHz + 1 Hz a FIF MHz + 5 Hz (siendo FIF 12.5 MHz en el ejemplo mostrado), para de esta forma evitar problemas en los cálculos; frecuencia OL de 7.0875 GHz y así obtener una frecuencia RF de 7.1 GHz; y potencia de IF de -35 dBm y potencia de OL de 7.78 dBm, para obtener 0 dBm de potencia de OL a la entrada de cada sub-transmisor. De la misma forma, una vez realizada esta simulación, en el *datadisplay* es necesario añadir las siguientes ecuaciones:

Ecuación 46 Ecuaciones para el Cálculo de la Ganancia del Transmisor UWB MIMO

$$\begin{aligned}
 \text{Eqn } n_OL1 &= \text{find_index}(\text{HB.freq}, \text{Freq_OL1}) \\
 \text{Eqn } n_RF &= \text{find_index}(\text{HB.freq}, \text{Freq_RF}) \\
 \text{Eqn } n_IF &= \text{find_index}(\text{HB.freq}, \text{Freq_IF}) \\
 \text{Eqn } \text{Freq_OL1} &= \text{Freq_RF} - \text{Freq_IF} \\
 \text{Eqn } \text{Freq_IF} &= 12.5 \text{ MHz} \quad \text{Eqn } \text{Freq_RF} = 7.1 \text{ GHz} \\
 \text{Eqn } \text{Pin_Filtro_I1} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(\text{Vin1}[n_IF1] \cdot \text{conj}(\text{I_Probe1.i}[n_IF1]))) \\
 \text{Eqn } \text{Pin_Filtro_I2} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(\text{Vin2}[n_IF2] \cdot \text{conj}(\text{I_Probe2.i}[n_IF2]))) \\
 \text{Eqn } \text{Pin_Filtro_I3} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(\text{Vin3}[n_IF3] \cdot \text{conj}(\text{I_Probe3.i}[n_IF3]))) \\
 \text{Eqn } \text{Pin_Filtro_I4} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(\text{Vin4}[14] \cdot \text{conj}(\text{I_Probe4.i}[14]))) \\
 \text{Eqn } \text{Pin_Filtro_I5} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(\text{Vin5}[n_IF5] \cdot \text{conj}(\text{I_Probe5.i}[n_IF5]))) \\
 \text{Eqn } \text{Pout1} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(\text{Vout1}[n_RF1] \cdot \text{conj}(\text{I_Probe6.i}[n_RF1]))) \\
 \text{Eqn } \text{Pout2} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(\text{Vout2}[n_RF2] \cdot \text{conj}(\text{I_Probe7.i}[n_RF2]))) \\
 \text{Eqn } \text{Pout3} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(\text{Vout3}[n_RF3] \cdot \text{conj}(\text{I_Probe8.i}[n_RF3]))) \\
 \text{Eqn } \text{Pout4} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(\text{Vout4}[n_RF4] \cdot \text{conj}(\text{I_Probe11.i}[n_RF4]))) \\
 \text{Eqn } \text{Pout5} &= 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(\text{Vout5}[n_RF5] \cdot \text{conj}(\text{I_Probe10.i}[n_RF5]))) \\
 \text{Eqn } \text{GanTOTAL1} &= \text{Pout1} - \text{Pin_Filtro_I1} \\
 \text{Eqn } \text{GanTOTAL2} &= \text{Pout2} - \text{Pin_Filtro_I2} \\
 \text{Eqn } \text{GanTOTAL3} &= \text{Pout3} - \text{Pin_Filtro_I3} \\
 \text{Eqn } \text{GanTOTAL4} &= \text{Pout4} - \text{Pin_Filtro_I4} \\
 \text{Eqn } \text{GanTOTAL5} &= \text{Pout5} - \text{Pin_Filtro_I5} \\
 \text{Eqn } n_RF1 &= \text{find_index}(\text{HB.freq}, 7.10000001 \text{ GHz}) \\
 \text{Eqn } n_RF2 &= \text{find_index}(\text{HB.freq}, 7.10000002 \text{ GHz}) \\
 \text{Eqn } n_RF3 &= \text{find_index}(\text{HB.freq}, 7.10000003 \text{ GHz}) \\
 \text{Eqn } n_RF4 &= \text{find_index}(\text{HB.freq}, 7.10000004 \text{ GHz}) \\
 \text{Eqn } n_RF5 &= \text{find_index}(\text{HB.freq}, 7.10000005 \text{ GHz}) \\
 \text{Eqn } n_IF1 &= \text{find_index}(\text{HB.freq}, 12.500001 \text{ MHz}) \\
 \text{Eqn } n_IF2 &= \text{find_index}(\text{HB.freq}, 12.500002 \text{ MHz}) \\
 \text{Eqn } n_IF3 &= \text{find_index}(\text{HB.freq}, 12.500003 \text{ MHz}) \\
 \text{Eqn } n_IF4 &= \text{find_index}(\text{freq}, 12500004 \text{ Hz}) \\
 \text{Eqn } n_IF5 &= \text{find_index}(\text{HB.freq}, 12.500005 \text{ MHz})
 \end{aligned}$$

Las 6 primeras y 10 últimas ecuaciones son necesarias para obtener el índice correspondiente a cada frecuencia de IF, OL y RF; en el segundo grupo se obtienen las potencias a la entrada de cada transmisor, justo antes del filtro IF, a partir de la tensión de entrada y la corriente medida; del mismo modo se obtienen las potencias de salida a continuación, a partir de la tensión de salida y la corriente medida tras el amplificador de salida; por último se calcula la ganancia como la diferencia entre la potencia de salida y entrada.

Tabla 26 Resultados de las Ganancias del Transmisor UWB MIMO (En la tabla de ejemplo para los datos de entrada mencionados, en la inferior se realiza un barrido en frecuencia)

GanTOTAL1		GanTOTAL2		GanTOTAL3		GanTOTAL4		GanTOTAL5	
47.791		47.778		47.789		47.784		47.807	

F _{IF} (MHz)	F _{OL} (GHz)	F _{RF} (GHz)	P _{IF} (dBm)	P _{OL} (dBm)	P _{RF} (dBm)	Ganancia(dB)
12.5	6.9875	7	-35	0	12.7	47.7
5	6.995	7	-35	0	12.6	47.6
1	6.999	7	-35	0	6.5	41.5
0.1	6.9999	7	-35	0	3.6	38.6
12.5	5.9875	6	-35	0	13.8	48.8
5	5.995	6	-35	0	10.6	45.6
1	5.999	6	-35	0	2.8	37.8
0.1	5.9999	6	-35	0	2.8	37.8
12.5	8.9875	9	-35	0	11.1	46.1
5	8.995	9	-35	0	44.2	44.2
1	8.999	9	-35	0	1.9	36.9
0.1	8.9999	9	-35	0	1.5	36.2

Se puede observar que la ganancia total es muy similar o incluso superior en todos los transmisores a la del transmisor UWB individual. Esta ganancia total cumple con las funciones (rango de trabajo, potencia de transmisión adecuada...) ya que esta ganancia está calculada para no superar la potencia máxima de salida estandarizada para UWB,

teniendo en cuenta la potencia del módem que se va a utilizar (potencia de entrada de hasta -35 dBm). En definitiva, la ganancia total del sistema simulada a partir de la simulación EM y el esquemático es apropiada para continuar con el proceso de fabricación de la placa, y se mantiene con variaciones no muy elevadas para frecuencias fijas de salida RF.

- **Cálculo de la potencia P1dB:** para el cálculo del P1dB, como en el caso individual, se realizará un barrido de la potencia de entrada de cada transmisor, para observar la ganancia de cada uno, y en el punto que esta se comprima 1 dB, se estudiará la potencia de salida para obtener para que IP1dB corresponde esa OP1dB.

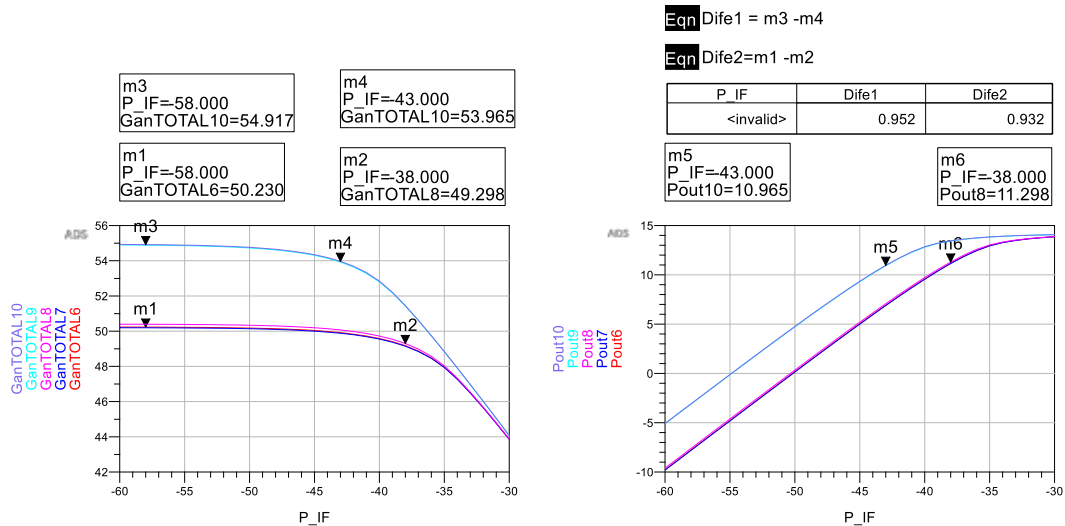


Ilustración 134 P1dB del Transmisor MIMO UWB

Como se puede observar, la ganancia no es simétrica en todos los transmisores individuales, produciéndose una variación de 2 dB entre los transmisores 4 y 5 y el resto. Por tanto se hará el estudio de dos P1dB diferentes, siendo la más limitante la menor de ellas. En este caso se encuentra que para el primer grupo, el de los transmisores 4 y 5, la IP1dB es de tan solo -43 dBm, con una OP1dB de 10.9 dBm, mientras que el segundo alcanza los -38 dBm de IP1dB (casi la potencia de entrada deseada de -35 dBm), y un OP1dB de 11.3 dBm. En ambos casos la potencia de salida es adecuada. Por lo que se podría reducir la potencia de entrada a -43 dBm (en el caso de las medidas el equipo tiene una potencia inferior limitada en -35 dBm, por lo que se fijará en este valor).

