

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera

**Integración y caracterización de
convertor/receptor en tecnología BiCMOS
para aplicaciones UWB**

**(Integration and characterization of
converter/receiver in BiCMOS technology for
UWB applications)**

Para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Iciar Martínez Terán

Julio - 2015



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

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: Iciar Martínez Terán

Director del PFC: Amparo Herrera Guardado

Título: “Integración y caracterización de conversor/receptor en tecnología BiCMOS para aplicaciones UWB”

Title: “Integration and characterization of converter/receiver in BiCMOS technology for UWB applications”

Presentado a examen el día: 29-julio-2015

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): García García, Jose Angel

Secretario (Apellidos, Nombre): Herrera Guardado, Amparo

Vocal (Apellidos, Nombre): Ramírez Terán, Franco Ariel

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

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

Vº Bº del Subdirector

Proyecto Fin de Carrera N°
(a asignar por Secretaría)

Agradecimientos

En primer lugar me gustaría agradecer a mi directora de proyecto, Amparo Herrera, por su tiempo y ayuda imprescindibles para la realización de este trabajo.

A Laura Diego por su gran trabajo, previo al mío, y por invertir su tiempo en trasmitírmelo.

Quiero agradecer, sobre todo, a mis padres que son los que me han traído hasta dónde estoy hoy. También a mi hermano Raúl, porque la intención es lo que cuenta y siempre está dispuesto a ayudar.

No podría olvidarme de Jesús, porque siempre ha estado ahí, desde el primer momento, a mi lado durante toda la carrera. Y porque sin sus ánimos y su apoyo no habría podido llegar hasta aquí. ¡Gracias!

A mis compañeros durante toda la carrera por compartir este viaje tan importante.

También agradezco a aquellos que, en los últimos meses, me han animado a seguir y no me han dejado parar para que llegara este día

Iciar

Índice

1.	Introducción	1
1.1	Contexto	1
1.2	Objetivos del proyecto	2
1.3	Organización de la memoria	2
2.	Tecnología Ultra Wide-Band (UWB)	4
2.1	Introducción a UWB	4
2.2	Fundamentos de la tecnología	5
2.3	Esquemas de modulación	7
2.4	Regulación del espectro UWB	8
2.5	Ventajas y retos futuros de la tecnología	10
2.5.1	Ventajas:	10
2.5.2	Retos tecnológicos	10
2.6	Aplicaciones de UWB	11
3.	Trabajos previos	12
3.1	Introducción	12
3.1.1	Arquitectura del receptor inalámbrico	12
3.1.2	Tecnologías para el diseño MMIC	13
3.2	Balun	14
3.2.1	Diseño del balun	14
3.2.2	Polarización	15
3.3	Mezclador	16
3.3.1	Diseño del mezclador	16
3.3.2	Alimentación	18
3.3.3	Fuentes de corriente	18
3.3.4	Mezclador completo definitivo	21
4.	Diseño	22
4.1	Descripción del capítulo	22
4.2	Software de diseño y simulación	22
4.3	Consideraciones previas	22
4.3.1	Substrato utilizado	23
4.4	Balun: diseño y análisis de las líneas para montaje	24
4.4.1	Especificaciones del balun	25
4.4.2	Diseño inicial	26

4.4.3	Simulación ideal	26
4.4.4	Simulación del balun real	30
4.4.5	Mejoras y optimización	37
4.4.6	Simulación definitiva.....	40
4.4.7	Conclusiones del diseño del balun	44
4.5	Mezclador: diseño y análisis de las líneas para montaje.....	45
4.5.1	Especificaciones del mezclador	45
4.5.2	Diseño inicial	46
4.5.3	Simulación ideal	47
4.5.4	Simulación real del mezclador.....	51
4.5.5	Análisis de pérdidas de ganancia.....	56
4.5.6	Simulación definitiva.....	59
4.5.7	Conclusiones del diseño del mezclador	62
5.	Montaje del circuito.....	63
5.1	Introducción.....	63
5.2	Generación del layout y los archivos para impresión.	64
5.3	Soldadura de los bondings, DICAPs y los chips.....	65
5.3.1	Imágenes del montaje del balun.....	66
5.3.2	Imágenes del montaje del mezclador.	67
5.3.3	Caja completa con los circuitos	68
5.4	Medida y análisis de problemas surgidos.....	68
6.	Conclusiones y líneas futuras.....	70
6.1	Conclusiones.....	70
6.2	Líneas futuras.....	71
Anexo		72
a)	Balun simulación electromagnética	72
b)	Balun layout.....	73
c)	Mezclador simulación electromagnética.....	74
d)	Mezclador layout	75
Bibliografía		76

Índice de Figuras

Figura 2-1 Cronología de los sistemas UWB	4
Figura 2-2 Comparativa entre tecnologías Wireless	5
Figura 2-3 Definición de ancho de banda fraccional	5
Figura 2-4 Ancho de Banda UWB.....	6
Figura 2-5 Comparativa de anchos de banda de diferentes señales	6
Figura 2-6 Densidad espectral de la señal UWB.....	7
Figura 2-7 Transformada de Fourier	7
Figura 2-8 Técnicas de acceso al medio para UWB	7
Figura 2-9 Comparativa entre espectros de distintas tecnologías	8
Figura 2-10 Límites de emisión de señales UWB en EEUU	9
Figura 2-11 Límites de emisión de señales UWB en Europa	9
Figura 2-12 Aplicaciones WPAN de la tecnología UWB	11
Figura 3-1 Arquitectura del receptor superheterodino	12
Figura 3-2 Diagrama de bloques del receptor UWB	13
Figura 3-3 Esquema de puertos del Balun.....	14
Figura 3-4 Esquema simplificado del balun activo	14
Figura 3-5 Esquemático del balun con componentes reales.....	15
Figura 3-6 Diseño del mezclador en doble celda balanceada de Gilbert	17
Figura 3-7 Espejo de corriente cascode (a), Wilson (b) y Wilson modificado (c)	19
Figura 3-8 Esquemático del espejo de corriente de tipo cascode.....	19
Figura 3-9 Diseño de espejo de corriente en cascode con dos salidas	20
Figura 3-10 Esquemático completo del mezclador	21
Figura 4-1 Dimensiones de la caja para encapsulado.....	23
Figura 4-2 Substrato Cuclad.....	23
Figura 4-3 Propiedades del substrato Cuclad.....	24
Figura 4-4 Cálculo del ancho de línea con Linecalc	24
Figura 4-5 Layout del balun completo.....	25
Figura 4-6 Diseño previo de las líneas para el balun	26

Figura 4-7 Esquemático para la simulación ideal del balun	27
Figura 4-8 Simulaciones en balance armónico y parámetros-s	27
Figura 4-9 Potencia a la salida de Rf _{out} (rojo) y Rf _{outN} (azul).....	28
Figura 4-10 Simulación ideal de parámetros-s en la banda de 0-30 Ghz (izda) y de 3-11Ghz (dcha) para las salidas Rf _{out} (azul) y Rf _{outN} (rojo)	29
Figura 4-11 Adaptación ideal a la salida Rf _{out} (azul) y Rf _{outN} (rojo).....	30
Figura 4-12 Esquemático para simulación electromagnética del balun.....	31
Figura 4-13 Subcircuito de la simulación electromagnética del balun.....	31
Figura 4-14 Simulaciones para análisis real del balun	32
Figura 4-15 Diseño (izda) y parámetros (dcha) del Bonding para el Balun	32
Figura 4-16 Potencia a la salida del balun con simulación real de Out1 (rojo) y Out2, salida negada, (azul).	33
Figura 4-17 Esquemático de la conexión correcta en la rama Out2 del Balun.....	33
Figura 4-18 Esquema de la conexión real en la rama Out2 del Balun.....	34
Figura 4-19 Gráfica de la potencia de señal a la salida tras la simulación real (Rf _{out} en rojo y Rf _{outN} en azul)	35
Figura 4-20 Simulación real de parámetros-s en la banda de 0-30 Ghz (izda) y de 3-11Ghz (dcha) para las salidas Rf _{out} (azul) y Rf _{outN} (rojo)	36
Figura 4-21 Adaptación a la salida para la simulación real del balun.....	37
Figura 4-22 Esquema de un DICAP	38
Figura 4-23 Colocación de los DICAPs.....	38
Figura 4-24 Simulación de la señal a la salida tras añadir DICAPs.....	39
Figura 4-25 Adaptación en cuatro etapas a la salida.....	39
Figura 4-26 Optimización para adaptación a la salida.....	39
Figura 4-27 Valores obtenidos tras la optimización del balun	40
Figura 4-28 Señal obtenida tras la optimización del balun: Rf _{out} (rojo) y Rf _{outN} (azul)	40
Figura 4-29 Esquemático de la simulación electromagnética de las líneas de transmisión del balun	41
Figura 4-30 Potencia de señal a la salida con simulación definitiva del balun, Rf _{out} (rojo) y Rf _{outN} (azul).....	41

Figura 4-31 Comparación entre el la simulación ideal del balun (izda) y de éste antes de realizar las mejoras de adaptación y DICAPs.....	42
Figura 4-32 Ganancia definitiva del balun, de 0-30 Ghz (izda) y de 3-11 Ghz (dcha), con salida 1 en rojo y salida 2 (negada) en azul	43
Figura 4-33 Comparación de la adaptación a la salida definitiva del Balun (izda) con la simulación ideal (dcha)	44
Figura 4-34 Layout del mezclador completo	45
Figura 4-35 Diseño previo de las líneas para el mezclador	46
Figura 4-36 Esquemático para la simulación ideal del mezclador	47
Figura 4-37 Gráfica de la potencia de señal a la salida tras la simulación real (Rfout en rojo y RfoutN en azul), izda, comparada con la simulación ideal, dcha	48
Figura 4-38 Simulación ideal en balance armónico del mezclador para Pol = -10 dBm (izda) y Pol = 0 dBm (dcha)	49
Figura 4-39 Simulación ideal de parámetros-s del mezclador para Pol = -10 dBm (izda) y Pol = 0 dBm (dcha)	50
Figura 4-40 Esquemático para simulación electromagnética del mezclador	51
Figura 4-41 Subcircuito de la simulación electromagnética del mezclador	52
Figura 4-42 Simulaciones balance armónico y parámetros-s para la simulación real del mezclador	52
Figura 4-43 Diseño (izda) y parámetros (dcha) del Bonding para el mezclador	53
Figura 4-44 Simulación en balance armónico del mezclador real para Pol = -10dBm (izda) y Pol = 0 dBm (dcha).....	53
Figura 4-45 Simulación en parámetros-s del mezclador real para Pol= -10 dBm (izda) y Pol = 0 dBm (dcha).....	55
Figura 4-46 Esquemático del espejo de corriente para el mezclador con las conexiones correctas.....	57
Figura 4-47 Conexiones del espejo de corriente en el esquemático de la simulación electromagnética.....	57
Figura 4-48 Detalle de las conexiones incorrectas de los transistores del espejo de corriente del mezclador	58

Figura 4-49 Esquemático de la simulación electromagnética de las líneas de transmisión del mezclador	59
Figura 4-50 Ganancia obtenida de la simulación en balance armónico del mezclador definitivo para Pol = -10 dBm	60
Figura 4-51 Ganancia obtenida de la simulación en balance armónico del mezclador definitivo para Pol = 0 dBm	61
Figura 5-1 Imagen de los chips de los componentes del receptor UWB (balun y mezclador) .	63
Figura 5-2 Dimensiones de la caja de encapsulado del circuito	63
Figura 5-3 Layout final para el montaje conjunto de balun y mezclador.	64
Figura 5-4 Imagen del circuito impreso con las líneas de transmisión para el balun y el mezclador	64
Figura 5-5 Esquemas de conexiones del balun y el mezclador para realizar las soldaduras de los bondings.....	65
Figura 5-6 Imagen del balun a través del microscopio	66
Figura 5-7 Imagen en detalle del balun a través del microscopio incluyendo medidas significativas.....	66
Figura 5-8 Imagen del mezclador a través del microscopio	67
Figura 5-9 Imagen en detalle del mezclador a través del microscopio incluyendo medidas significativas.....	67
Figura 5-10 Imagen tomada del circuito completo con encapsulación, cables de alimentación, etc.	68
Figura 5-11 Imagen del analizador de redes de Agilent Technologies	68
Figura 5-12 Imagen en detalle de la soldadura de los bondings	69

Índice de Tablas

Tabla 3-1 Tabla de parámetros finales del mezclador.....	18
Tabla 3-2 Tabla de valores para la alimentación del mezclador	18
Tabla 4-1 Desfase entre las dos salidas del balun (Rfout y RfoutN)	28
Tabla 4-2 Tabla representativa de la ganancia ideal de Rfout, $\text{dB}(S(2,1))$, y RfoutN, $\text{dB}(S(2,1))$	30
Tabla 4-3 Tabla de valores de ganancias definitivas del Balun.....	43
Tabla 4-4 Tabla de ganancias de la simulación real del balun.....	36
Tabla 4-5 Valores de las potencias en cada una de las ramas del mezclador (Rf, IF, OL) obtenidos en la simulación ideal	50
Tabla 4-6 Tabla de la ganancia obtenida con la simulación en balance armónico del mezclador real para Pol = -10 dBm	54
Tabla 4-7 Tabla de la ganancia obtenida con la simulación en parámetros-s del mezclador real para Pol = -10 dBm	56
Tabla 4-8 Potencia en cada una de las ramas del mezclador para la simulación completa para Pol = -10 dBm.....	60
Tabla 4-9 Potencia en cada una de las ramas del mezclador para la simulación completa para Pol = 0 dBm.....	61

Lista de Acrónimos

ADS	Advanced Design System
BiCMOS	Bipolar Complementary Metal-Oxide-Semiconductor
BJT	Bipolar Junction Transistor
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CEPT	Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications.
dB	Decibelio
dBm	Decibelio-milivatio
DC	Direct Current (Corriente Continua)
Dcha	Derecha
DICAP:	Dielectric Laboratories Di-cap Capacitor
DICOM	Departamento de Ingeniería de Comunicaciones
EIRP	Equivalent Isotropic Radiated Power (Potencia Isotrópica Radiada Equivalente).
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Federal Communications Commission
Fol	Frecuencia de Oscilador Local
Ghz	Giga Herzios
GPR	Ground-penetrating radar
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IF	Intermediate Frequency
Izq	Izquierda
LNA	Low Noise Amplifier
Mbits	Megabits
Mbps	Megabits por segundo
Mhz	Mega Herzios
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuits
OL	Oscilador Local
OOK	On-Off Keying

PAM	Pulse Amplitud Modulation
PAN	Personal Area Network
Pif	Potencia de Frecuencia Intermedia
Pol	Potencia de Oscilador Local
PPM	Pulse-Position Modulation
PRf	Potencia de Radiofrecuencia
PTFE:	Politetrafluoroetileno.
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RF	Radiofrecuencia
USB	Universal Serial Bus
UWB	Ultra Wide Band (Banda Ultra-Ancha)
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

1. Introducción

Este documento constituye la memoria del Proyecto Fin de Carrera para la integración y caracterización de un sistema conversor que actúe como receptor descendente I/Q en tecnología monolítica BiCMOS para aplicaciones de ultra banda-ancha en comunicaciones inalámbricas.

Dicho proyecto parte de un diseño y fabricación previos de los componentes del receptor realizados en trabajos anteriores y que supondrán la base para el montaje y caracterización del receptor/conversor [1].

El trabajo ha sido llevado a cabo con el Grupo de Ingeniería de Microondas y Sistemas de Radiocomunicación del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones (DICOM) de la Universidad de Cantabria.

1.1 Contexto

El de las telecomunicaciones es uno de los sectores con mayor competitividad y de los que más avances proponen en tiempos más reducidos. Es por eso que las tecnologías deben estar en constante evolución y adaptarse a las exigencias de un mercado que cada vez pide más y mejor.

En este ámbito, las tecnologías inalámbricas son las que están experimentando un mayor incremento en la demanda. Los dispositivos han aumentado en complejidad y sofisticación en sus circuitos y han mejorado notablemente su rendimiento. Así mismo, son los propios usuarios los que reclaman cada vez mayores prestaciones a terminales que han de ser de reducido tamaño y bajo consumo.

La tecnología MMIC permite, en el ámbito de las microondas y RF, integrar en un mismo chip de tamaño reducido todos los elementos básicos para el montaje de sistemas. Ésta es la tecnología que utilizan los componentes del receptor que se van a emplear adecuando la topología a la misma.

En este contexto surge la Ultra Wide Band (UWB), una tecnología inalámbrica en el rango de las PAN (Personal Area Network) cuya principal característica es, tal y como su nombre indica, su gran ancho de banda que permite tasas de transmisión de hasta 480 Mbits/s. Además presenta algunas ventajas como su bajo coste y alto rendimiento en consumo que la hacen especialmente atractiva.

Su principal desventaja, un alcance de sólo unas decenas de metros, es la que lo restringe a la transmisión de datos en redes de tipo personal.

Por todo esto es una tecnología especialmente adecuada para transferencia de datos entre dispositivos, para conectividad de periféricos o como alternativa 'Wireless' al USB.

1.2 Objetivos del proyecto.

El objetivo principal del proyecto es caracterizar adecuadamente el comportamiento de los componentes necesarios para el montaje de un conversor o receptor para aplicaciones de Ultra Banda Ancha (UWB) y comparar los resultados con los esperados de las simulaciones previas a la fabricación.

En concreto se van a analizar un balun y un mezclador doblemente balanceado en la banda superior de la tecnología UWB, 6-9 Ghz.

En una primera fase se analizarán por separado, diseñando las placas con líneas de transmisión que garanticen la adaptación del circuito y no afecten negativamente a sus características ni funciones y que permitan realizar las medidas requeridas.

La última fase, y el objetivo final, es integrar todo el sistema receptor en un mismo chip y observar los resultados que aporte.

Para todo esto se parte de un trabajo previo [1], realizado también en el grupo de Microondas y Sistemas de Radiocomunicación del departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria. Dicho trabajo, enmarcado en la realización de un proyecto Fin de Máster, consistía en el diseño de un conversor para UWB con tecnología BiCMOS. El proyecto finalizó con la fabricación de los chips que contenían los componentes para dicho conversor: balun y mezclador.

Estos circuitos son los que se van a caracterizar y cuyos resultados se compararán con lo obtenido finalmente tras la encapsulación y las medidas.

1.3 Organización de la memoria

El presente Proyecto Fin de Carrera se divide en 6 capítulos principales:

- El primer capítulo es una descripción de los objetivos y el contexto del trabajo y supone una introducción al mismo.
- En el segundo capítulo se presenta una descripción detallada de la tecnología *Ultra Wide Band (UWB)* y los conceptos teóricos necesarios para la realización del Proyecto. Se exponen también las ventajas y aplicaciones de esta tecnología.

- El tercer capítulo es una exposición de los trabajos de diseños previos de los cuales parte el presente trabajo y cuya explicación resulta imprescindible para comprender lo desarrollado en el mismo y los resultados obtenidos.
- Los capítulos 4 y 5 suponen la parte práctica del Proyecto, en la que se exponen los diseños realizados y las conclusiones obtenidos de éstos. El capítulo 4 es la descripción del diseño de las líneas de transmisión para la integración del receptor y su análisis en simulación. El capítulo 5 es la descripción del proceso del montaje físico y los problemas surgidos a la hora de la caracterización del circuito.

