

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**Transmisor de Banda Ultra Ancha para
Radar MIMO
UWB MIMO Radar Transmitter**

Para acceder al Título de

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

Autor: Carlos Hidalgo García

Septiembre - 2015

Agradecimientos

“Hacer una carrera es como tener un pistola cargada, en la boca y el dedo en el gatillo, sabes que en cualquier momento se puede disparar pero te gusta el sabor del metal del arma”

Robert Downey Jr.

Este trabajo ha sido posible gracias a la ayuda recibida. Por ello, es muy importante para mí agradecer en primer lugar al Departamento de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria, que me ha provisto de todos los recursos necesarios, que han sido muchos, y me han prestado ayuda en todo momento. En especial quiero dar las gracias a Amparo Herrera, mi tutora en este proyecto, por su ayuda a la hora de resolver las numerosas dudas que han existido, y todavía más importante, por su guía a lo largo de este camino de varios meses que ha sido realizar este proyecto. Gracias Amparo.

Además debo dar las gracias a los profesores de la Universidad de Cantabria, sobre todo a los que no sólo me han transmitido conocimientos sino también valores, ganas de esfuerzo y superación, y los dolores de cabeza que van asociados a los mismos.

A los compañeros, por todas las alegrías y sufrimientos compartidos estos años, las ayudas prestadas en los momentos difíciles, y los buenos tiempos que hacen que a más de uno pueda llamarlo amigo. Y a mi familia y amigos, en especial mis padres, mi hermano y a Sergio, cuyas paciencias tienden a infinito, por escucharme en los momentos de desánimo, confiar en que este día llegaría y que mejores llegarán. Roberto, me debes un año.

**GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN**

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Realizado por: Carlos Hidalgo García

Director del TFG: Amparo Herrera Guardado

Título: “Transmisor de Banda Ultra Ancha para Radar MIMO”

Title: “UWB MIMO Radar Transmitter”

Presentado a examen el día:

Para acceder al Título de

**GRADUADO 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 TFG
(Sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

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

Índice General

Capítulo 0.....	1
0 Introducción	1
0.1 Descripción del proyecto.....	2
0.2 Propuesta de Proyecto	3
0.3 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 Introducción a Sistemas MIMO	12
2.3 Sistemas MIMO de Banda Ultra-Ancha.....	17
Capítulo 2.....	19
1 Transmisor de Banda Ultra-Ancha	19
1.1 Condiciones de operación.....	19
1.2 Diagrama de Bloques del Circuito Transmisor.....	20
2 Parámetros de Dispersión	20
2.1 Definición de Matriz de Dispersión	20
2.2 Significado Físico	22
2.3 Caracterización de Redes de Dos Accesos.....	23
3 Componentes Activos y Pasivos del Transmisor de Banda Ultra-Ancha	24
3.1 Filtro Paso Bajo.....	24
3.2 Amplificador IF de Ganancia	29
3.3 Mezclador I/Q.....	38
3.4 Filtro Paso Banda.....	47
3.5 Amplificador de Salida.....	48
3.6 Otros Componentes.....	52
4 Integración de los Componentes en el Sistema Completo y Simulación.....	52
5 Integración y Simulación del Transmisor de Banda Ultra-Ancha en Líneas Microstrip	54
5.1 Líneas de Transmisión.....	54
5.2 Diseño y Simulación del Transmisor Mediante Líneas Microstrip	58
5.3 Medidas del Transmisor de Banda Ultra-Ancha.....	64
Capítulo 3.....	70
1 Divisor de Potencia 1x6	70
1.1 Visión de Esquemático del Divisor de Potencia.....	70
1.2 Layout, Optimización y Simulación del Divisor de Potencia	71
2 Implementación MIMO.....	78
2.1 Simulación del Transmisor UWB MIMO a Partir del Layout.	80
2.2 Proceso Para la Fabricación de la Placa del Transmisor UWB MIMO	84
Capítulo 4.....	86
1 Conclusión.....	86
2 Líneas de Futuro	87

Índice de Figuras

ILUSTRACIÓN 1 DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN RADAR DE PENETRACIÓN UWB.....	7
ILUSTRACIÓN 2 MARCO ESPECTRAL PARA APLICACIONES INTERIORES UWB EN EUROPA.....	8
ILUSTRACIÓN 3 D.E.P. DE DIFERENTES SISTEMAS	10
ILUSTRACIÓN 4 EJEMPLO PULSO GAUSSIANO DOBLE UTILIZADO EN UWB	10
ILUSTRACIÓN 5 ESCENARIO MULTICAMINO	11
ILUSTRACIÓN 6 SISTEMA MIMO	13
ILUSTRACIÓN 7 RELACIÓN ENTRE EL NÚMERO DE ANTENAS, LA GANANCIA EN DIVERSIDAD Y LA BER.....	15
ILUSTRACIÓN 8 GANANCIA DE ARRAY	16
ILUSTRACIÓN 9 DIVERSIDAD FRECUENCIAL	16
ILUSTRACIÓN 10 DIVERSIDAD TEMPORAL	17
ILUSTRACIÓN 11 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO TRANSMISOR	20
ILUSTRACIÓN 12 RED DE MICROONDAS DE N ACCESOS.....	21
ILUSTRACIÓN 13 CONDICIONES DE CARGA DE LA RED PARA OBTENER LA COLUMNA I-ÉSIMA DE LA MATRIZ S	22
ILUSTRACIÓN 14 RED DE MICROONDAS DE DOS ACCESOS.....	24
ILUSTRACIÓN 15 FILTRO PASO BAJO.....	25
ILUSTRACIÓN 16 FRECUENCIA DE CORTE DE UN FILTRO PASO BAJO	26
ILUSTRACIÓN 17 FRECUENCIA CENTRAL f_0 Y ANCHO DE BANDA DE UN FILTRO PASO BANDA.....	26
ILUSTRACIÓN 18 FILTRO LFCN-530+.....	27
ILUSTRACIÓN 19 ESQUEMÁTICO DE SIMULACIÓN DE PARÁMETROS S DEL FILTRO PASO BAJO	28
ILUSTRACIÓN 20 PARÁMETROS S_{21} Y S_{12} DEL FILTRO PASO BAJO	29
ILUSTRACIÓN 21 POTENCIA DE SALIDA DESEADA Y PRODUCTO DE INTERMODULACIÓN NO DESEADO, IMD Y P1dB EN ESCALA LOGARÍTMICA.....	31
ILUSTRACIÓN 22 POLARIZACIÓN DE UN AMPLIFICADOR	33
ILUSTRACIÓN 23 MODELO DE INTENSIDADES.....	33
ILUSTRACIÓN 24 CIRCUITO DE POLARIZACIÓN HMC580ST89.....	35
ILUSTRACIÓN 25 ESQUEMÁTICO DE SIMULACIÓN DEL AMPLIFICADOR HMC580ST89.....	35
ILUSTRACIÓN 26 PARÁMETROS S DEL AMPLIFICADOR HMC580ST89	36
ILUSTRACIÓN 27 ESQUEMÁTICO P1dB DE HMC580ST89	36
ILUSTRACIÓN 28 SIMULACIÓN P1dB DEL HMC580ST89	37
ILUSTRACIÓN 29 SIMULACIÓN IMD DEL HMC580ST89	37
ILUSTRACIÓN 30 DIAGRAMA FUNCIONAL DE UN MEZCLADOR I/Q.....	38
ILUSTRACIÓN 31 BANDA IMAGEN	39
ILUSTRACIÓN 32 ESQUEMA DEL MEZCLADOR HMC925LC5.....	40
ILUSTRACIÓN 33 CIRCUITO DE POLARIZACIÓN DEL MEZCLADOR HMC925LC5	41
ILUSTRACIÓN 34 ESQUEMÁTICO DEL MEZCLADOR HMC925LC5	42
ILUSTRACIÓN 35 AMPLIFICADOR DE ENTRADA DEL DISEÑO DEL MEZCLADOR	42
ILUSTRACIÓN 36 BALUN DEL DISEÑO DEL MEZCLADOR.....	43
ILUSTRACIÓN 37 MEZCLADOR IDEAL DEL DISEÑO DEL MEZCLADOR	43
ILUSTRACIÓN 38 AMPLIFICADOR DE SALIDA DEL DISEÑO DEL MEZCLADOR	44
ILUSTRACIÓN 39 PLANTILLA PARA ESTUDIAR EL MEZCLADOR DISEÑADO	44
ILUSTRACIÓN 40 P1dB Y GANANCIA DEL MEZCLADOR DISEÑADO.....	45
ILUSTRACIÓN 41 RECHAZO DE OL DEL MEZCLADOR DISEÑADO	46
ILUSTRACIÓN 42 TOI DEL MEZCLADOR DISEÑADO	46
ILUSTRACIÓN 43 ANCHO DE BANDA DEL FILTRO PASO BANDA	47
ILUSTRACIÓN 44 DISEÑO DEL LAYOUT DEL FILTRO PASO BANDA	48
ILUSTRACIÓN 45 RESPUESTA DEL FILTRO PASO BANDA	48
ILUSTRACIÓN 46 LNA HMC565LC5	49
ILUSTRACIÓN 47 ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DEL LNA.....	49
ILUSTRACIÓN 48 ESQUEMÁTICO DEL LNA PARA CALCULAR LOS PARÁMETROS S	50
ILUSTRACIÓN 49 PARÁMETROS S DEL LNA	50
ILUSTRACIÓN 50 PLANTILLA PARA EL P1dB Y OIP3 DEL LNA.....	51
ILUSTRACIÓN 51 VALORES DEL P1dB Y EL TOI DEL LNA	51
ILUSTRACIÓN 52 SISTEMA DE BLOQUES COMPLETO DEL TRANSMISOR UWB	52

ILUSTRACIÓN 53 PUNTO DE ESTUDIO DE TENSIÓN Y AMPERÍMETRO	52
ILUSTRACIÓN 54 ECUACIONES, POTENCIA DE SALIDA Y GANANCIA DEL SISTEMA DE BLOQUES COMPLETO	53
ILUSTRACIÓN 55 RECHAZO DE OL DEL SISTEMA POR BLOQUES	54
ILUSTRACIÓN 56 EFECTO DEL DESFASE EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN EN ALTAS FRECUENCIAS	55
ILUSTRACIÓN 57 REPRESENTACIÓN DE CUALQUIER LÍNEA DE TRANSMISIÓN	55
ILUSTRACIÓN 58 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN ELEMENTO DIFERENCIAL DE LÍNEA IDEAL DE LONGITUD DZ	55
ILUSTRACIÓN 59 GEOMETRÍA DE UNA LÍNEA MICROSTRIP	56
ILUSTRACIÓN 60 SUSTRATO ARLON 0.762 MM	58
ILUSTRACIÓN 61 RED ADAPTADORA	59
ILUSTRACIÓN 62 LINECALC	59
ILUSTRACIÓN 63 LAYOUT DEL TRANSMISOR UWB	60
ILUSTRACIÓN 64 RANGO DE FRECUENCIAS DEL MOMENTUM	61
ILUSTRACIÓN 65 ESQUEMÁTICO DEL TRANSMISOR UWB COMPLETO	62
ILUSTRACIÓN 66 POTENCIA DE SALIDA Y GANANCIA DEL TRANSMISOR UWB	63
ILUSTRACIÓN 67 RECHAZO OL DEL TRANSMISOR UWB	64
ILUSTRACIÓN 68 EQUIPOS DE MEDIDA Y ALIMENTACIÓN	66
ILUSTRACIÓN 69 TRANSMISOR UWB CONECTADO A LAS ALIMENTACIONES Y SEÑALES	67
ILUSTRACIÓN 70 RESULTADOS DEL ANALIZADOR DE ESPECTRO PARA LAS MEDIDAS DEL TRANSMISOR UWB	69
ILUSTRACIÓN 71 ORGANIZACIÓN DEL ESQUEMÁTICO DEL DIVISOR DE POTENCIA	71
ILUSTRACIÓN 72 LAYOUT INICIAL DEL DIVISOR DE POTENCIA	72
ILUSTRACIÓN 73 ESQUEMÁTICO DE OPTIMIZACIÓN DE RESISTENCIAS DEL DIVISOR DE POTENCIA	72
ILUSTRACIÓN 74 SIMULACIÓN DE PARÁMETROS S DEL DIVISOR DE POTENCIA	73
ILUSTRACIÓN 75 <i>MEASURE</i> Y LÍNEA CURVA	73
ILUSTRACIÓN 76 ESQUEMÁTICO DE OPTIMIZACIÓN DE LÍNEAS DEL DIVISOR	74
ILUSTRACIÓN 77 LÍNEAS DE LONGITUD VARIABLE	74
ILUSTRACIÓN 78 LONGITUDES VARIABLES (NO SON LAS DEFINITIVAS)	75
ILUSTRACIÓN 79 OBJETIVOS DE DESFASE MÍNIMO	75
ILUSTRACIÓN 80 LAYOUT Y ESQUEMÁTICO DEL DIVISOR DE POTENCIA	76
ILUSTRACIÓN 81 LINECALC PARA CORREGIR DESFASE	77
ILUSTRACIÓN 82 LAYOUT DEL TRANSMISOR UWB MIMO	79
ILUSTRACIÓN 83 DISTANCIA MÍNIMA ENTRE LAS SALIDAS RF	79
ILUSTRACIÓN 84 COMPONENTES DEL TRANSMISOR UWB MIMO	80
ILUSTRACIÓN 85 GRÁFICA DE LA TENSIÓN V_{OUT} DEL TRANSMISOR	83
ILUSTRACIÓN 86 COMPARACIÓN ENTRE CAPA COND Y HOLE	84
ILUSTRACIÓN 87 PLACA CONSTRUIDA DEL TRANSMISOR UWB MIMO	85

Índice de Tablas

TABLA 1 COMPARACIÓN DE D.E.P. DE VARIOS SISTEMAS INALÁMBRICOS.	9
TABLA 2 ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DEL FILTRO LFCN-530+	27
TABLA 3 ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DEL AMPLIFICADOR HMC580ST89.....	34
TABLA 4 ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DEL MEZCLADOR HMC925LC5	40
TABLA 5 SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE BLOQUES.....	53
TABLA 6 PROPIEDADES DEL SUSTRATO ARLON 0.762	58
TABLA 7 CONDICIONES DE OPERACIÓN	65
TABLA 8 DESFASES ENTRE SALIDAS DEL DIVISOR EN RADIANES	76
TABLA 9 DESFASE ENTRE SALIDAS DEL DIVISOR OPTIMIZADO	77
TABLA 10 MAGNITUD EN DB DE LOS PARÁMETROS S DEL DIVISOR DE POTENCIA	77
TABLA 11 MAGNITUDES Y FASES DE LAS SEÑALES A LO LARGO DEL TRANSMISOR UWB MIMO.....	81
TABLA 12 RESULTADOS DE LAS GANANCIAS DEL TRANSMISOR UWB MIMO	82
TABLA 13 RESULTADOS DEL DESFASE ENTRE SALIDAS DEL TRANSMISOR UWB MIMO.....	83

University of Cantabria
ETSIIT



Discriminatory Channel Estimation for
Physical Layer Security

Degree on Technologies of Telecommunications Engineering

Author: Carlos Hidalgo García
June - 2015

Resumen

En este documento se presenta el diseño de un transmisor MIMO de Banda Ultra Ancha que utiliza un divisor de potencia de seis vías. Ha sido diseñado como un circuito híbrido sobre un substrato 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 Transmitter using a six way splitter 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 UWB MIMO, Divisor de Potencia 1x6.

Keywords

Signal processing, SNR, wireless communications, MIMO, Ultra Wide Band, RF, Microstrip, UWB MIMO 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 200 ”
- [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. Kohno. “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] EZIO BIGLIERI, *MIMO Communications*.

Abreviaturas

BER	Tasa de Error de Bit
DFT	Transformada de Fourier Discreta
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



Capítulo 0

0 Introducción

En este proyecto se ha realizado el diseño y análisis de un transmisor MIMO de cinco antenas 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 individual como del sistema MIMO completo y se compararán con las medidas obtenidas en los modelos físicos. Se incluye además una descripción breve del proyecto del que forma parte, detalles del divisor de potencia y demás componentes utilizados así como sus parámetros más importantes y la forma de optimizarlos.

Un transmisor de RF realiza modulaciones, conversiones de frecuencia (en este caso hacia arriba) y amplificaciones de potencia, es por eso que diseñar un transmisor 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 trasmisor de banda ultra-ancha.
- Construcción de un transmisor 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).
- Integración de los componentes en el sistema. Planteamiento y presentación de diversas estructuras que pudieran aproximarse a una solución optimizada del transmisor 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 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 construido a partir del modelo diseñado y comparación con los resultados obtenidos anteriormente.



- Una vez reconocidos los resultados del transmisor 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 de banda ultra-ancha, 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.

0.1 Descripción del proyecto

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

0.1.1 Capítulo 0

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

0.1.2 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.

0.1.3 Capítulo 2

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

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.



0.1.4 Capítulo 3

En este capítulo se integra el transmisor 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 de banda ultra-ancha y una vez se haya construido el modelo físico se compararán sus medidas con las anteriores obtenidas en la simulación.

0.1.5 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 de banda ultra-ancha MIMO y una revisión de sus líneas futuras.

0.1.6 Anexos

En los anexos se podrán encontrar: información y datasheets de los componentes, informes sobre el efecto de la radiación RF sobre las personas, un glosario con las definiciones de los parámetros más importantes así como las herramientas utilizadas durante la realización del proyecto.

0.2 Propuesta de Proyecto

El proyecto al que pertenece este transmisor 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].

0.3 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 alcanzarán 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 banda ultra-ancha utiliza pulsos electromagnéticos para adquirir información sobre la superficie. Estas ondas electromagnéticas son radiadas por una antena transmisora, 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 una antena receptora 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.

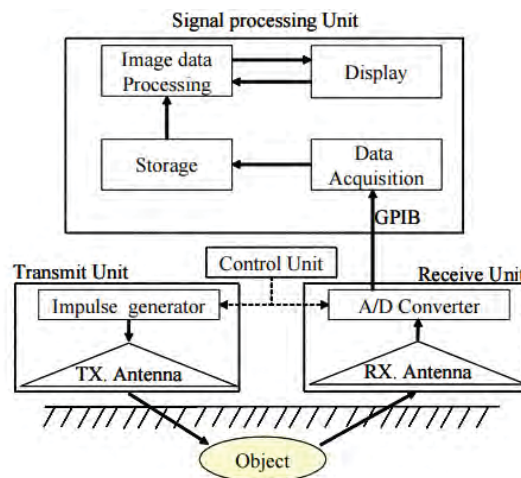


Ilustración 1 Diagrama de Bloques de un Radar de Penetración UWB [12]

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].