- **Cálculo de los desfases entre las salidas de los transmisores:** en cuanto al desfase producido entre las cinco antenas del transmisor, pese a que todos los sub-transmisores son similares en el layout, el divisor aplicaba, como observamos en el Capítulo 3 Apartado 1, un desfase reducido pero diferente a cada salida OL. Las líneas contiguas entre este divisor y los transmisores agrava este desfase al existir acoplos de la señal, produciendo un desfase en conjunto más significativo. Para el cálculo de este desfase, se introducen las mismas señales que en el cálculo de la ganancia, y se aplican las siguientes ecuaciones:

Ecuación 47 Ecuaciones Para el Cálculo del Desfase del Transmisor UWB MIMO

$$\begin{aligned}
 \text{Eqn } S11p &= \text{rad}(\text{unwrap}(\text{phase}(\text{Vout1}[n_RF1]))) & \text{Eqn } \cos S12 &= \text{acos}(\cos(S12p)) & \text{Eqn } ph1 &= \text{abs}(\cos S13 - \cos S15) & \text{Eqn } ph6 &= \text{abs}(\cos S12 - \cos S14) \\
 \text{Eqn } S12p &= \text{rad}(\text{unwrap}(\text{phase}(\text{Vout2}[n_RF2]))) & \text{Eqn } \cos S13 &= \text{acos}(\cos(S13p)) & \text{Eqn } ph2 &= \text{abs}(\cos S12 - \cos S15) & \text{Eqn } ph7 &= \text{abs}(\cos S16 - \cos S14) \\
 \text{Eqn } S13p &= \text{rad}(\text{unwrap}(\text{phase}(\text{Vout3}[n_RF3]))) & \text{Eqn } \cos S14 &= \text{acos}(\cos(S14p)) & \text{Eqn } ph3 &= \text{abs}(\cos S14 - \cos S15) & \text{Eqn } ph8 &= \text{abs}(\cos S16 - \cos S13) \\
 \text{Eqn } S14p &= \text{rad}(\text{unwrap}(\text{phase}(\text{Vout4}[n_RF4]))) & \text{Eqn } \cos S15 &= \text{acos}(\cos(S15p)) & \text{Eqn } ph4 &= \text{abs}(\cos S16 - \cos S15) & \text{Eqn } ph9 &= \text{abs}(\cos S12 - \cos S13) \\
 \text{Eqn } S15p &= \text{rad}(\text{unwrap}(\text{phase}(\text{Vout5}[n_RF5]))) & \text{Eqn } \cos S16 &= \text{acos}(\cos(S11p)) & \text{Eqn } ph5 &= \text{abs}(\cos S13 - \cos S14) & \text{Eqn } ph10 &= \text{abs}(\cos S12 - \cos S16)
 \end{aligned}$$

Con las primeras ecuaciones se obtiene la fase de la tensión de salida de cada uno de los transmisores y es transformada en radianes; el segundo paso es realizar el coseno de este ángulo en radianes y realizar la operación inversa, para obtener finalmente la fase a la

salida del transmisor en grados. Esta operación se realiza para evitar problemas de cálculos, situando todos los desfases entre 0° y 360°. Por último se realiza el desfase entre cada una de las antenas haciendo simplemente la resta, obteniendo los siguientes desfases:

Tabla 27 Resultados del Desfase Entre Salidas del Transmisor UWB MIMO

$\cos S12$	$\cos S13$	$\cos S14$	$\cos S15$	$\cos S16$
2.580	2.595	2.584	2.608	2.581

ph1	ph10	ph2	ph3	ph4	ph5	ph6	ph7	ph8	ph9	ph
0.013	0.022	0.049	0.044	0.027	0.031	0.005	0.017	0.014	0.035	0.026

Se puede apreciar que el desfase es mayor en la salida de la antenna que a la salida del divisor de potencia. Los resultados son igualmente aceptables y se encuentran dentro de los límites para que el procesamiento de señal pueda realizarse, es decir, el desfase entre antenas es menor a 10° o 0.17 radianes, ya que el desfase mayor es el producido entre las salidas 1 y 4 (ph2) con 0.049 radianes/ 2.8°.

- **Aislamiento OL-RF:** otro de los aspectos importantes a estudiar en la simulación del transmisor UWB MIMO es el aislamiento a la salida de la señal de frecuencia OL respecto a la salida de la señal deseada a la frecuencia RF. Para ello se representa gráficamente la tensión de salida y se estudia en ambas frecuencias:

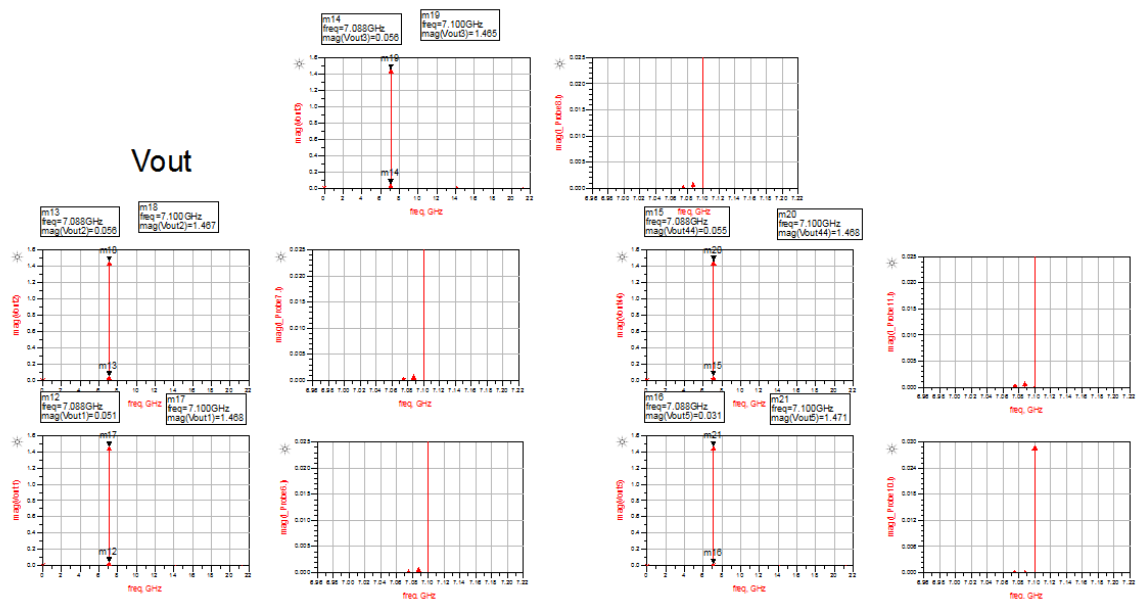


Ilustración 135 Gráfica de la Tensión Vout del Transmisor

Utilizando los marcadores en las frecuencias de OL y RF, se puede apreciar que la tensión (proporcionalmente relacionado con la potencia) de OL es varias veces menor que la tensión de la señal deseada a frecuencia RF. Esto da a entender que el aislamiento de OL es correcto, el mezclador está operando correctamente, elevando en frecuencia la señal y eliminando gran parte de la señal de OL que de ser mayor podría interferir. Es por ello que es necesario este estudio.

Este diseño RF del transmisor UWB MIMO adquiere unas potentes características para el objetivo que debe cumplir, en cuanto a ganancia, desfase, aislamiento, tecnologías aplicadas, diseño y componentes. Por lo que puede continuar con la fase de fabricación y montaje.

3.2 Simulación Electromagnética del Receptor UWB MIMO

El siguiente paso es calcular si los valores adecuados para que el receptor UWB MIMO funcione correctamente se cumplen. Para ello, una vez realizado el momentum del layout, al igual que con el receptor individual, se pudo obtener un componente a partir de sus parámetros S. Este componente se integró con los demás componentes activos y pasivos en un esquemático para proceder a realizar la simulación.

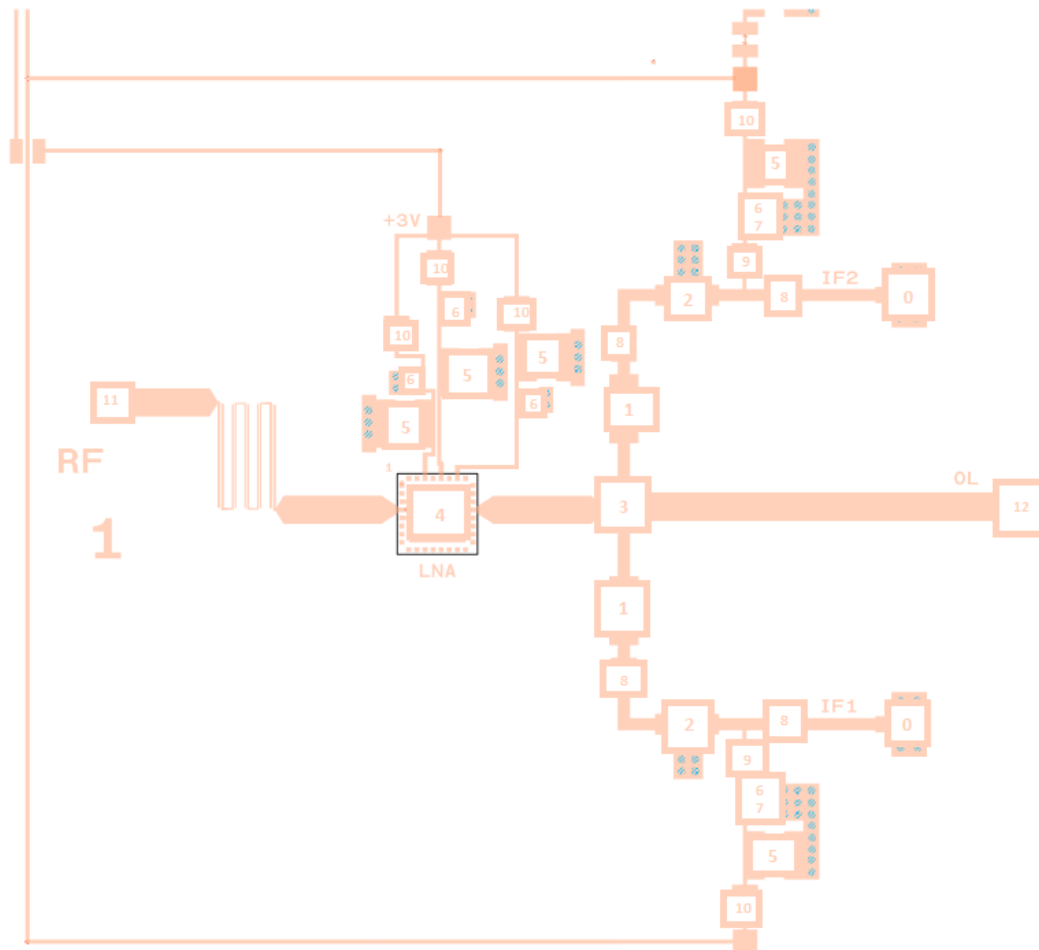


Ilustración 136 Componentes del Receptor UWB MIMO

Prácticamente todos los componentes son los mismos que en el transmisor, pero en este caso se comienza por aquellos a frecuencias de RF y se termina por los de IF, cambiando el mezclador y los valores de algún condensador y bobina.