2. Tecnología Ultra Wide-Band (UWB)

2.1 Introducción a UWB

Actualmente, la tecnología inalámbrica más utilizada en redes de área personal (PAN) es Bluetooth (IEEE 802.15.1). Además, dentro de las redes de corto alcance está WIFI (IEEE 802.11) que quizá sea la más extendida. Ambas fueron concebidas con el objetivo de conectar dispositivos a cortas distancias prescindiendo de hilos. La baja velocidad de transmisión y la seguridad son, sin embargo, las principales desventajas que limitan a estas tecnologías [2].

Ultra Wide-Band (UWB), conocido como Ultra Banda-Ancha en castellano, nace para eliminar esas deficiencias y mejorar, sobre todo, en velocidad de transmisión. Si bien esta tecnología ya existía previamente, no es hasta los años 60 cuando se comienza a desarrollar en ámbitos militares de los Estados Unidos. El primer receptor de UWB fue patentado en el año 1973. Fue, de hecho, en el Departamento de Defensa de los Estados Unidos donde se utilizó por primera vez la denominación Ultra Wide-Band (1989) puesto que hasta entonces se lo había conocido como Baseband (Banda base) o Carrier-free (Sin portadora) [3]. En 2002 la FCC regularizó por primera vez los sistemas inalámbricos basados en UWB [3].

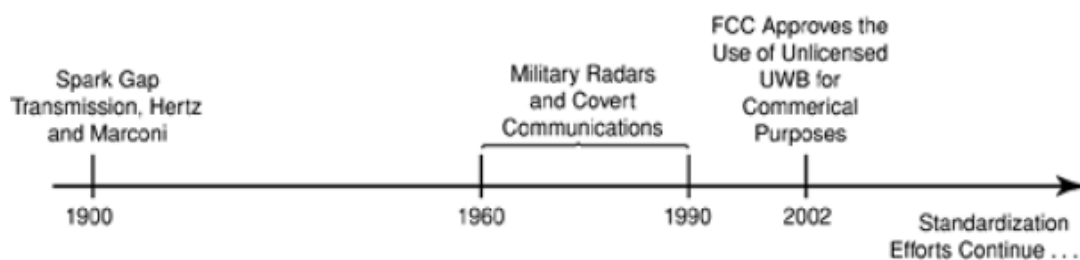


Figura 2-1 Cronología de los sistemas UWB

Se trata, por tanto, de una tecnología con suficiente recorrido y que ha probado su utilidad para aplicarse a los nuevos mercados inalámbricos. Además, si bien al principio su precio era elevado, los costes de los equipos de UWB se han visto notablemente reducidos gracias a la implementación de circuitos integrados, convirtiéndola en una tecnología barata.

Los estándares fijan las capacidades de los sistemas UWB en función de la distancia entre transmisor y receptor entre los 100 y los 500 Mbps (los límites teóricos establecidos por la fórmula de Shannon están por encima de 200 Mbps), y de hecho ya se han documentado sistemas reales con que alcanzan este máximo. Estos datos son entre 500 veces la velocidad de las comunicaciones Bluetooth y sobre 50 veces la velocidad del WI-FI. En la **Figura 2-2** se muestra una comparativa entre diferentes tecnologías *Wireless* analizando velocidad y alcance de las mismas [4]

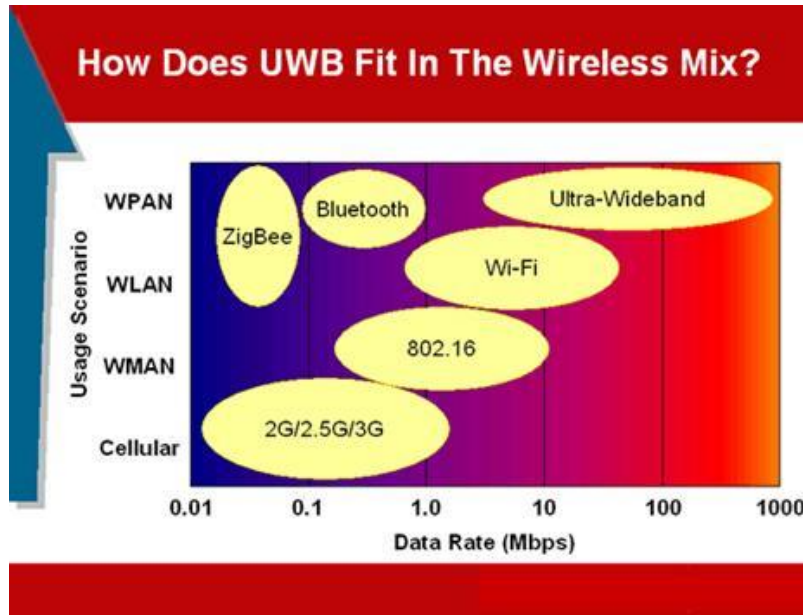


Figura 2-2 Comparativa entre tecnologías Wireless

Es importante tener en cuenta también que el éxito de una tecnología viene fuertemente condicionado por el espectro radioeléctrico que las autoridades reguladoras le asignen. En ese sentido fue la FCC, principal organismo de estandarización de EEUU, el que estipuló que los sistemas de UWB deben funcionar con un ancho de banda a -10 dB en el interior del margen de frecuencias que se extiende desde los 3,1 GHz hasta los 10,6 GHz, con una densidad espectral de potencia de emisión máxima de -41.3dBm/MHz [5], aunque en Europa ésta se ha limitado.

2.2 Fundamentos de la tecnología.

La FCC define el sistema UWB como cualquier sistema de comunicaciones inalámbricas aquellos que cumplen una de las dos características siguientes [6]:

- Que ocupe un ancho de banda fraccional superior o igual al 20%, $B_c/f_c \geq 20\%$ (El ancho fraccional viene definido según la **Figura 2-3**).

$$B_f = \frac{BW}{f_c} \times 100\% = \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l / 2} \times 100\% = \frac{2 \times (f_h - f_l)}{f_h + f_l} \times 100\%$$

Figura 2-3 Definición de ancho de banda fraccional.

- O bien ocupe más de 500 MHz de ancho de banda absoluto como muestran las **Figuras 2-4 y 2-5**.



Figura 2-4 Ancho de Banda UWB

UWB está basado en la transmisión de secuencias de pulsos muy estrechos y de baja potencia situados de forma precisa en el tiempo para obtener un espectro de banda ancha. Dicho espectro estará limitado en potencia de manera que no sea posible la interferencia con otros sistemas trabajando en el entorno del mismo rango de frecuencias.

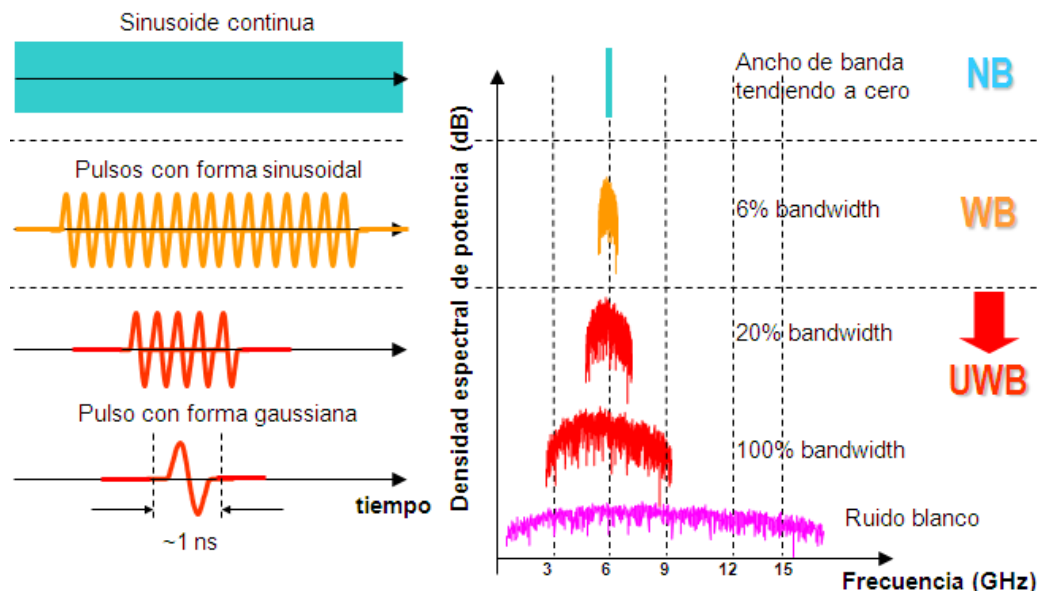


Figura 2-5 Comparativa de anchos de banda de diferentes señales

Los pulsos que utilizan los sistemas UWB no tienen portadora, son muy cortos o estrechos como ya se ha dicho anteriormente y con un ciclo útil inferior al 0.5%. Este bajo valor de ciclo útil, o duty cycle, es lo que permite ofrecer una potencia media de transmisión del orden de micro-Watios. El hecho de que los dispositivos UWB requieran tan baja potencia de transmisión supone una mayor duración de la vida útil en sistemas portátiles.

Esta corta duración de los pulsos hace que, debido a la proporcionalidad inversa entre tiempo y frecuencia, UWB extienda su energía por un gran rango

de frecuencias (desde casi DC hasta giga-Hertzios) con una Densidad Espectral de potencia baja como observamos en la **Figura 2-6**:

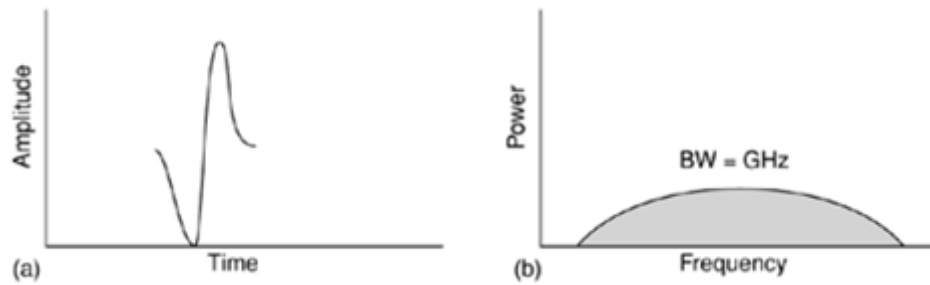


Figura 2-6 Densidad espectral de la señal UWB

Este gran ancho de banda instantáneo proviene de la propiedad de escalado en el tiempo de la transformada de Fourier:

$$x(at) \leftrightarrow \frac{1}{|a|} X\left(\frac{f}{a}\right)$$

Figura 2-7 Transformada de Fourier

2.3 Esquemas de modulación

En los sistemas UWB se utilizan varios tipos de esquemas de modulación en banda base con señales ortogonales y antipodales como:

- PPM (Pulse-Position Modulation).
- PAM (Pulse Amplitud Modulation).
- OOK (On-Off Keying),
- Bi-Phase Modulation.
- BPSK (Binary Phase Shift Keying) o QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying) que transmiten varios bits por símbolo.

Las técnicas de acceso al medio diferencian entre dos tipos de sistemas UWB, dependiendo de cómo sean las señales a transmitir: sistemas *impulse radio*, con pulsos sin portadora como se ha descrito previamente en este apartado; o sistemas *multi-band* con portadoras como los sistemas de radio convencionales [9]. En la **Figura 2-8** se pueden observar las diferentes técnicas de acceso al medio en función de esta diferenciación:

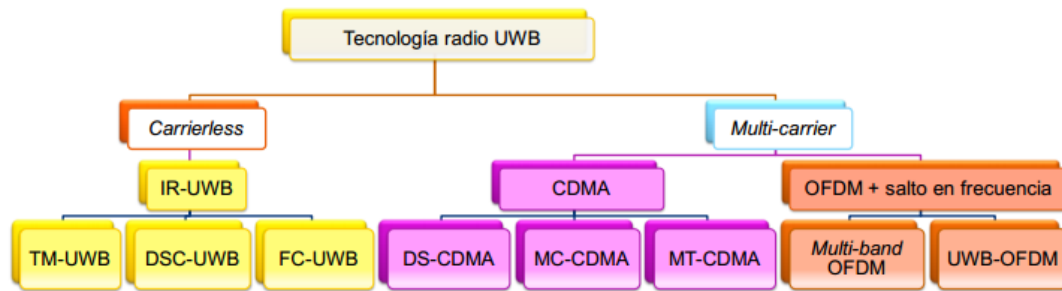


Figura 2-8 Técnicas de acceso al medio para UWB

2.4 Regulación del espectro UWB

Como ya se ha expresado antes, la norma propuesta por la FCC fue la que estableció en 2002 la regulación de los parámetros más importantes de la tecnología UWB, entre ellos el espectro disponible [5], [7] y [8]. En dicha regulación se establecen, principalmente, las dos condiciones expuestas previamente para considerar un sistema UWB y la limitación de la densidad espectral de potencia a -41.3dBm/MHz que permite el uso sin licencia del espectro.

El espectro de UWB está dividido en:

- El espectro principal, situado desde los 3,1 GHz hasta los 10,6 GHz,
- Un espectro residual inferior de 0 a 3,1 GHz.
- Un espectro residual superior, idealmente situado desde 10,6 GHz hasta el infinito.

En la **Figura 2-9** se muestra una comparativa entre el espectro de UWB y las tecnologías inalámbricas más extendidas:

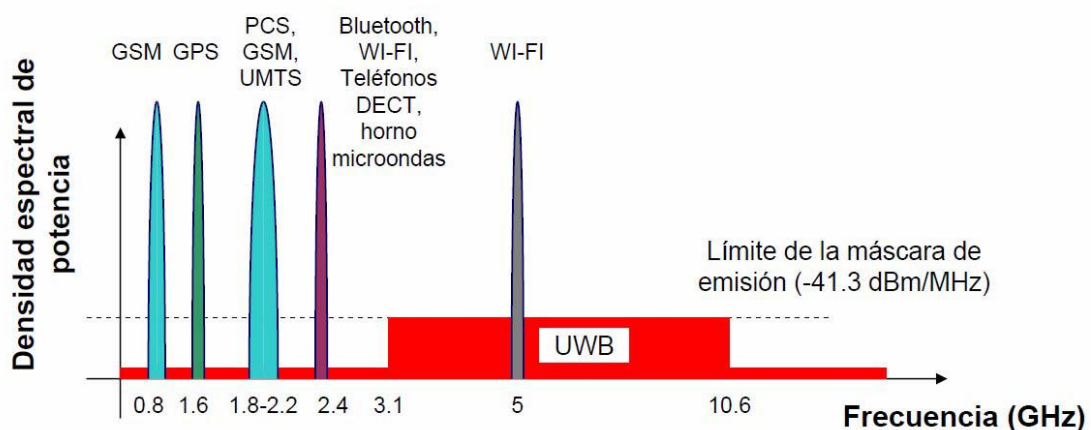


Figura 2-9 Comparativa entre espectros de distintas tecnologías

Los límites de las máscaras de emisión varían entre [10]:

- Estados Unidos: donde se establecen dos tipos de conexiones, *indoor* y *outdoor*, regulados por la FCC y que vemos en la **Figura 2-10**.

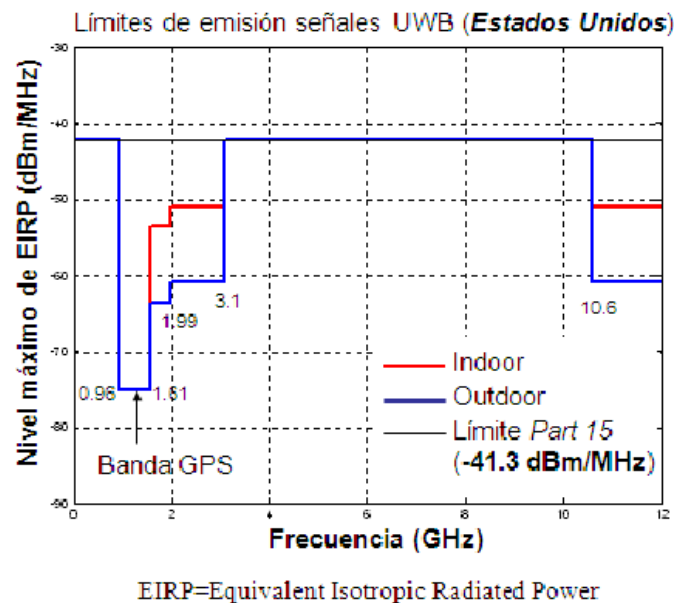


Figura 2-10 Límites de emisión de señales UWB en EEUU [11]

- Europa: donde los principales organismos reguladores de UWB son la ETSI y la CEPT, **Figura 2-11**.

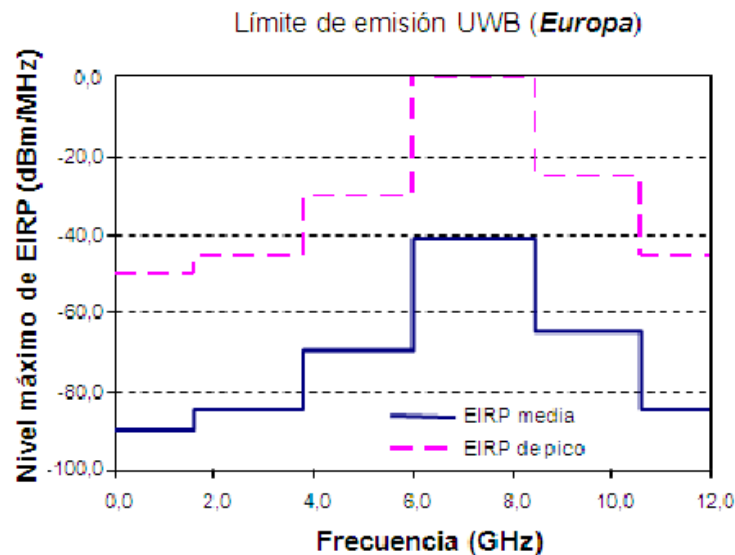


Figura 2-11 Límites de emisión de señales UWB en Europa [11]

Además de cumplir las limitaciones de potencia, los sistemas deben cumplir las siguientes condiciones [12]:

- Los sistemas deben aceptar cualquier interferencia recibida incluyendo aquellas que causen una operación indeseada. Esto implica que

aquellos aparatos que funcionen sin licencia deberán tener capacidad de coexistir en un ambiente inestable e incontrolado.

- Este dispositivo no debe causar interferencias dañinas, es decir, que obstruya, degrade o interrumpa cualquier otro servicio de comunicaciones vía radio.

2.5 Ventajas y retos futuros de la tecnología

La tecnología UWB presenta una serie de ventajas sobre otras tecnologías inalámbricas como son Bluetooth o Wifi. Sin embargo debe abordar una serie de retos tecnológicos para aumentar su competitividad.

2.5.1 Ventajas:

- Altas tasas de transmisión.
- Bajo consumo (como emisor radio).
- Baja potencia de transmisión, lo cual permite su uso en sistemas de baja probabilidad de interceptación y detección.
- Inmunidad a la propagación multicamino.
- Bajo coste de transmisores y receptores (se puede usar tecnología CMOS para implementar un dispositivo UWB radio) y alta productividad.