2.1.1 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 esta estrictamente limitada por autoridades competentes. En Europa, puede usarse una banda de frecuencias desde 1.6 a 10.6 GHz [Ilustración 1].

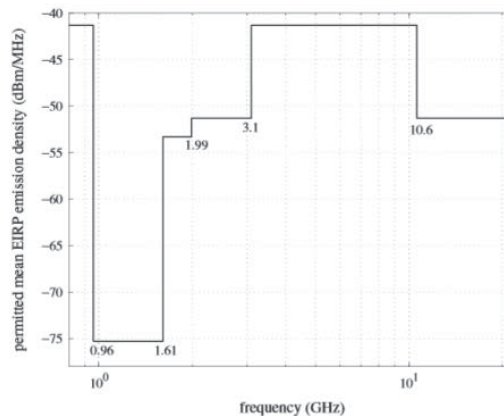


Ilustración 2 Marco Espectral para Aplicaciones Interiores UWB en Europa [8]

Hay dos aproximaciones para implementar este tipo de sistemas de radio: la primera es la aproximación basada en el impulso de radio, donde un tren 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.

2.1.2 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 le 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 principalmente en la aplicación radar de penetración de superficies.

2.1.3 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.

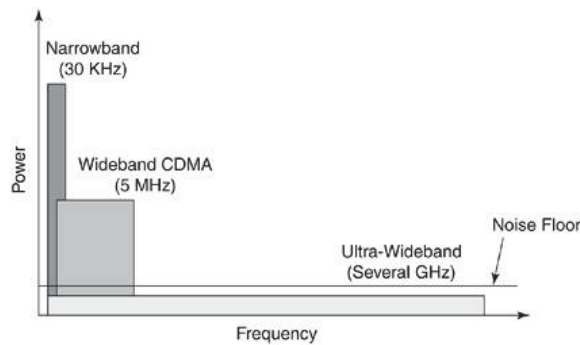


Ilustración 3 D.E.P. de Diferentes Sistemas [12]

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].

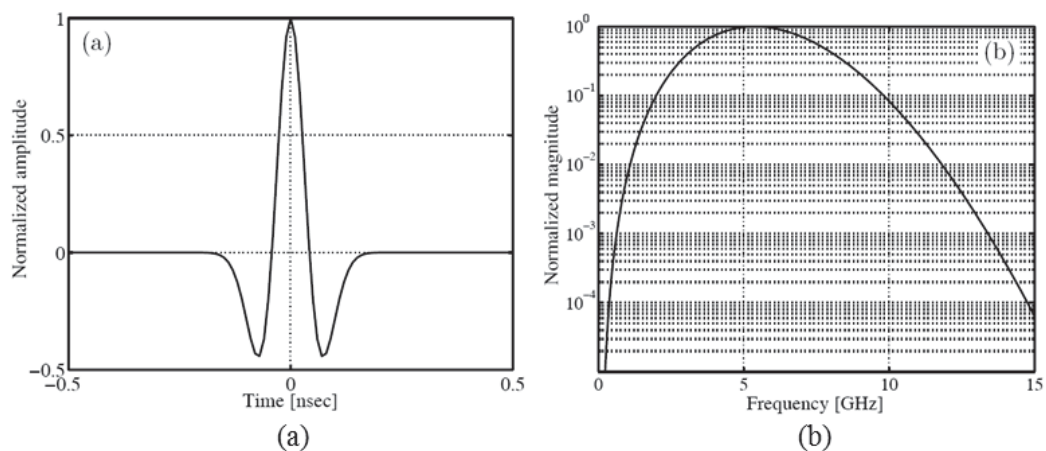


Ilustración 4 Ejemplo Pulso Gaussiano Doble Utilizado en UWB [12]

2.1.4 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.

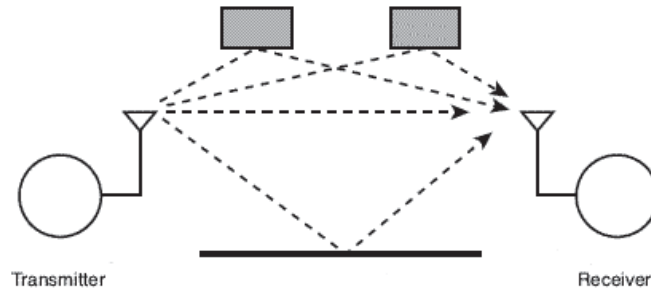


Ilustración 5 Escenario Multicamino [12]

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.

2.1.5 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.

2.1.6 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 Espectral

$$C.E. \left[\frac{bps}{m^2} \right] = \frac{\text{máxima tasa binaria [bps]}}{\text{área [m}^2\text{]}}$$

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

$$C.E. \left[\frac{bps}{m^2} \right] = \frac{\text{máxima tasa binaria [bps]}}{\text{área [m}^2\text{]}}$$

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

2.1.7 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.

2.1.8 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.

2.2 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.

2.2.1 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:

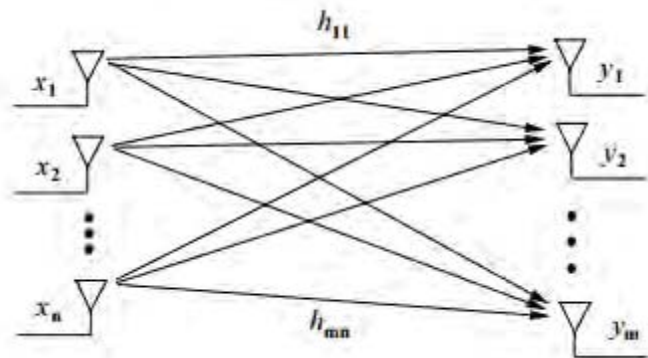


Ilustración 6 Sistema MIMO [28]

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.

2.2.2 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.



2.2.3 Ventajas de la Tecnología MIMO

2.2.1.1. 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 macrodiversidad 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.

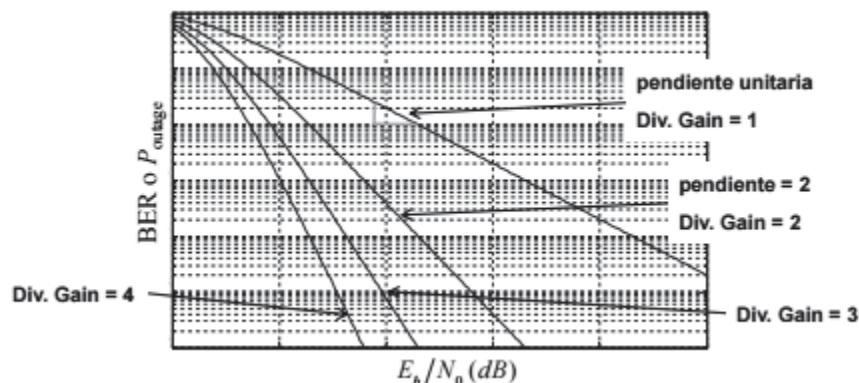


Ilustración 7 Relación entre el Número de Antenas, la Ganancia en Diversidad y la VER [14]

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*.

2.2.1.2. Aprovechamiento de la codificación. Ganancia de Array

Si se realiza un procesado 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.

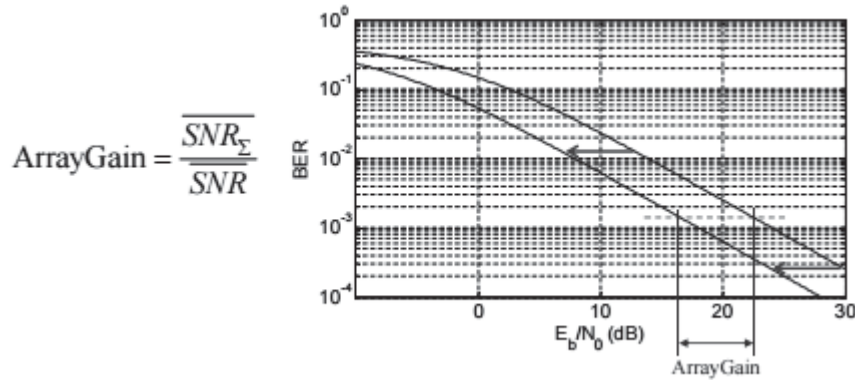


Ilustración 8 Ganancia de Array [14]

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.

2.2.1.3. 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 multir trayecto, 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.

2.2.1.4. 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.

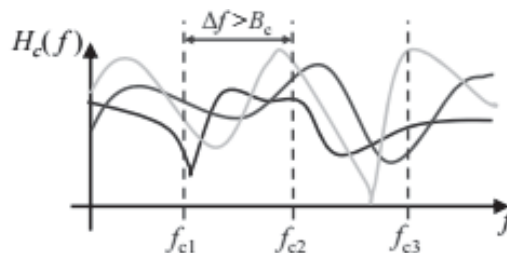


Ilustración 9 Diversidad Frecuencial [14]



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.

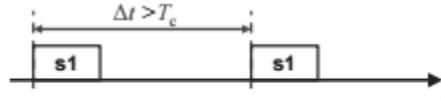
$$\Delta t > T_c \propto \frac{1}{\sigma_v} \approx \frac{c}{f_c v}$$


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.

2.3 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 esperan 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 transmisor de N_t antenas transmisoras y N_r receptoras, la capacidad 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 procesado 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 pequeño, consigue así un transmisor 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

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.

Este capítulo comenzará con la descripción de las condiciones de operación y diagrama de bloques del transmisor 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 mediante la herramienta ADS y se tomarán medidas del modelo físico, que finalmente se compararán con las simulaciones.

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.

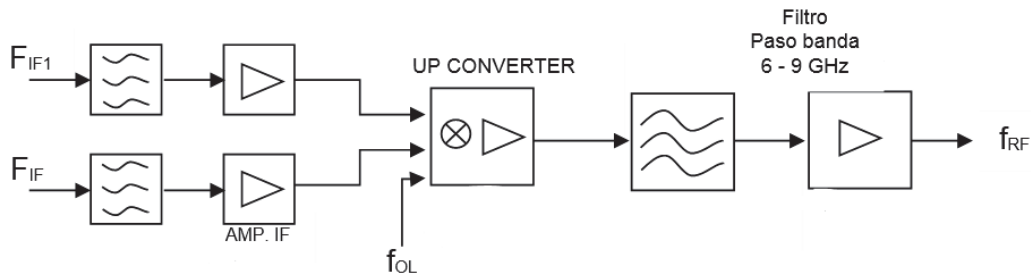


Ilustración 11 Diagrama de Bloques del Circuito Transmisor [10]

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 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].

2.1 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:

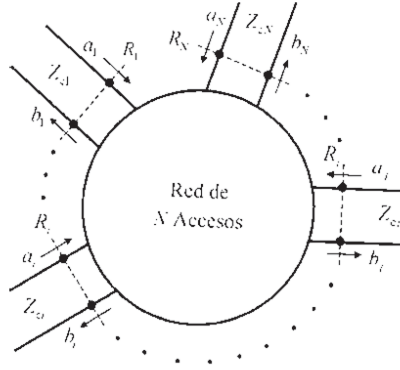


Ilustración 12 Red de Microondas de N Accesos [18]

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

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

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

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

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.

2.2 Significado Físico

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

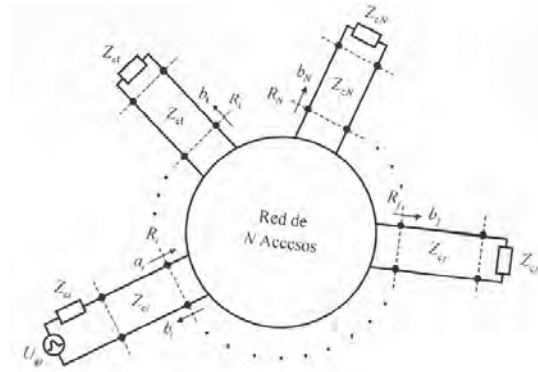


Ilustración 13 Condiciones de Carga de la Red para Obtener la Columna i -ésima de la Matriz S [18]

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}

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

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].

2.3 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]:

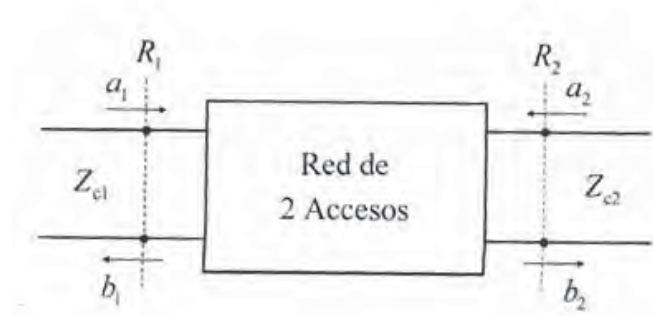


Ilustración 14 Red de Microondas de Dos Accesos [19]

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.

3 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. Evitaremos hablar sobre 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.

3.1 Filtro Paso Bajo

El primer bloque del transistor 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 donde 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:

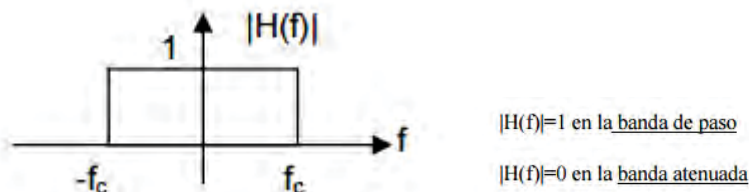


Ilustración 15 Filtro Paso Bajo [20]

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.

3.1.1 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.

3.1.1.1 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.

3.1.1.2 Función de Pérdidas

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

3.1.1.3 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.

3.1.1.4 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):

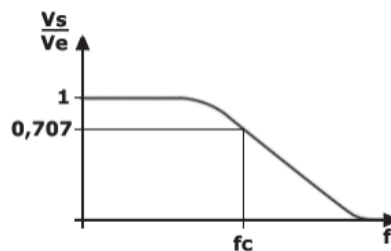


Ilustración 16 Frecuencia de Corte de un Filtro Paso Bajo [20]

3.1.1.5. 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

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

3.1.1.6. 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:

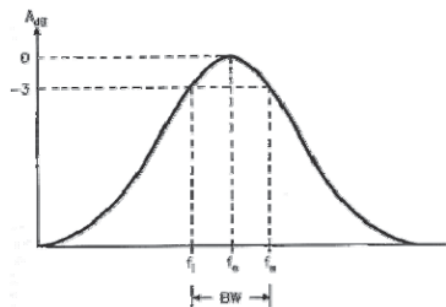


Ilustración 17 Frecuencia Central f_0 y Ancho de Banda de un Filtro Paso Banda [20]

3.1.1.7. 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

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

3.1.2 Selección de un Filtro Paso Bajo Comercial

Como ya se ha comentado anteriormente, la entrada IF del transmisor 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 18 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

3.1.3 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].

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_1Tone*, 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:

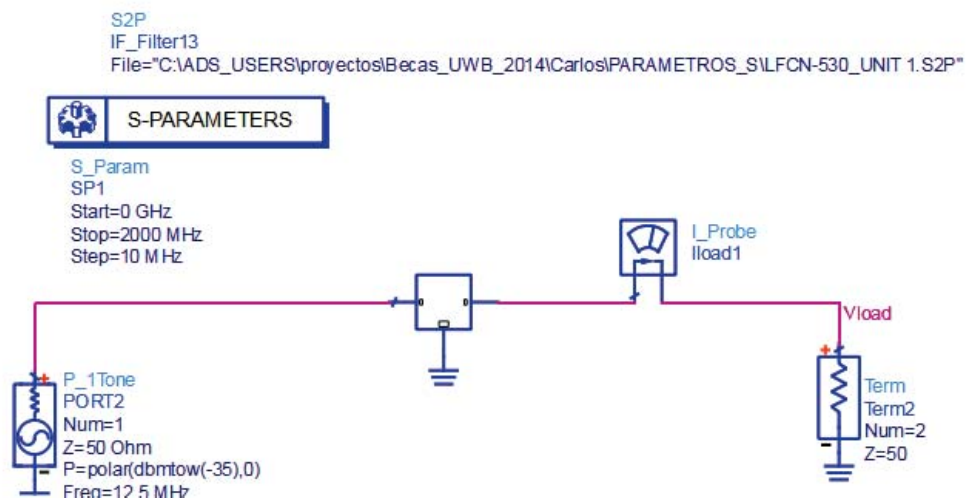


Ilustración 19 Esquemático de Simulación de Parámetros S del Filtro Paso Bajo

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

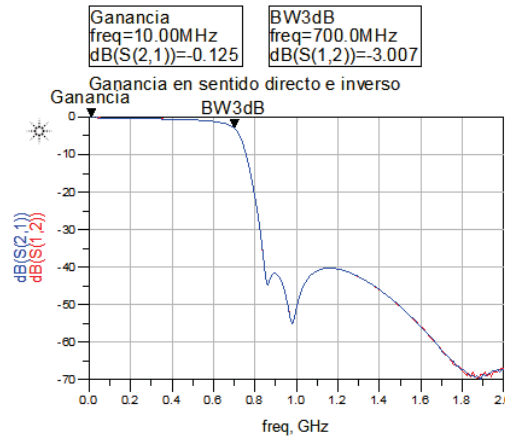


Ilustración 20 Parámetros S21 y S12 del Filtro Paso Bajo

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.

3.2 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. El amplificador de potencia se coloca tras el filtro paso bajo para amplificar mayormente la señal deseada de baja frecuencia.

En sí, un amplificador de potencia es un elemento clave para construir un sistema de comunicación inalámbrico con éxito. Para minimizar las interferencias y el recalentamiento, 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.

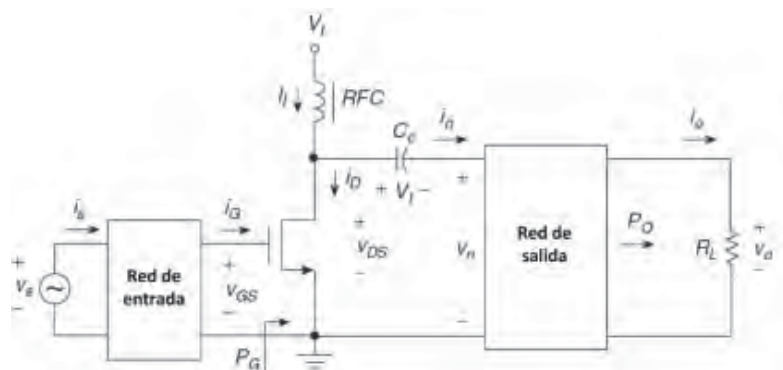


Ilustración 23 Diagrama de Bloques Típico de un Amplificador de Potencia [23]



3.3.1 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.