- 0: Conectores de salida IF.
- 1: Filtro IF LFCN 530.
- 2: Amplificador IF HMC580ST89.
- 3: Mezclador Downconverter HMC520.
- 4: Amplificador de salida LNA HMC565LC5.
- 5: Capacidad de 2.2 μF .
- 6: Capacidad de 1000 pF.
- 7: Capacidad de 100 pF.
- 8: Capacidad de 10 μF .
- 9: Bobina de 470 nH, que puede ser cambiada por una de 22 μH .

- 10: Resistencia de 10 Ω .
- 11: Conector a la antena RF.

Una vez incorporados los componentes de cada receptor, del divisor de potencia y de los “puentes” para unificar las tomas de DC, se estudiará la ganancia y potencia de salida IF de cada receptor MIMO, así como el desfase entre señales de salida por si hace falta corregir el divisor de potencia o la longitud de alguna línea, en la parte de RF o IF, ya que las líneas de DC no afectan en este aspecto.

- **Cálculo de la ganancia:** para el cálculo de la ganancia a la salida de cada receptor (dos salidas por receptor, correspondientes a la salida I y la salida Q), se realiza un balance armónico para frecuencias RF de 7.1 GHz en un principio (se realizará un barrido); frecuencia OL de 7.0875 GHz y así obtener una frecuencia IF de 12.5 GHz; y potencia de IF de -30 dBm y potencia de OL de 7.78 dBm, para obtener 0 dBm de potencia de OL a la entrada de cada sub-transmisor. De la misma forma, una vez realizada esta simulación, en el datasheet es necesario añadir las siguientes ecuaciones:

Ecuación 48 Ecuaciones para el Cálculo de la Ganancia del Transmisor UWB MIMO

$$\text{Eqn } n_OL = \text{find_index}(\text{freq}[0,:], \text{Freq_OL})$$

$$\text{Eqn } n_RF = \text{find_index}(\text{freq}[0,:], \text{Freq_RF})$$

$$\text{Eqn } n_IF = \text{find_index}(\text{freq}[0,:], \text{Freq_IF})$$

n_IF	n_OL	n_RF
1	2	3

$$\text{Eqn } Pin1 = 10 * \log(500 * \text{real}(Vin1[n_RF] * \text{conj}(I_Probe1.i[n_RF])))$$

$$\text{Eqn } Pin2 = 10 * \log(500 * \text{real}(Vin2[n_RF] * \text{conj}(I_Probe4.i[n_RF])))$$

$$\text{Eqn } Pin3 = 10 * \log(500 * \text{real}(Vin3[n_RF] * \text{conj}(I_Probe7.i[n_RF])))$$

$$\text{Eqn } Pin4 = 10 * \log(500 * \text{real}(Vin4[n_RF] * \text{conj}(I_Probe10.i[n_RF])))$$

$$\text{Eqn } Pin5 = 10 * \log(500 * \text{real}(Vin5[n_RF] * \text{conj}(I_Probe15.i[n_RF])))$$

$$\text{Eqn } GanI1 = PoutI1 - Pin1$$

$$\text{Eqn } GanI2 = PoutI2 - Pin2$$

$$\text{Eqn } GanI3 = PoutI3 - Pin3$$

$$\text{Eqn } GanI4 = PoutI4 - Pin4$$

$$\text{Eqn } GanI5 = PoutI5 - Pin5$$

$$\text{Eqn } PoutI1 = 10 * \log(500 * \text{real}(VoutI1[n_IF] * \text{conj}(I_Probe2.i[n_IF])))$$

$$\text{Eqn } PoutI2 = 10 * \log(500 * \text{real}(VoutI2[n_IF] * \text{conj}(I_Probe5.i[n_IF])))$$

$$\text{Eqn } PoutI3 = 10 * \log(500 * \text{real}(VoutI3[n_IF] * \text{conj}(I_Probe8.i[n_IF])))$$

$$\text{Eqn } PoutI4 = 10 * \log(500 * \text{real}(VoutI4[n_IF] * \text{conj}(I_Probe12.i[n_IF])))$$

$$\text{Eqn } PoutI5 = 10 * \log(500 * \text{real}(VoutI5[n_IF] * \text{conj}(I_Probe13.i[n_IF])))$$

$$\text{Eqn } GanQ1 = PoutQ1 - Pin1$$

$$\text{Eqn } GanQ2 = PoutQ2 - Pin2$$

$$\text{Eqn } GanQ3 = PoutQ3 - Pin3$$

$$\text{Eqn } GanQ4 = PoutQ4 - Pin4$$

$$\text{Eqn } GanQ5 = PoutQ5 - Pin5$$

$$\text{Eqn } PoutQ1 = 10 * \log(500 * \text{real}(VoutQ1[n_IF] * \text{conj}(I_Probe3.i[n_IF])))$$

$$\text{Eqn } PoutQ2 = 10 * \log(500 * \text{real}(VoutQ2[n_IF] * \text{conj}(I_Probe6.i[n_IF])))$$

$$\text{Eqn } PoutQ3 = 10 * \log(500 * \text{real}(VoutQ3[n_IF] * \text{conj}(I_Probe9.i[n_IF])))$$

$$\text{Eqn } PoutQ4 = 10 * \log(500 * \text{real}(VoutQ4[n_IF] * \text{conj}(I_Probe11.i[n_IF])))$$

$$\text{Eqn } PoutQ5 = 10 * \log(500 * \text{real}(VoutQ5[n_IF] * \text{conj}(I_Probe14.i[n_IF])))$$

$$\text{Eqn } \text{Freq_RF} = 7 \text{ GHz}$$

$$\text{Eqn } \text{Freq_IF} = 12.5 \text{ MHz}$$

$$\text{Eqn } \text{Freq_OL} = 6.9875 \text{ GHz}$$

El primer conjunto de ecuaciones se utiliza para obtener el índice a cada frecuencia IF, RF y OL; a continuación se obtienen las potencias de entrada a frecuencia RF y a continuación a cada salida (I/Q) a frecuencia IF; realizando la resta entre estas se consigue la ganancia en cada salida. La forma de obtener estas potencias es similar a la realizada en el transmisor a partir de las corrientes y tensiones de cada nodo.

Tabla 28 Resultados de las Ganancias y Potencias de Salida Medias del Receptor UWB MIMO para una P_{RF} de -30 dBm (Por receptor, como ejemplo, para 7 GHz de RF, 12.5 MHz de IF y 6.9875 GHz de OL)

GanI1[20]	GanI2[20]	GanI3[20]	GanI4[20]	GanI5[20]
29.562	29.731	29.904	29.699	29.725

GanQ1[20]	GanQ2[20]	GanQ3[20]	GanQ4[20]	GanQ5[20]
29.567	29.732	29.911	29.700	29.725

PoutI1[20]	PoutI2[20]	PoutI3[20]	PoutI4[20]	PoutI5[20]
-0.824	-0.720	-0.614	-0.752	-0.657

PoutQ1[20]	PoutQ2[20]	PoutQ3[20]	PoutQ4[20]	PoutQ5[20]
-0.820	-0.719	-0.607	-0.751	-0.657

Ganmed	Poutmed
29.933	-20.505

F_{RF} (GHz)	F_{OL} (GHz)	F_{IF} (MHz)	P_{RF} (dBm)	P_{OL} (dBm)	P_{IF} Media(dBm)	GananciaMedia
9	8.75	250	-30	10	-4.8	25.2
8	7.75	250	-30	10	-5.9	24.1
7	6.75	250	-30	10	-3.7	26.3
6	5.75	250	-30	10	-3.6	26.4
9	8.9875	12.5	-30	10	-6.6	23.4
8	7.9875	12.5	-30	10	-7.7	22.3
7	6.9875	12.5	-30	10	-5.5	24.5
6	5.9875	12.5	-30	10	-5.4	24.6
9	8.995	5	-30	10	-11.4	18.6
8	7.995	5	-30	10	-12.4	17.6
7	6.995	5	-30	10	-10.4	19.6
6	5.995	5	-30	10	-10.2	19.8
9	8.999	1	-30	10	-19.7	10.3
8	7.999	1	-30	10	-20.7	9.3
7	6.999	1	-30	10	-18.5	11.5
6	5.999	1	-30	10	-18.5	11.5

Se puede observar que la ganancia total es muy similar en todos los receptores y muy similar a la del receptor UWB individual, así como la potencia de salida (que en ningún caso supera el P1dB de ningún componente), serían apropiadas para continuar con el proceso de fabricación de la placa, pero a bajas frecuencias los resultados no son adecuados. Esto se debe a que en estas simulaciones se ha utilizado de nuevo la resistencia de polarización de $10\ \Omega$ y la bobina de 470 nH, por lo que si se sustituye por las nuevas obtenidas en el cambio que se realizó en el receptor individual, estos resultados serán aún mejores, especialmente para bajas frecuencias de IF.