2.5.2 Retos tecnológicos.

- Generación y detección de pulsos de muy corta duración (orden de nanosegundos).
- Diseño de antenas con buena adaptación y eficiencia de radiación.
- Esquemas de modulación para explotar la banda UWB.

2.6 Aplicaciones de UWB

Las posibilidades de aplicación de esa tecnología son extensas y aún se encuentra en fase de expansión. En el ámbito civil, fue diseñada principalmente para su utilización en redes de tipo WPAN como ya se ha dicho previamente, es decir, para aplicarla a la electrónica del hogar o la oficina [2] (**Figura 2-12**):

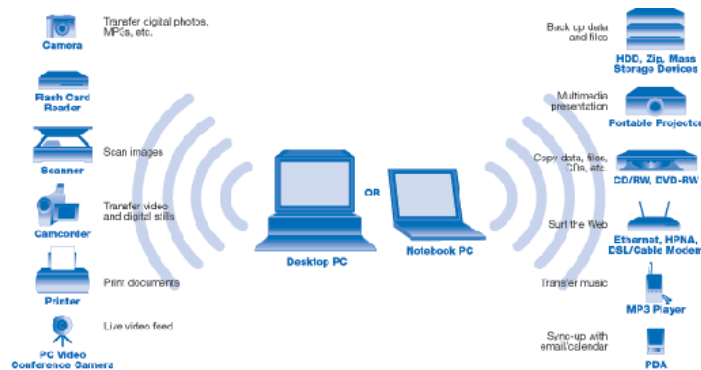


Figura 2-12 Aplicaciones WPAN de la tecnología UWB [13]

Sin embargo, hoy en día las aplicaciones se han expandido hacia muchos otros ámbitos [1] y [11]:

➤ Comunicaciones:

- Permitir conectividad WUSB (Wireless Universal Serial Bus) de gran velocidad (periféricos de ordenador, como escáneres, impresoras o dispositivos de almacenamiento externo).
- Sistemas Bluetooth de alta velocidad.
- Implementación de redes de área local Wireless (WLANs).

➤ Radar:

- Sistemas de localización geográfica.
- GPRs: georradars.
- Detección de minas terrestres.
- Rescate y localización de víctimas bajo tierra.

➤ Sistemas de sensado:

- Sensores de colisión y proximidad aplicables en vehículos.
- Telemetría.
- Monitorización de vehículos.

Estas son sólo una muestra de las posibilidades que ofrece UWB y que se irán ampliando con el desarrollo de la tecnología.

3.Trabajos previos

3.1Introducción.

Como ya se ha dicho previamente este trabajo se basa en el realizado previamente como Proyecto Fin de Máster: “Convertor integrado en tecnología BiCMOS para aplicaciones de UWB” [1] realizado también en el Grupo de Ingeniería de Microondas de la Universidad de Cantabria.

En este capítulo se trata de hacer una exposición de dicho trabajo con el objetivo de presentar la que es la base para el presente Proyecto Fin de Carrera. Sólo con esta explicación se podrá comprender este trabajo y analizar sus resultados.

Para ello se va a hacer hincapié en los diseños y configuraciones finales escogidos y aquellos datos que resulten necesarios para este trabajo.

Este capítulo, por tanto, está extraído de la referencia número [1] en la cual se puede ampliar toda la información referente a los diseños del balun y el mezclador.

3.1.1 Arquitectura del receptor inalámbrico.

Para el diseño del receptor se escogió la arquitectura denominada de baja IF (*low IF*) por encontrarla la más adecuada ya que aúna los beneficios del receptor superheterodino y el de conversión directa. Podemos observar dicha arquitectura en la **Figura 3-1**:

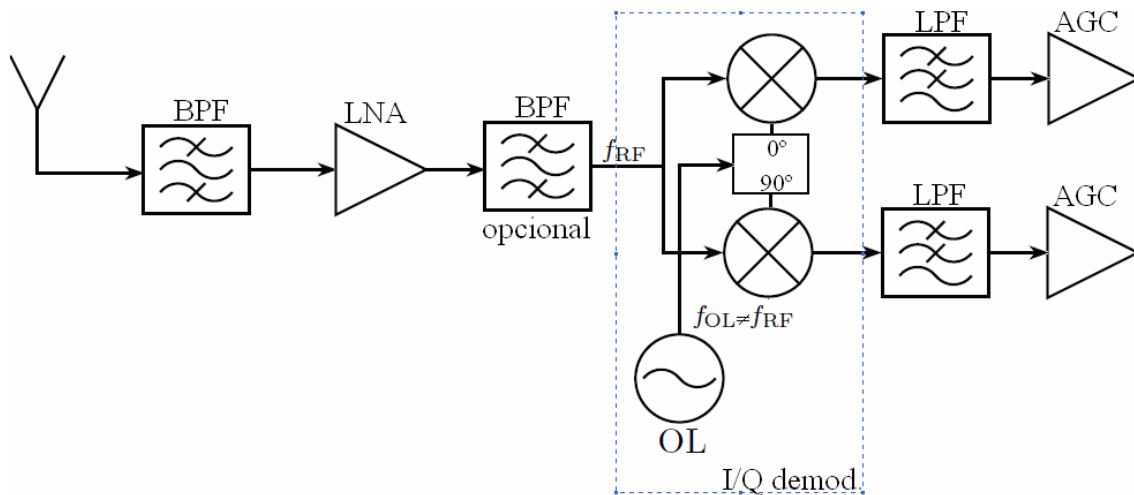


Figura 3-1 Arquitectura del receptor superheterodino [1]

En el presente proyecto, así como el predecesor sobre el que se expone en este capítulo, solamente se va a diseñar y caracterizar una de las ramas del demodulador con lo que el diagrama de bloques en el que se basará nuestro receptor es el que se observa en la **Figura 3-2**:

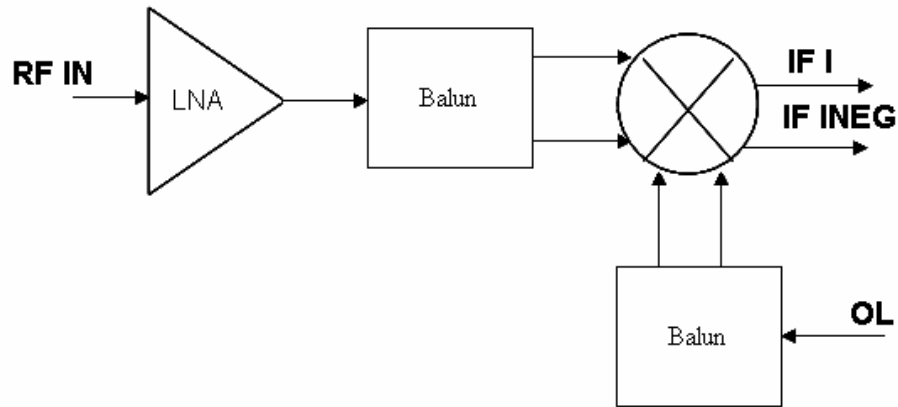


Figura 3-2 Diagrama de bloques del receptor UWB [1]

Pese a que originalmente el amplificador LNA (amplificador de bajo ruido) sí que fue diseñado posteriormente no fue fabricado por lo que en el presente proyecto se caracterizarán únicamente el mezclador y los baluns.

Por otro lado, y al ser dichos baluns simétricos, se fabricó únicamente uno de los dos, concretamente el de RF (situado en el diagrama entre el LNA y el mezclador). Éste se utilizará tanto en la entrada de RF como en la de OL puesto que ambas frecuencias serán prácticamente iguales por lo que las propiedades del balun serán adecuadas para ambas.

3.1.2 Tecnologías para el diseño MMIC

Los diseños tanto del balun como del mezclador fueron realizados en tecnología BiCMOS, concretamente utilizando el proceso SGB25V de IHP [14].

Esta librería proporciona cuatro niveles de metalización aunque existe una variante que mejora las prestaciones de los componentes pasivos que ofrece cinco niveles.

Además ofrece una serie de componentes (transistores, condensadores, bobinas, resistencias,...) con diversas características [1] que son los utilizados para diseñar el balun y el mezclador que se utilizará en el presente proyecto.

En este trabajo se presentarán directamente los resultados obtenidos una vez diseñados los componentes ya que el proceso de diseño constituye un trabajo previo que se puede consultar en la referencia número [1].

3.2 Balun

Un balun, palabra procedente del inglés *Balanced-Unbalanced*, es un dispositivo que convierte una señal no balanceada en dos señales balanceadas [15] (dos señales idénticas con polaridad invertida). Debido a que se trata de un dispositivo de topología bidireccional es posible utilizarlo de forma inversa, es decir, introducir dos señales balanceadas y convertirlas en una única señal no balanceada [16] y [17]. Esta última característica es la que permite utilizar en nuestro receptor el mismo balun para la entrada de R_f del mezclador y la de OL. En la **Figura 3-3** se pueden ver los esquemas del balun en las dos posiciones y la posición de sus puertos.

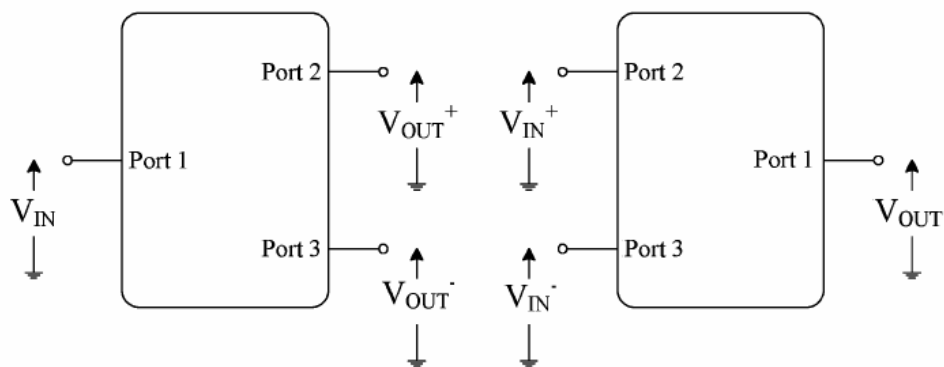


Figura 3-3 Esquema de puertos del Balun

3.2.1 Diseño del balun

Debido a las necesidades de sintonizar una gran banda de operación (de 6 a 9 GHz) y de integrar todo el diseño en un único chip se optó por un balun activo formado por un par diferencial de dos etapas, cuyo esquema simplificado vemos en la **Figura 3-4**, utilizando como fuentes de corriente espejos formados por transistores *BJT*.

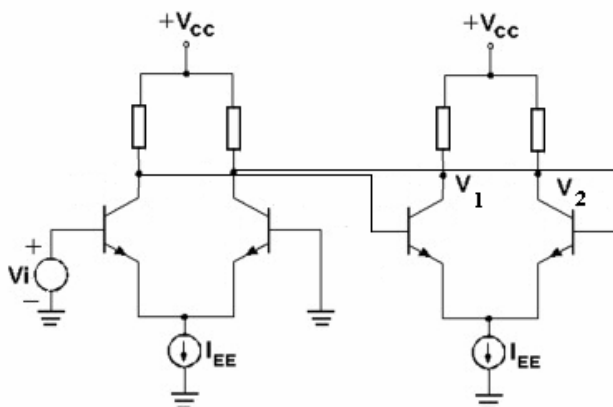


Figura 3-4 Esquema simplificado del balun activo

A continuación, en la **Figura 3-5**, se presenta el diseño esquemático del balun, con todos sus componentes reales:

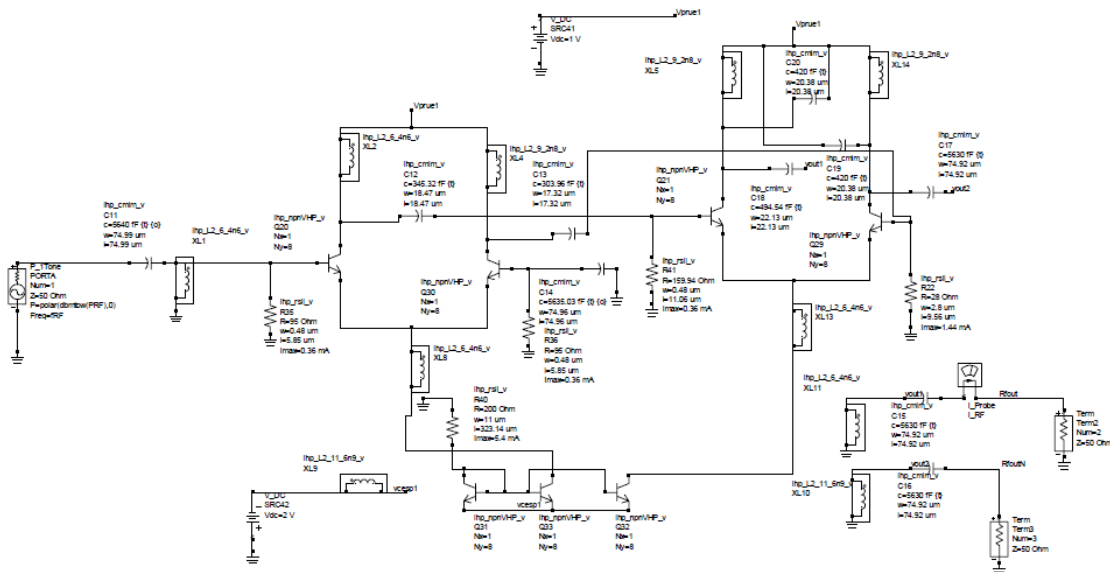


Figura 3-5 Esquemático del balun con componentes reales

En ella se pueden observar todos los componentes pertenecientes a la librería SGB25V. Observamos que se ha incluido un espejo de corriente para la correcta polarización, como se explicará en el próximo apartado y condensadores de desacoplo de continua entre las dos etapas.

3.2.2 Polarización

Para la polarización, como acabamos de comentar, se ha utilizado un espejo de corriente que sustituye a la fuente ideal y que aporta la corriente necesaria a los emisores de los transistores. La polarización en los colectores se aplica directamente con una fuente de tensión que se trata como ideal.

Las entradas de tensión quedan por tanto:

$$V_{cc1} = 1V$$

$$V_{cc2} = 2V$$

Siendo V_{cc2} la tensión que se introduce al espejo de corriente.

3.3 Mezclador

Un mezclador es un circuito no lineal (cuya relación tensión-corriente no se relaciona con un sistema lineal) que mezcla dos señales de entrada, a diferentes frecuencias, para generar una señal de salida con una tercera frecuencia distinta. Dicha frecuencia de salida será una combinación lineal de las dos de entrada, bien como una suma o una diferencia de éstas. Su uso más frecuente es precisamente el de conversor de frecuencias en sistemas de transmisión recepción.

En nuestro caso, el mezclador va a trabajar como un *down converter* situado en un receptor justo después de un amplificador de bajo ruido. Su misión será trasladar la frecuencia de radiofrecuencia (RF) recibida a la denominada frecuencia intermedia (IF). Para ello se mezclará la señal RF con una procedente de un oscilador local (OL):

- Frecuencia de entrada (RF): $f_{RF} = 6 - 9 \text{ Ghz}$
- Frecuencia de salida (IF): $f_{IF} = 1 \text{ Mhz}$
- Frecuencia de oscilador local (OL): $f_{OL} = f_{RF} + 1 \text{ Mhz}$

Al diseñar el mezclador lo que se tuvo en cuenta principalmente es que tuviera un buen comportamiento de salida en toda la banda de recepción (6 – 9 Ghz) así como una alta ganancia de conversión.

3.3.1 Diseño del mezclador

Debido a que los diseños de mezcladores pasivos presentan altas pérdidas y ruido elevado se escoge diseñar un mezclador activo que produce un bajo nivel de espurios y tienen una menor sensibilidad a las terminaciones de los puertos [18].

En cuanto a la topología el mezclador será de tipo *diferencial* debido a que éste presenta una serie de ventajas frente al denominado *single ended* como son: gran aislamiento entre puertos, alta linealidad, valores elevados de los puntos de intercepción de primer y segundo orden, eliminación de todos los productos pares de OL y RF, menor sensibilidad al ruido procedente de la fuente de alimentación,...

El diseño del mezclador se puede observar en la **Figura 3-6** y está configurado de forma doblemente balanceada en celda de Gilbert:

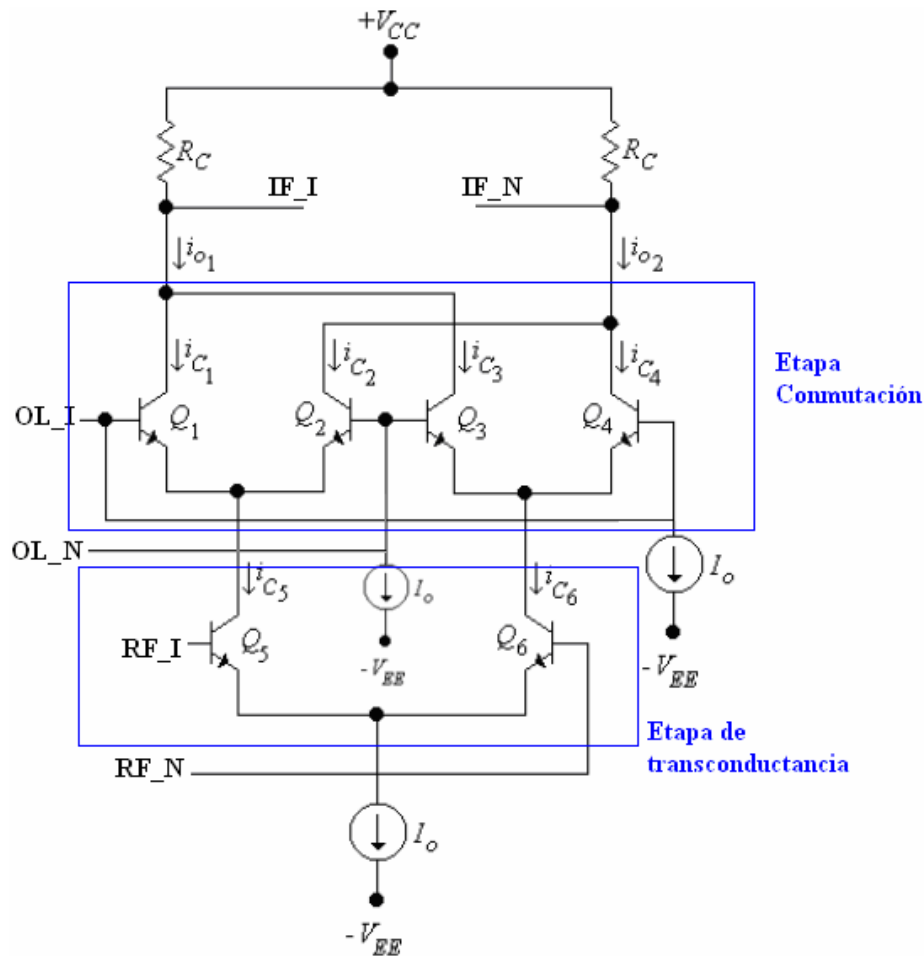


Figura 3-6 Diseño del mezclador en doble celda balanceada de Gilbert

En este esquema podemos observar las dos etapas en las que se divide el mezclador en celda de Gilbert:

- Etapa de transconductancia: transforma la señal en tensión de la entrada RF a una señal en corriente.
- Etapa de conmutación: supone el núcleo del mezclador y recibe las señales de la etapa de transconductancia que alimentan los transistores Q1-Q4/Q2-Q3.