3.2.1.1. 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 presentan el valor de impedancia por su complejo conjugado, la ecuación puede expresarse como:

Ecuación 22 Ganancia en Potencia

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

3.2.1.2. 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

$$v_s(t) = V_{m1} \cos w_1 t + V_{m2} \cos w_2 t$$

Obteniendo la siguiente salida una vez agrupado su contenido espectral:

Ecuación 25 Salida de Voltaje a la Entrada Anterior

$$\begin{aligned} v_0 = & \left(a_1 V_{m1} + \frac{3}{2} a_3 V_{m1} V_{m2}^2 + \frac{3}{4} a_3 V_{m1}^3 \right) \cos w_1 t \\ & + \left(a_1 V_{m2} + \frac{3}{2} a_3 V_{m2} V_{m1}^2 + \frac{3}{4} a_3 V_{m2}^3 \right) \cos w_2 t \\ & + a_2 V_{m1} V_{m2} \cos(w_2 - w_1)t + a_2 V_{m1} V_{m2} \cos(w_2 + w_1)t \\ & + \frac{3}{4} a_3 V_{m1}^2 V_{m2} \cos(2w_1 - w_2)t + \frac{3}{4} a_3 V_{m1}^2 V_{m2} \cos(2w_1 + w_2)t \\ & + \frac{3}{4} a_3 V_{m1} V_{m2}^2 \cos(2w_2 - w_1)t + \frac{3}{4} a_3 V_{m1} V_{m2}^2 \cos(2w_2 + w_1)t + \dots \end{aligned}$$

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).

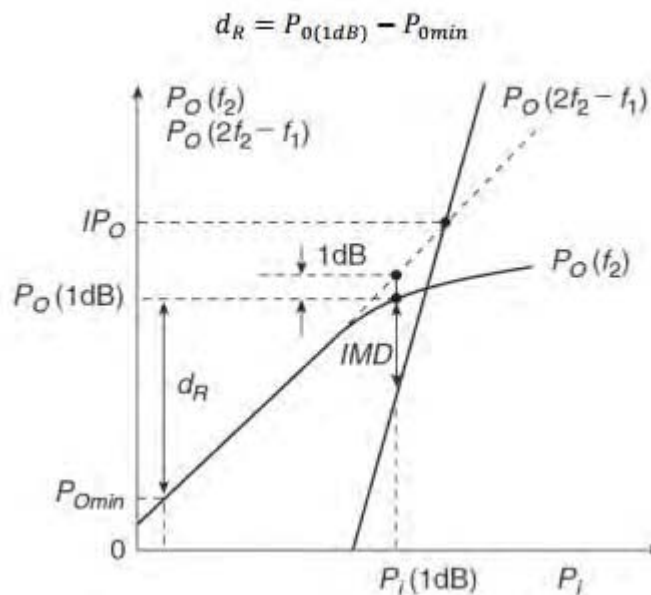


Ilustración 21 Potencia de Salida Deseada y Producto de Intermodulación No Deseado, IMD y P1dB en Escala Logarítmica [23]



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

$$\frac{1}{OIP3} = \frac{1}{OIP3_1 \cdot G_2 \cdot G_3} + \frac{1}{OIP3_2 \cdot G_3} + \frac{1}{OIP3_3}$$

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.

3.2.1.3. 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

$$P_{0(1dB)}(dBm) = A_{1dB} + P_{i(1dB)}(dBm) = A_{0(1dB)} - 1dB + P_{i(1dB)}(dBm)$$

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

$$P_t = \frac{1}{\frac{1}{P_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot \dots \cdot G_n} + \frac{1}{P_2 \cdot G_3 \cdot \dots \cdot G_n} + \dots + \frac{1}{P_{n-1} \cdot G_n} + \frac{1}{P_n}}$$

3.2.1.4. 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}).

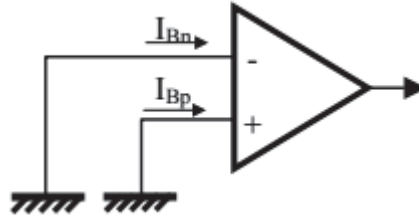


Ilustración 22 Polarización de un Amplificador [23]

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

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

A continuación se muestra en la figura el modelo de intensidades de un amplificador operacional real:

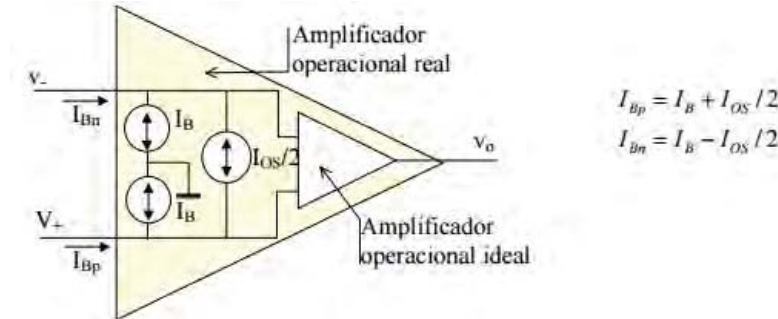


Ilustración 23 Modelo de Intensidades [23]

3.2.1.4. 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.

3.3.2 Selección de un Amplificador de Ganancia Comercial

Al igual que con la elección del filtro, para elegir el amplificador de ganancia comercial óptimo, nos fijaremos en sus parámetros y los necesarios para cumplir los objetivos del mismo.

En este caso el amplificador 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.

Para ello 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 para potencias de salida sobre 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 por tono, 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 (Icq)			88	110	mA

A la hora del diseño del transmisor 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.

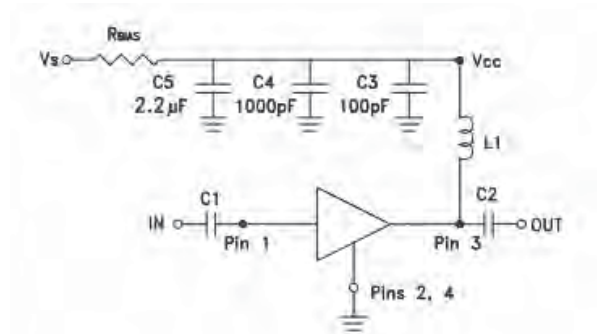


Ilustración 24 Circuito de Polarización HMC580ST89 [Hittite]

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.

3.3.3 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:

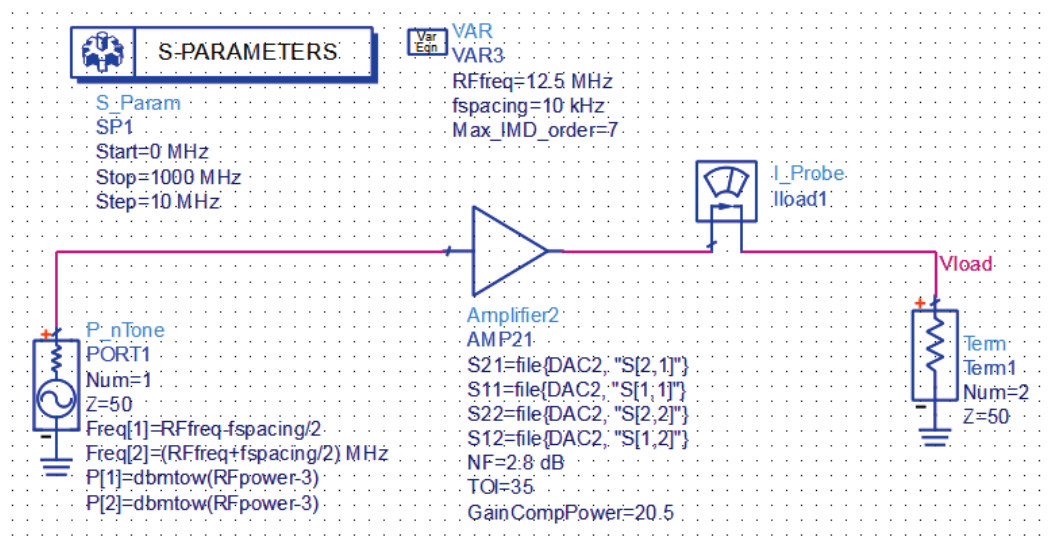


Ilustración 25 Esquemático de Simulación del Amplificador HMC580ST89

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



Parámetros S

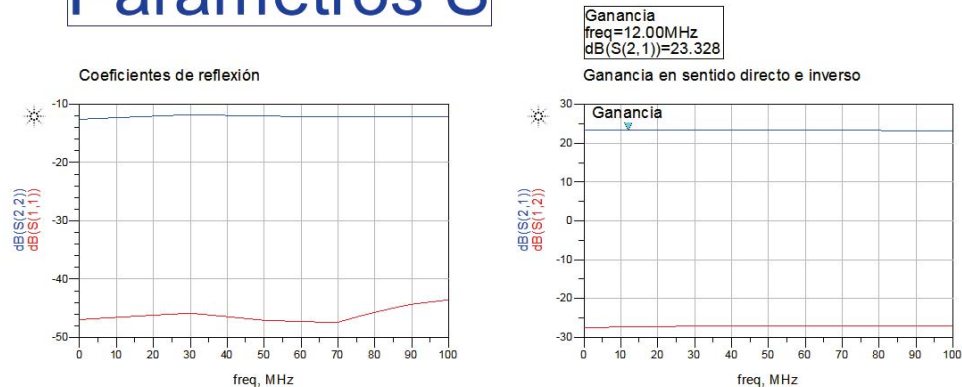


Ilustración 26 Parámetros S del Amplificador HMC580ST89

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 óptima; en cuanto a los coeficientes de reflexión, aunque el $S(2,2)$ podría optimizarse, el coeficiente de reflexión a la entrada $S(1,1)$ es bastante bueno, ya que menos de -45 dB son reflejados a la entrada, mientras que el resto de la señal atraviesa el amplificador.

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:

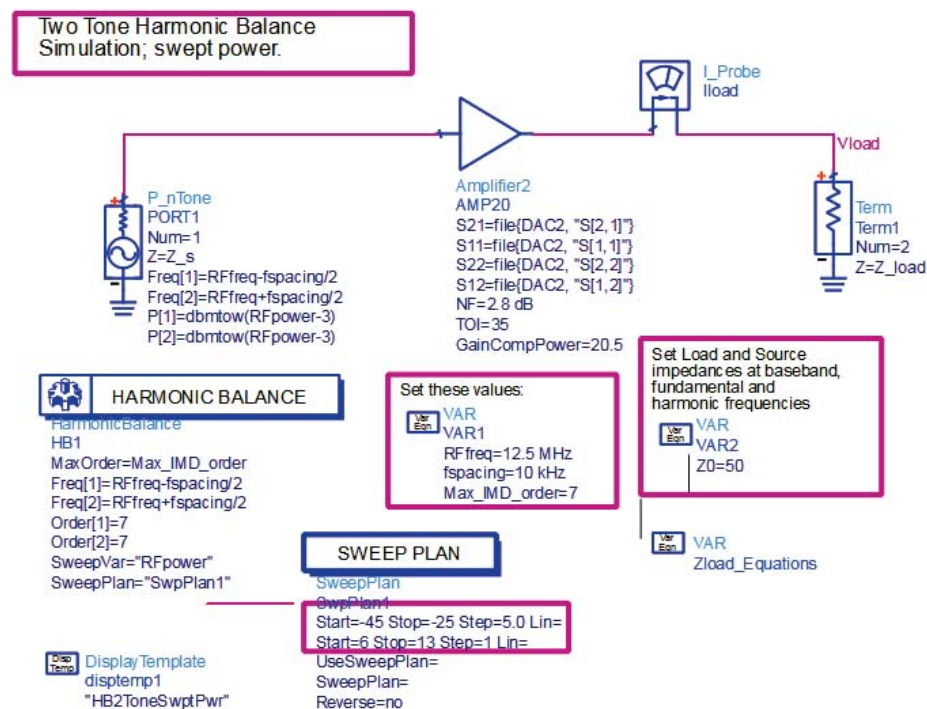


Ilustración 27 Esquemático P1dB de HMC580ST89



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:

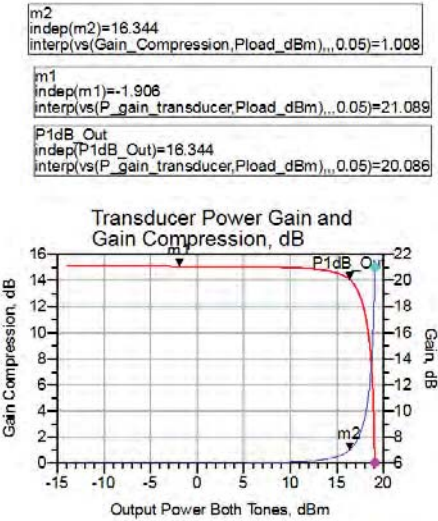


Ilustración 28 Simulación P1dB del HMC580ST89

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:

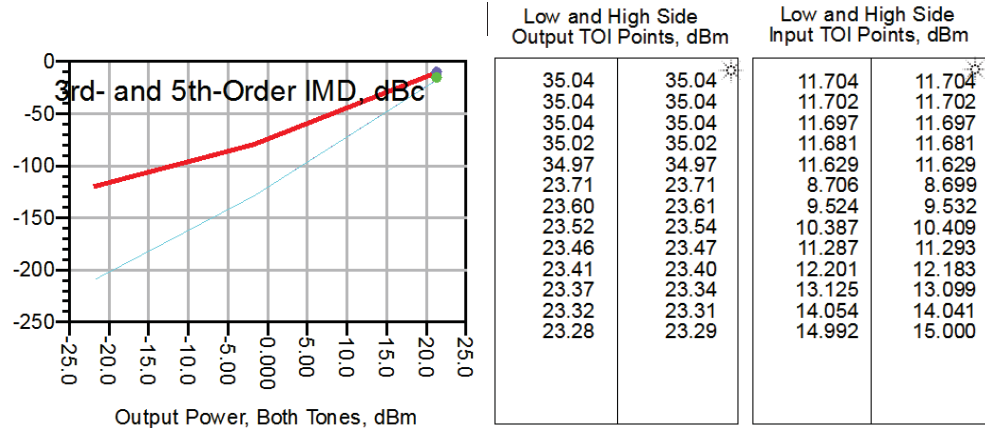


Ilustración 29 Simulación IMD del HMC580ST89

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.



3.3 Mezclador I/Q

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.

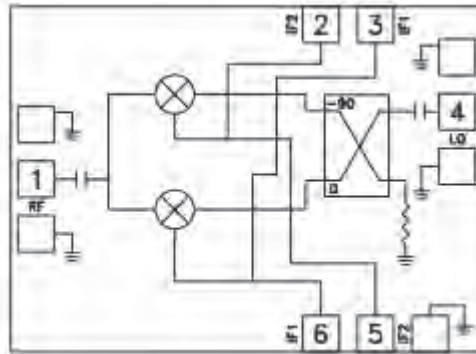


Ilustración 30 Diagrama Funcional de un Mezclador I/Q [23]

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. El 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

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

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



3.3.1 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.

3.3.1.1. Rechazo de Frecuencia Imagen

La frecuencia imagen es una frecuencia de entrada no deseada que 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:

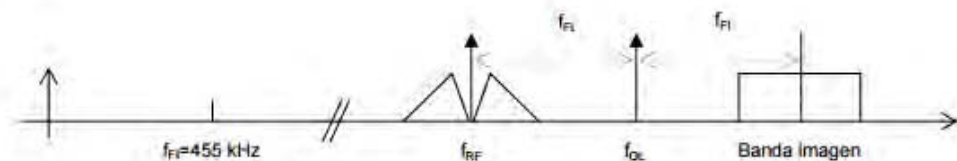


Ilustración 31 Banda Imagen [20]

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.

3.3.1.2. 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.

3.3.1.3. 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, aunque al tratarse de un mezclador activo solo tendría ganancia.

3.3.2 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), upconverter y en cuadratura, que tenga un aislamiento entre puertas con el OL elevado y un rechazo de banda imagen aceptable.