Tabla 29 Resultados de las Ganancias y Potencias de Salida Medias del Receptor UWB MIMO para una P_{RF} de -30 dBm (cambiando bobina de choque y resistencia de polarización)

F_{RF} (GHz)	F_{OL} (GHz)	F_{IF} (MHz)	P_{RF} (dBm)	P_{OL} (dBm)	P_{IF} Media(dBm)	GananciaMedia
9	8.75	250	-30	10	-1.6	28.4
8	7.75	250	-30	10	-2.6	27.4
7	6.75	250	-30	10	-0.5	29.5
6	5.75	250	-30	10	-0.3	29.7

9	8.9875	12.5	-30	10	-0.6	29.4
8	7.9875	12.5	-30	10	-1.6	28.4
7	6.9875	12.5	-30	10	0.5	30.5
6	5.9875	12.5	-30	10	0.6	30.6
9	8.995	5	-30	10	-0.5	29.5
8	7.995	5	-30	10	-1.5	18.5
7	6.995	5	-30	10	0.5	30.5
6	5.995	5	-30	10	0.6	30.6
9	8.999	1	-30	10	-0.8	29.2
8	7.999	1	-30	10	-1.8	28.2
7	6.999	1	-30	10	0.3	30.3
6	5.999	1	-30	10	0.4	30.4
9	8.9999	0.1	-30	10	-9.0	19.0
8	7.9999	0.1	-30	10	-10.0	20.0
7	6.9999	0.1	-30	10	-7.8	23.2
6	5.9999	0.1	-30	10	-7.7	23.3

Como se aprecia en la tabla anterior, cambiando la bobina de choque por una mayor (de 470 nH a 22 μ H), la potencia de salida y ganancia del sistema crecen, pero más en bajas frecuencias lo que permite que se nivele en frecuencia. En primer lugar en el diseño para montar se utilizarán los valores bajos, para comprobar que no se va a saturar ningún componente, y si los valores de ganancia pueden incrementarse, se modificarán estos dos componentes.

- **Cálculo del P1dB:** para el cálculo del P1dB se utilizará el valor de la ganancia y potencia de salida media, ya que es muy similar en todos los casos:

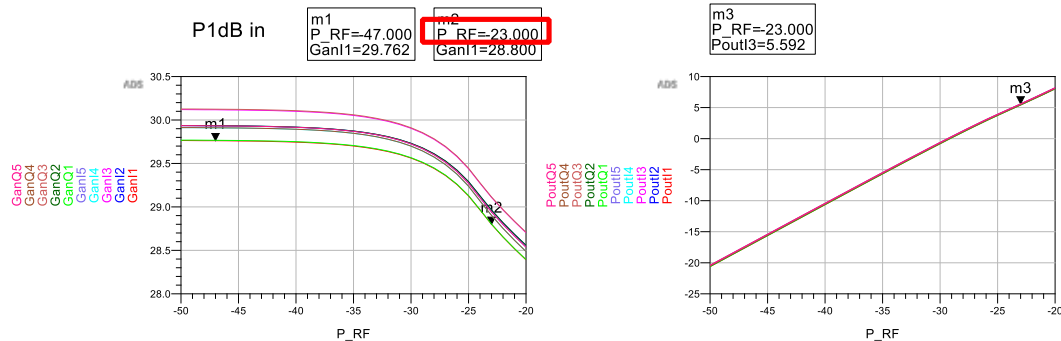


Ilustración 137 P1dB del Receptor MIMO UWB

Se comprueba que el P1dB tanto de potencia de entrada, -23 dBm, como de salida, 5.5 dBm, se mantienen muy ajustados a los resultados buscados.

- **Cálculo de los desfases entre las salidas de los receptores:** en cuanto al desfase producido entre las 5 salidas I y 5 salidas Q del receptor, pese a que todos los sub-receptores son similares en el layout, el divisor aplicaba, como observamos en el Capítulo 3 Apartado 1, un desfase reducido pero diferente a cada salida OL. Las líneas contiguas entre este divisor y los transmisores agravan este desfase al existir acoplos de la señal, produciendo un desfase en conjunto más significativo. Para el cálculo de este desfase, se introducen las mismas señales que en el cálculo de la ganancia, y se aplican las siguientes ecuaciones:

Ecuación 49 Ecuaciones Para el Cálculo del Desfase del Receptor UWB MIMO

$$\begin{aligned} \text{Eqn } S_{11p} &= \text{rad}(\text{unwrap}(\text{phase}(\text{Voutl1}[n_IF]))) & \text{Eqn } \cos S_{11} &= \text{acos}(\cos(S_{11p})) \\ \text{Eqn } S_{12p} &= \text{rad}(\text{unwrap}(\text{phase}(\text{Voutl2}[n_IF]))) & \text{Eqn } \cos S_{12} &= \text{acos}(\cos(S_{12p})) \\ \text{Eqn } S_{13p} &= \text{rad}(\text{unwrap}(\text{phase}(\text{Voutl3}[n_IF]))) & \text{Eqn } \cos S_{13} &= \text{acos}(\cos(S_{13p})) \\ \text{Eqn } S_{14p} &= \text{rad}(\text{unwrap}(\text{phase}(\text{Voutl4}[n_IF]))) & \text{Eqn } \cos S_{14} &= \text{acos}(\cos(S_{14p})) \\ \text{Eqn } S_{15p} &= \text{rad}(\text{unwrap}(\text{phase}(\text{Voutl5}[n_IF]))) & \text{Eqn } \cos S_{15} &= \text{acos}(\cos(S_{15p})) \end{aligned}$$

cosS11[0]	cosS12[0]	cosS13[0]	cosS14[0]	cosS15[0]
1.198	1.209	1.184	1.159	1.199

Diferencia máxima de 2.46°

Este cálculo se realiza de forma similar que en el transmisor pero realmente solo es necesario observar el desfase de cada salida en radianes para calcular que en el peor de los casos no alcanza los 3° que se había puesto como límite.

Este diseño RF del receptor UWB MIMO presenta buenas características para el objetivo que debe cumplir, en cuanto a ganancia, desfase, aislamiento, tecnologías aplicadas, diseño y componentes. Por lo que puede continuar con la fase de fabricación y montaje. En caso de que las características en el montaje no fueran las adecuadas ya sea en ganancia o potencia de salida, se conoce que modificando la resistencia y bobina de polarización se pueden mejorar estos aspectos.

3.3 Proceso Para la Fabricación de la Placa del Transmisor y Receptor UWB MIMO

En el apartado anterior se comprobó que este diseño RF cumplía con los requisitos propuestos para que el procesamiento de señal sea el apropiado y además cumpla con el objetivo de poseer una ganancia y tamaño apropiados, por lo que se procederá a realizar su construcción.

Para ello se abrirá de nuevo el archivo correspondiente al layout. Se aplicará la herramienta “flatten” y “merge”, las cuales unen todas las líneas de transmisión formando una única pieza. A continuación se exportará el archivo contenedor en formato .dxf. Este formato es un formato de archivo para dibujos de diseño asistido por computadora, utilizado en este caso principalmente para posibilitar la interoperabilidad entre el software ADS y AutoCAD, el cual es utilizado en el equipo LPKF ProtoLaser S4, que realizará el recorte de la placa.



Ilustración 138 LPKF ProtoLaser S4

En esta exportación se extraerá un solo archivo DXF con dos capas: la capa “cond”, correspondiente al layout; y la capa “hole”, correspondiente a las tomas a tierra circulares, dando para ello coordenadas que serán interpretadas por el taladro.

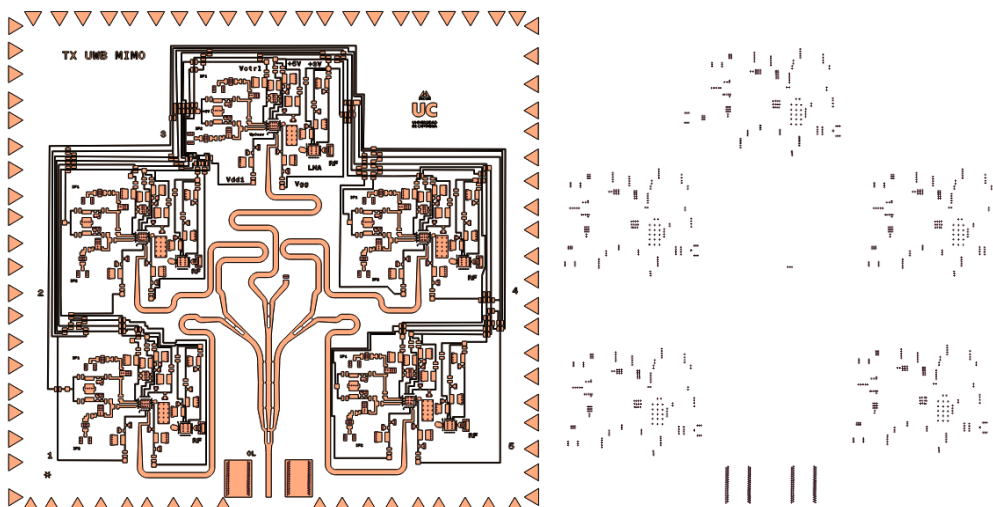


Ilustración 139 Comparación Entre Capa Cond y Hole en Caso del Transmisor (similar en el receptor)

A la izquierda se puede apreciar la capa *cond* y a la derecha la capa correspondiente a los *hole*, las tomas de tierra, el caso del transmisor, en el receptor es similar. Este archivo es procesado por el software del robot láser que realiza las perforaciones y el taladro que se encarga de recortar las líneas de transmisión sobre el substrato. Finalmente se añaden los componentes.