La salida la obtenemos en forma de corriente y podrá ser convertida a tensión en el circuito de carga [19].

Para el diseño y posterior análisis del mezclador hay que tener en cuenta también las potencias de entrada es decir la potencia de RF y la potencia de OL. La primera nos viene impuesta por la salida del amplificador que se sitúa justo antes del mezclador, según el esquema del mezclador que ya se ha visto previamente, **PRF = -30 dBm** (lejos del punto de compresión 1dB). La potencia de OL se fija en un valor de **POL = -10 dBm**.

A continuación, es necesario optimizar todos los parámetros de los transistores para obtener el mejor comportamiento posible. Este proceso no es objeto del presente proyecto pero se puede consultar en la referencia número [1] en la que se basa este capítulo, como ya se ha dicho previamente, en la **Tabla 3-1** se muestra un resumen de los parámetros finales alcanzados y que serán los utilizados en el diseño así como de los resultados obtenidos con éstos:

Etapa	le (μm)	we (μm)	Nx	Ny
Conmutación	1.8	0.42	6	1
Transconductancia	2.5	0.42	7	2
Frecuencia	6GHz		9GHz	
Ganancia	21.156		18.563	
Desfase	-179.999		-180.001	

Tabla 3-1 Tabla de parámetros finales del mezclador.

3.3.2 Alimentación

Tras lograr los parámetros de los transistores más adecuados, es necesario optimizar también la alimentación de continua que proporcionarán, por un lado, la fuente de tensión y, por otro, las fuentes ideales de intensidad.

Los valores finales a utilizar se exponen en la **Tabla 3-2**:

Parámetro	Valor
Tensión de continua (Vdc)	4.2V
IbRF	152 μA
IbOL	98 μA

Tabla 3-2 Tabla de valores para la alimentación del mezclador

3.3.3 Fuentes de corriente

Para realizar la polarización en corriente del mezclador se opta por utilizar fuentes de corriente. Éstas presentan como principal ventaja una menor sensibilidad a variaciones de tensiones de polarización y temperatura.

La mejor forma para construir una fuente de corriente es mediante un espejo de corriente. Los espejos de corriente están formados por dos transistores idénticos cuya similitud o diferencia será la que determine la calidad de la fuente [20]. Se escogen para formar el espejo transistores de tipo MOSFET. Existen tres configuraciones típicas de espejo entre las que es necesario escoger la que mejor se adapte a la alimentación requerida en cada etapa del mezclador que podemos ver en la **Figura 3-7**:

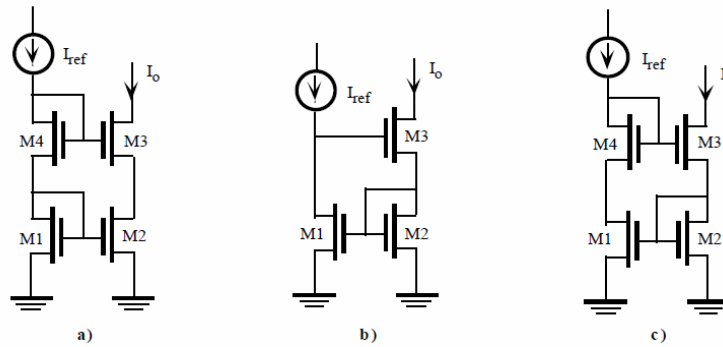


Figura 3-7 Espejo de corriente cascode (a), Wilson (b) y Wilson modificado (c)

A continuación, se van a presentar los espejos escogidos para cada una de las dos etapas. El estudio completo realizado para llegar a estos resultados se puede consultar en la referencia número [1].

○ **Etapas de transconductancia:**

En este caso será necesaria una fuente ideal que alimente la base de los dos transistores de la etapa de transconductancia con una intensidad de **152μA**.

Se elige finalmente el espejo de tipo cascode cuyo esquemático observamos en la **Figura 3-8**:

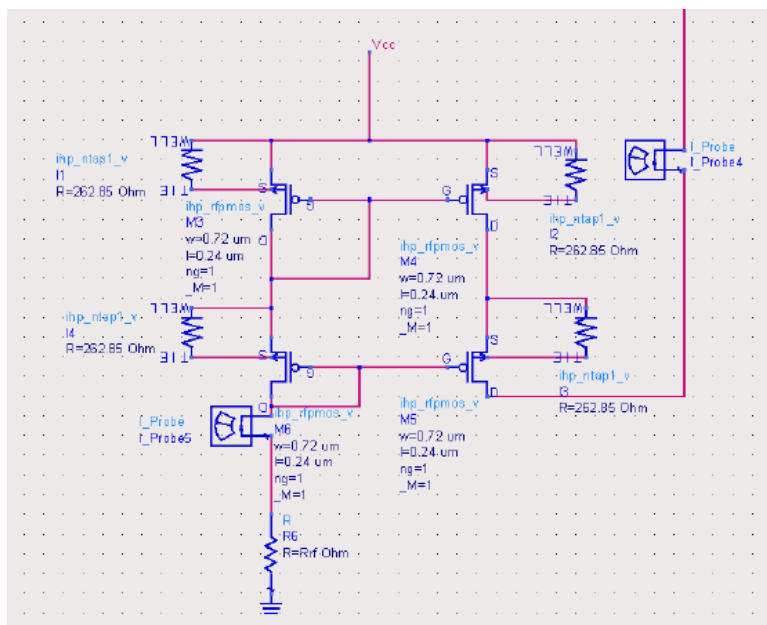


Figura 3-8 Esquemático del espejo de corriente de tipo cascode

La resistencia **Rrf** es la que marca el valor de intensidad que ofrece la fuente y en este caso su valor óptimo para obtener los 125μA es de **815Ω**.

- **Etapas de conmutación:**

En esta etapa, el espejo de corriente deberá alimentar la base de cuatro transistores con una intensidad de **98μA**.

Se utilizará de nuevo un espejo de tipo cascode que nos permite, utilizando dos nuevos transistores, replicar la salida para poder alimentar los cuatro transistores de la etapa de transconductancia. De esta manera, evitamos tener que utilizar dos espejos de corriente distintos. El diseño se puede ver en la **Figura 3-9**:

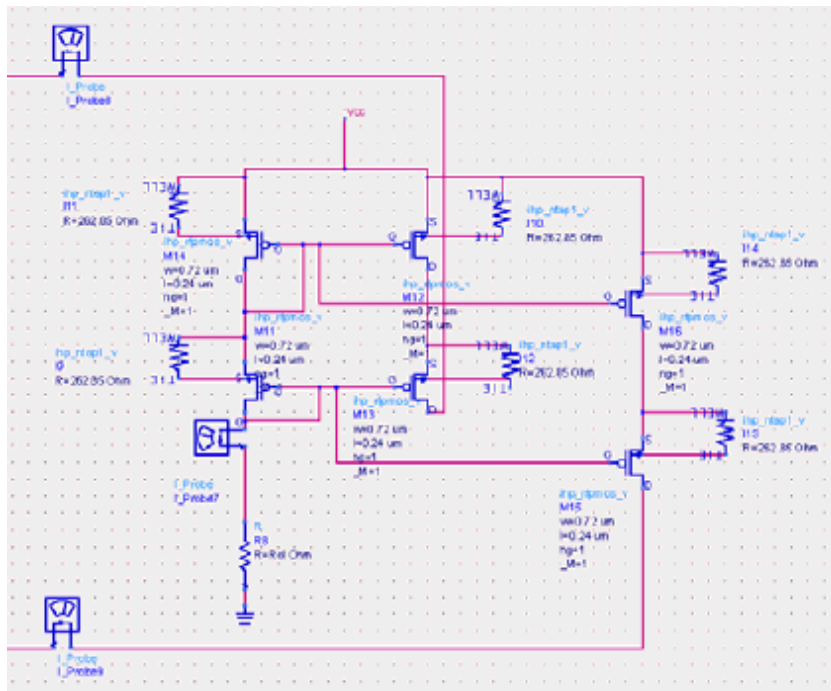


Figura 3-9 Diseño de espejo de corriente en cascodo con dos salidas

En este caso es la resistencia **R_{ol}** la que determina la salida de la fuente. Para que ésta aporte una intensidad de 98μA R_{ol} deberá tener un valor de **5.3KΩ**.

3.3.4 Mezclador completo definitivo

A continuación, en la **Figura 3-10**, se presenta el esquemático completo incluyendo los espejos de corriente diseñados previamente y la introducción de las señales tanto de RF como de OL:

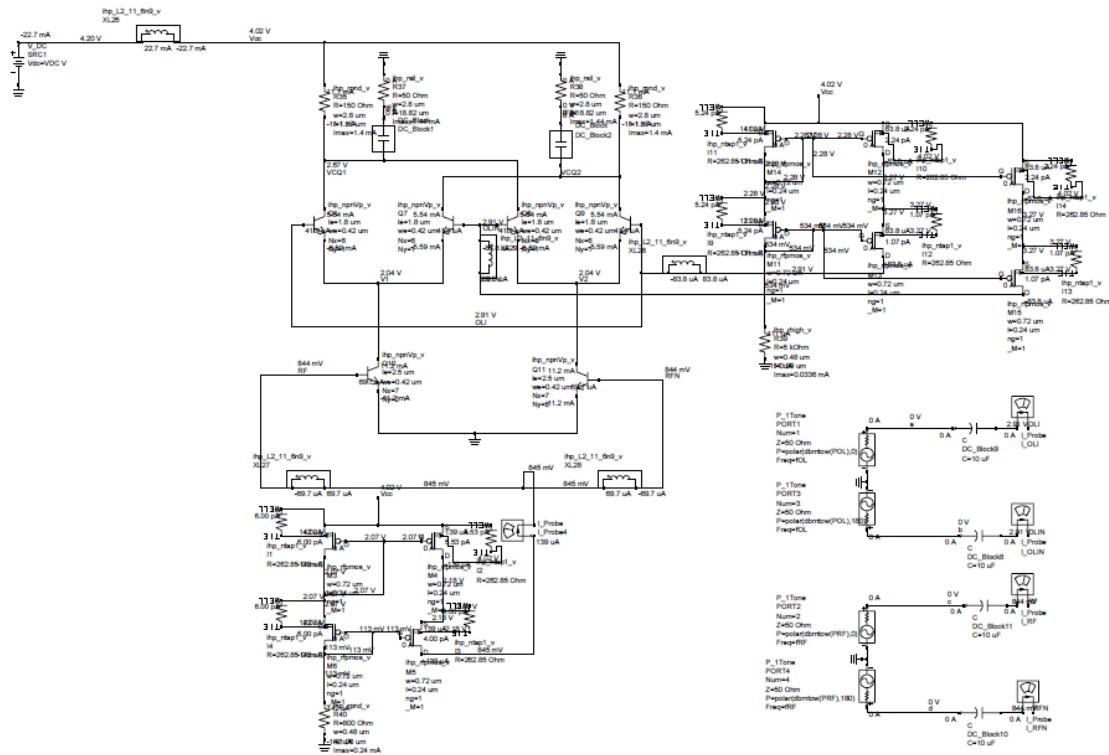


Figura 3-10 Esquemático completo del mezclador

4. Diseño

4.1 Descripción del capítulo

En este capítulo se describe el proceso de diseño de la placa con las líneas de transmisión de los dos componentes a analizar: balun y mezclador.

A continuación se expondrán las simulaciones realizadas sobre ese diseño analizando su impacto sobre el comportamiento de los chips para tratar de minimizarlo al máximo y lograr la mejor adaptación posible. El objetivo es que el diseño de la placa sea transparente al funcionamiento del componente.

4.2 Software de diseño y simulación

El software utilizado para el desarrollo del presente Proyecto Fin de Carrera es el 'Advanced Design System (ADS)'. Dicho software es un entorno de simulación de diseño para RF, microondas y aplicaciones digitales de alta velocidad desarrollado por Agilent Technologies [21]. En concreto la versión utilizada será la 2009 update 1.

Este programa permite diseñar tanto en formato de esquemático como de layout. Para ello utiliza librerías propias y también introducir las que proporcionen las distintas foundries. En este caso utilizaremos la librería SGB25V que nos proporciona la foundry IHP [14].

ADS posee también una herramienta denominada "Momentum" para realizar simulaciones electromagnéticas, lo que nos permitirá una simulación más precisa del comportamiento de los circuitos y de su impacto sobre los chips originales.

4.3 Consideraciones previas

En un primer momento se va a realizar el análisis por separado de los dos componentes, balun y mezclador.

Ambos los diseñaremos para montarlo en una caja con las siguientes dimensiones, **Figura 4-1**:

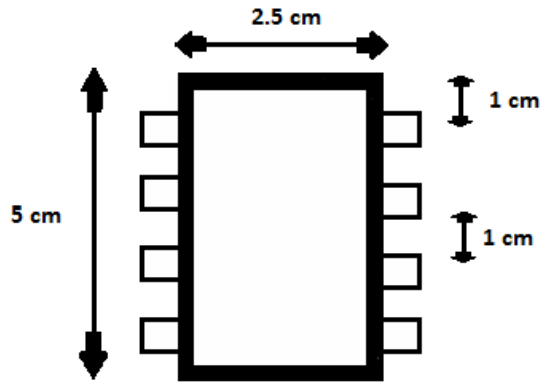


Figura 4-1 Dimensiones de la caja para encapsulado

Los 4 conectores superiores se destinarán al balun (los dos de la izquierda se utilizarán para entradas y los de la derecha para salidas) y los 4 inferiores al mezclador. Estos conectores serán de tipo SMA.

Se ha utilizado esta caja por ser un estándar típico usado en el Departamento de Ingeniería de comunicaciones para hacer prototipos.

Por último, para analizar el conjunto balun-mixer, ambos se podrían conectar directamente, con las salidas del balun conectadas a la entrada del mezclador.

4.3.1 Substrato utilizado.

Para el diseño de las líneas se va a utilizar el substrato CuClad [22] que se trata de un compuesto de fibra de vidrio y PTFE del fabricante ARLON [23]. En concreto se va a utilizar el formato CuClad 217 que consta de un bajo ratio fibra de vidrio/PTFE con lo que consigue una propagación más rápida y una relación señal/ruido más alta.

Las propiedades típicas de este substrato son:

$$\epsilon_r = 2,17$$

$$H = 254 \mu m$$

$$T = 17 \mu m$$

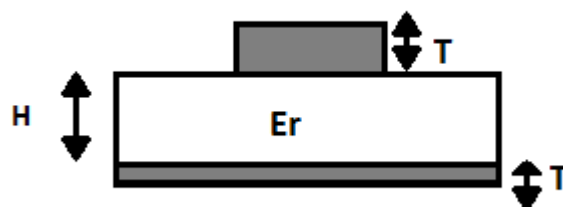


Figura 4-2 Substrato Cuclad

Properties	Typical Values CuClad 217
Dielectric Constant @10GHz	2.17, 2.20
Dielectric Constant @1MHz	2.17, 2.20
Dissipation Factor @10GHz	0.0009
Dissipation Factor @1MHz	0.0008
Thermal Coefficient of E_r (ppm/°C)	-151

Figura 4-3 Propiedades del substrato Cuclad

Con la herramienta *Linecalc* incluida también en el software ADS obtenemos el ancho de línea óptimo para una adaptación a 50Ω: 0.78mm.

Figura 4-4:

The screenshot shows the ADS Linecalc tool interface. On the left, the 'Substrate Parameters' section includes a dropdown for 'ID' set to 'MSUB_DEFAULT'. Below this is a table of material properties: Er (2.170), Mur (1.000), H (254.000 um), Hu (3.9e+34 mil), T (17.000 um), Cond (4.1e7), and TanD (0.000). The 'Component Parameters' section at the bottom left shows Freq (10.000 GHz), Wall1, and Wall2. On the right, the 'Physical' section has a red circle around the 'W' (width) field, which is set to 0.780 mm. Below it, 'L' is set to 2.409835 mil. The 'Electrical' section shows Z0 (50.000 Ohm) and E_Eff (1.000 deg). Buttons for 'Synthesize' and 'Analyze' are also visible.

Figura 4-4 Cálculo del ancho de línea con Linecalc

4.4 Balun: diseño y análisis de las líneas para montaje

A continuación se describe el proceso de diseño de las líneas que servirán para el montaje y caracterización del balun. Posteriormente se presentará el análisis del comportamiento conjunto del balun con sus líneas en comparación con el del balun solo para asegurar el mínimo impacto de éstas.

4.4.1 Especificaciones del balun

En la **Figura 4-5** se puede ver el diseño en layout del balun con todos sus pines de entrada y salida.

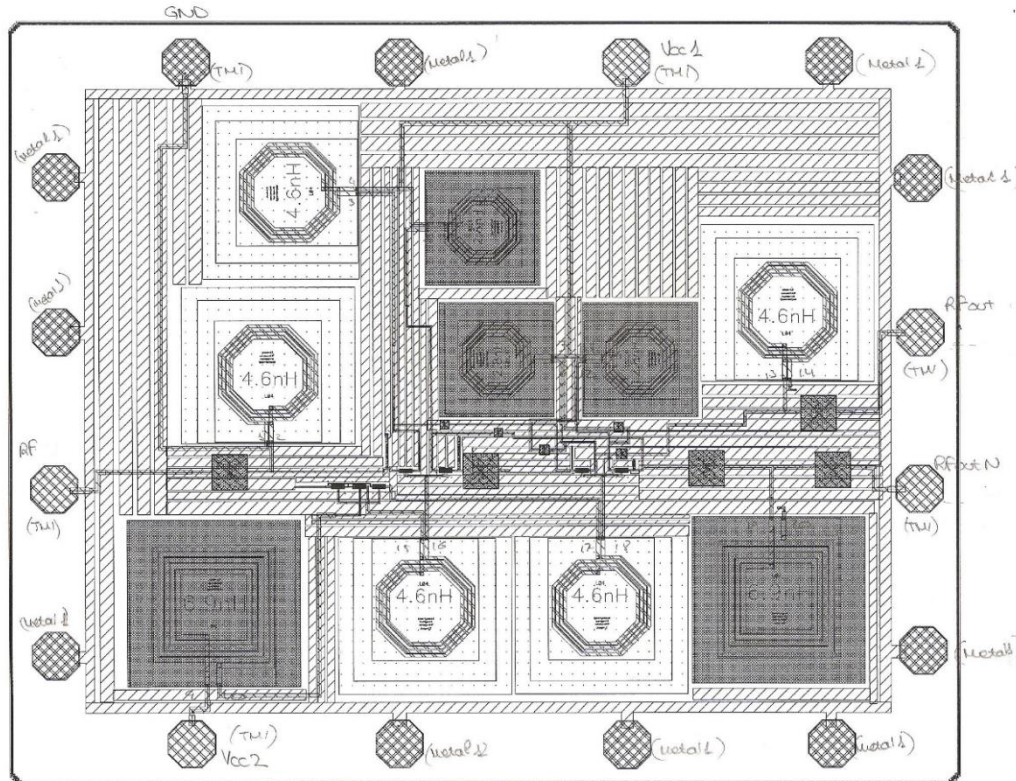


Figura 4-5 Layout del balun completo

Como ya se adelantó en capítulos previos, el balun consta de una entrada por la que recibe la señal y dos salidas por las que se obtienen las dos señales iguales y balanceadas.