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 mezcle 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⁾, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $IF = 2000\text{ MHz}$,
 $LO = +0\text{ dBm}$, $V_{dd1, 2, 3, 4} = +5\text{V}$, $I_{dd2} + I_{dd3} + I_{dd4} = 130\text{ mA}$ ⁽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	18.5		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 $I_{dd2} + I_{dd3} + I_{dd4}$ ⁽⁴⁾		130		mA

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

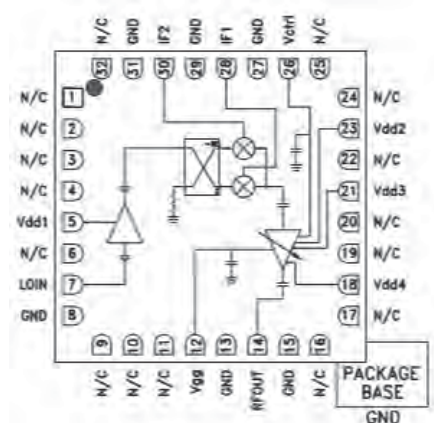


Ilustración 32 Esquema del Mezclador HMC925LC5 [Hittite]

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:

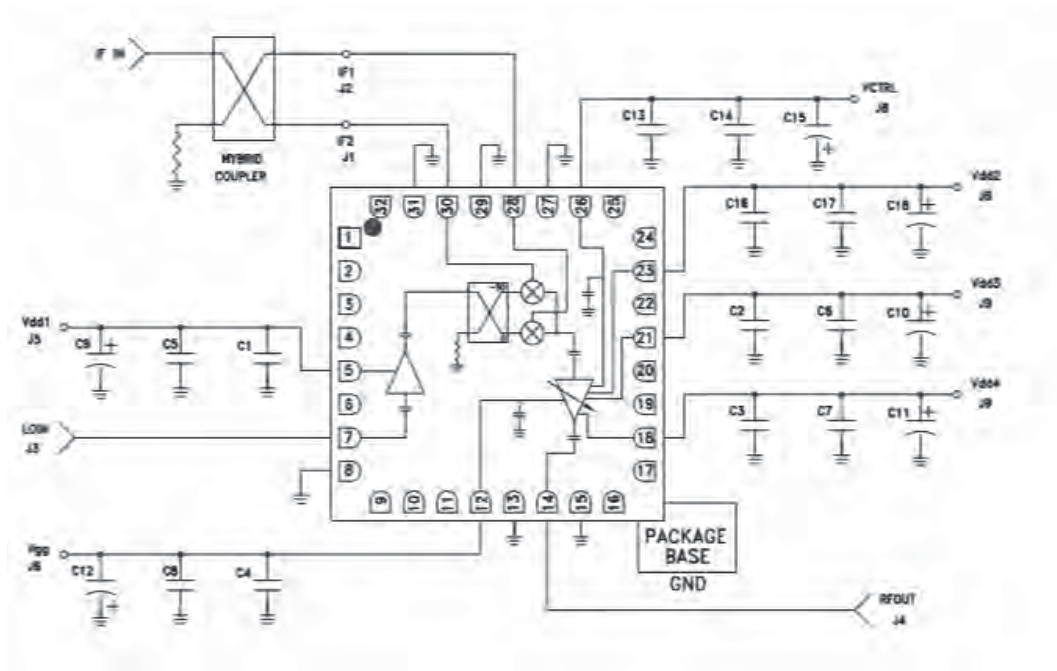


Ilustración 33 Circuito de Polarización del Mezclador HMC925LC5 [Hittite]

3.3.3 Simulación del Mezclador Comercial HMC925LC5

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:

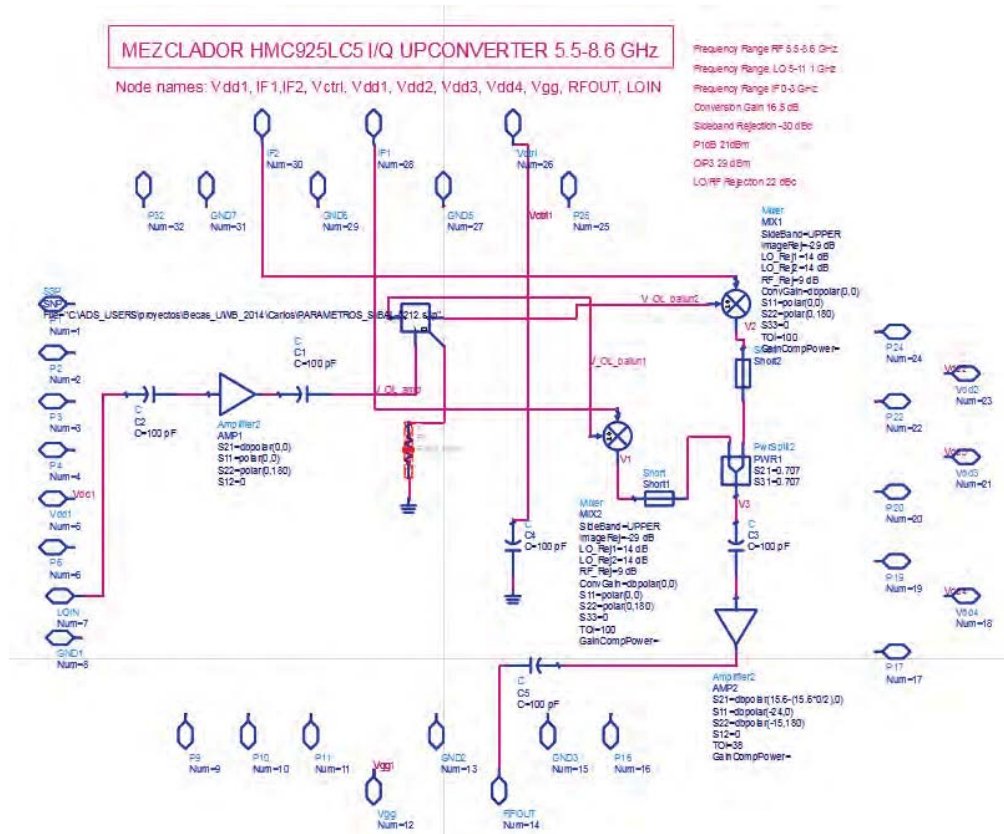


Ilustración 34 Esquemático del Mezclador HMC925LC5

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.

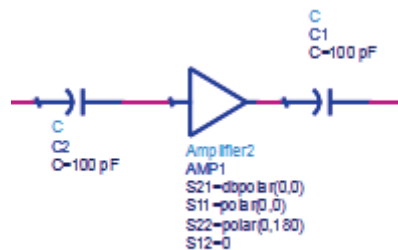


Ilustración 35 Amplificador de Entrada del Diseño del Mezclador

- 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.

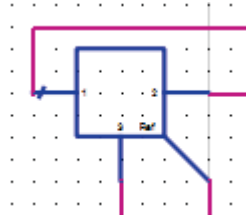


Ilustración 36 Balun del Diseño del Mezclador

- 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.

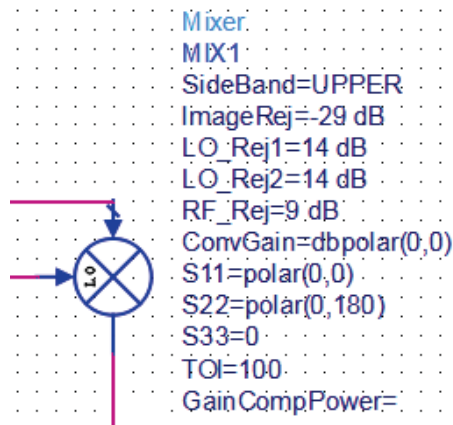


Ilustración 37 Mezclador Ideal del Diseño del Mezclador

- 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.

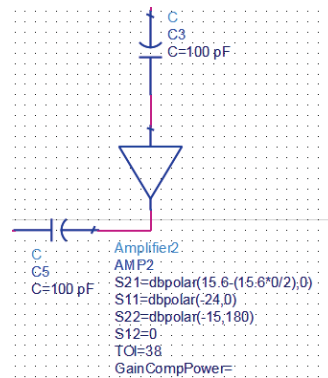


Ilustración 38 Amplificador de Salida del Diseño del Mezclador

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:

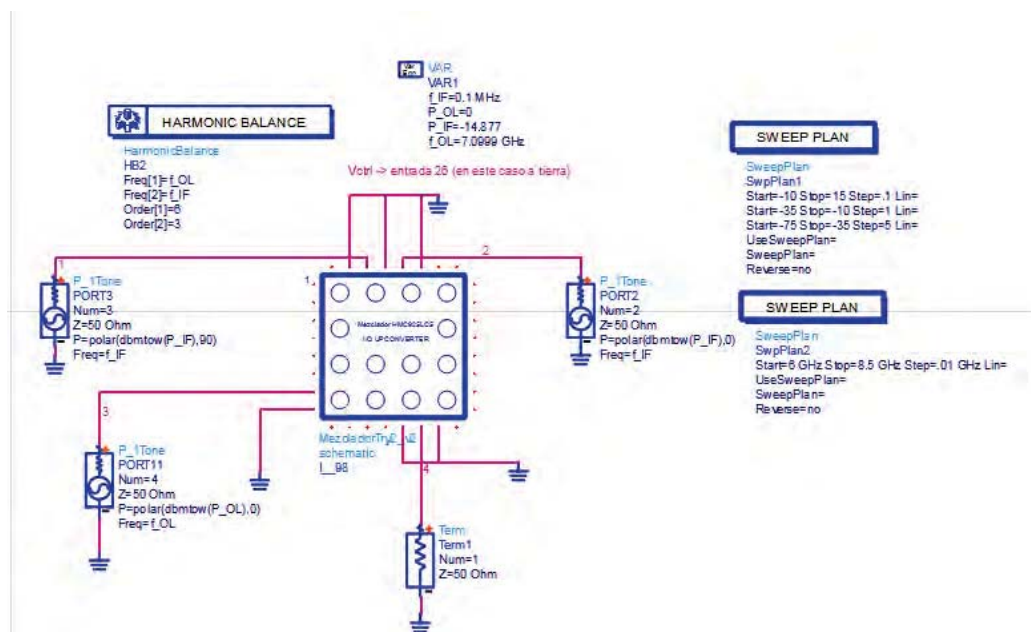


Ilustración 39 Plantilla para Estudiar el Mezclador Diseñado

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:

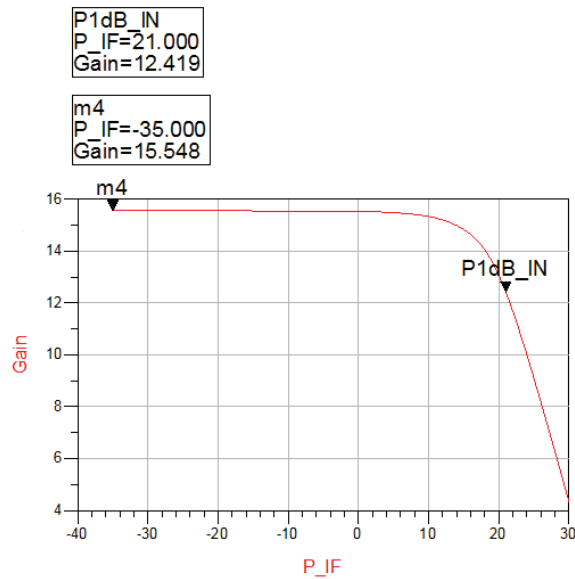


Ilustración 40 P1dB y Ganancia del Mezclador Diseñado

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).

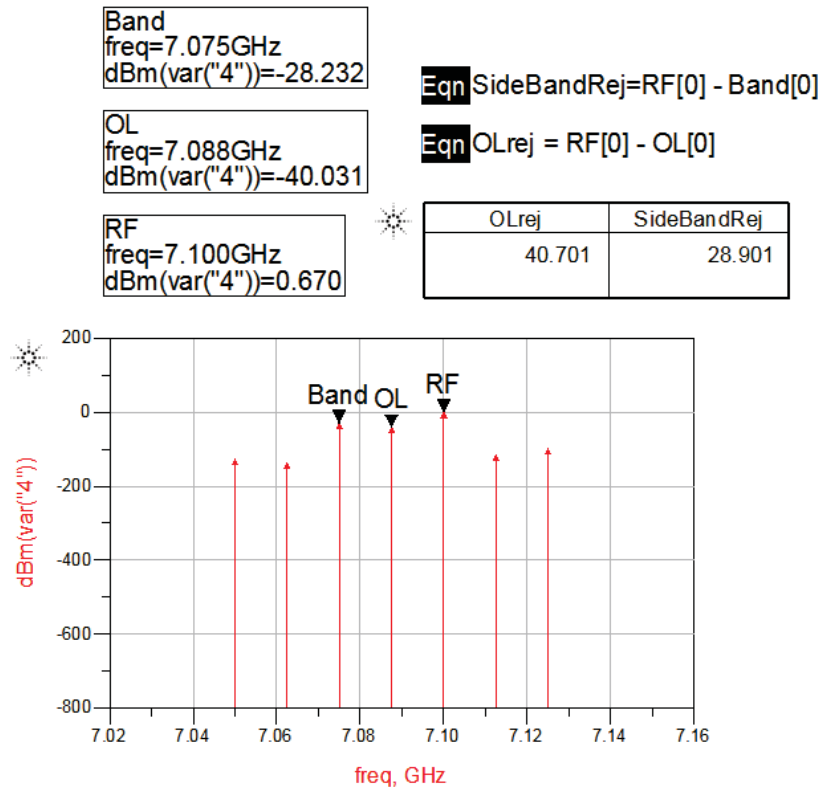


Ilustración 41 Rechazo de OL del Mezclador Diseñado

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.

Eqn $TOLoutput_low1 = 1.5 * dBm(mix(Vif, \{1, 0, 1\}), Zload) - 0.5 * dBm(mix(Vif, \{1, -1, 2\}), Zload)$

Eqn $TOLoutput_high1 = 1.5 * dBm(mix(Vif, \{1, 1, 0\}), Zload) - 0.5 * dBm(mix(Vif, \{1, 2, -1\}), Zload)$

Eqn $TOLinput_low1 = TOLoutput_low - P_gain_transducer$

Eqn $TOLinput_high1 = TOLoutput_high - P_gain_transducer$

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.



3.4 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 .

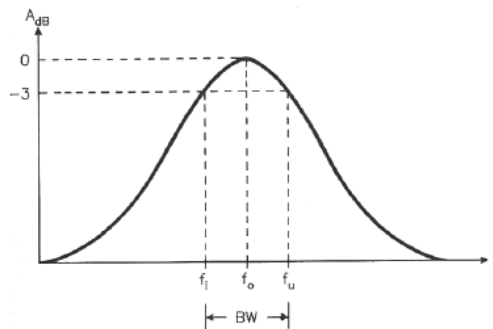


Ilustración 43 Ancho de Banda del Filtro Paso Banda

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

3.4.1 Selección y Simulación del Filtro Paso Banda

En este caso será necesario un filtro que abarque una gran banda frecuencial, puesto que el transmisor 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 en el departamento el diseño de un filtro en tecnología microstrip que se muestra en la Ilustración 46.

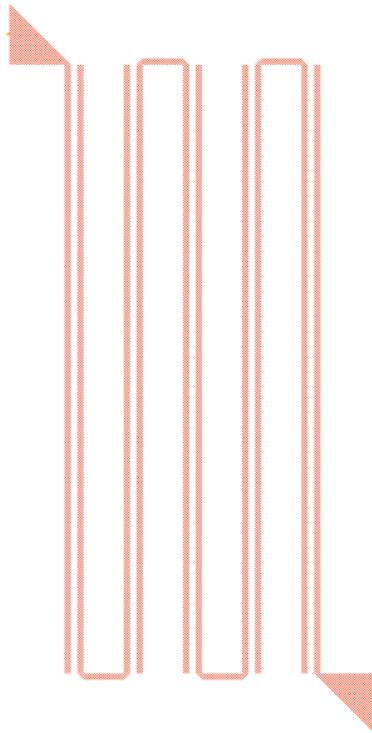


Ilustración 44 Diseño del Layout del Filtro Paso Banda

El filtro paso banda utilizado es de tipo interdigital, centrado en 7.5 GHz y con un ancho de banda de 3 GHz. El sustrato utilizado es CuClad con $\epsilon_r = 2.17$, $h = 0.254$ mm y $T = 17$ μ m (en el siguiente capítulo se hablará más de los sustratos). Los resultados obtenidos de las simulaciones y medidas del filtro son las siguientes [1]:

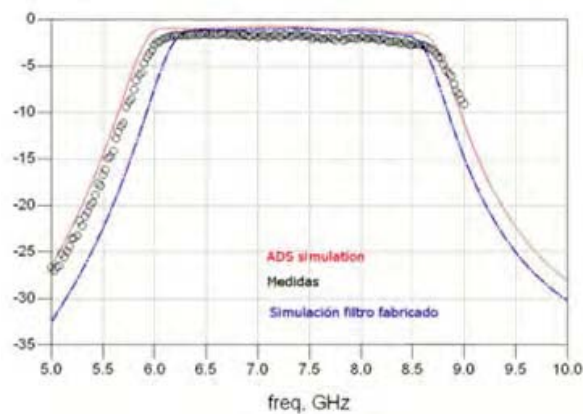
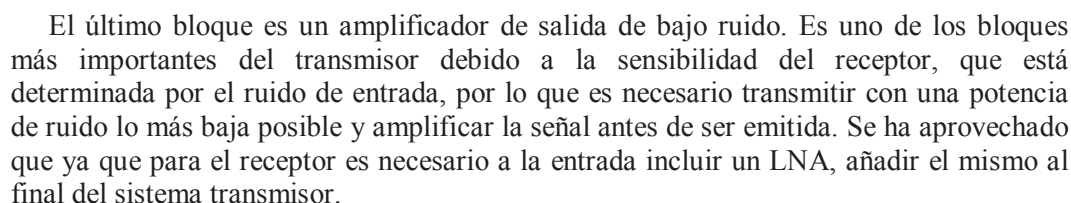


Ilustración 45 Respuesta del Filtro Paso Banda

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.

3.5 Amplificador de Salida



3.4.2 Selección del Amplificador de Bajo Ruido

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.

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 (P _{1dB})	8	10		9	11		dBm
Saturated Output Power (P _{sat})		11			13		dBm
Output Third Order Intercept (IP ₃)		20			21		dBm
Total Supply Current (I _{dd})(V _{dd} = +3V)		53	75		53	75	mA

3.4.3 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:

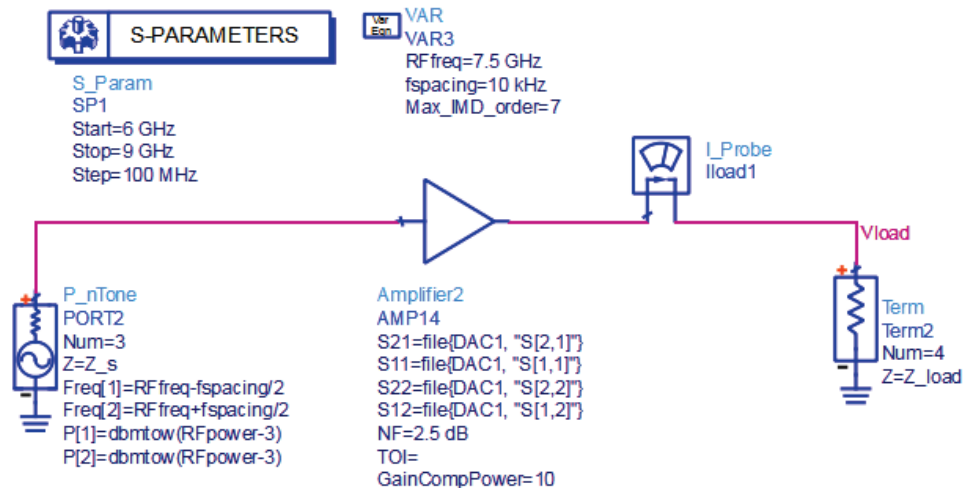


Ilustración 48 Esquemático del LNA para Calcular los Parámetros S

Tras simular obtenemos los siguientes resultados:

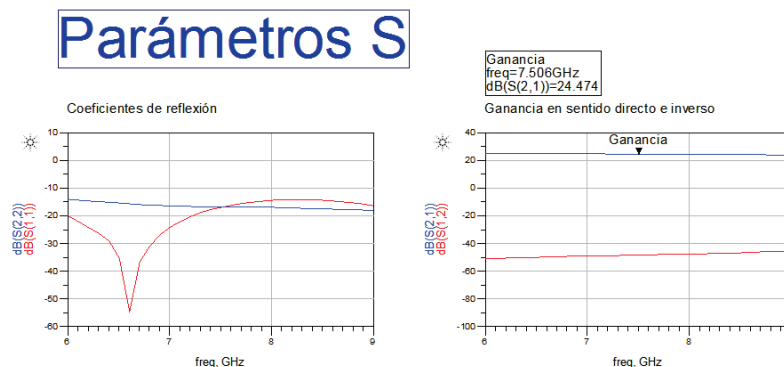


Ilustración 49 Parámetros S del LNA

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:

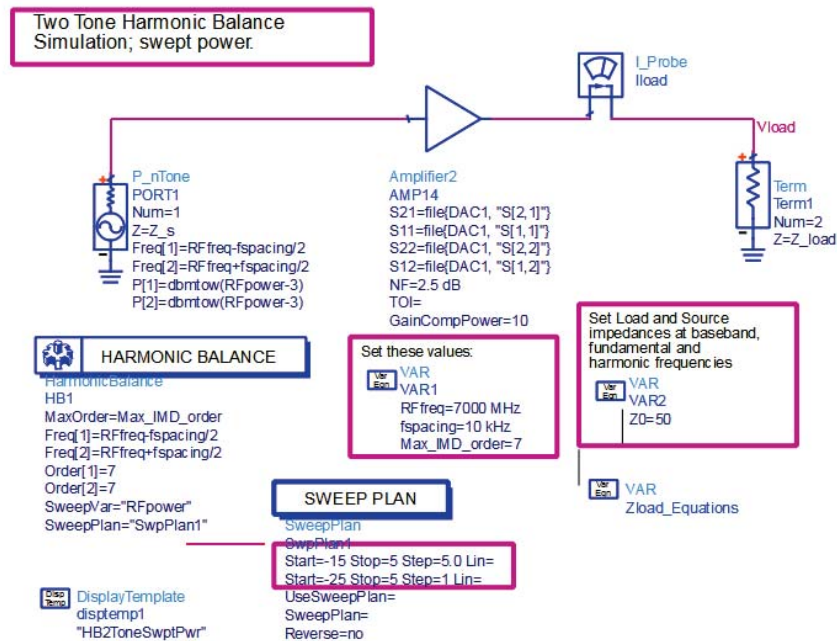


Ilustración 50 Plantilla para el P1dB y OIP3 del LNA

Obteniendo los siguientes resultados:

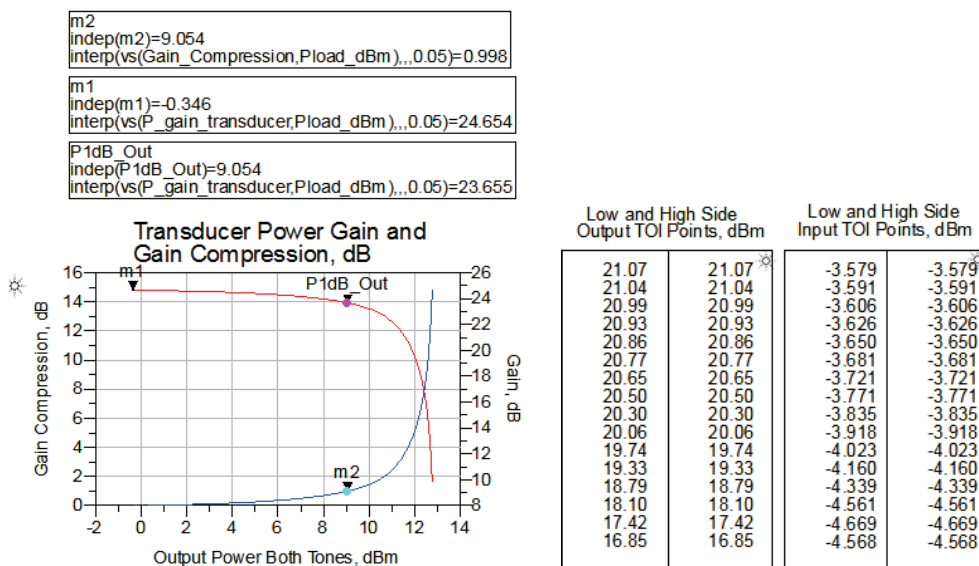


Ilustración 51 Valores del P1dB y el TOI del LNA

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.



3.6 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 estos componentes en el formato apropiado para la herramienta ADS tanto de la página de Murata como Panasonic, que proporciona los modelos más próximos a la realidad de los componentes que ofrecen.

4 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).

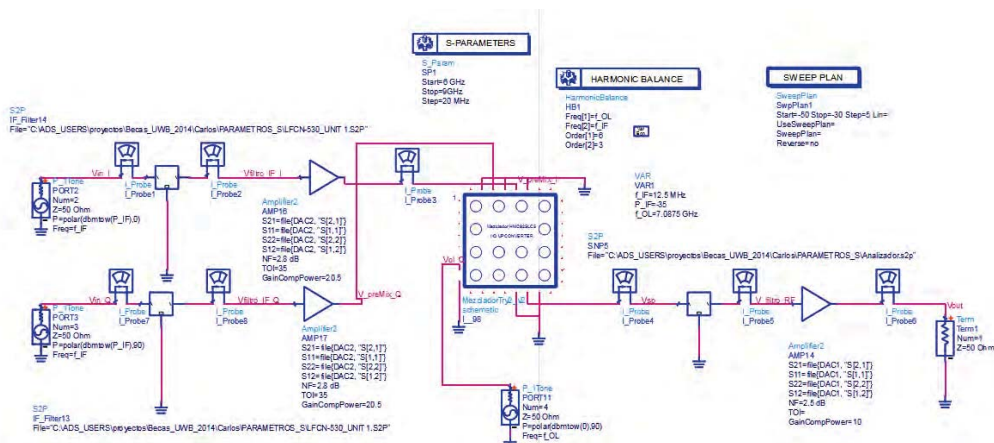


Ilustración 52 Sistema de Bloques Completo del Transmisor UWB

Una vez integrados los componentes y definidos los parámetros simularemos. En la ventana de simulación definiremos las ecuaciones de potencia a partir de los puntos de estudio (rótulos rojos encima de los cables entre los componentes) y los amperímetros:



Ilustración 53 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

Ecuaciones:

```

Eqn Pin_Filtro_1=10*log(500*real(Vin_1[n_IF]*conj(I_Probe1_1[n_IF])))
Eqn Pin_Amp1_1=10*log(500*real(Vfiltro_1[n_IF]*conj(I_Probe2_1[n_IF])))
Eqn Pin_Mix_1=10*log(500*real(VpreMix_1[n_IF]*conj(I_Probe3_1[n_IF])))
Eqn Pin_Filtro_2=10*log(500*real(Vsp[n_RF]*conj(I_Probe4_1[n_RF])))
Eqn Pin_Amp2=10*log(500*real(Vfiltro_RF[n_RF]*conj(I_Probe5_1[n_RF])))
Eqn Pout=10*log(500*real(Vout[n_RF]*conj(I_Probe6_1[n_RF])))
          
```

Parámetros a comprobar:

```

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

GanTOTAL	
48.101	

Pout	
13.099	

n_IF	n_RF
1	8

Pin_Filtro_1	Pin_Amp1_1	Pin_Mix_1	Pin_Filtro_2	Pin_Amp2	Pout
-35.001	-35.145	-11.824	4.123	2.761	13.099

Ecuaciones:

```

Eqn GanFiltro1 = Pin_Amp1_1-Pin_Filtro_1
Eqn GanTOTAL = Pout-Pin_Filtro_1
          
```

GanFiltro1
-0.144

GanTOTAL
48.101

Ecuaciones:

```

Eqn GanAmp1 = Pin_Mix_1-Pin_Amp1_1
Eqn GanMix = Pin_Filtro_2-Pin_Mix_1
          
```

GanAmp1
23.321

GanMix
15.947

Ecuaciones:

```

Eqn GanFiltro2 = Pin_Amp2-Pin_Filtro_2
Eqn GanAmp2 = Pout-Pin_Amp2
          
```

GanFiltro2
-1.363

GanAmp2
10.338

Ilustración 54 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 5 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	11.269	46.269
5	7.095	7.1	-35	0	10.959	45.959
1	7.099	7.1	-35	0	7.472	42.472
0.1	7.0999	7.1	-35	0	6.774	41.774
12.5	5.9875	6	-35	0	11.252	46.252
5	5.995	6	-35	0	9.176	44.176
1	5.999	6	-35	0	2.66	37.66
0.1	5.9999	6	-35	0	1.848	36.848
12.5	7.9875	8	-35	0	10.196	45.196
5	7.995	8	-35	0	8.394	43.394
1	7.999	8	-35	0	1.857	36.857
0.1	7.9999	8	-35	0	1.099	36.099

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} :

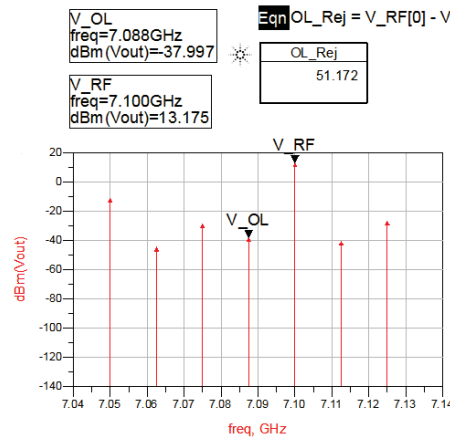


Ilustración 55 Rechazo de OL del Sistema por Bloques

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

5.1 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 del proyecto, 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 aparecía 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.

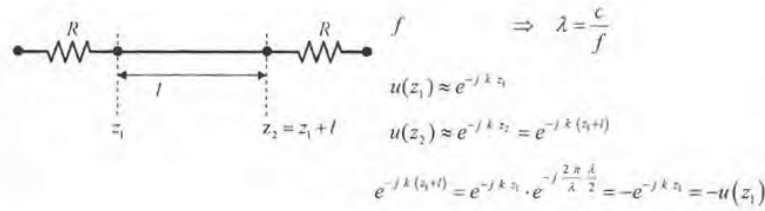


Ilustración 56 Efecto del Desfase en Líneas de Transmisión en Altas Frecuencias [19]

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.

5.3.1 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 el proyecto serán líneas microstrip, que ya serán descritas más adelante.

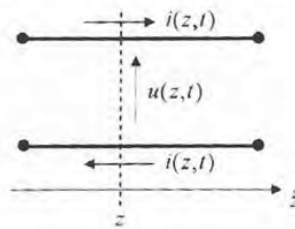


Ilustración 57 Representación de Cualquier Línea de Transmisión [19]

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:

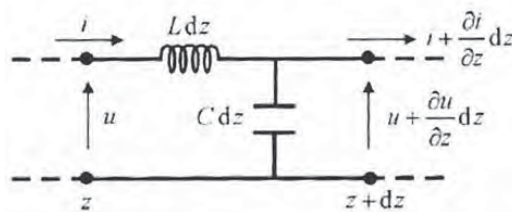


Ilustración 58 Circuito Equivalente de un Elemento Diferencial de Línea Ideal de Longitud dz [19]

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).



5.3.2 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.

5.3.3 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.

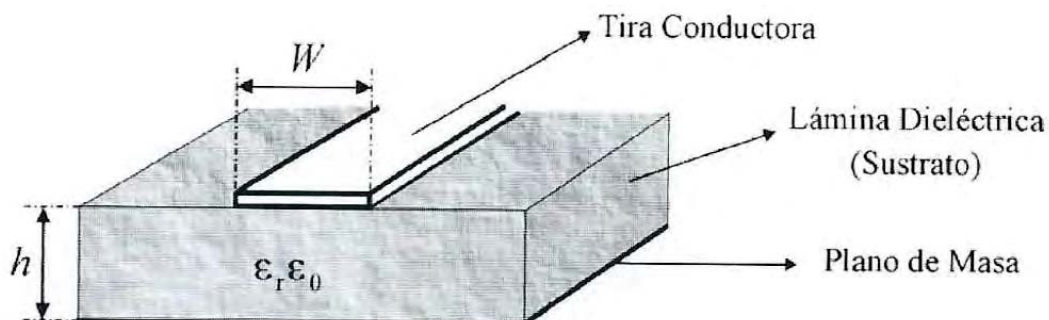


Ilustración 59 Geometría de una línea microstrip [19]

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.

5.3.4 Sustrato en Técnicas de Impresión

Los circuitos de microstrip pueden ser hechos con diferentes tecnologías. Los sustratos deben tener propiedades acordes con la tecnología usada, en especial los comerciales vienen definidos con las propiedades anteriormente descritas, lo cual nos ayudará en su selección para este proyecto. La constante dieléctrica relativa tiene muchos tipos diferentes en cuanto a sus características mecánicas, eléctricas y de costo, debiendo llegar a un equilibrio entre estas propiedades, que tienen importancia relativa ya que pueden variar con la frecuencia.

Este costo es proporcional al espesor del sustrato y a sus dimensiones físicas, y al encontrarnos en altas y muy altas frecuencias, esto será un factor importante. En este proyecto, tras estudiar diferentes tipos de sustrato (CuClad, Rogers...) se terminó eligiendo Arlon, con las siguientes características:



Tabla 6 Propiedades del Sustrato Arlon 0.762

Permitividad (ϵ_r)	3.38
Tangente de delta ($\tan\delta$)	0.0025
Permeabilidad (μ)	1
Altura (h)	0.762 mm

Debido a que la anchura de las líneas hace que el sistema completo tenga un tamaño apropiado para su uso así como unas propiedades mecánicas que se ajusten a sus necesidades. 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.

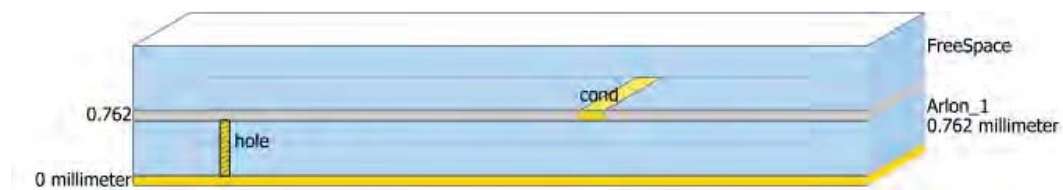


Ilustración 60 Sustrato Arlon 0.762 mm

Con los otros dos sustratos las simulaciones de la ganancia y potencias de salida daban resultados ligeramente mejores que con Arlon, pero buscando el equilibrio entre estas propiedades y las eléctricas, así como que para la utilización del divisor de potencia (que se explicará en capítulos siguientes) era necesario este sustrato, fue el que termino siendo escogido.

5.2 Diseño y Simulación del Transmisor Mediante Líneas Microstrip

El diseño del transmisor mediante 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.

Antes de comenzar el diseño del transmisor se tuvieron que buscar los tamaños que ocuparían tanto 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 transmisor mediante líneas 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.

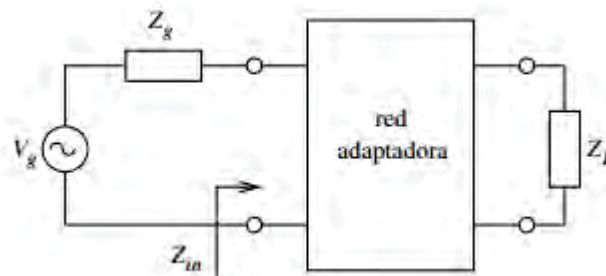


Ilustración 61 Red Adaptadora [19]

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:

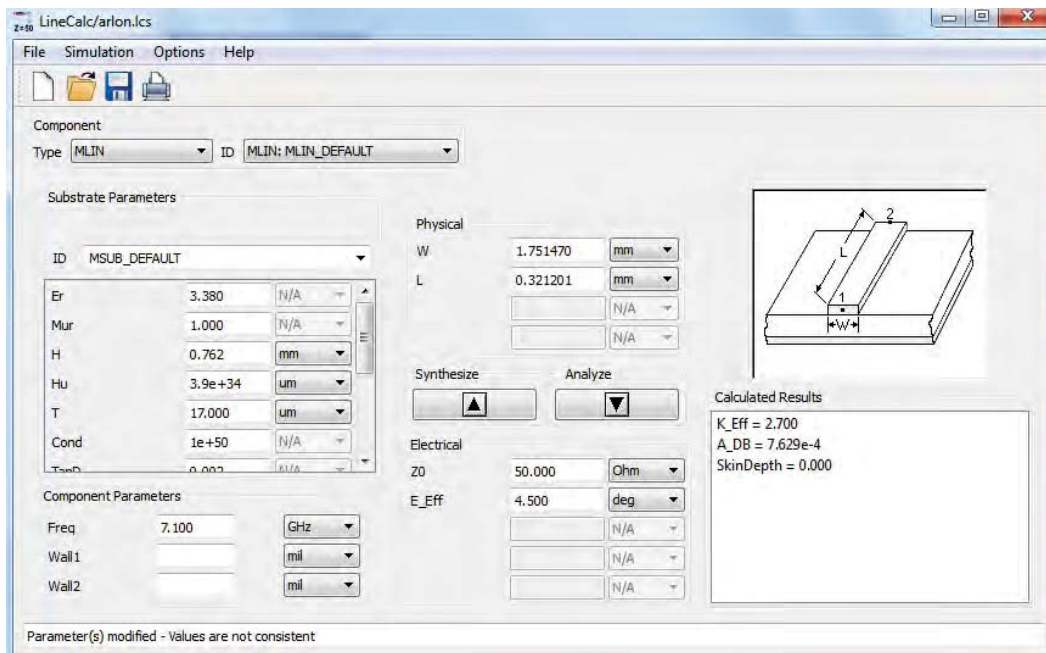


Ilustración 62 LineCalc

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, que hacia variar la fase, no nos interesa. Para ello seleccionamos la variable Z_0 a 50Ω que será la impedancia característica del sistema y sintetizamos. De esta forma hemos obtenido que la anchura W de la línea debe ser 1.75 mm. Repetimos para la entrada OL con la que obtenemos datos muy similares, ya que la frecuencia apenas ha cambiado. Se tiene en cuenta además que a la hora de fabricarlo existe una resolución máxima, por lo que los últimos decimales se redondean. La OL y la RF son casi la misma frecuencia por lo que apenas varía la W para $Z = 50 \Omega$ en ambas frecuencias.

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) es el siguiente:

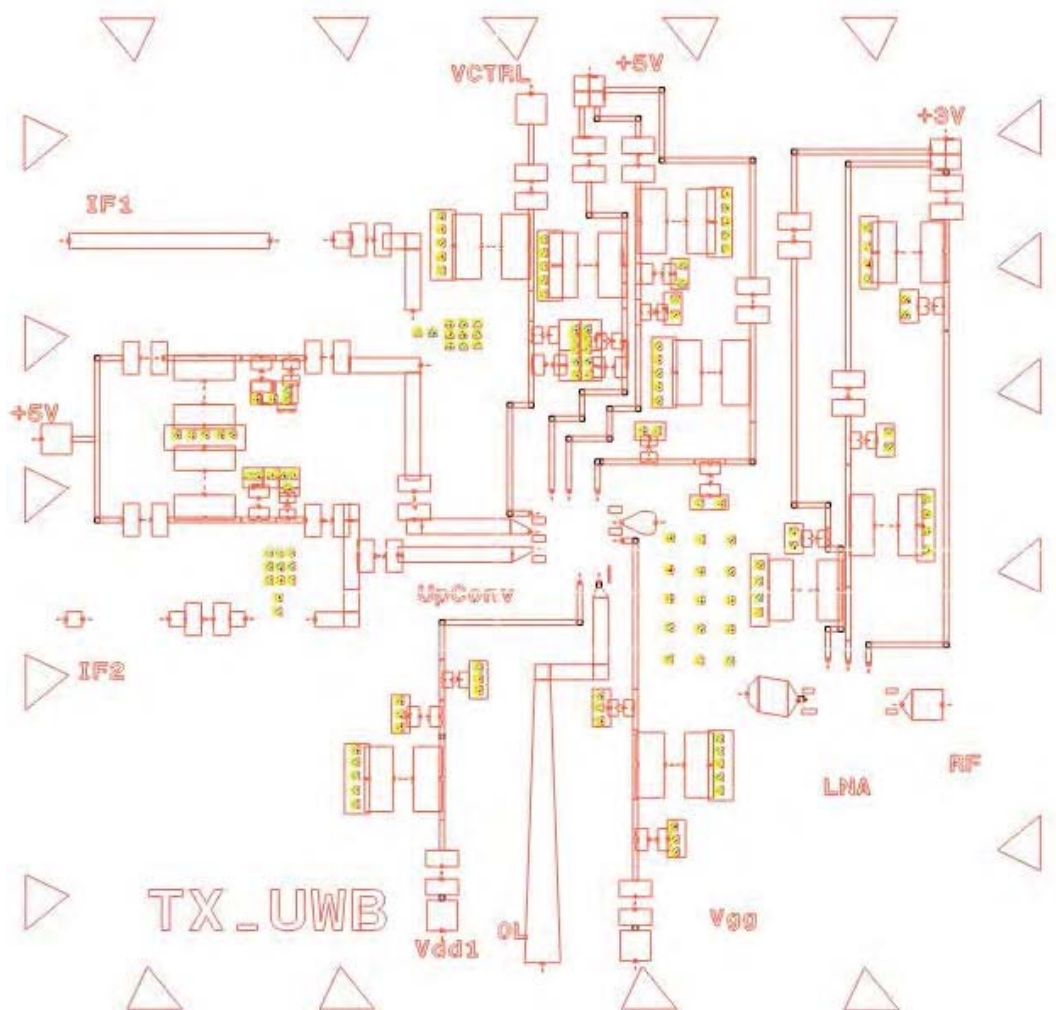


Ilustración 63 Layout del Transmisor UWB

Se pueden observar etiquetadas con líneas las posiciones de 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 ganancia. 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. El *Momentum* es el simulador electromagnético aplicado a 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 tiene la idea básica de 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 aplicar el momentum 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						
<input type="button" value="Add"/>		<input type="button" value="Remove"/>				
	Type	Fstart	Fstop	Npts	Step	Enabled
1	Single	0 Hz	-	-	-	<input checked="" type="checkbox"/>
2	Adaptive	10 MHz	9 GHz	30	-	<input checked="" type="checkbox"/>
3	Adaptive	10 GHz	16 GHz	20	-	<input checked="" type="checkbox"/>
4	Adaptive	0 Hz	10 MHz	10	-	<input checked="" type="checkbox"/>

Ilustración 64 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 más aplicación (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 $N \times N$ 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]:

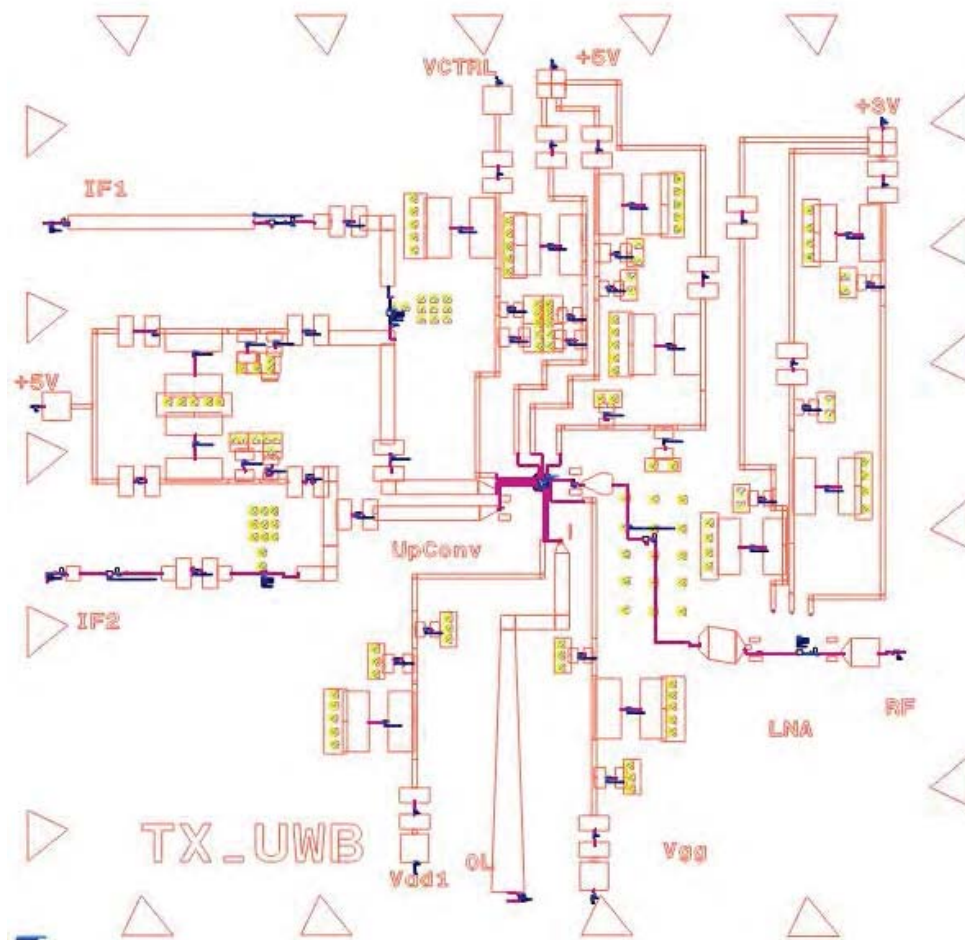


Ilustración 65 Esquemático del Transmisor UWB Completo

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

$$\text{Eqn } \text{Freq_OL} = 7.0875 \text{ GHz}$$

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

$$\text{Eqn } \text{Freq_RF} = 7.1 \text{ GHz}$$

$$\text{Eqn } n_RF = \text{find_index}(\text{HB.freq}, \text{Freq_RF})$$

$$\text{Eqn } n_OL = \text{find_index}(\text{HB.freq}, \text{Freq_OL})$$

$$\text{Eqn } n_IF = \text{find_index}(\text{HB.freq}, \text{Freq_IF})$$

$$\text{Eqn } \text{Pin_Filtro_I} = 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(\text{Vin_I}[n_IF] \cdot \text{conj}(\text{I_Probe1.i}[n_IF])))$$

$$\text{Eqn } \text{Pin_Amp1_I} = 10 \cdot \log(\text{mag}(500 \cdot \text{real}(\text{V_filtro_IF_I}[n_IF] \cdot \text{conj}(\text{I_Probe2.i}[n_IF]))))$$

$$\text{Eqn } \text{Pin_Mix_I} = 10 \cdot \log(\text{mag}(500 \cdot \text{real}(\text{V_preMix_I}[n_IF] \cdot \text{conj}(\text{I_Probe3.i}[n_IF]))))$$

$$\text{Eqn } \text{Pin_Filtro_2} = 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(\text{Vsp}[n_RF] \cdot \text{conj}(\text{I_Probe4.i}[n_RF])))$$

$$\text{Eqn } \text{Pin_Amp2} = 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(\text{V_filtro_RF}[n_RF] \cdot \text{conj}(\text{I_Probe5.i}[n_RF])))$$

$$\text{Eqn } \text{Pout} = 10 \cdot \log(500 \cdot \text{real}(\text{Vout}[n_RF] \cdot \text{conj}(\text{I_Probe6.i}[n_RF])))$$

$$\text{Eqn } \text{GanFiltro1} = \text{Pin_Amp1_I} - \text{Pin_Filtro_I}$$

$$\text{Eqn } \text{GanAmp1} = \text{Pin_Mix_I} - \text{Pin_Amp1_I}$$

$$\text{Eqn } \text{GanFiltro2} = \text{Pin_Amp2} - \text{Pin_Filtro_2}$$

$$\text{Eqn } \text{GanAmp2} = \text{Pout} - \text{Pin_Amp2}$$

$$\text{Eqn } \text{GanMix} = \text{Pin_Filtro_2} - \text{Pin_Mix_I}$$

$$\text{Eqn } \text{GanTOTAL} = \text{Pout} - \text{Pin_Filtro_I}$$

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 66 Potencia de Salida y Ganancia del Transmisor UWB

Repetiendo este proceso para diferentes frecuencias se puede completar la siguiente tabla:

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	12.301	47.301
5	7.095	7.1	-35	0	9.750	44.750
1	7.099	7.1	-35	0	2.801	37.801
0.1	7.0999	7.1	-35	0	1.838	36.838
12.5	5.9875	6	-35	0	13.057	48.057