El resultado obtenido tras este proceso es el siguiente:

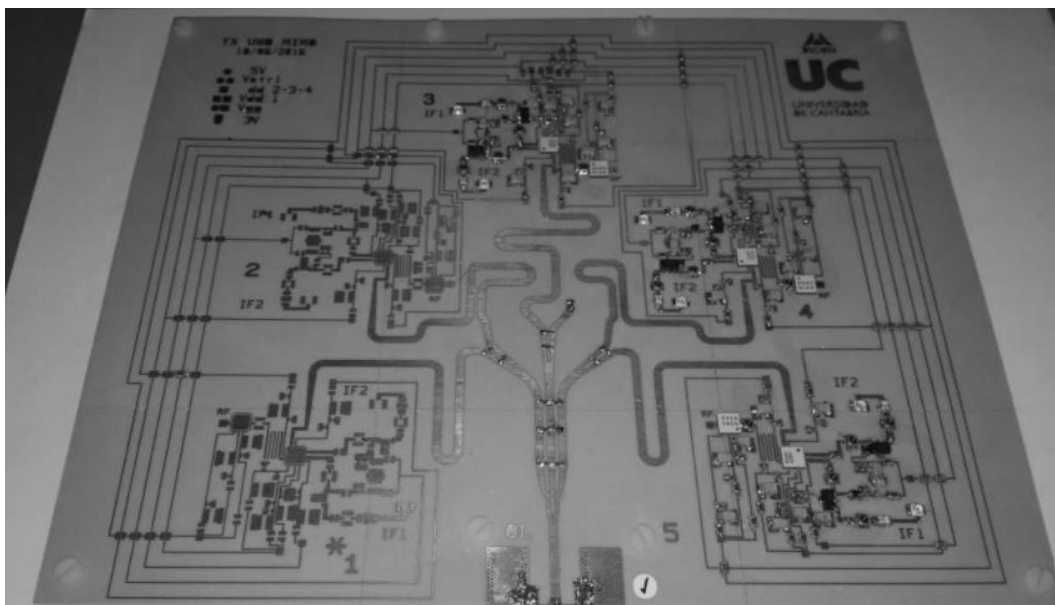


Ilustración 140 Placa Construida del Transmisor UWB MIMO

Una placa de 148 mm x 140 mm sujeta a un tablero de densidad media de madera y atornillado al mismo, con el objetivo de que la placa no se curve con el cambio de temperaturas, construida sobre ARLON 0.762 milímetros, cuyas simulaciones del layout y medidas de los transmisores individuales indican que el funcionamiento, ganancias, desfases entre salidas y demás objetivos, consigan hacer que se pueda realizar finalmente un adecuado procesamiento de señal. Tres de los filtros funcionan correctamente, por lo que los módulos transmisores UWB que los contienen, se han montado completamente.

Con esto se refiere a que las dimensiones de las líneas que forman el filtro son o se acercan a los valores simulados, y que en ningún caso están levantadas o rotas. Esto se ha comprobado observando cada filtro por microscopio y realizando medidas de anchuras y longitudes de sus líneas, como en el siguiente ejemplo:

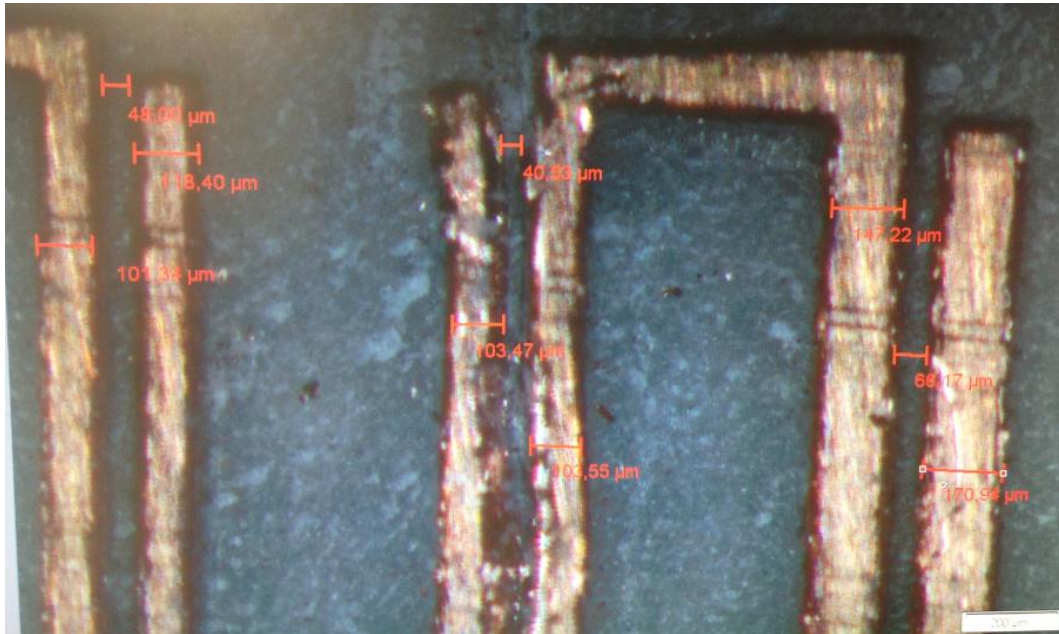


Ilustración 141 Ejemplo de Medida de las Líneas de los Filtros Microstrip Utilizando un Microscopio

En cuanto a la placa del receptor, el resultado tras el montaje es el siguiente:

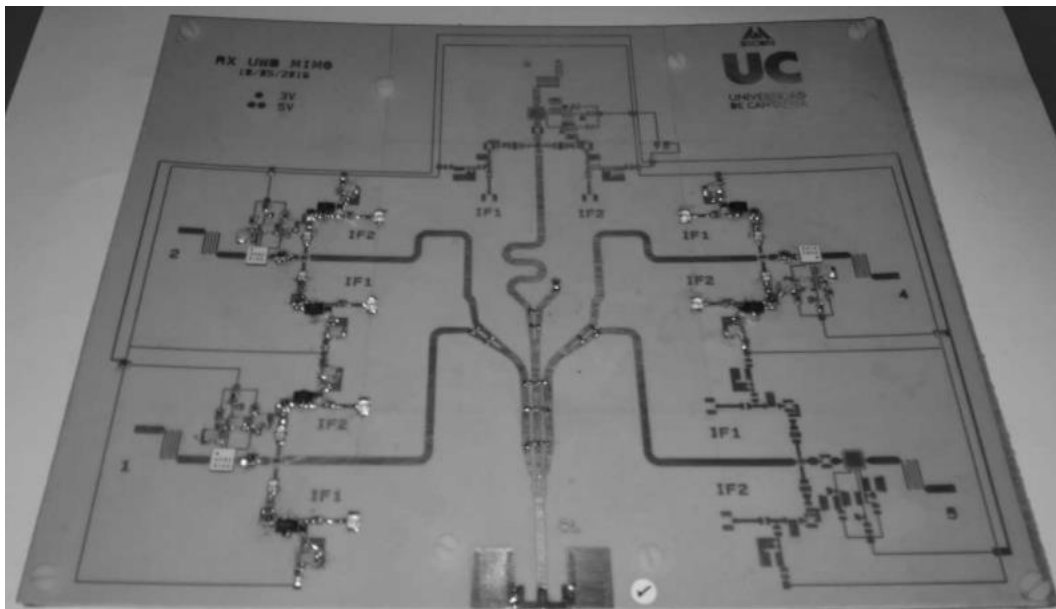


Ilustración 142 Placa Construida del Receptor UWB MIMO

Una placa de 145 mm x 140 mm, sujeta de la misma forma a un tablero de densidad media de madera, sobre sustrato ARLON 0.762 milímetros y de buen funcionamiento. De la misma forma, tres de los filtros se comportan correctamente, por lo que son los módulos de receptor UWB que se han montado.

3.4 Medidas del Transmisor y Receptor UWB MIMO

Una vez montados los componentes sobre la placa, se conectan los generadores de señal, fuentes de tensión y medida. Se realizará un barrido en frecuencias similar a las medidas del transmisor y receptor individual para comparar estos resultados con los anteriores registrados, y observar si existe alguna diferencia o mejoría respecto a aquellos.

3.4.1 Medidas del Transmisor MIMO

Para realizar las medidas del transmisor MIMO, en primer lugar, se introducirán dos señales de IF, desfasadas entre sí 90°, con potencias de -20 dBm ya que es el mínimo que permite el equipo 81180B, pero se conecta un atenuador por entrada de -3 dB, para situarse en el punto de IP1dB y no 3 dB por encima. Por otro lado, se introduce una señal de OL de 7 dBm, para que, al atravesar el divisor de potencia, lleguen 0 dBm a cada entrada de OL. Hay que tener en cuenta además la atenuación de los cables a esta frecuencia. En este caso, conectando cada cable desde la fuente al analizador de espectros, 1.1 dB para 6 GHz, 1.3 dB para 7.5 GHz y 2.1 dB para 9 GHz (se tendrán en cuenta al calcular la ganancia, contando con esta atenuación se aleja la potencia de entrada un poco más del IP1dB calculado en simulación).

Por último, se polariza del mismo modo que en los transmisores individuales, ya que todas las entradas de DC se unificaron en un mismo punto. Los resultados son los siguientes:

Para el transmisor número 3:

Tabla 30 Resultado de las Medidas de Potencia RF y Ganancia del Transmisor 3

F _{IF I/Q} (MHz)	F _{RF} (GHz)	F _{OL} (GHz)	P _{IF} (dBm)	P _{OL} (dBm)	P _{RF} (dBm)	Ganancia
500	8.5	9	-23	7	7.5	32,6
300	8.7	9	-23	7	7.5	32,6
200	8.8	9	-23	7	8.1	33,2
100	8.9	9	-23	7	8.2	33,3
10	8.99	9	-23	7	7.0	32,1
500	7.5	8	-23	7	7.1	31,6
300	7.7	8	-23	7	9.5	34,0
200	7.8	8	-23	7	7.3	31,8
100	7.9	8	-23	7	8.1	32,6
10	7.99	8	-23	7	5.5	30,0
500	6.5	7	-23	7	8.4	32,6
300	6.7	7	-23	7	7.6	31,8
200	6.8	7	-23	7	7.1	31,3
100	6.9	7	-23	7	7.6	31,8
10	6.99	7	-23	7	6.1	30,3
500	5.5	6	-23	7	5.4	29,5
300	5.7	6	-23	7	7.1	31,2
200	5.8	6	-23	7	6.3	30,4
100	5.9	6	-23	7	8.7	32,8
10	5.99	6	-23	7	5.4	29,5

De el transmisor 3 se puede observar:

- La potencia de salida es muy similar a la del transmisor individual o las simulaciones, claro está, teniendo en cuenta que la potencia de entrada es 12 dB mayor.
- Por lo anteriormente comentado, la ganancia se sitúa unos 10 dB por debajo de las simulaciones y medida del transmisor individual, siendo en estas medidas más baja a menores frecuencias de IF y RF.
- Se comporta mejor para 300 MHz y 500 MHz de IF, y entre 7 GHz y 8 GHz de RF.