También en la **Figura 4-5** vemos los pines destinados a la polarización: Vcc1 y Vcc2. También hay un pin que se corresponde con la masa aunque conectaremos todos los pines restantes a masa para mejorar la estabilidad del circuito. Los valores necesarios para la correcta polarización serán:

$$V_{cc1} = 1 \text{ V}$$

$$V_{cc2} = 2 \text{ V}$$

En cuanto a la entrada de señal, la potencia que se introducirá para realizar las medidas y la caracterización será de **-50 dBm** a una frecuencia, como ya se ha comentado previamente de 6-9 GHz.

Por último, será necesario tener en cuenta que la altura del chip es de 376.09 μm y, como hemos visto en capítulos previos, la del substrato con que se realizarán las líneas (CuClad) es de 254 μm . Será necesario contar con esta diferencia a la hora de diseñar los bondings que unirán las líneas y el chip.

4.4.2 Diseño inicial

En un primer paso, se realiza un diseño previo en modo layout del circuito que acompañará al balun. Se ha adecuado a las medidas de la caja donde irá montado, que hemos expuesto previamente en este capítulo. Se puede ver este diseño en la **Figura 4-6**:

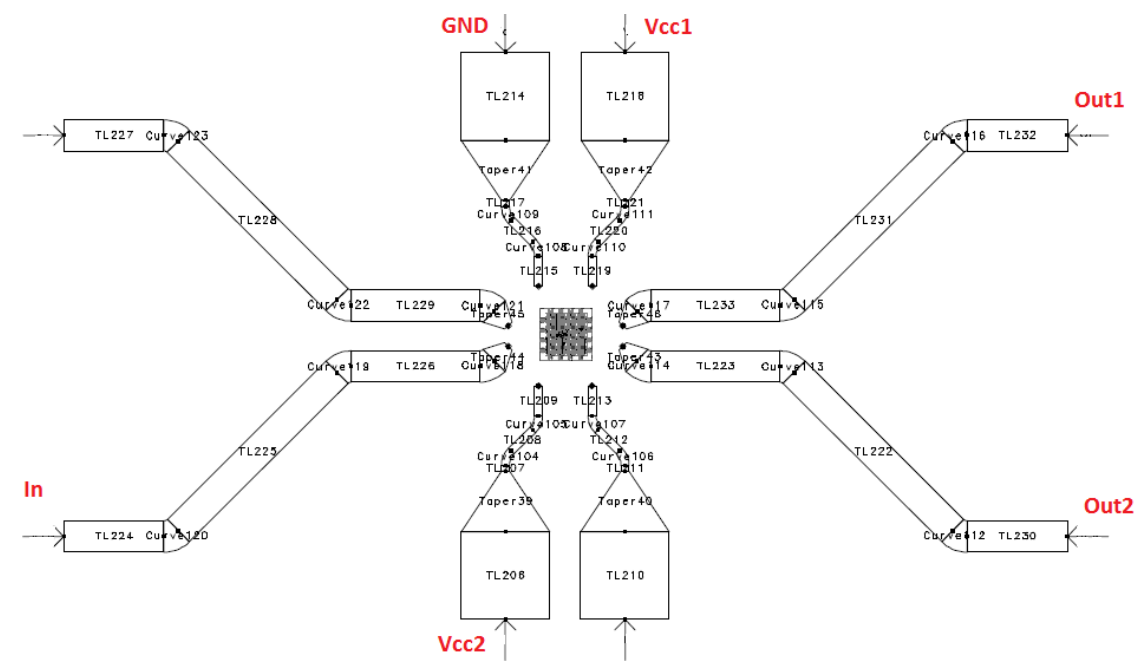


Figura 4-6 Diseño previo de las líneas para el balun

En este diseño tan sólo se han tenido en cuenta consideraciones estéticas y de adecuación al montaje en la caja y al tamaño del chip del balun. Posteriormente se analizará y se realizarán las modificaciones necesarias para la optimización de su comportamiento.

Como se observa en la figura, se han diseñado entradas de más, tanto de señal como de polarización, con el fin de realizar un diseño que se adecuase tanto al balun como después al mezclador. En este caso sólo se utilizarán aquellas que aparecen en rojo.

4.4.3 Simulación ideal

Lo primero que se va a realizar es la simulación del esquemático ideal que vemos en la **Figura 4-7**. De esta forma obtendremos el comportamiento ideal esperado que servirá como punto de partida. Posteriormente se irán añadiendo elementos reales a la simulación que alejarán los resultados de esta primera aproximación ideal:

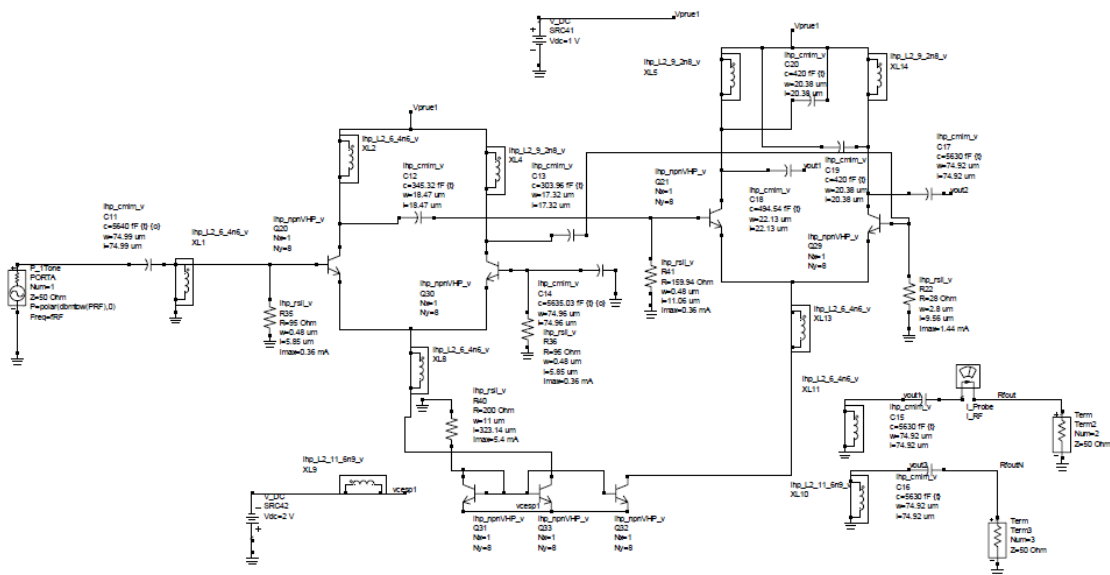


Figura 4-7 Esquemático para la simulación ideal del balun

Para medir la respuesta del balun se introduce por el puerto de entrada un tono de -50 dBm de potencia y a una frecuencia de 9 GHz, el máximo del rango en el que trabajará nuestro sistema.

Sobre este circuito realizaremos una simulación, **Figura 4-8**, en balance armónico y de *parámetros-s*:

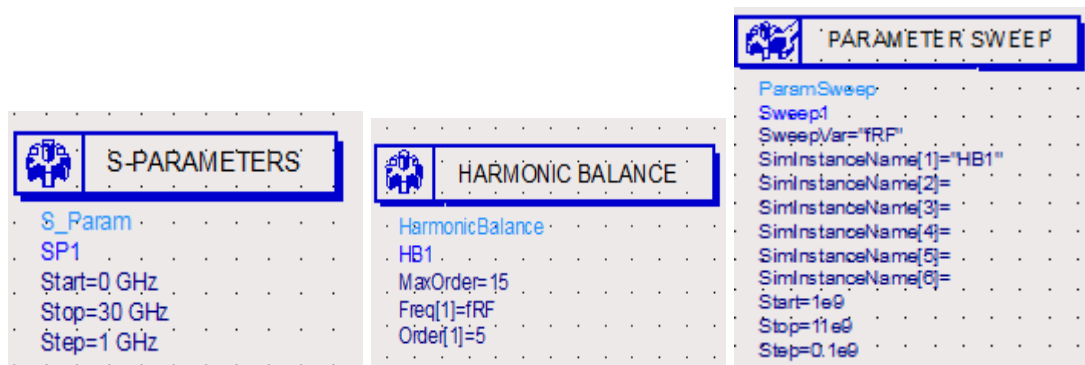


Figura 4-8 Simulaciones en balance armónico y *parámetros-s*

A continuación se presentan los resultados obtenidos:

- **Potencia de señal a la salida**

Analizamos la señal obtenida en los dos puertos de salida. Hay que recordar que ambas señales deberían de ser iguales en magnitud y con fase contraria. En la **Figura 4-9** se observa la gráfica con la respuesta:

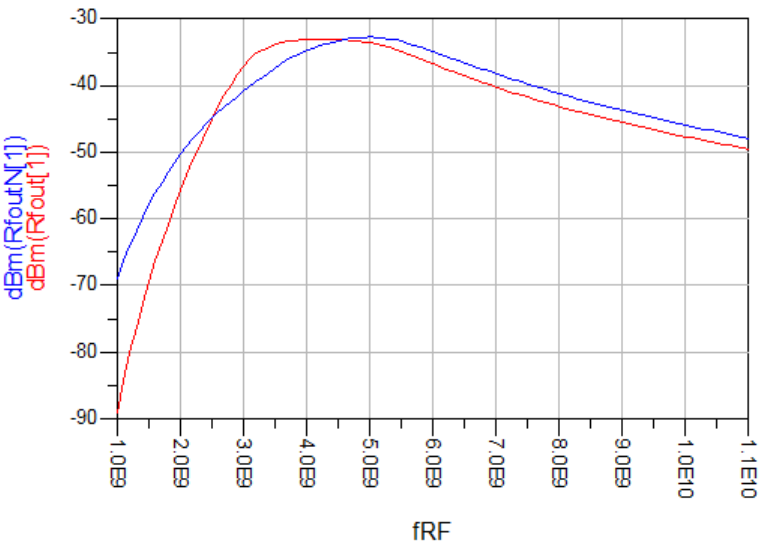


Figura 4-9 Potencia a la salida de Rfout (rojo) y RfoutN (azul)

En la gráfica se observa que, si bien las dos señales no son exactamente iguales, sí que son similares. Vemos también, que en la banda que nos interesa (de 6 a 9 GHz) la respuesta es razonablemente plana y siempre con una potencia superior a los -50 dBm con lo que no tenemos pérdidas, incluso obtenemos cierta ganancia.

En la **Tabla 4-1** observamos que la diferencia de fase es de 180° en todo momento, garantizando que ambas señales están correctamente balanceadas:

freq	...se(S(3,1))-phase(S(3,1)))
0.0000 Hz	180.000
1.000 GHz	180.000
2.000 GHz	180.000
3.000 GHz	180.000
4.000 GHz	180.000
5.000 GHz	180.000
6.000 GHz	180.000
7.000 GHz	180.000
8.000 GHz	180.000
9.000 GHz	180.000
10.00 GHz	180.000
11.00 GHz	180.000
12.00 GHz	180.000
13.00 GHz	180.000
14.00 GHz	180.000
15.00 GHz	180.000
16.00 GHz	180.000
17.00 GHz	180.000
18.00 GHz	180.000
19.00 GHz	180.000
20.00 GHz	180.000
21.00 GHz	180.000
22.00 GHz	180.000
23.00 GHz	180.000
24.00 GHz	180.000
25.00 GHz	180.000
26.00 GHz	180.000
27.00 GHz	180.000
28.00 GHz	180.000
29.00 GHz	180.000
30.00 GHz	180.000

Figura 4-1 Desfase entre las dos salidas del balun (Rfout y RfoutN)

- **Ganancia**

Para analizar la ganancia que presenta el balun utilizamos los parámetros S, en concreto el S(2,1) para la primera salida y el S(3,1) para la segunda:

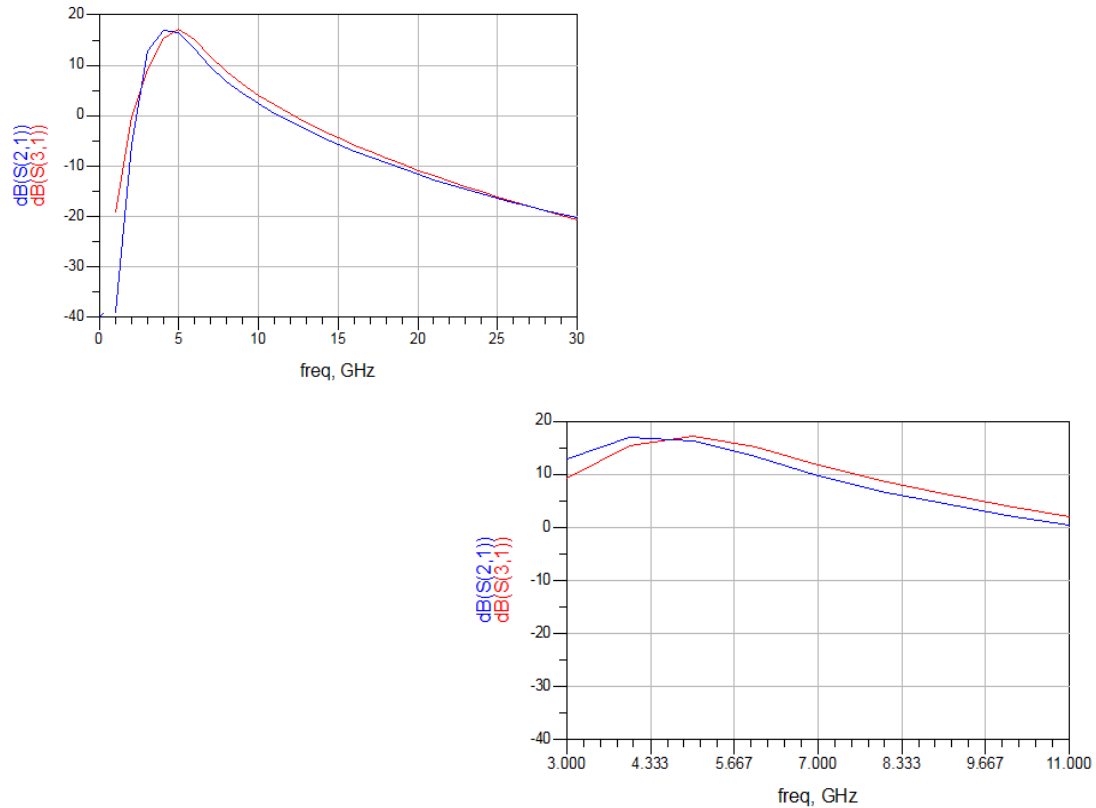


Figura 4-10 Simulación ideal de parámetros-s en la banda de 0-30 Ghz (izda) y de 3-11Ghz (drcha) para las salidas Rfout (azul) y RfoutN (rojo)

En la **Figura 4-10** se muestra, a la izquierda, la ganancia en una banda muy amplia que incluye la banda objeto de estudio, la cual se muestra más ajustada en a la derecha.

Se aprecia en ambas que no hay pérdidas en la banda de aplicación, consiguiéndose incluso algo de ganancia como se ve más claro en la **Tabla 4-2**, aunque a medida que aumenta la frecuencia esta ganancia se hace cada vez menor:

freq	db(S(3,1))	db(S(2,1))
0.0000 Hz	<invalid>	<invalid>
1.000 GHz	-19.084	-39.050
2.000 GHz	-0.278	-5.767
3.000 GHz	9.171	12.911
4.000 GHz	15.269	16.881
5.000 GHz	17.245	16.365
6.000 GHz	15.079	13.244
7.000 GHz	11.754	9.733
8.000 GHz	8.781	6.841
9.000 GHz	6.240	4.420
10.00 GHz	4.053	2.335
11.00 GHz	2.093	0.456

Tabla 4-2 Tabla representativa de la ganancia ideal de R_{fout} , $dB(S(2,1))$, y R_{foutN} , $dB(S(2,1))$.

○ Adaptación a la salida

En la siguiente gráfica podemos ver la adaptación a la salida, tanto en la normal como negada, a través de otro de los parámetros S, el coeficiente de reflexión, $S(2,2)$ y $S(3,3)$:

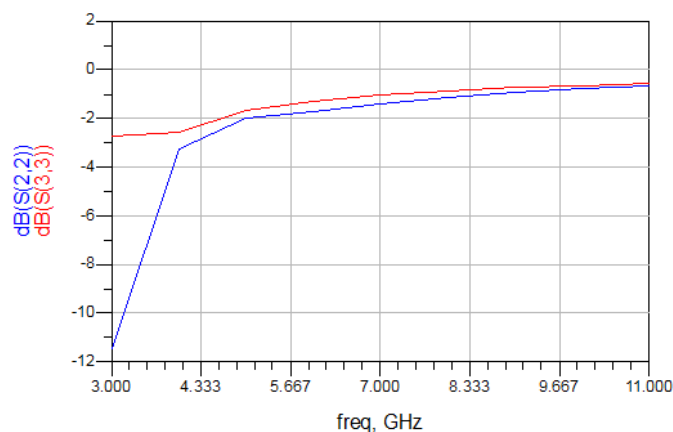


Figura 4-11 Adaptación ideal a la salida R_{fout} (azul) y R_{foutN} (rojo)

Observamos que, al igual que con la ganancia, la adaptación empeora con el aumento de la frecuencia.