5	5.995	6	-35	0	10.854	45.854
1	5.999	6	-35	0	3.813	38.813
0.1	5.9999	6	-35	0	2.619	37.619
12.5	7.9875	8	-35	0	11.961	46.961



5	7.995	8	-35	0	9.611	44.611
1	7.999	8	-35	0	2.783	37.783
0.1	7.9999	8	-35	0	1.824	36.824

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.

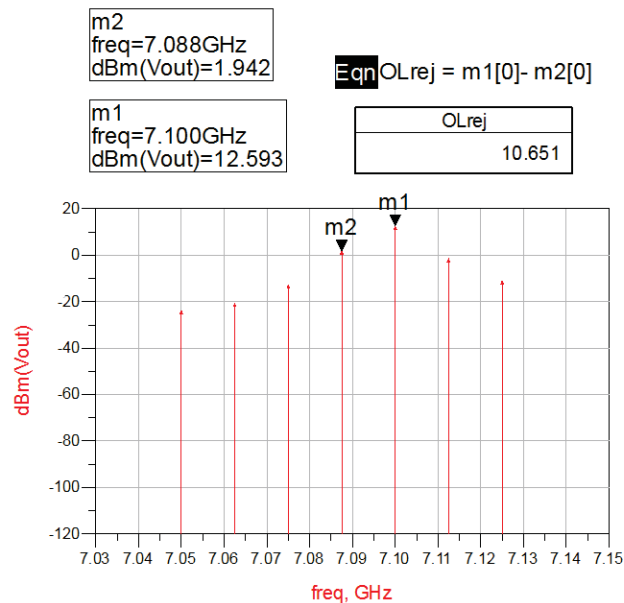


Ilustración 67 Rechazo OL del Transmisor UWB

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, así como las potencias de compresión de ganancia 1 dB y IIP3 son lo suficientemente altas como para estar lo suficientemente alejados del punto de trabajo 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.

5.3 Medidas del Transmisor de Banda Ultra-Ancha



En este apartado se comentará el método de construcción de la placa que contiene los componentes que forman el transmisor, 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 sustrato 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 construida la placa se procederá a montar los componentes en la misma 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 7 Condiciones de Operación

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

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



- Cuatro multímetros para realizar el estudio de la potencia consumida por el amplificador de IF, el amplificador de salida, y dos para el mezclador.
- Seis alimentaciones: 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 amplificador de salida.
- Un generador de señal para las entradas de IF con posibilidad de conectarlas de la forma I/Q.
- Un sintetizador para la señal OL.
- Un analizador de espectro para la medida de la señal RF.

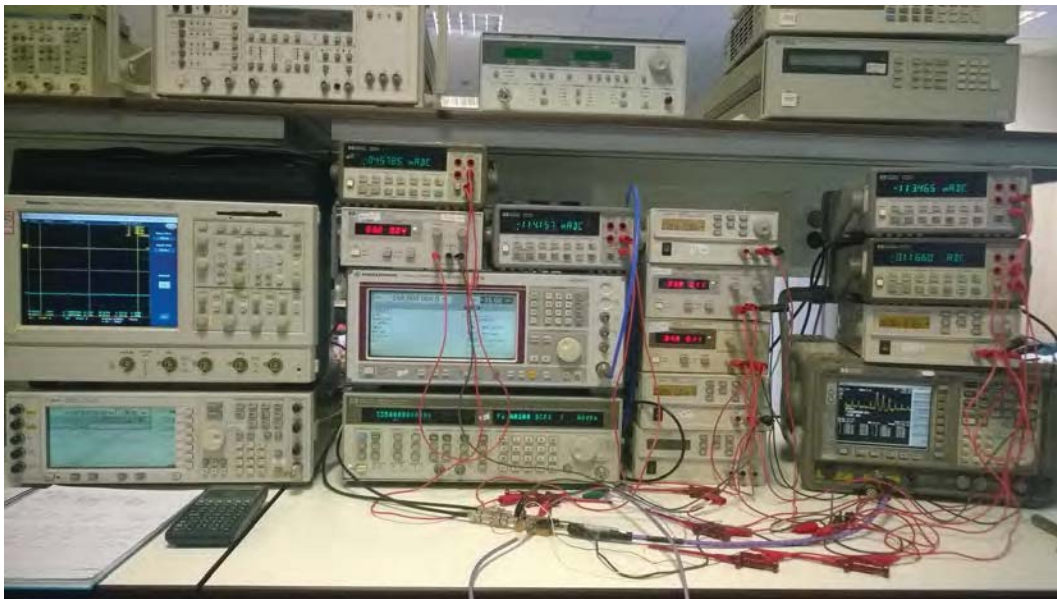


Ilustración 68 Equipos de Medida y Alimentación

Finalmente se realizarán las conexiones, obteniendo como resultado el siguiente circuito:

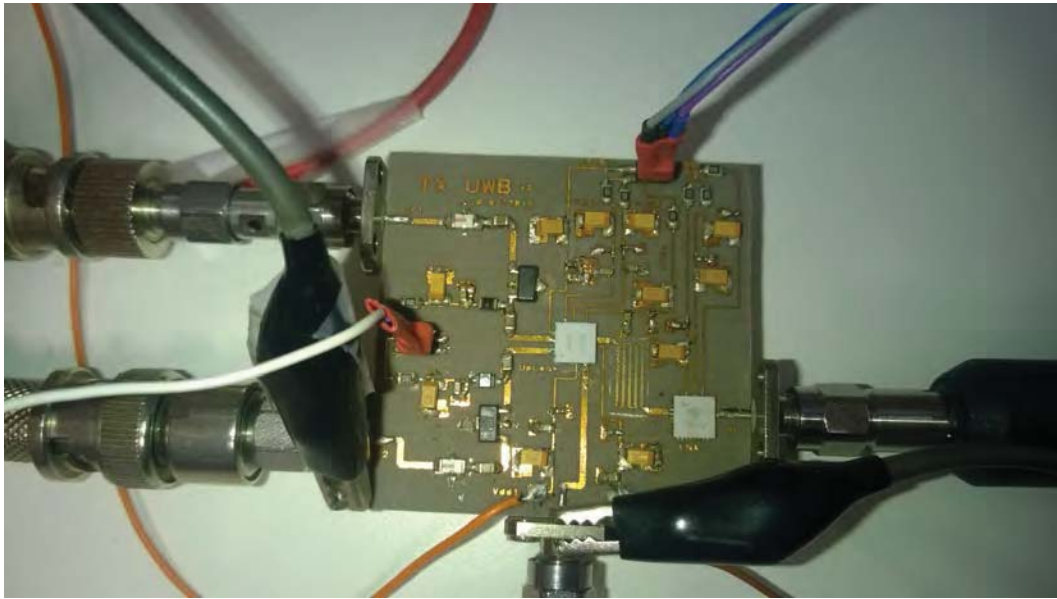


Ilustración 69 Transmisor UWB Conectado a las Alimentaciones y Señales

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:

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, que pese a ser ligeramente diferente que en las simulaciones, es la menor frecuencia que ofrece este equipo.
 - 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 polarizamos los amplificadores de IF a 5 V, por aquí han de circular 174 mA.
 - b. En segundo lugar polarizamos el mezclador Up-Converter. Para ello conectamos los cables de Vgg y Vctrl a -2V. tras esto conectamos Vdd1 a 5 V para que circulen 114 mA. Ahora conectamos Vdd2, Vdd3, Vdd4 a 5 V y variamos 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 polarizamos 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:

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:

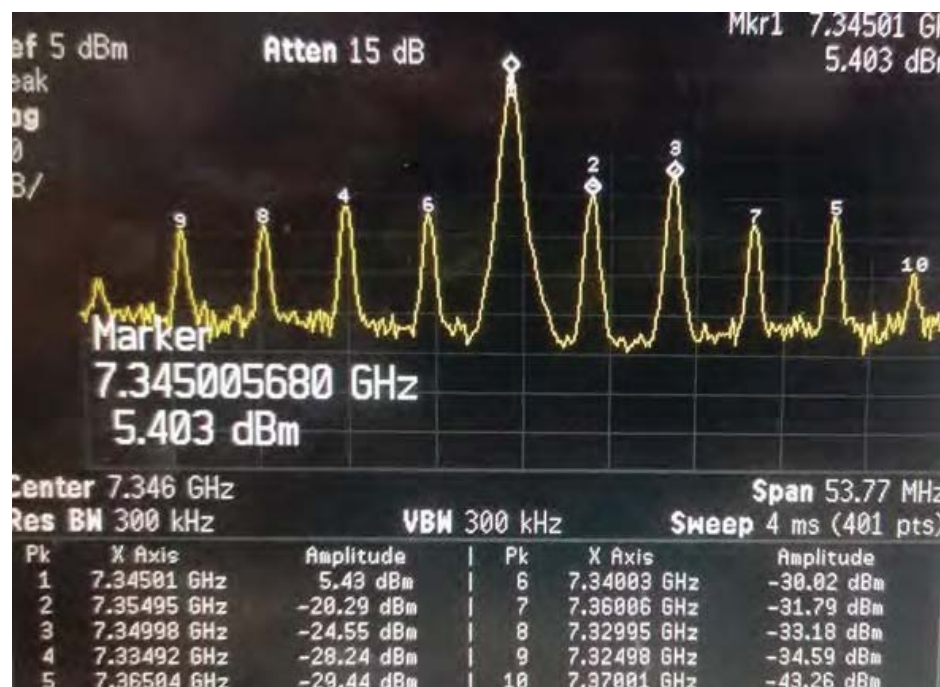


Ilustración 70 Resultados del Analizador de Espectro para las Medidas del Transmisor UWB

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 corresponde al (3) de la tabla, y es la señal de OL: se puede apreciar que el rechazo de OL es de casi 30 dB, bastante bueno para la aplicación del transmisor. El tono (3) de la gráfica, correspondiente al parámetro (2) 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 25 dB, por lo que a la hora de transmitir no debería ser un problema.

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.



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 circuito fue llevado a cabo por A. Pardo, el cual se comentará a continuación. En el proyecto se realizó la adaptación y optimización del mismo para una correcta integración en el sistema.

El archivo que contiene al sistema está construido de tal forma que se puede adaptar dadas unas impedancias de entrada y unas de salida, siendo solo 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.
- $S_{ki} = -8\text{ dB}$ 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:

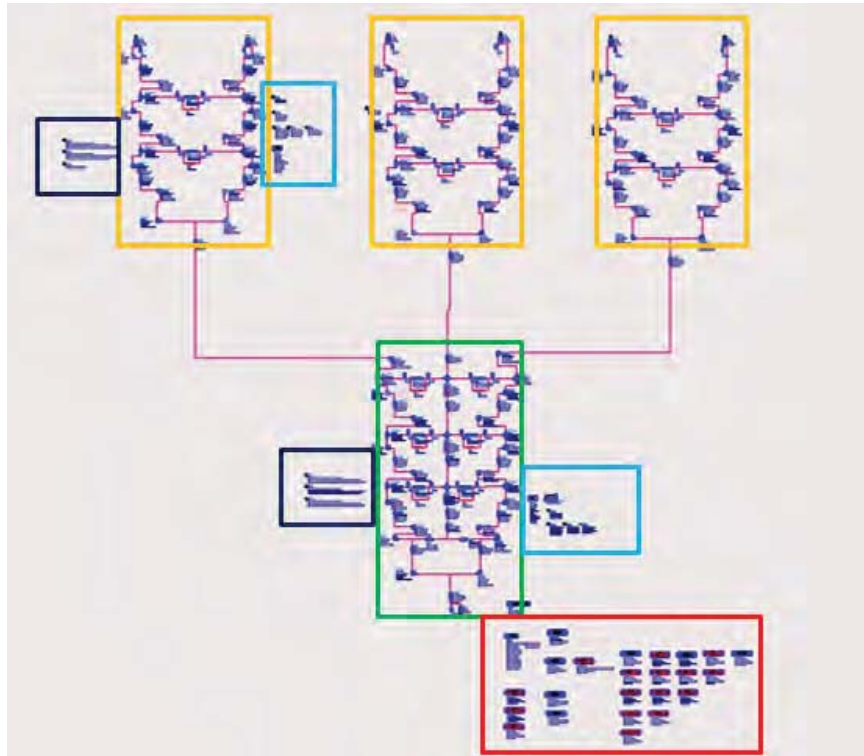


Ilustración 71 Organización del Esquemático del Divisor de Potencia

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:

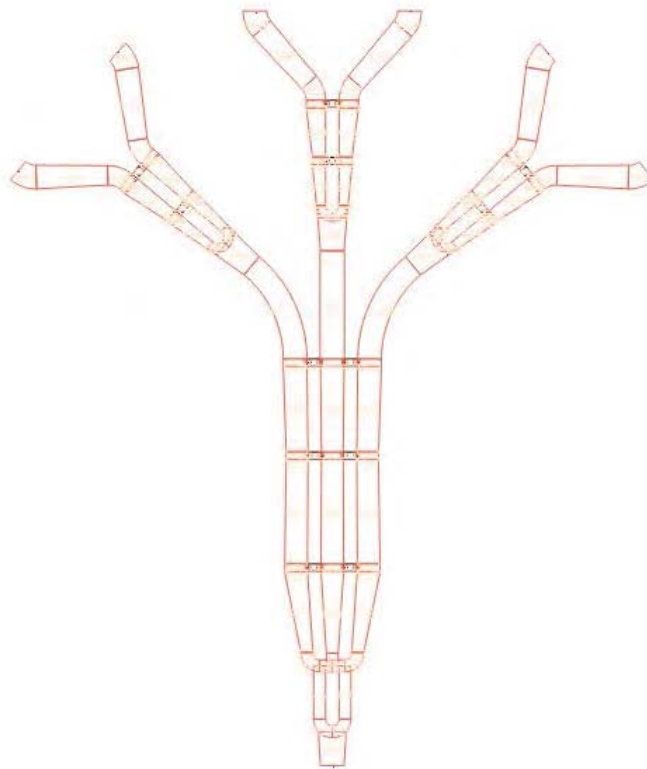


Ilustración 72 Layout Inicial del Divisor de Potencia

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 72, buscando los valores óptimos de forma automática y a continuación los valores más próximos de los comerciales ofrecidos por el fabricante.

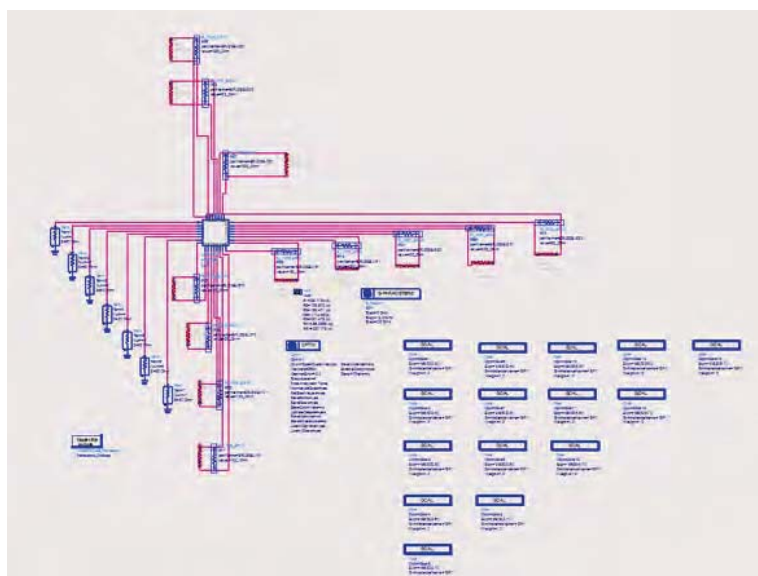


Ilustración 73 Esquemático de Optimización de Resistencias del Divisor de Potencia



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.

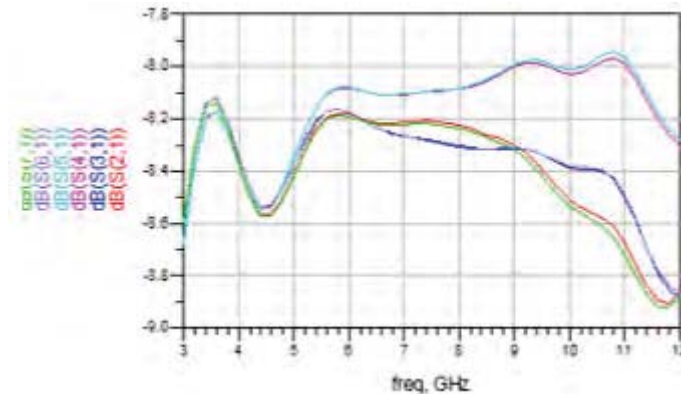


Ilustración 74 Simulación de Parámetros S del Divisor de Potencia

Se puede observar que la ganancia 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 departamento en otro proyecto diferente, por lo que en este proyecto únicamente se mencionarán sus requisitos).

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:

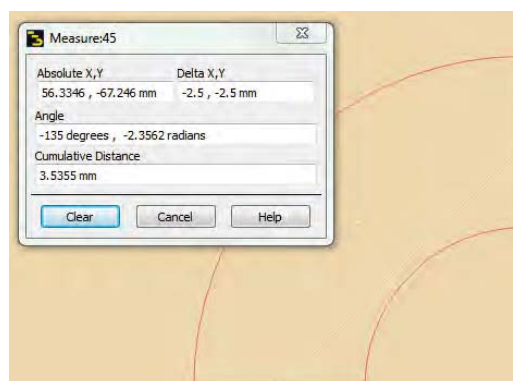


Ilustración 75 *Measure* y Línea Curva



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:

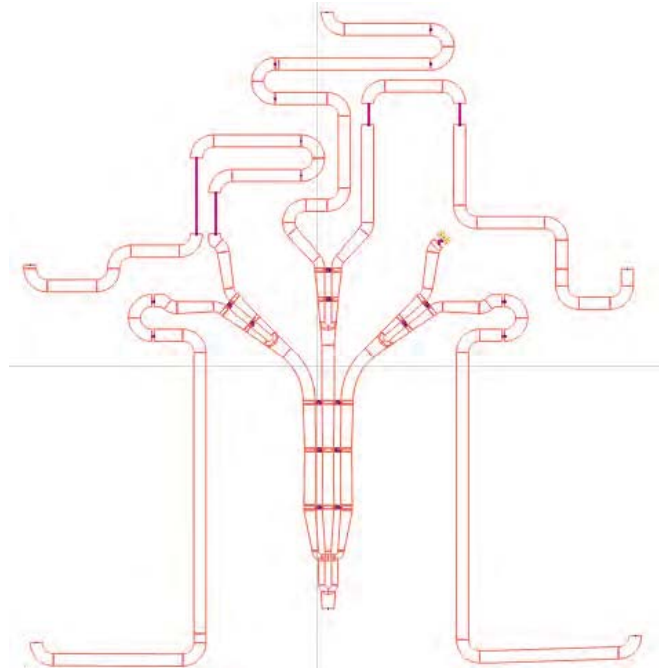


Ilustración 76 Esquemático de Optimización de Líneas del Divisor

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 donde se incluyeron líneas de longitud variable de cara a la posterior optimización.

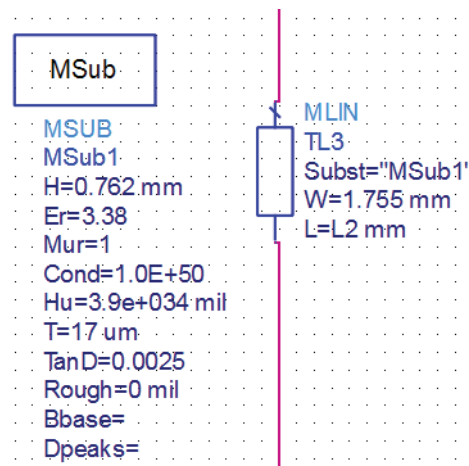


Ilustración 77 Líneas de Longitud Variable

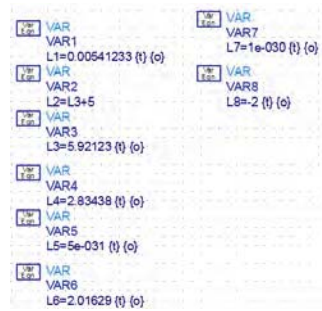


Ilustración 78 Longitudes Variables (No son las definitivas)

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 40 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 se 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.

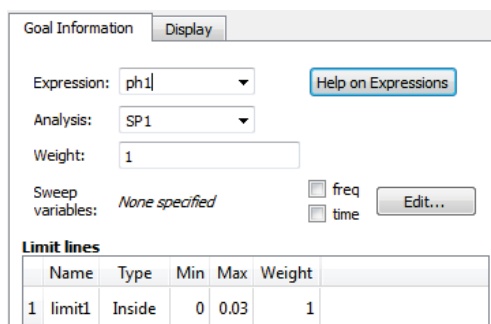


Ilustración 79 Objetivos de Desfase Mínimo



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:

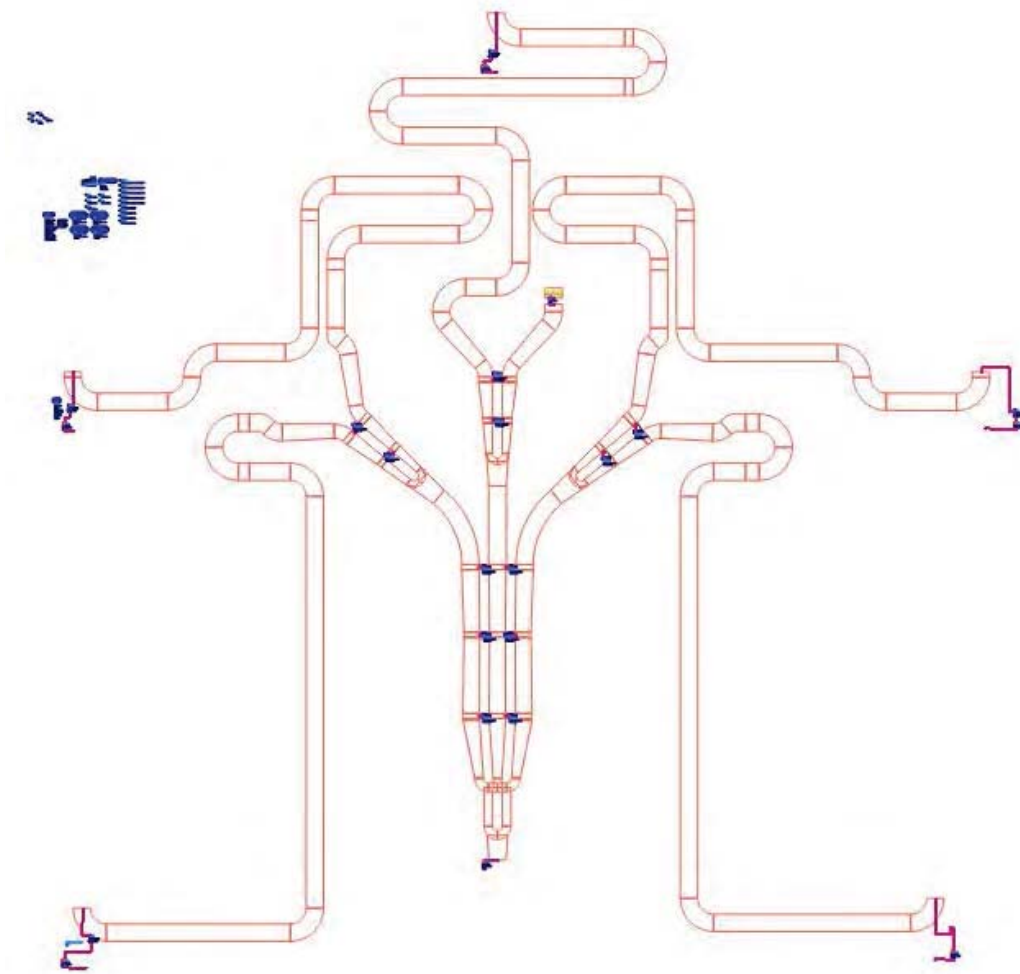


Ilustración 80 Layout y Esquemático del Divisor de Potencia

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

Tabla 8 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:

Ilustración 81 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 9 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 ($f_{OL} = 7.0875$ GHz).

Tabla 10 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 la ganancia, en este caso división de potencia, tiene valores diferentes para cada salida se mantiene más o menos uniforme y dentro de los valores adecuados, ya que la señal de OL tiene la función de subir en frecuencia la entrada de los transmisores IF, pero luego “restarse” al atravesar el mezclador, por lo que realmente cambios tan pequeños en su potencia no van a ser significativos en el resultado final.



2 Implementación MIMO

Uno de los pasos finales es conectar el divisor de potencia a cada uno de los transmisores individuales. De esta forma se busca conseguir que la entrada de OL sea común a todos y de esta forma conseguir un desfase lo menor posible, como se ha estudiado anteriormente, en cada una de las entradas OL de los transmisores individuales. 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 que se calculará a continuación para que cumpla las condiciones de que las ganancias MIMO sean máximas (Ecuación 5):

Ecuación 41 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. De hecho, debido al tamaño de los transmisores por individual, esta distancia será algo mayor que el doble, por lo que se respeta un margen apropiado pero no lo suficientemente distante como para provocar problemas.

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.

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

1. Incluir los cinco transmisores UWB necesarios.
2. Integrar el divisor de potencia, conectándolo a las entradas OL de cada transmisor.
3. Unificar las tomas de continua para las alimentaciones de la polarización de los amplificadores y mezcladores de todos los transmisores 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:

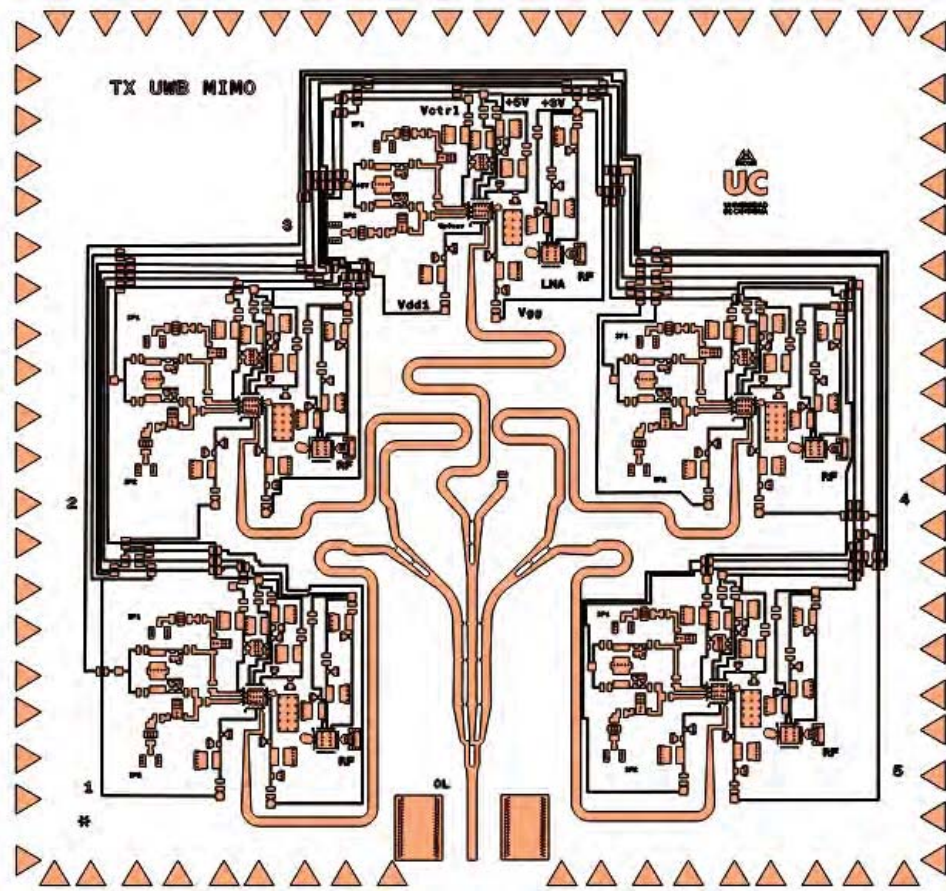


Ilustración 82 Layout del Transmisor UWB MIMO

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.

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

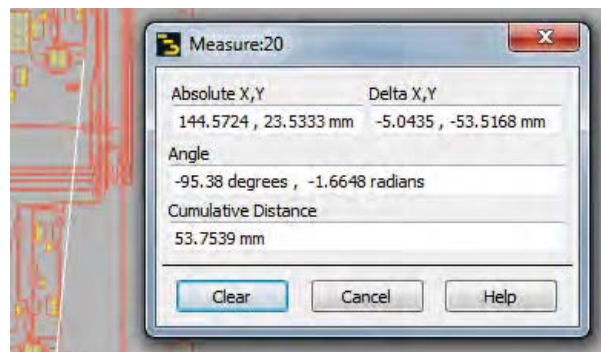


Ilustración 83 Distancia Mínima Entre las Salidas RF



2.1 Simulación del Transmisor UWB MIMO a Partir del Layout.

El siguiente paso es calcular si los valores adecuados para que el transmisor UWB MIMO funcione correctamente se daban. Para ello, una vez realizado el momentum 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.