Para el transmisor 4:

Tabla 31 Resultado de las Medidas de Potencia RF y Ganancia del Transmisor 4

F _{IF I/Q} (MHz)	F _{RF} (GHz)	F _{OL} (GHz)	P _{IF} (dBm)	P _{OL} (dBm)	P _{RF} (dBm)	Ganancia
500	8.5	9	-23	7	5.4	30,5
300	8.7	9	-23	7	5.6	30,7
200	8.8	9	-23	7	6.1	31,2
100	8.9	9	-23	7	6.3	31,4
10	8.99	9	-23	7	4.7	29,8
500	7.5	8	-23	7	4.0	28,5
300	7.7	8	-23	7	6.3	30,8
200	7.8	8	-23	7	5.7	30,2
100	7.9	8	-23	7	5.4	29,9
10	7.99	8	-23	7	5.9	30,4
500	6.5	7	-23	7	3.6	27,8
300	6.7	7	-23	7	5.3	29,5
200	6.8	7	-23	7	5.4	29,6
100	6.9	7	-23	7	4.2	28,4
10	6.99	7	-23	7	4.2	28,4
500	5.5	6	-23	7	2.0	26,1
300	5.7	6	-23	7	3.1	27,2
200	5.8	6	-23	7	3.2	27,3
100	5.9	6	-23	7	2.9	27
10	5.99	6	-23	7	-1.0	23,1

Del transmisor 4 se observa:

- Del mismo modo que el anterior, la primera conclusión es que la potencia de entrada es mayor que en medidas y simulaciones anteriores, pero en este caso, el resultado de potencia a la salida es incluso más bajo, especialmente en bajas potencias de IF y de RF.
- Por lo tanto, la ganancia es algo menor que en el transmisor 3. Esto se puede deber a que la potencia de entrada está cercana al IP1dB, el cual en este diseño ya montado puede ser menor que en las simulaciones.
- Otra posibilidad es que el filtro no responda de la misma forma, aunque aparentemente sean iguales y no parezca tener ningún fallo.
- Con los Conectores situados para observar la señal con la sonda, se aprecia que, hasta el mezclador, ambas señales de IF son prácticamente idénticas, pero a la salida del filtro, que es donde se encuentra el siguiente conector, varían en potencia.

- Se comporta mejor entre 100 MHz y 300 MHz de IF, y entre 8 GHz y 9 GHz de RF.

Para el transmisor 5:

Tabla 32 Resultado de las Medidas de Potencia RF y Ganancia del Transmisor 5

F _{IF I/Q} (MHz)	F _{RF} (GHz)	F _{OL} (GHz)	P _{IF} (dBm)	P _{OL} (dBm)	P _{RF} (dBm)	Ganancia
500	8.5	9	-23	7	6.6	31,7
300	8.7	9	-23	7	6.8	31,9
200	8.8	9	-23	7	7.2	32,3
100	8.9	9	-23	7	7.6	32,7
10	8.99	9	-23	7	7.7	32,8
500	7.5	8	-23	7	5.4	29,9
300	7.7	8	-23	7	7.9	32,4
200	7.8	8	-23	7	7.5	32
100	7.9	8	-23	7	6.6	31,1
10	7.99	8	-23	7	7.9	32,4
500	6.5	7	-23	7	5.2	29,4
300	6.7	7	-23	7	8.2	32,4
200	6.8	7	-23	7	5.3	29,5
100	6.9	7	-23	7	7.3	31,5
10	6.99	7	-23	7	5.4	29,6
500	5.5	6	-23	7	2.7	26,8
300	5.7	6	-23	7	1.6	25,7
200	5.8	6	-23	7	1.6	25,7
100	5.9	6	-23	7	4.2	28,3
10	5.99	6	-23	7	-5.1	19

Del transmisor 5 se observa:

- Este transmisor se asemeja al transmisor 3 en resultados para frecuencias altas de RF, pero más al transmisor 4 para las bajas, comportándose de igual forma para las más bajas de IF en ambos casos: a más baja frecuencia de IF, menor ganancia y potencia de salida.
- Se comporta mejor entre 10 MHz y 300 MHz de IF, y entre 7 GHz y 8 GHz de RF.

Para las medidas del sistema conjunto, será preferible escoger, por tanto, 300 MHz de IF.

3.4.2 Medidas del Receptor MIMO

En el caso del receptor, se introducirá una señal de RF a -30 dBm, así como la de OL a 17 dBm con el objetivo de que en las entradas de OL de cada receptor lleguen 10 dBm tras la división. Del mismo modo, se tiene en cuenta la atenuación de los cables, sobre todo en RF ya que en IF es prácticamente de 0 dB. Los resultados en las salidas I/Q son prácticamente similares, por lo que se reflejará en la tabla el de la salida I con la Q adaptada.

Por último, se polariza del mismo modo que en los receptores individuales, ya que todas las entradas de DC se unificaron en un mismo punto. Los resultados son los siguientes:

Para el receptor número 1:

Tabla 33 Resultado de las Medidas de Potencia RF y Ganancia del Receptor 1

F_{RF} (GHz)	F_{OL} (GHz)	F_{IF} (MHz)	P_{RF} (dBm)	P_{OL} (dBm)	$P_{IF I}$	Ganancia _I
9	8.75	250	-30	17	-6.5	25,6
8	7.75	250	-30	17	-6.3	25,2
7	6.75	250	-30	17	-4.4	26,8
6	5.75	250	-30	17	-4.8	26,3
9	8.9875	12.5	-30	17	-8.4	23,7
8	7.9875	12.5	-30	17	-9.3	22,2
7	6.9875	12.5	-30	17	-7.8	23,4
6	5.9875	12.5	-30	17	-8.2	22,9
9	8.995	5	-30	17	-12.8	19,3
8	7.995	5	-30	17	-15.4	16,1
7	6.995	5	-30	17	-13.3	17,9
6	5.995	5	-30	17	-12.4	18,7
9	8.999	1	-30	17	-23.6	8,5
8	7.999	1	-30	17	-24.0	7,5
7	6.999	1	-30	17	-21.7	9,5
6	5.999	1	-30	17	-24.5	6,6

Del receptor 1 se puede observar:

- La potencia de salida es similar a la del receptor simulado. Esta potencia, sin embargo, es inferior a la esperada y medida en el receptor individual. Si remontamos al punto [3.2] de este capítulo, se observaba que modificando la bobina de choque y la resistencia de polarización se podía conseguir más potencia de salida y por tanto más ganancia. Este montaje, sin embargo, se ha realizado con la bobina y resistencia originales, en próximas modificaciones se pueden realizar estas medidas con la bobina y resistencia propuestas para su mejora.
- Por lo anteriormente comentado, la ganancia también es similar a la propuesta, pero se reduce considerablemente en bajas frecuencias de IF.
- Se comporta mejor para 250 MHz de IF, y entre 6 GHz y 7 GHz de RF.

Para el receptor 2:

Tabla 34 Resultado de las Medidas de Potencia RF y Ganancia del Receptor 2

F_{RF} (GHz)	F_{OL} (GHz)	F_{IF} (MHz)	P_{RF} (dBm)	P_{OL} (dBm)	$P_{IF I}$	Ganancia _I
9	8.75	250	-30	17	-5.5	26,6
8	7.75	250	-30	17	-6.0	25,5
7	6.75	250	-30	17	-4.8	26,4
6	5.75	250	-30	17	-5.4	25,7
9	8.9875	12.5	-30	17	-9.1	23
8	7.9875	12.5	-30	17	-9.4	22,1
7	6.9875	12.5	-30	17	-7.4	23,8
6	5.9875	12.5	-30	17	-7.1	24,0
9	8.995	5	-30	17	-12.7	19,4

8	7.995	5	-30	17	-14.2	17,3
7	6.995	5	-30	17	-11.6	19,6
6	5.995	5	-30	17	-11.5	19,6
9	8.999	1	-30	17	-23.2	8,9
8	7.999	1	-30	17	-24.7	6,8
7	6.999	1	-30	17	-21.5	9,7
6	5.999	1	-30	17	-22.6	8,5

Del receptor 2 se observa:

- Este receptor se asemeja mucho al receptor número 1 en su comportamiento a altas frecuencias, variando ligeramente sus resultados y comportándose mejor en bajas frecuencias, siendo de todas formas la potencia de salida para estos parámetros insuficientes.
- Se comporta mejor para 250 MHz de IF, y en todo el ancho de banda de RF.

Para el receptor 4:

Tabla 35 Resultado de las Medidas de Potencia RF y Ganancia del Receptor 4

F _{RF} (GHz)	F _{OL} (GHz)	F _{IF} (MHz)	P _{RF} (dBm)	P _{OL} (dBm)	P _{IF I}	Ganancia _I
9	8.75	250	-30	17	-5.0	27,1
8	7.75	250	-30	17	-6.5	25,0
7	6.75	250	-30	17	-5.3	25,9
6	5.75	250	-30	17	-4.6	26,5
9	8.9875	12.5	-30	17	-9.0	23,1
8	7.9875	12.5	-30	17	-9.3	22,2
7	6.9875	12.5	-30	17	-6.9	24,3
6	5.9875	12.5	-30	17	-6.5	24,6
9	8.995	5	-30	17	-13.4	18,7
8	7.995	5	-30	17	-14.9	16,6
7	6.995	5	-30	17	-12.1	19,1
6	5.995	5	-30	17	-11.7	19,4
9	8.999	1	-30	17	-22.9	9,2
8	7.999	1	-30	17	-24.0	7,5
7	6.999	1	-30	17	-22.4	8,8
6	5.999	1	-30	17	-24.1	7,0

Del receptor 4 se observa:

- Este transmisor se asemeja al receptor 2 en todos los sentidos.
- Se comporta mejor en 250 MHz de IF y 9 GHz de RF.