4.4.4 Simulación del balun real

El siguiente paso es obtener una simulación más realista que la anterior del balun. Para ello partimos de la una simulación electromagnética realizada previamente sobre el diseño del layout definitivo que se mandó a fabricar. Esta simulación se realizó previamente al comienzo del presente Proyecto Fin de Carrera y aquí se parte de ella para analizar un comportamiento más realista del chip del balun. En la **Figura 4-12** se puede ver la apariencia del chip:

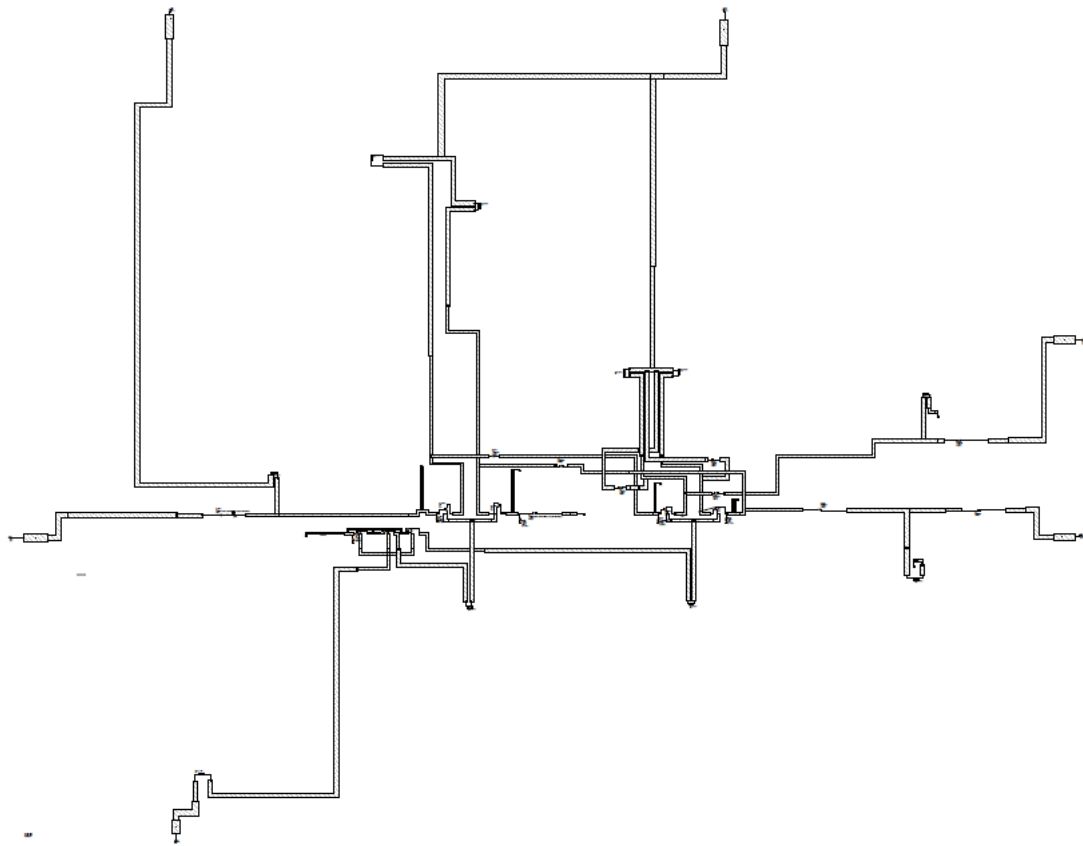


Figura 4-12 Esquemático para simulación electromagnética del balun

Para llevar a cabo las simulaciones necesarias, introducimos el componente de la **Figura 4-12** (que tiene en cuenta las líneas de interconexión), con sus resultados de la simulación electromagnética en forma de subcircuito en un esquemático. A continuación, se conectan a los puertos de entrada de dicho subcircuito la señal de entrada, las polarizaciones y los puertos de salida. De esta manera realizaremos el mismo análisis que en el caso de la simulación ideal, con la misma señal de entrada y de nuevo las simulaciones en balance armónico y *parámetros S*. En la **Figura 4-13** se puede ver el icono que representa este componente con sus diferentes puertos:

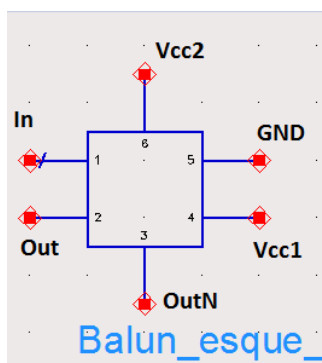


Figura 4-13 Subcircuito de la simulación electromagnética del balun

A continuación, se realizarán sobre dicho circuito las mismas simulaciones del apartado anterior:

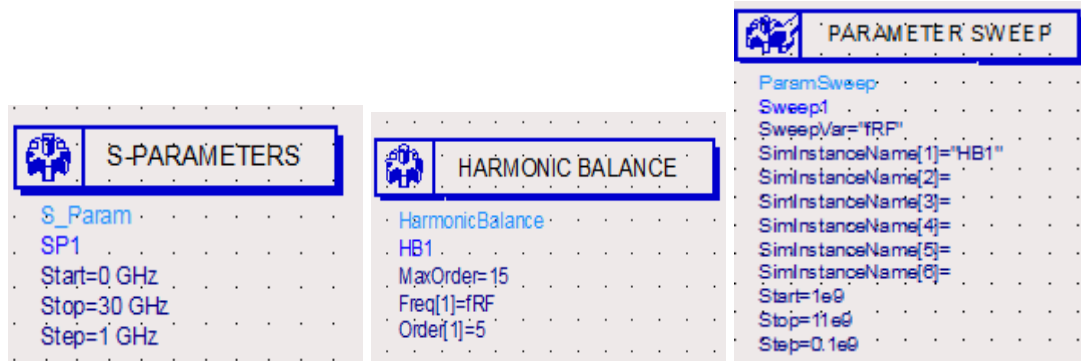


Figura 4-14 Simulaciones para análisis real del balun

- **Diseño de los bondings o hilos de soldadura.**

Antes de proceder con la simulación, es necesario tener en cuenta algunos aspectos más para que ésta se aproxime lo más posible a la realidad.

Uno de estos aspectos es el hecho de que, en el momento del montaje, para unir el chip con las líneas de transmisión será necesario utilizar los denominados “bondings” o hilos de soldadura. Si bien se utilizan hilos de oro de alta calidad, éstos pueden provocar ciertos efectos o pérdidas sobre el circuito por lo que es necesario incluirlos también en la simulación.

Para ello se diseñan unos bondings que se ajusten al diseño, es decir, hay que tener en cuenta la distancia del chip a las líneas, así como la diferencia de altura que habrá entre ambos.

Los bondings escogidos se diseñan en atención a los parámetros que muestra la **Figura 4-15**:

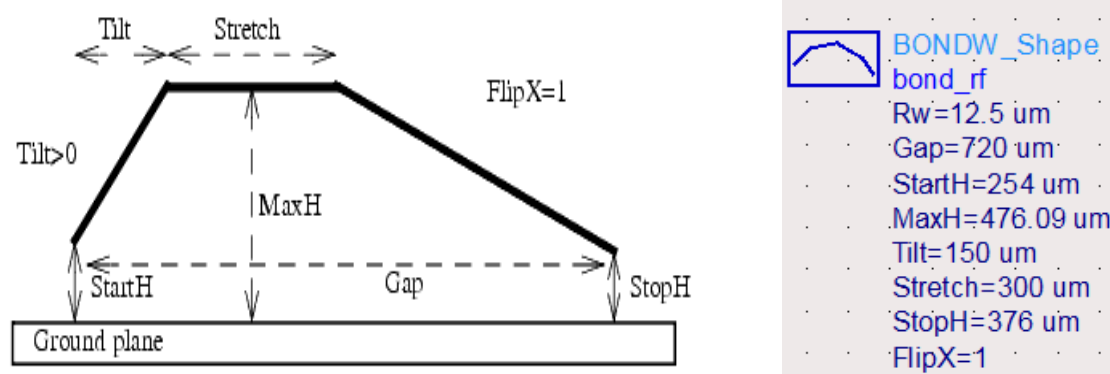


Figura 4-15 Diseño (izda) y parámetros (dcha) del Bonding para el Balun

○ **Análisis previo de resultados y errores.**

Tras realizar las simulaciones, en un primer análisis, se observa que la salida obtenida en la rama negada del balun (Out2) presenta unos resultados inesperados y muy malos en comparación con la salida Out1 como se puede ver en la **Figura 4-16**, Out1 se presenta en rojo y la salida negada Out2 en azul:

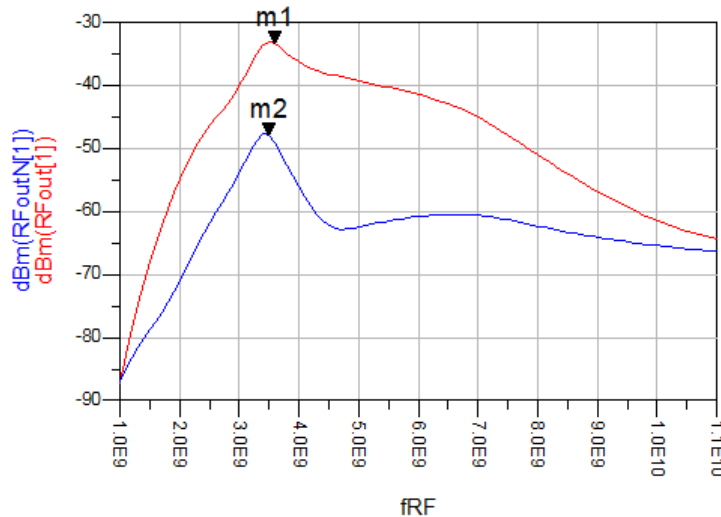


Figura 4-16 Potencia a la salida del balun con simulación real de Out1 (rojo) y Out2, salida negada, (azul)

A tenor de estos resultados se analiza el circuito detalladamente y por partes para averiguar en qué parte se está degradando tanto la señal.

Tras observar las conexiones en el circuito del balun original vemos que la conexión de la salida negada no está hecha de forma correcta puesto que la rama de Out2 se conecta al transistor correspondiente del par diferencial pero lo hace por la base, cuando debería hacerlo a través del colector.

En la **Figura 4-17** vemos un esquema de cómo debería realizarse la conexión:

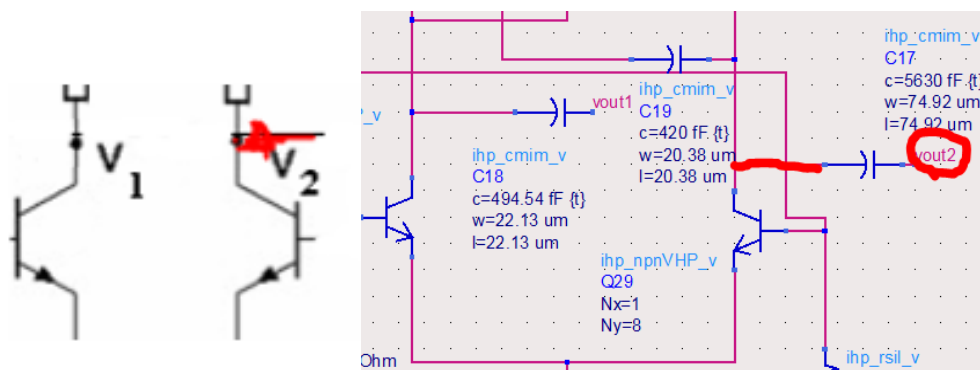


Figura 4-17 Esquemático de la conexión correcta en la rama Out2 del Balun

Sin embargo, en la **Figura 4-18** podemos ver cómo están realizadas las conexiones e realidad:

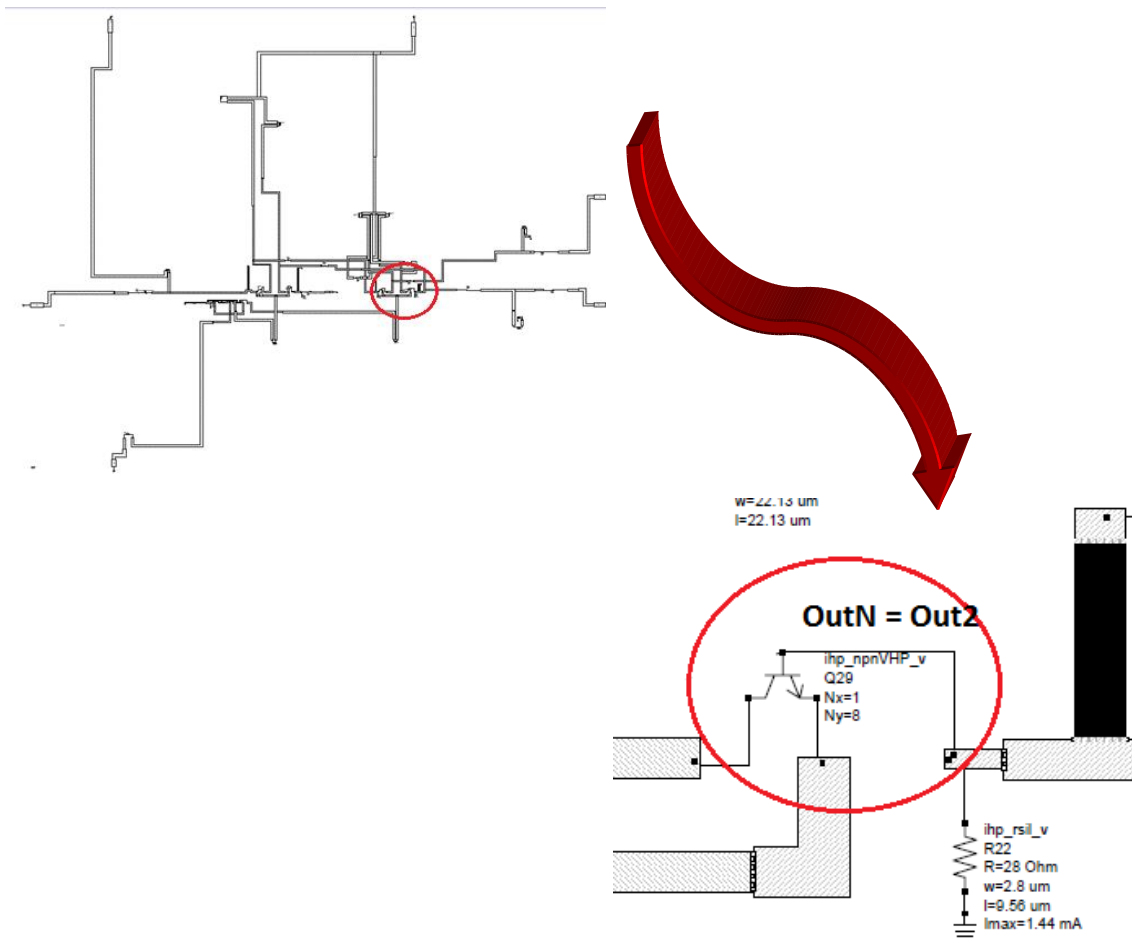


Figura 4-18 Esquema de la conexión real en la rama Out2 del Balun

Este problema hará, por tanto, que la salida negada del balun no funcione correctamente.

Este error, proveniente del diseño original del balun, se ha dado probablemente por las modificaciones realizadas durante los procesos de conversión entre distintos softwares (concretamente se utilizó *ADS* para el diseño inicial y posteriormente se realizó el layout en otro software de diseño denominado *Cadence Design System* [24]). En este proceso es más probable que se haya producido el error de conexión.

Debido a esto, a partir de este momento, en todas las medidas realizadas la salida negada no tendrá el comportamiento debido. Sin embargo, en la salida original se puede analizar sin problema el resultado del circuito y se usaremos ésta, mediante algún elemento pasivo para negarla, como sustituta. Esto nos permitirá continuar con la caracterización del balun y, por tanto, del receptor.

A continuación se presentan el resto de resultados obtenidos de la simulación del presente apartado, siempre teniendo en cuenta que los de la salida negada no son válidos.

○ Potencia de señal a la salida

Como en el apartado previo analizamos la señal a la salida y obtenemos la gráfica de la **Figura 4-19**:

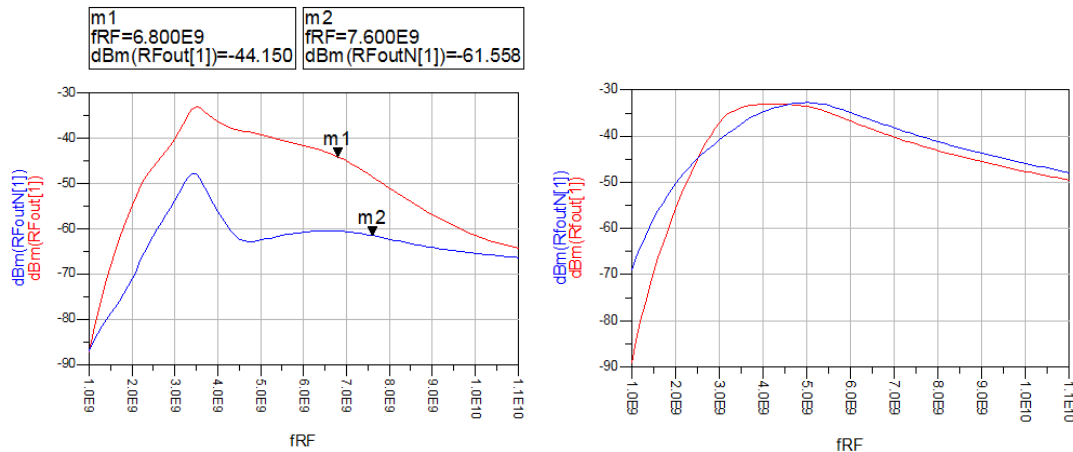


Figura 4-19 Gráfica de la potencia de señal a la salida tras la simulación real (Rfout en rojo y RfoutN en azul), izda, comparada con la simulación ideal, dcha

En ella vemos lo expuesto en el apartado anterior, debemos fijarnos entonces en la señal roja, que es la que se corresponde con la original (Out1) y, por tanto, es la correcta.

Además observamos que la mejor respuesta la obtenemos por debajo de la banda de trabajo, concretamente en torno a 3.5 Ghz.

Por último podemos ver que, a medida que aumenta la frecuencia, la señal obtenida empeora.

Estas serán características que deberán tratarse de mejorar a través de modificaciones en las líneas de transmisión que puedan mejorar la salida y adaptarla lo más posible a la banda de trabajo (6-9 Ghz.).