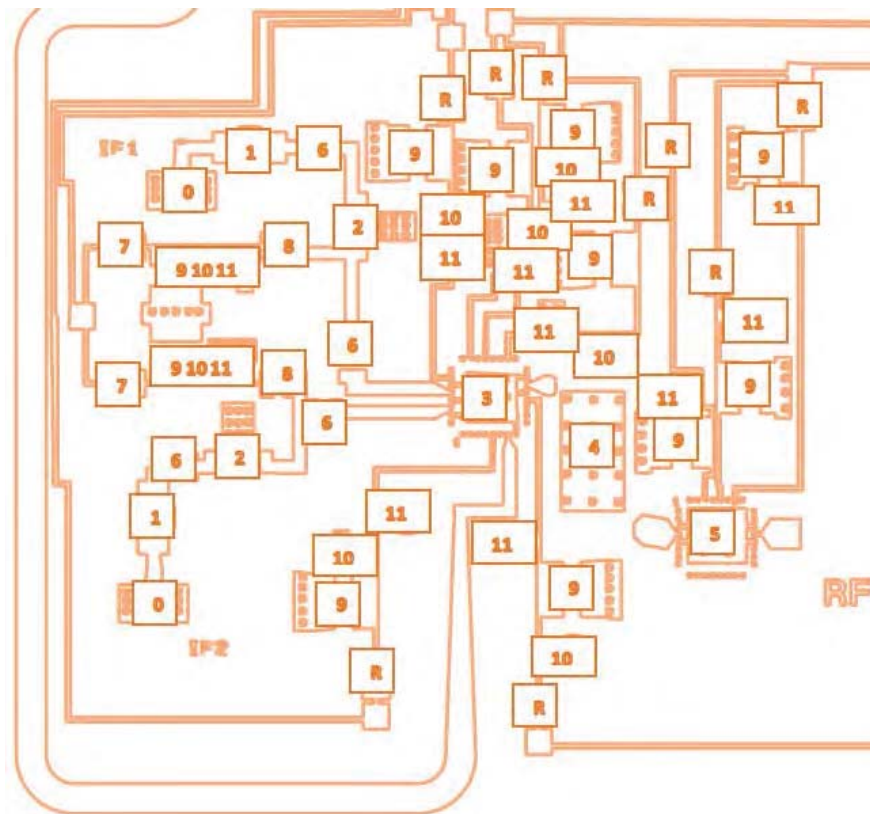


Ilustración 84 Componentes del Transmisor UWB MIMO

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

- 0: Pines 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 $0.02 \mu\text{F}$.
- 7: Impedancia de 10Ω .
- 8: Admitancia de 370 nH .
- 9: Capacidad de $2.2 \mu\text{F}$.
- 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 11 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 / 88.629	0.223 / 88.553	0.272 / 88.867	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 / -85.411	0.181 / -72.850	0.182 / -88.385	0.182 / -88.341					
✱	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 / -56.269	0.034 / -56.262	0.034 / -56.269	0.034 / -56.296	0.034 / -56.251	0.034 / -146.861	0.034 / -146.836	0.034 / -146.862	0.034 / -146.539	0.034 / -146.846
✱	Vout1[n_RF1]	Vout2[n_RF2]	Vout3[n_RF3]	Vout4[n_RF4]	Vout5[n_RF5]					
	1.468 / 147.904	1.467 / 146.858	1.465 / 146.879	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 / 88.021	0.183 / 87.285	0.186 / 88.782	0.185 / 87.438	0.186 / 89.915					
✱	postlna1[n_RF1]	postlna2[n_RF2]	postlna3[n_RF3]	postlna4[n_RF4]	postlna5[n_RF5]					
	1.451 / -179.787	1.477 / 179.736	1.476 / -179.083	1.473 / 179.808	1.465 / -177.458					

- **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 12.5 MHz + 1 Hz a 12.5 MHz + 5 Hz, 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 datasheet es necesario añadir las siguientes ecuaciones:



Ecuación 42 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 * \log(500 * \text{real}(\text{Vn1}[n_IF1] * \text{conj}(\text{I_Probe1.i}[n_IF1]))) \\ \text{Eqn } \text{Pin_Filtro_I2} &= 10 * \log(500 * \text{real}(\text{Vn2}[n_IF2] * \text{conj}(\text{I_Probe2.i}[n_IF2]))) \\ \text{Eqn } \text{Pin_Filtro_I3} &= 10 * \log(500 * \text{real}(\text{Vn3}[n_IF3] * \text{conj}(\text{I_Probe3.i}[n_IF3]))) \\ \text{Eqn } \text{Pin_Filtro_I4} &= 10 * \log(500 * \text{real}(\text{Vn4}[14] * \text{conj}(\text{I_Probe4.i}[14]))) \\ \text{Eqn } \text{Pin_Filtro_I5} &= 10 * \log(500 * \text{real}(\text{Vn5}[n_IF5] * \text{conj}(\text{I_Probe5.i}[n_IF5]))) \\ \text{Eqn } \text{Pout1} &= 10 * \log(500 * \text{real}(\text{Vout1}[n_RF1] * \text{conj}(\text{I_Probe6.i}[n_RF1]))) \\ \text{Eqn } \text{Pout2} &= 10 * \log(500 * \text{real}(\text{Vout2}[n_RF2] * \text{conj}(\text{I_Probe7.i}[n_RF2]))) \\ \text{Eqn } \text{Pout3} &= 10 * \log(500 * \text{real}(\text{Vout3}[n_RF3] * \text{conj}(\text{I_Probe8.i}[n_RF3]))) \\ \text{Eqn } \text{Pout4} &= 10 * \log(500 * \text{real}(\text{Vout4}[n_RF4] * \text{conj}(\text{I_Probe11.i}[n_RF4]))) \\ \text{Eqn } \text{Pout5} &= 10 * \log(500 * \text{real}(\text{Vout5}[n_RF5] * \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 12 Resultados de las Ganancias del Transmisor UWB MIMO

GanTOTAL1	GanTOTAL2	GanTOTAL3	GanTOTAL4	GanTOTAL5
47.791	47.778	47.769	47.784	47.807

Se puede observar que la ganancia total es muy similar en todos los transmisores y sobre todo con el transmisor UWB individual. Esta ganancia total cumple con las funciones (rango de trabajo, potencia de recepción 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 del momentum y el esquemático es apropiada para continuar con el proceso de fabricación de la placa.

- **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 43 Ecuaciones Para el Cálculo del Desfase del Transmisor UWB MIMO

$$\begin{aligned}
 \text{Eqn } S11p &= \text{rad}(\text{unwrap}(\text{phase}(\text{Vout1}[n_RF1]))) & \text{Eqn } \cos S12 &= \text{acos}(\cos(S12p)) & \text{Eqn } ph1 &= \text{abs}(\cos S13 - \cos S15) & \text{Eqn } ph6 &= \text{abs}(\cos S12 - \cos S14) \\
 \text{Eqn } S12p &= \text{rad}(\text{unwrap}(\text{phase}(\text{Vout2}[n_RF2]))) & \text{Eqn } \cos S13 &= \text{acos}(\cos(S13p)) & \text{Eqn } ph2 &= \text{abs}(\cos S12 - \cos S15) & \text{Eqn } ph7 &= \text{abs}(\cos S16 - \cos S14) \\
 \text{Eqn } S13p &= \text{rad}(\text{unwrap}(\text{phase}(\text{Vout3}[n_RF3]))) & \text{Eqn } \cos S14 &= \text{acos}(\cos(S14p)) & \text{Eqn } ph3 &= \text{abs}(\cos S14 - \cos S15) & \text{Eqn } ph8 &= \text{abs}(\cos S16 - \cos S13) \\
 \text{Eqn } S14p &= \text{rad}(\text{unwrap}(\text{phase}(\text{Vout4}[n_RF4]))) & \text{Eqn } \cos S15 &= \text{acos}(\cos(S15p)) & \text{Eqn } ph4 &= \text{abs}(\cos S16 - \cos S15) & \text{Eqn } ph9 &= \text{abs}(\cos S12 - \cos S13) \\
 \text{Eqn } S15p &= \text{rad}(\text{unwrap}(\text{phase}(\text{Vout5}[n_RF5]))) & \text{Eqn } \cos S16 &= \text{acos}(\cos(S16p)) & \text{Eqn } ph5 &= \text{abs}(\cos S13 - \cos S14) & \text{Eqn } ph10 &= \text{abs}(\cos S12 - \cos S16)
 \end{aligned}$$

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 13 Resultados del Desfase Entre Salidas del Transmisor UWB MIMO

$\cos S12$	$\cos S13$	$\cos S14$	$\cos S15$	$\cos S16$							
2.560	2.595	2.564	2.808	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 antena 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:

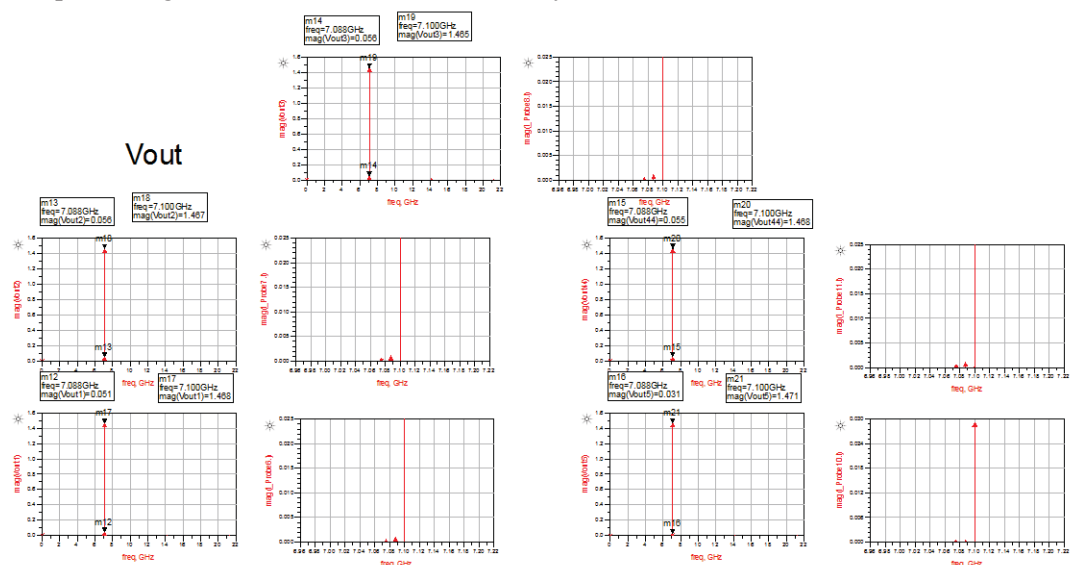


Ilustración 85 Gráfica de la Tensión Vout del Transmisor



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.

2.2 Proceso Para la Fabricación de la Placa del Transmisor 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 aparato láser que realizará el recorte de la placa. 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.

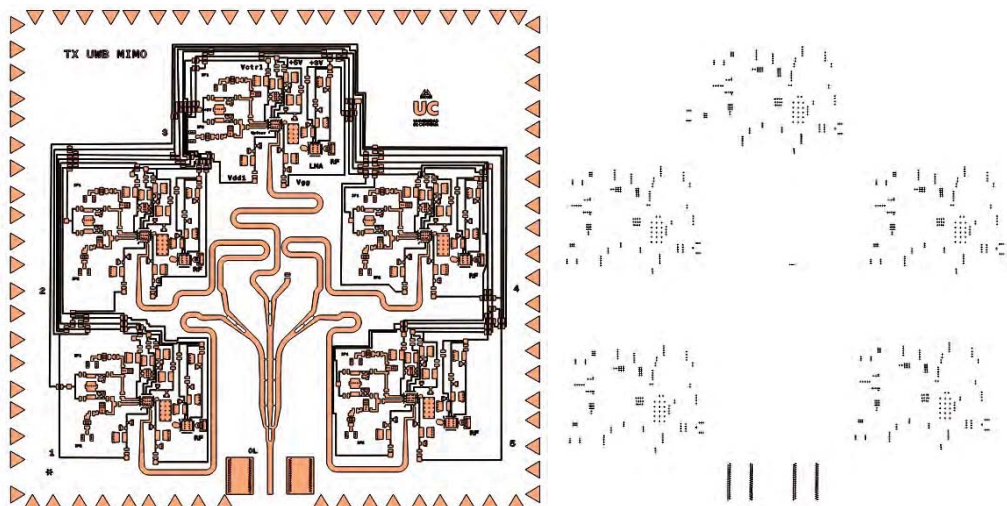


Ilustración 86 Comparación Entre Capa Cond y Hole

A la izquierda se puede apreciar la capa *cond* y a la derecha la capa correspondiente a los *hole*, las tomas de tierra. Este archivo es procesado por el software del robot que realiza las perforaciones y el que se encarga de recortar las líneas de transmisión sobre el sustrato.



El resultado obtenido tras este proceso es el siguiente:

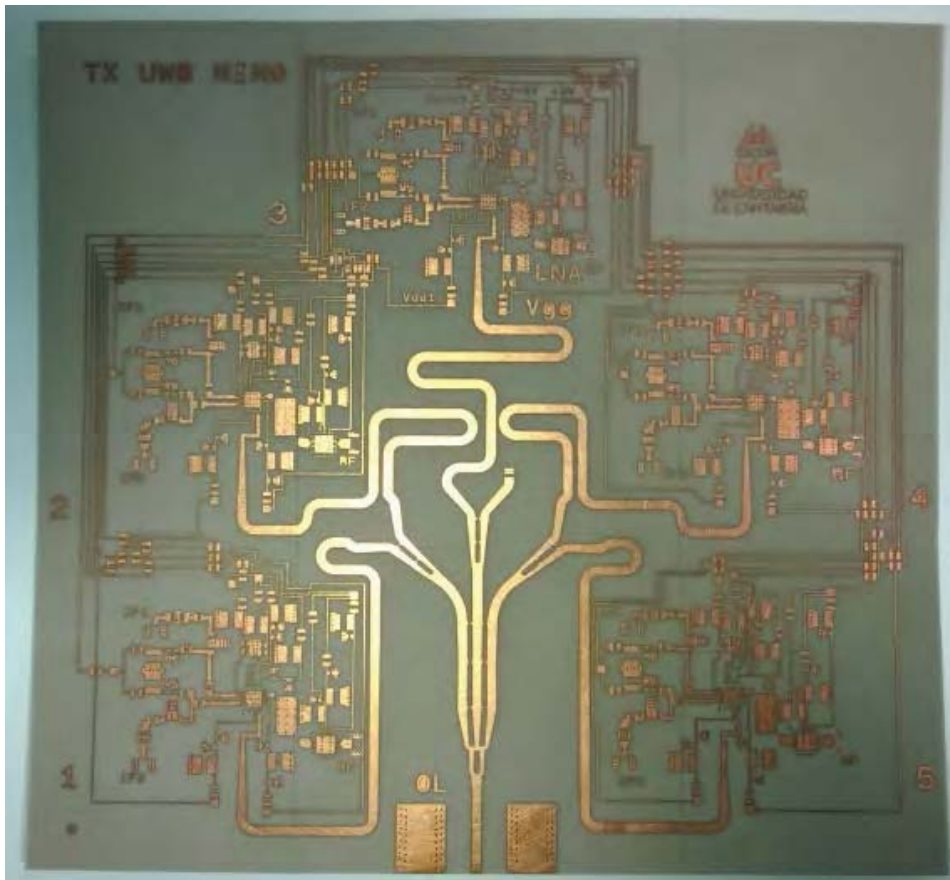


Ilustración 87 Placa Construida del Transmisor UWB MIMO

Una placa de 148x140 milímetros que se sujeta por sí sola, no necesita de ningún medio auxiliar, 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.



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 transmisor 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 el conjunto del transmisor UWB posee unos parámetros de ganancia torno a 47 dB para las bandas de frecuencia entre 6 GHz y 9 GHz en los que trabajamos, con unas potencias de salida 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 no ha sido tan sencillo como quintuplicar el número de salidas, sino que ha sido necesario que entre ellas exista un desfase adecuado y con 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 RF 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.

- Por último, una vez integrados los transmisores 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.

Se espera con optimismo conseguir que los resultados obtenidos tras la simulación del sistema completo, y basándonos en lo similares que fueron tanto la simulación como las medidas del sistema individual, sean muy parecidos a los que se obtendrán finalmente con las medidas del sistema completo.

2 Líneas de Futuro

El estado actual del transmisor UWB MIMO es el mostrado en la fotografía del Apartado 2.2 del Capítulo 3. Es decir, ya se ha construido la placa y el siguiente paso es montar los componentes en la misma.

En primer lugar se realizará un montaje en dos de los transmisores más alejados, los más problemáticos en cuanto a desfase, para realizar cuanto antes las medidas oportunas y notificar si hay errores. Del mismo modo se estudiarán sus ganancias y se compararán entre ambos para observar si hay diferencias notables. El siguiente paso será el montaje completo de todos los componentes y por tanto la posterior medida de ganancia, desfase y aislamiento de OL en todas las salidas, comparándolas entre sí y finalmente una optimización del circuito y corrección de posibles errores.

De todas formas, en los próximos meses se realizará un cambio en el diseño debido a que se ha de cambiar el sustrato por otro diferente ya que el utilizado se ha agotado. El realizar este diseño supondrá una gran ventaja al realizar el cambio, ya que serán poco costosos, prácticamente todos referidos a las anchuras y longitudes de las líneas de transmisión en la zona de alta frecuencia, OL y RF.

El objetivo de este trabajo 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 departamento) se han logrado.





FIN DEL TRABAJO DE FIN DE GRADO
CARLOS HIDALGO GARCÍA