Para las medidas del sistema conjunto, se escogerá, por tanto, una frecuencia de IF entre 250 MHz (valor con mejor resultado en los receptores) y 300 MHz (valor con mejor resultado en los transmisores; y una frecuencia de RF de 7 GHz (valor que consigue mejores resultados tanto en transmisores como receptores, y pese a no ser la mejor en el cuarto receptor, no dista en resultados de la más adecuada).

3.4.3 Medidas del RADAR MIMO

A continuación, se medirá el conjunto de los dos sistemas.

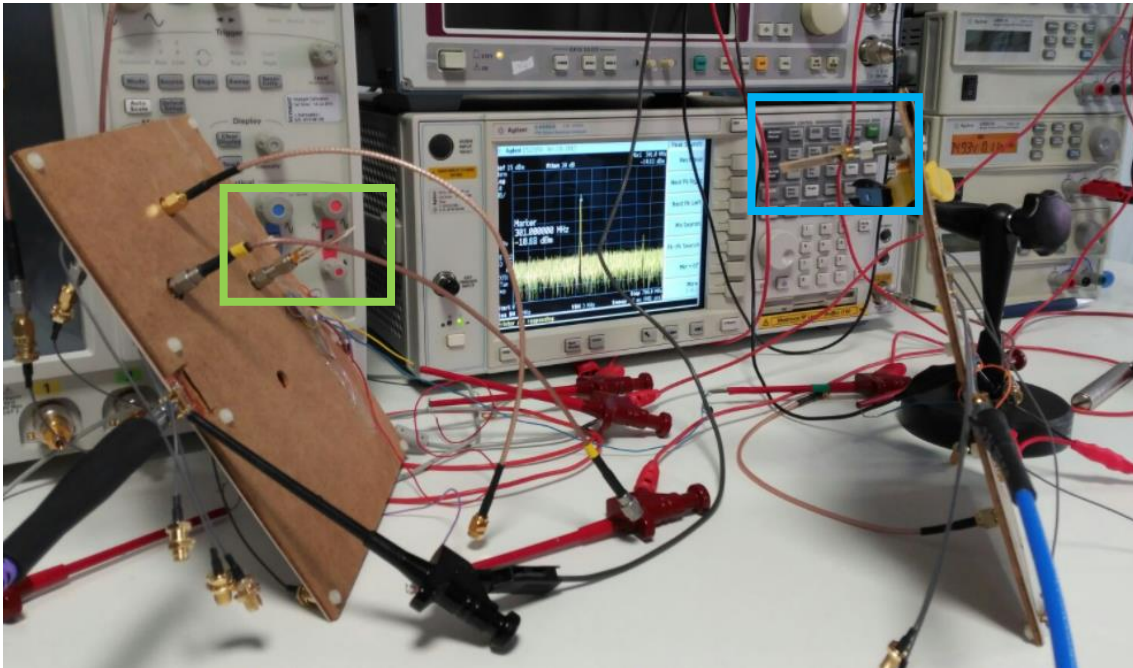


Ilustración 143 Ejemplo de Estación de Medida (Vista Lateral): Transmisor UWB MIMO (Izquierda) y Receptor UWB MIMO (Derecha). Antenas Enmarcadas.

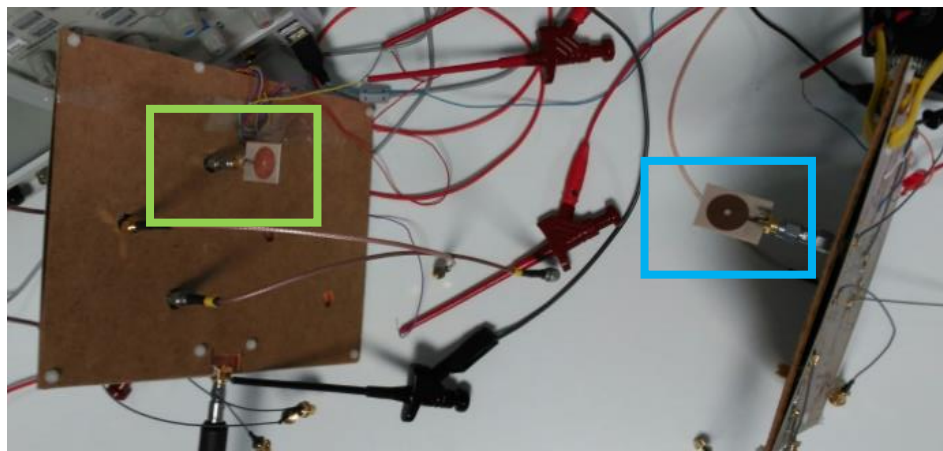


Ilustración 144 Ejemplo de Estación de Medida (Vista Superior): Transmisor UWB MIMO (Izquierda) y Receptor UWB MIMO (Derecha). Antenas Enmarcadas.

Las medidas que se muestran a continuación resultan de polarizar tanto el transmisor como el receptor y conectar a la salida de cada transmisor y entrada de cada receptor la antena monopolo anular anteriormente comentada [Capítulo 3.2], separados entre sí aproximadamente 45 centímetros, por lo que las pérdidas de propagación a 7 GHz son de torno a 42.3 dB [Ecuación 43]. Para el resto de frecuencias:

$$\begin{aligned} L_{bf} &= 32.4 + 20 \log(f) + 20 \log(d) \\ &= 32.4 + 20 \log(6 * 10^3 \text{ MHz}) + 20 \log(45 * 10^{-5} \text{ km}) = 41.0 \text{ dB} \end{aligned}$$

Ecuación 50 Pérdidas del Espacio Libre

$$L_{bf} = 32.4 + 20 \log(f) + 20 \log(d)$$

$$= 32.4 + 20 \log(8 * 10^3 \text{ MHz}) + 20 \log(45 * 10^{-5} \text{ km}) = 43.5 \text{ dB}$$

Ecuación 51 Pérdidas del Espacio Libre

$$L_{bf} = 32.4 + 20 \log(f) + 20 \log(d)$$

$$= 32.4 + 20 \log(9 * 10^3 \text{ MHz}) + 20 \log(45 * 10^{-5} \text{ km}) = 44.5 \text{ dB}$$

Ecuación 52 Pérdidas del Espacio Libre

En estas medidas se ha tomado el transmisor 3 como referencia, ya que es el que mejor respondía, para las medidas SISO, y además el transmisor 4 para el caso MISO. En el caso del receptor se ha utilizado el número 2, ya que algunos de los amplificadores del receptor 1 y 4 consumían de forma excesiva, y tras un exhaustivo estudio, se llegó a la conclusión de que es necesario cambiarlos, para lo cual se necesitaba enviar de nuevo a la empresa que montó dichos amplificadores de tipo chip [ACORDE]. Es por esto que no se ha podido realizar la medida del caso MIMO.

En estas medidas se envían al transmisor señales senoidales I/Q a 300 MHz, frecuencia a la que se conseguía más ganancia tanto en transmisión como recepción, con potencia de -20 dBm y una frecuencia de OL de 6 GHz, 7 GHz, 8 GHz y 9 GHz respectivamente, con 20 dBm de potencia, que se divide entre el receptor, al que llegan 17 dBm, y transmisor, utilizando en este último un atenuador de 10 dB, con lo que llega una potencia de 0 dBm. Teniendo en cuenta estos parámetros, junto con la ganancia de la antena para cada frecuencia (a partir de la [Ilustración 128] y las pérdidas de propagación calculadas), se obtiene que para una frecuencia de IF de 300 MHz:

Tabla 36 Valores de Señal y Ganancia para el Sistema Completo UWB Caso SISO 1/1 para 300 MHz de Frecuencia de IF

F _{RF}	P _{outRX}	L _{bf} (dB)	G _{Antena}	P _{outRX}	G _{TX}	P _{INRX}	G _{RX}
9 GHz	6.8 dBm	44.5	1.5 dB	-20.0 dBm	26.8 dB	-36.2 dBm	16.2 dB
8 GHz	7.9 dBm	43.5	3.5 dB	-14.4 dBm	27.9 dB	-32.1 dBm	17.7 dB
7 GHz	8.2 dBm	42.3	6 dB	-6.1 dBm	28.2 dB	-28.1 dBm	22.0 dB
6 GHz	1.6 dBm	41	3 dB	-14.9 dBm	21.6 dB	-36.4 dBm	21.5 dB

Tabla 37 Valores de Señal y Ganancia para el Sistema Completo UWB Caso MISO 2/1 para 300 MHz de Frecuencia de IF

F _{RF}	P _{outRX}	L _{bf} (dB)	G _{Antena}	P _{outRX}	G _{TX}	P _{INRX}	G _{RX}
9 GHz	6.8 dBm	44.5	1.5 dB	-18.0 dBm	26.8 dB	-36.2 dBm	18.2 dB
8 GHz	7.9 dBm	43.5	3.5 dB	-15.8 dBm	27.9 dB	-32.1 dBm	16.3 dB
7 GHz	8.2 dBm	42.3	6 dB	-4.8 dBm	28.2 dB	-28.1 dBm	23.3 dB
6 GHz	1.6 dBm	41	3 dB	-14.6 dBm	21.6 dB	-36.4 dBm	21.8 dB

Comparando ambas tablas, la correspondiente al caso SISO (TX 3 a RX 2) y la correspondiente al caso MISO (Tx 3 y TX 4 a RX 2) se puede apreciar un incremento de la ganancia para 7 GHz, 8 GHz y 9 GHz de frecuencia de RF, pero en el caso de 6 GHz apenas se aprecia un cambio.

Para el caso SISO, se pueden comparar en el osciloscopio las señales recibidas para observar cuanto se degrada la señal en este proceso. Para ello se utiliza un divisor entre éstas (y se dirigen a las tomas 1 y 2 del osciloscopio) y las entradas del transmisor.