○ Ganancia

Para analizar la ganancia que presenta el circuito empleamos de nuevo los parámetros S(2,1) para la primera salida y el S(3,1) para la negada, que como ya hemos visto será incorrecta. Éstos se muestran en la **Figura 4-20** en el rango de 0 a 30 Ghz así como de 3 a 11 Ghz para poder observar mejor la respuesta en nuestra banda:

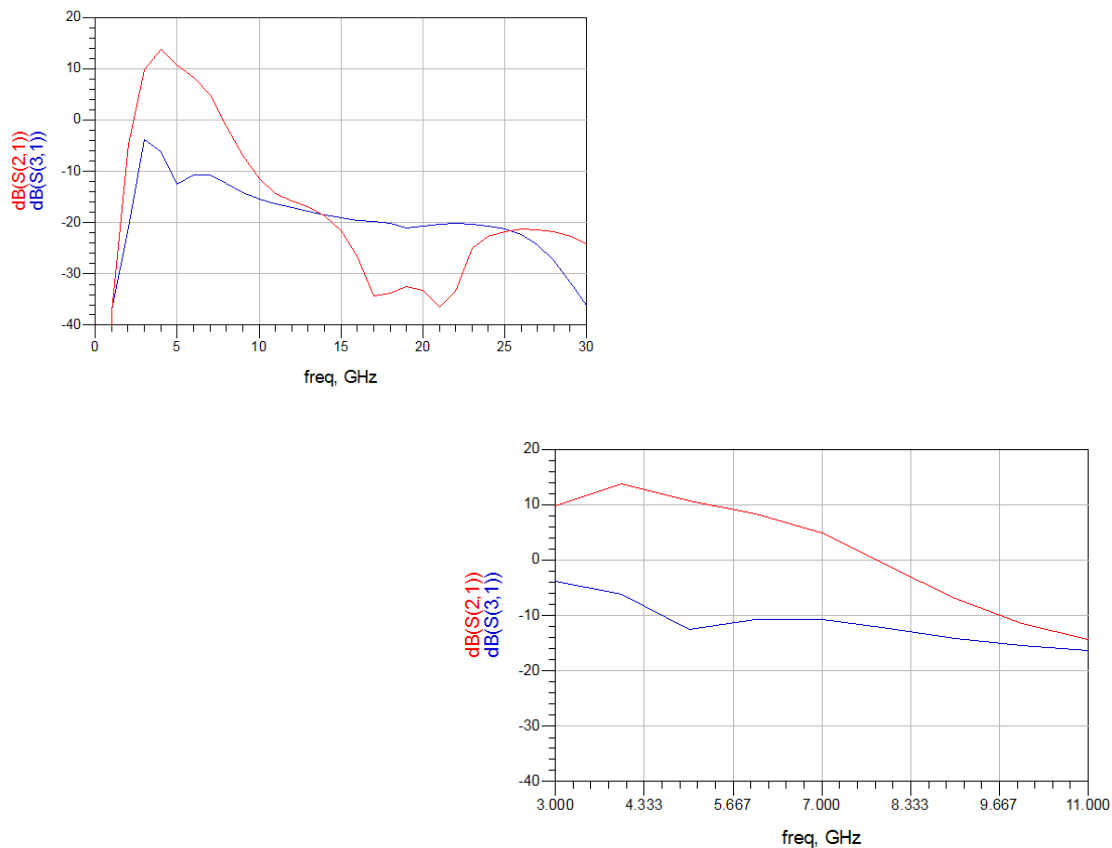


Figura 4-20 Simulación real de parámetros-s en la banda de 0-30 Ghz (izda) y de 3-11Ghz (drcha) para las salidas Rfout (azul) y RfoutN (rojo)

La ganancia, tal como hemos visto previamente, disminuye al aumentar la frecuencia. De hecho el balun tiene pérdidas a partir de 7.5 Ghz aproximadamente, lo cual habrá que tratar de mejorar.

freq	db(S(2,1))	db(S(3,1))
0.0000 Hz	-474.115	-479.012
1.000 GHz	-37.238	-36.946
2.000 GHz	-4.738	-20.898
3.000 GHz	9.862	-3.812
4.000 GHz	13.743	-6.119
5.000 GHz	10.739	-12.461
6.000 GHz	8.444	-10.760
7.000 GHz	4.908	-10.649
8.000 GHz	-1.064	-12.348
9.000 GHz	-6.908	-14.160
10.00 GHz	-11.501	-15.430
11.00 GHz	-14.336	-16.364

Tabla 4-3 Tabla de ganancias de la simulación real del balun

○ Adaptación a la salida

En la siguiente gráfica podemos ver la adaptación a la salida a través del coeficiente de reflexión, $S(2,2)$ y $S(3,3)$:

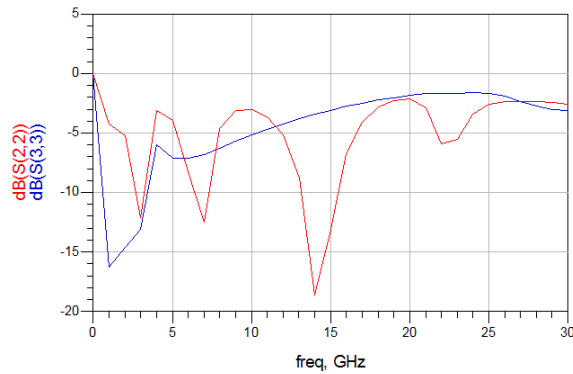


Figura 4-21 Adaptación a la salida para la simulación real del balun

El balun presenta una buena adaptación a la salida, si bien el mejor pico se sitúa por encima de la banda, en 14 GHz, el cual sería deseable trasladar a la misma.

4.4.5 Mejoras y optimización

En el apartado anterior se ha obtenido una señal susceptible de mejorar introduciendo algunos cambios:

- **DICAP para reducir picos**

Como se ve en la **Figura 4-19** la señal presenta un pico a 3.5 GHz que es deseable suavizar para que dé una respuesta en banda más o menos plana.

Para averiguar a qué se debe este pico se realizan una serie de simulaciones de prueba añadiendo, por partes, cada una de las ramas de entrada/salida del balun diseñadas para saber cuál de ellas está provocándolo.

Durante estas simulaciones se observa que cuando no se incluyen las líneas para la polarización superior (**Vcc1**) el pico no aparece, y en el momento que esta rama se incluye el pico se presenta.

Para corregirlo se introduce un condensador de tipo **DICAP** (Dielectric Laboratories Di-cap Capacitor). Los DICAPs son condensadores de cerámica de una sola capa que se comportan como líneas de transmisión de placas paralelas con pérdidas y que tienen un alto rendimiento por lo que se usan en aplicaciones de Rf y Microondas [25].

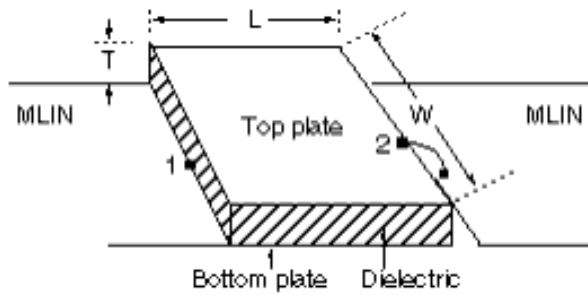


Figura 4-22 Esquema de un DICAP

En concreto, se va a utilizar el modelo de DICAP *D15VB101M1PX* de 100pF con las siguientes características:

$$R_s = 0.139 \, \Omega.$$

$$L_s = 0.032 \text{ nH.}$$

$$R_p = 53 \, \Omega.$$

$$F_s = 2.285 \text{ GHz.}$$

Este condensador se colocará entre las líneas de transmisión y el circuito como se observa en la **Figura 4-23**:

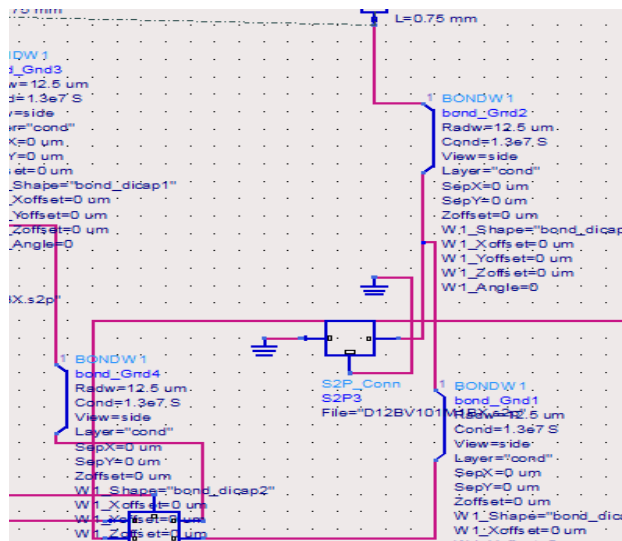


Figura 4-23 Colocación de los DICAPs

El resultado obtenido con esta mejora es una suavización del pico como vemos en la **Figura 4-24**:

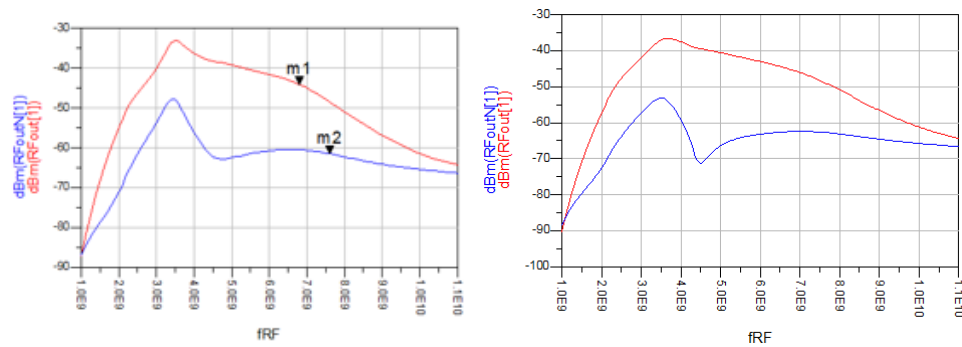


Figura 4-24 Simulación de la señal a la salida tras añadir DICAPs

○ Adaptación a la salida

Para mejorar la respuesta en todo el ancho de banda se realiza una adaptación en cuatro etapas como la que se muestra en la **Figura 4-25**:

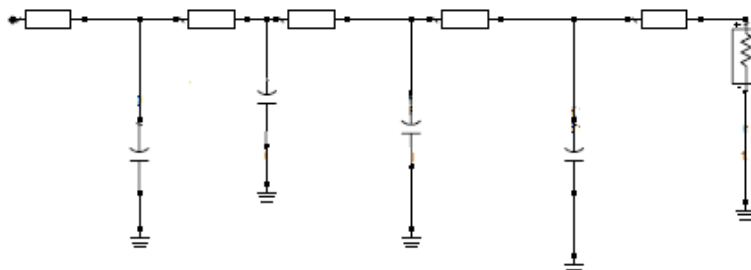


Figura 4-25 Adaptación en cuatro etapas a la salida

Para ello, empleamos la herramienta de Optimización de que proporciona ADS que nos permitirá definir el valor deseado para la adaptación $S(2,2)$. La herramienta variará los parámetros definidos como optimizables, que serán las longitudes de las líneas y los valores de condensadores de las 4 etapas de adaptación que hemos visto en la figura anterior, hasta conseguir cumplir los objetivos impuestos en el goal.

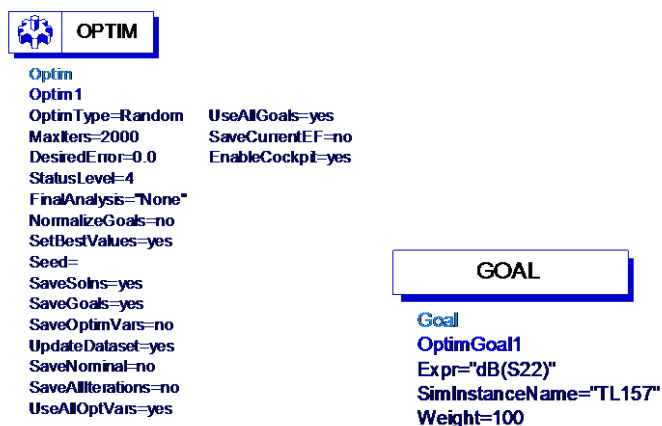


Figura 4-26 Optimización para adaptación a la salida

Una vez finalizada la ejecución de la herramienta obtenemos los valores óptimos de la **Figura 4-27**:

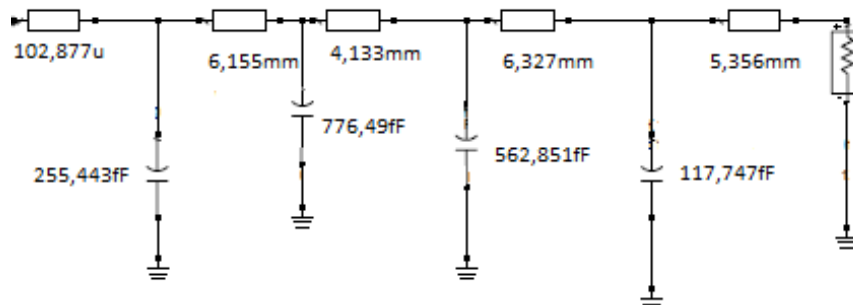


Figura 4-27 Valores obtenidos tras la optimización del balun

Estos valores, habrá que aproximarlos posteriormente a valores reales de condensadores disponibles por lo que el resultado final no será tan bueno con el que obtendremos con esta adaptación.

Con esta optimización la señal obtenida es la que se muestra en la **Figura 4-28**:

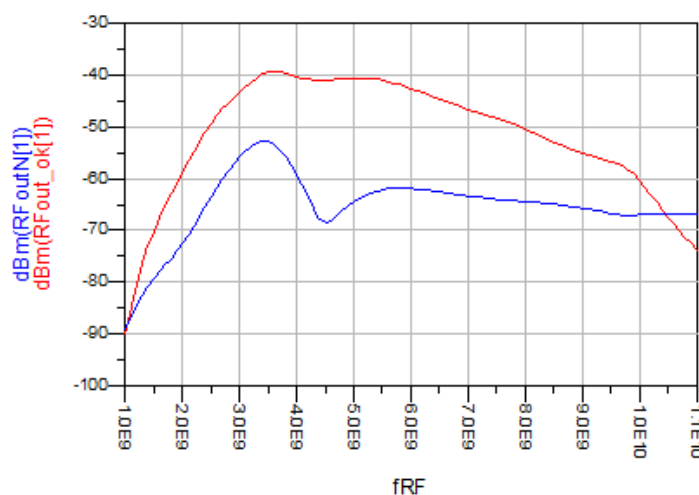


Figura 4-28 Señal obtenida tras la optimización del balun: Rfout (rojo) y RfoutN (azul)

Como vemos, se suaviza aún más la señal dando una respuesta más uniforme en la banda.

4.4.6 Simulación definitiva

Una vez hechos los trabajos de mejora se han de analizar los resultados completos, con todos los elementos lo más reales posibles.

Para ello, lo primero es realizar la simulación electromagnética de las líneas para, finalmente, analizarla junto a la del chip y ver su respuesta.

○ Simulación electromagnética de las líneas

La simulación electromagnética se realiza siempre desde el layout con la herramienta '*Momentum*'. Para llevarla a cabo es necesario introducir los datos del sustrato a utilizar, Cuclad en nuestro caso. Una vez introducidos, seleccionamos una simulación en *Parámetros-S* de 0 a 30 GHz con 100 puntos.

Momentum es un simulador electromagnético aplicado a las tecnologías planares multicapa: microstrip, strip lines, coplanar,..., que tiene una idea básica: subdividir la estructura planar por la que se propaga la señal (básicamente pistas o strips) en celdas elementales, donde podremos aplicar aproximaciones de las ecuaciones integro-diferenciales por un sumatorio de productos con coeficientes y funciones básicas.

Obtenemos el esquemático de la **Figura 4-29**, que uniremos al circuito para simular y analizar los resultados:

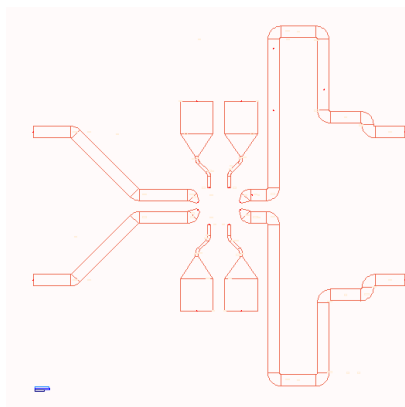


Figura 4-29 Esquemático de la simulación electromagnética de las líneas de transmisión del balun

○ Potencia de señal a la salida

Se realizan las mismas simulaciones que en apartados previos, con las mismas señales de entrada. En este apartado y los siguientes podremos ver la comparación entre el balun ideal simulado en el esquemático y el real con todas las simulaciones electromagnéticas realizadas e incluidas.

La potencia de señal a la salida que se obtiene en la simulación definitiva se presenta en la **Figura 4-30**:

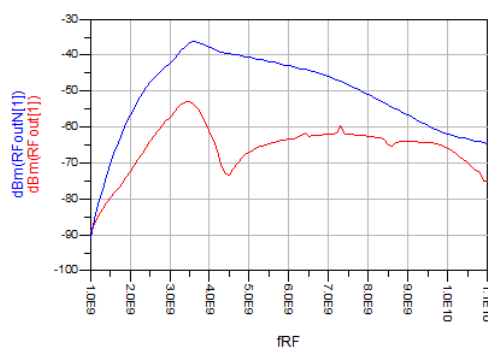


Figura 4-30 Potencia de señal a la salida con simulación definitiva del balun, Rfout (rojo) y RfoutN (azul)

A continuación, se presentan las gráficas de la potencia de señal a la salida del esquemático ideal del balun y del balun con las líneas antes de realizar la adaptación y de añadir las mejoras como DICAPs para poder comparar con el resultado final, expuesto previamente:

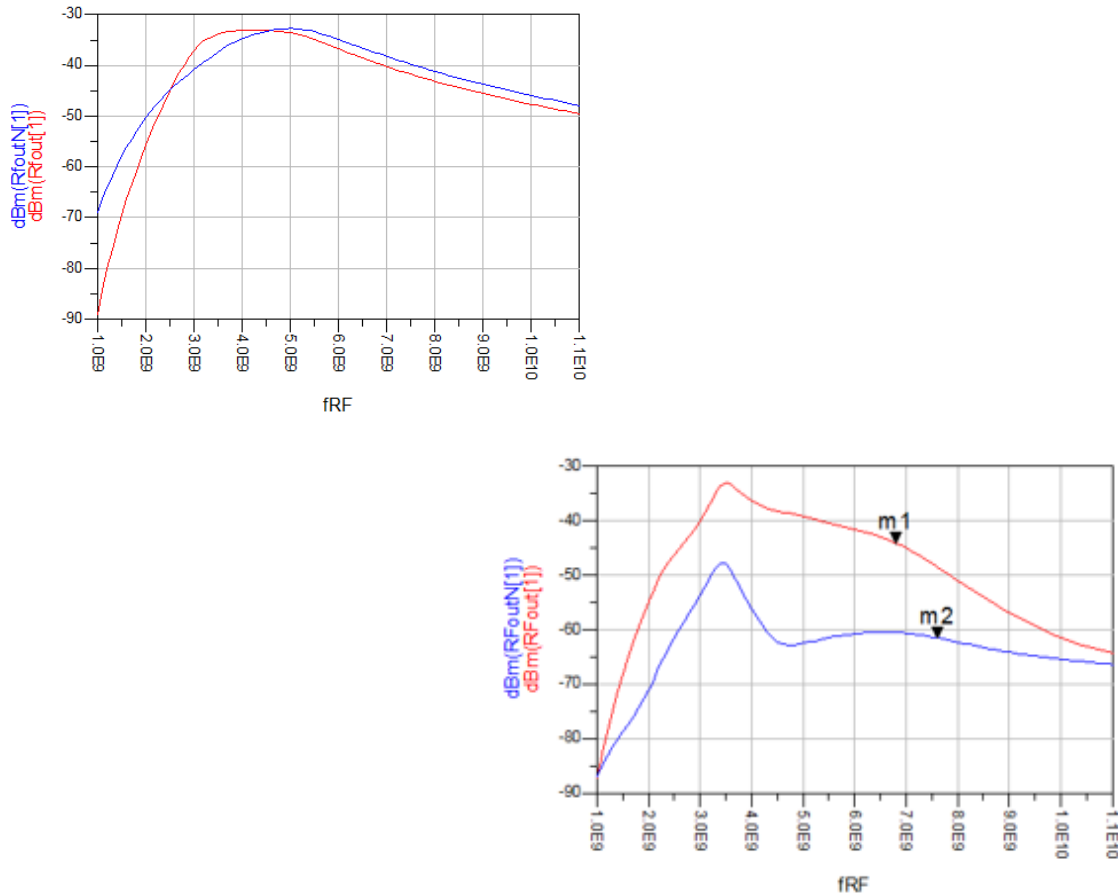


Figura 4-31 Comparación entre el la simulación ideal del balun (izda) y de éste antes de realizar las mejoras de adaptación y DICAPs

Como era de esperar, la diferencia entre el resultado ideal esperado y el obtenido posteriormente puesto que, al incluir todos los efectos electromagnéticos, la calidad de la respuesta se deteriora.

Comparando las **Figuras 4-30 y 4-31** vemos que con la inclusión del DICAP y la optimización de la adaptación a la salida se ha logrado disminuir ligeramente el pico que surgía. También ligeramente se ha logrado suavizar la curva de la respuesta.