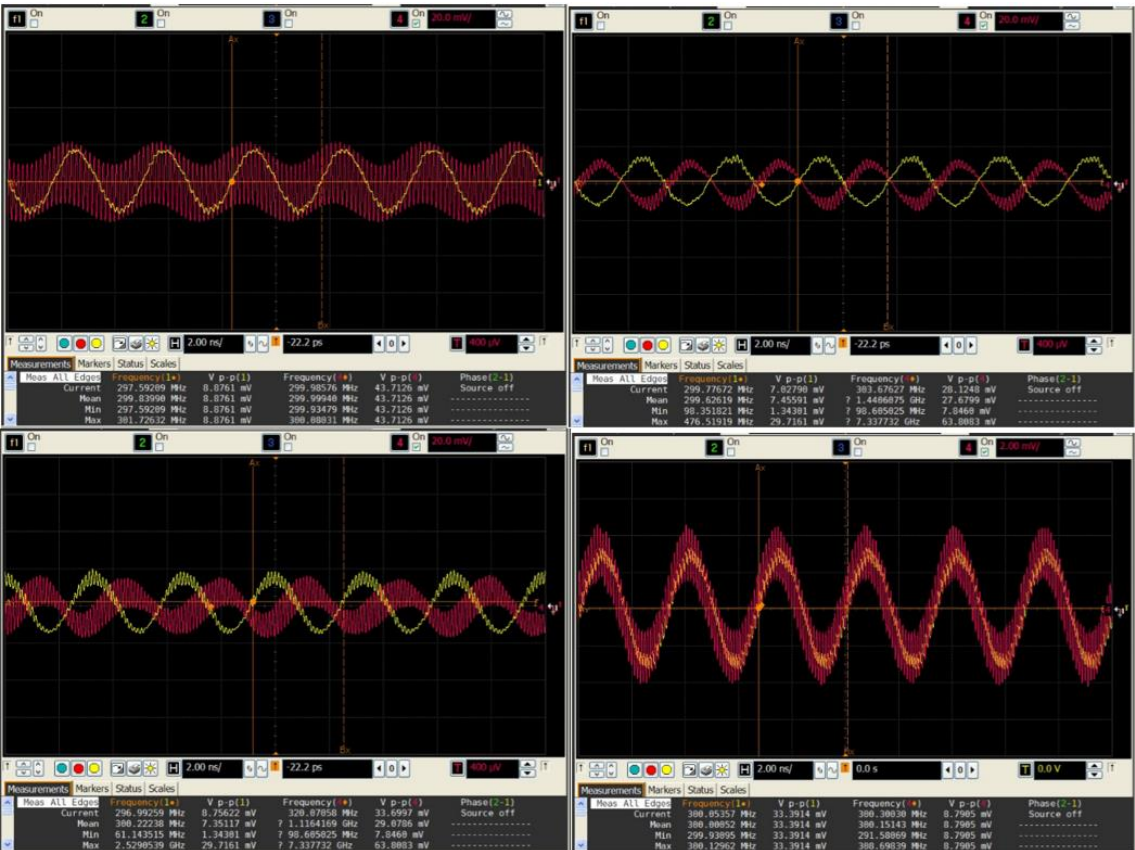


Ilustración 145 Respuesta de la Señal en las Salidas del Receptor I/Q (Granate) a las Entradas del Transmisor I/Q (Verde) para una Frecuencia RF de 6GHz, 7 GHz, 8 GHz y 9 GHz, de Arriba a Abajo y de Izquierda a Derecha

De estas medidas se puede apreciar que este sistema funciona mejor en una parte concreta de la banda ultra-ancha para la que fue diseñado, torno a 7 GHz. Del mismo modo es en esta banda en la que la señal tiene mejor aspecto.

Debido a los problemas surgidos entre las medidas del sistema MIMO por separado y en conjunto, los resultados difieren de los esperados. Este aspecto se comentará dentro del apartado de líneas futuras.

3.4.4 Presupuesto

En este apartado se desglosará el número y precio (aproximado) de los componentes del RADAR UWB MIMO:

Tabla 38 Desglose de Componentes y Precio (aproximado) del RADAR UWB MIMO Completo (5x5)

Componente	Unidades	Precio (€)
Mix HMC520	5	15.51

Mix HMC925LC5	5	35.46
LNA HMC565LC5	10	35.46
Amp IF HMC580ST89	20	4.41
Low Filter LFCN 530+	20	1.21
Conector MS156HF	40	0.36
Condensadores (Kit)	265	0.1
Bobinas (Kit)	20	0.1
Resistencias (Kit)	171	0.1
Conectores SMA RF/OL	12	1.54
Conectores IF	20	1.11
Placa Substrato	1	43.8
TOTAL		866,33

El presupuesto aproximado para este RADAR es de 866.33 €, únicamente contando el precio de los componentes por separado, es decir, sin contar la mano de obra que se ha necesitado tanto para el diseño, como para el montaje y medida y las múltiples horas que ello conlleva.

Capítulo 4

1 Conclusión

Los sistemas UWB ofrecen un bajo consumo de potencia, así como poseen un bajo coste de fabricación y componentes obteniendo además una alta productividad. Pese a ello estos sistemas tienen un rango corto de distancia de trabajo que se estudiará si al aplicar tecnología MIMO se consiguen obtener las ganancias de multiplexado o array, favoreciendo el rango del transmisor total.

En definitiva, a lo largo de los capítulos anteriores se han podido ir observando los pasos realizados para conseguir unificar estas tecnologías:

- En primer lugar, se ha estudiado el mercado de componentes comerciales necesarios, y se puede llegar a la conclusión de que la mayoría de los necesarios son fáciles de encontrar en suministradores como *Hittite* o *Minicircuits*, pero en este RADAR se ha necesitado un filtro con parámetros específicos, una banda lo suficientemente ancha y en una banda de frecuencias particular, por lo que se ha tenido que realizar el diseño aparte.
- Una vez se reúnen los componentes necesarios se integran tanto en la simulación como en el posterior circuito montado para realizar las medidas. En estas medidas se ha podido observar que unos parámetros de ganancia torno a 47 dB en el transmisor y 30 dB en el receptor, para las bandas de frecuencia entre 6 GHz y 9 GHz en los que trabajamos, con unas potencias de salida del transmisor entre 10 y 13 dBm que cumplen los estándares de UWB, siendo valores adecuados para continuar con el proceso de diseño del transmisor UWB MIMO.
- Para realizar el diseño MIMO 5x5, no ha sido tan sencillo como quintuplicar el número de salidas, sino que ha sido necesario que entre ellas exista un desfase adecuado y alcanzar las ganancias y potencias de salida de los casos individuales. Para conseguir este desfase entre salidas, se ha diseñado un divisor de potencia de OL de seis salidas, debido a su sencillez a la hora de hacer salidas pares y de que los requisitos es que fueran entre 3 y 7, con el inconveniente de tener que adaptar una de las salidas para que no influya en la señal de OL. De esta forma se ha conseguido una sincronización en fase con un error menor de 5° entre cada salida del divisor respecto del resto, así como una división uniforme de un sexto de la potencia introducida a la entrada entre cada salida. Este divisor, aunque puede ser perfeccionado ajustando el número de salidas y optimizando aún más del desfase entre salidas, es también un divisor adecuado para continuar con el proceso de diseño. En el caso de al realizar las medidas del sistema de encontrar desfases muy elevados entre las salidas del sistema, se procederá a realizar un ajuste más exhaustivo, pero a través de las simulaciones se puede llegar a la conclusión de que este divisor realizará bien su función.
- Una vez integrados los transmisores y receptores con el divisor, la unificación de las tensiones de continua correspondientes a las polarizaciones de los amplificadores y los

mezcladores, hacen más sencillo la posterior aplicación de éstas en las medidas, así como se reduce el número de entradas y por tanto de posibles errores por este motivo. En cuanto a las simulaciones, los resultados se pueden resumir como un conjunto de objetivos alcanzados, tanto en ganancias totales del sistema, siendo muy similares a las del sistema individual, como en desfase entre salidas, que pese a ser algo mayor que a la propia salida del divisor, los acoplos entre líneas contiguas o cercanas han aplicado desfases diferentes entre las salidas, pero aun así dentro de los límites y menores a 10° , que es el desfase entre antenas máximo permitido para que el procesamiento de señal posterior diera problemas. Además, se realizó un estudio del aislamiento de OL, en cuyas gráficas se ha podido observar que la potencia de la señal útil es mucho mayor que la de OL, por lo que esta no debiera interferir en los resultados.

- Por último, se diseñaron antenas de tipo anular que cumplen con una ganancia adecuada a dichas frecuencias, y finalmente, al realizar las medidas del sistema completo, se ha comprobado que la ganancia ha resultado menor que en las simulaciones, pero no muy distante, lo cual facilita su posterior estudio de puntos críticos que se han de resolver para una próxima versión del RADAR UWB MIMO.

2 Líneas de Futuro y Conflictos

El estado actual del RADAR UWB MIMO es el mostrado en las fotografías [Ilustración 139] e [Ilustración 141] del Capítulo 3. Es decir, ya se han construido las placas y medido los resultados, como se ha comentado en las conclusiones.

En primer lugar, se deberá realizar un montaje completo del sistema, 5x5. Del mismo modo se estudiarán sus ganancias y se compararán entre ambos para observar si hay diferencias notables con las simulaciones. Finalmente, se realizará una optimización del circuito, ya sea en dimensiones totales y de las huellas de algunos componentes y corrección de posibles errores. Se comprobará que en el caso del receptor modificando los componentes de polarización se puede mejorar la ganancia, en especial en bajas frecuencias. Además, se ha comenzado el diseño de un divisor 1x5 con componentes discretos, que conseguirá un ahorro de potencia de OL a costa de un poco de complejidad del circuito.

Se han de estudiar en mejor medida las polarizaciones de los filtros de IF y LNA del receptor, ya que a la hora de polarizar han tenido que ser sustituidos en alguna ocasión, alargando el proceso de medida, así como, en algunas ocasiones, los conectores de medida han producido cortocircuitos de la línea principal IF a masa.

Tras cerca de dos años de trabajo de diseño, montaje, medidas y corrección de errores, el propósito de este proyecto está relativamente próximo a su fin, ya que la mayor parte de los objetivos para que se realice el posterior procesamiento de señal (por otro grupo de trabajo) se han logrado.

FIN DEL TRABAJO DE FIN DE MÁSTER

CARLOS HIDALGO GARCÍA