- **Ganancia**

Los resultados de la ganancia se presentan, como en apartados anteriores en un amplio rango de 0-30 Ghz así como en uno más pequeño que incluye la banda de operación (de 6 a 9 Ghz) en la **Figura 4-32**:

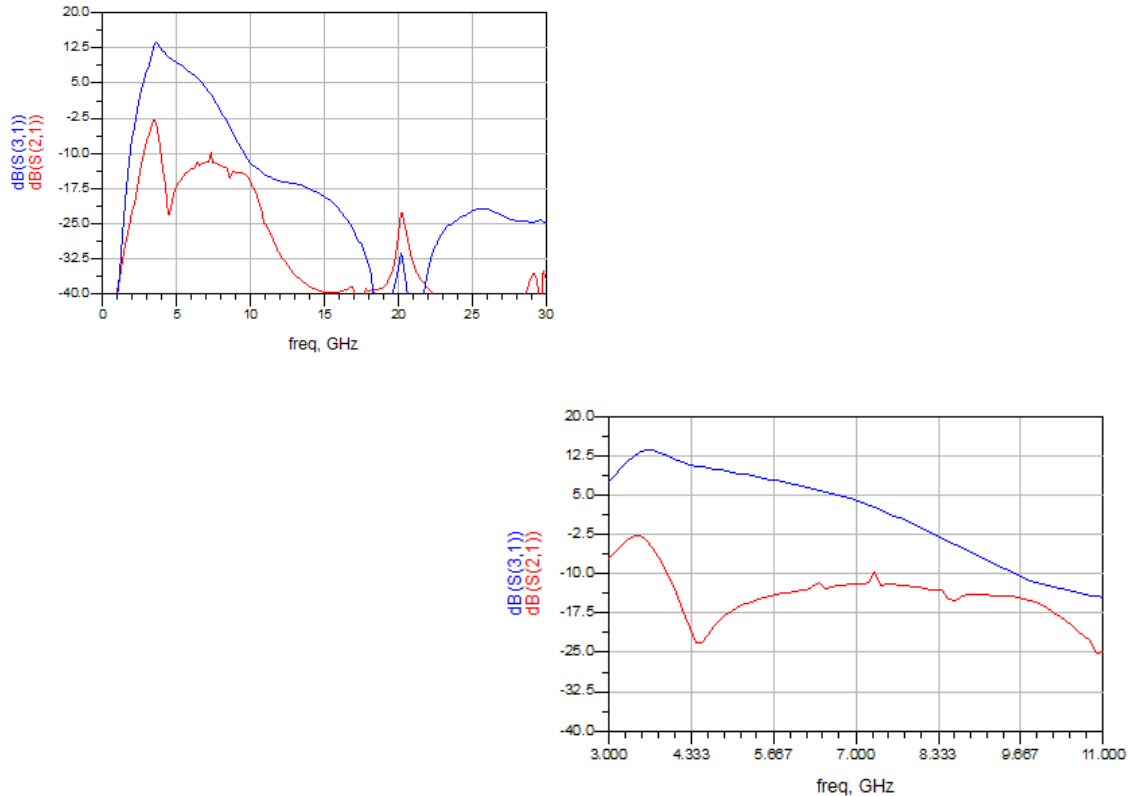


Figura 4-32 Ganancia definitiva del balun, de 0-30 Ghz (izda) y de 3-11 Ghz (dcha), con salida 1 en rojo y salida 2 (negada) en azul

El comportamiento de la ganancia es similar al que se obtenía en la simulación ideal aunque con valores más bajos. Se da la mayor ganancia en torno a los 4 Ghz y ésta va descendiendo a medida que se aumenta la frecuencia llegando a sufrir pérdidas a partir de los 8 Ghz. Podemos ver mejor los valores de ganancia en la **Tabla 4-4**:

freq	db(S(2,1))	db(S(3,1))
0.0000 Hz	-299.548	-316.678
3.000 GHz	-7.133	7.760
3.500 GHz	-2.800	13.441
4.000 GHz	-10.988	12.272
4.500 GHz	-23.208	10.392
5.000 GHz	-16.999	9.433
5.500 GHz	-14.548	8.281
6.000 GHz	-13.362	7.059
6.500 GHz	-12.748	5.712
7.000 GHz	-11.994	3.975
7.500 GHz	-11.985	1.676
8.000 GHz	-12.591	-1.024
8.500 GHz	-14.859	-3.803
9.000 GHz	-14.004	-6.767

Figura 4-4 Tabla de valores de ganancias definitivas del Balun

○ Adaptación a la salida

Finalmente, se presentan los resultados de adaptación a la salida comparados con los obtenidos en la simulación ideal en la **Figura 4-33**:

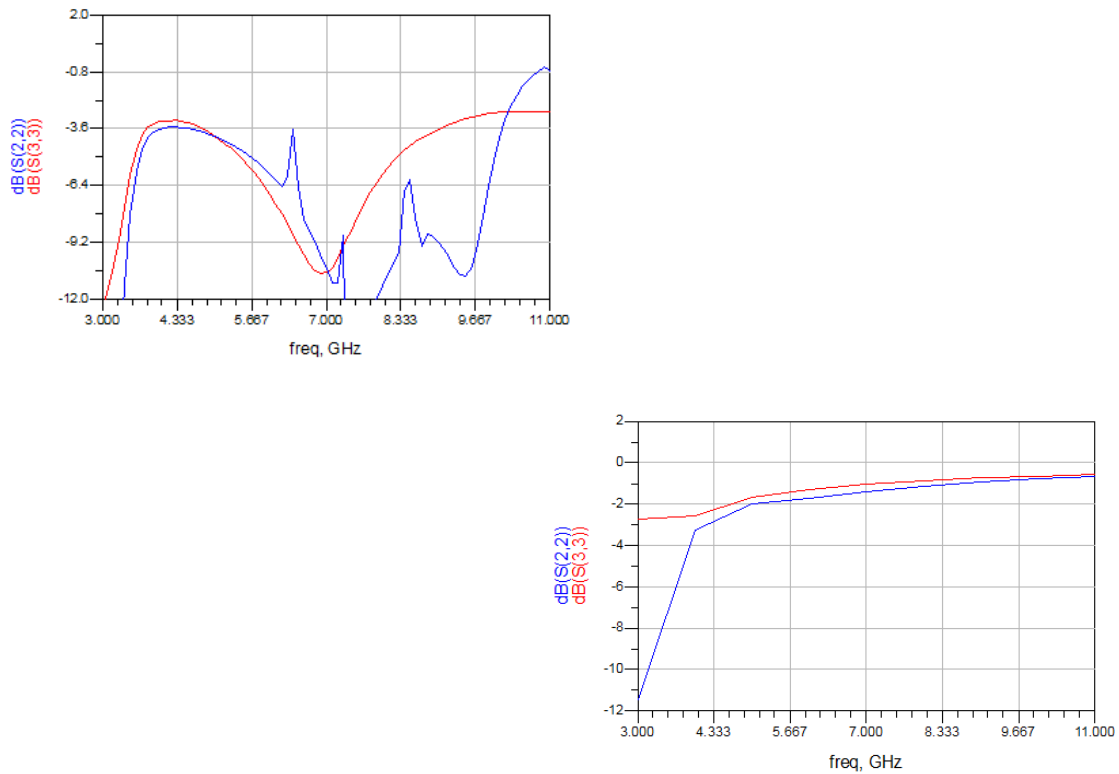


Figura 4-33 Comparación de la adaptación a la salida definitiva del Balun (izda) con la simulación ideal (dcha)

Como se puede observar, la adaptación a la salida ha mejorado incluso con respecto a la simulación ideal. Esto se debe a los trabajos de mejora de dicha adaptación mediante la herramienta de optimización.

4.4.7 Conclusiones del diseño del balun

Como síntesis del capítulo, se puede decir que el trabajo realizado para diseñar las líneas de transmisión ha resultado satisfactorio puesto que éstas no han afectado de manera negativa al funcionamiento del balun, más aún, han contribuido a mejorar las prestaciones.

Tras hacer frente a los problemas derivados de la adaptación a la salida y los picos de la señal de respuesta el resultado obtenido no es muy bueno en cuanto a ganancia, puesto que el balun sufre pérdidas al final de la banda. Sin embargo, gracias a las mejoras de adaptación hechas a través de las líneas, la adaptación a la salida presenta unos valores muy buenos.

4.5 Mezclador: diseño y análisis de las líneas para montaje.

En este apartado se muestra el proceso de diseño de las líneas de transmisión que servirán para el montaje y encapsulación del mezclador. A continuación, se muestra también el análisis de su impacto sobre el funcionamiento del Mezclador.

4.5.1 Especificaciones del mezclador

En la **Figura 4-34** vemos el diseño completo del mezclador incluyendo sus pines de entrada y salida:

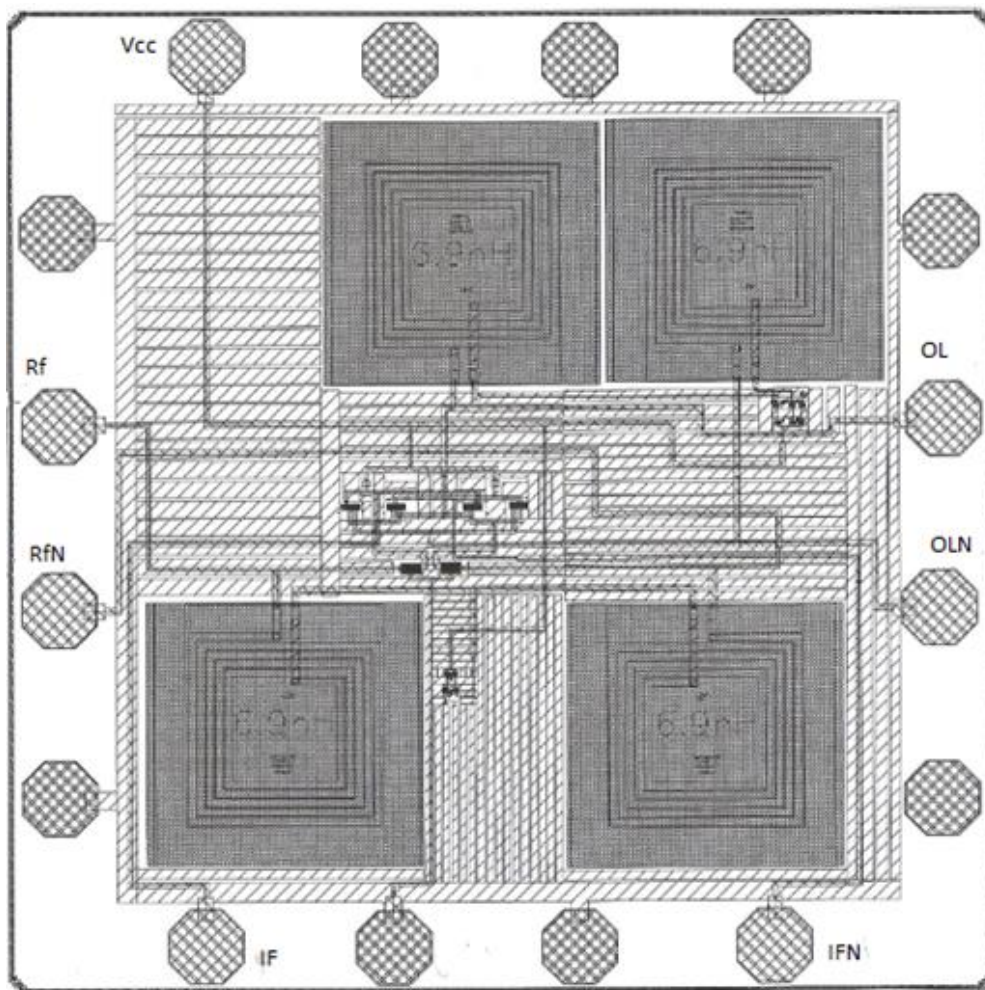


Figura 4-34 Layout del mezclador completo

Como vimos en el apartado del mezclador del capítulo “trabajos previos”, el mezclador consta de una entrada por la que entra la señal Rf, junto con su negada, y otra por la que se introduce una señal de OL (también con su negada). Finalmente la salida es una señal de IF, también con su réplica negada.

También podemos ver en la **Figura 4-34** la entrada de alimentación Vcc. Como en el caso del balun, todos los pins restantes se conectarán a masa para aumentar la estabilidad del circuito. El valor necesario para realizar una correcta polarización es el siguiente:

$$V_{cc} = 4.2 \text{ V}$$

En cuanto a las entradas de señal, estos son los valores que se introducirán para realizar las simulaciones y medidas:

$$PR_f = -30 \text{ dBm}$$

$$fR_f = 7.5 \text{ GHz}$$

$$POL = -10 \text{ dBm}$$

$$fOL = 7.5 \text{ GHz} + 1 \text{ Mhz}$$

Ambas frecuencias, Rf y OL, deben ser iguales, ya que se trata de un conversor Zero IF si bien por limitaciones del simulador es necesario que sean ligeramente diferentes, de ahí que añadamos 1 Mhz más a fOL aunque esto no afectará a las simulaciones.

Por último, al igual que en el caso del balun, será necesario tener en cuenta la diferencia de altura entre el chip y el substrato.

4.5.2 Diseño inicial

En la **Figura 4-35** se observa el diseño inicial del layout realizado para el mezclador. Al igual que en el caso del balun, se adecúa a las medidas de la caja para el montaje. Como se puede ver ambos diseños, el del balun y el del mezclador, son iguales excepto por las entradas y salidas. Esto es porque se diseñaron de tal forma que pudiesen ser utilizados en ambos casos.

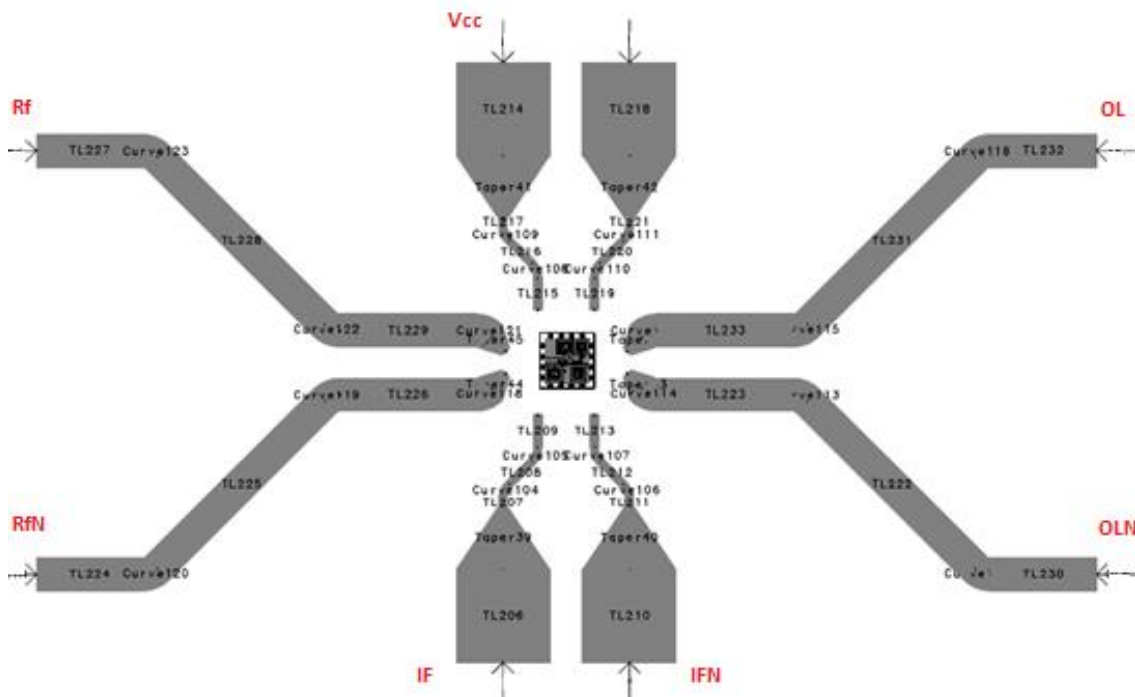


Figura 4-35 Diseño previo de las líneas para el mezclador

En la **Figura 4-35** se encuentran señaladas las ramas que se van a utilizar con su propósito en rojo: las dos señales de entrada de Rf, las dos de OL la salida con las dos señales IF y la alimentación Vcc.

4.5.3 Simulación ideal

Lo primero será realizar la simulación del esquemático ideal de la **Figura 4-36**:

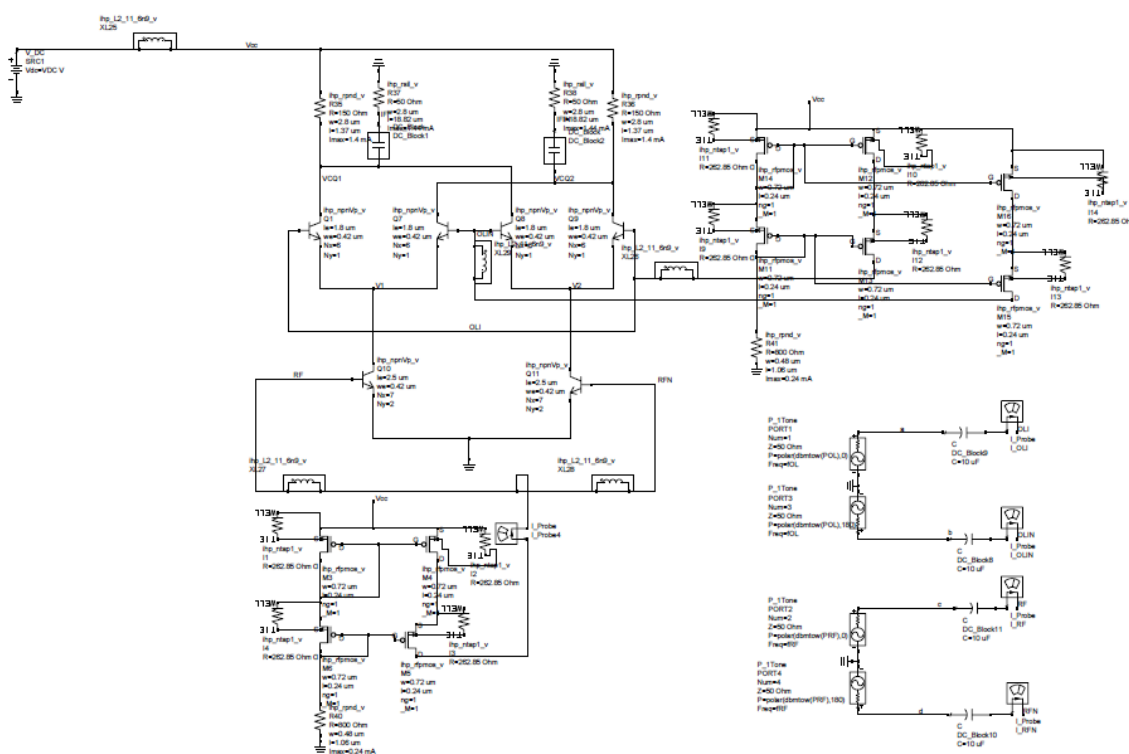


Figura 4-36 Esquemático para la simulación ideal del mezclador

Con esta simulación tendremos el comportamiento ideal esperado del mezclador. A partir de ahí se irán incluyendo simulaciones cada vez más realistas que se compararán con la que se presenta en este apartado.

Para medir la respuesta del mezclador, se introducen las señales que se exponen en el apartado de las especificaciones:

$$\text{PRf} = -30 \text{ dBm}$$

$$\text{fRf} = 7.5 \text{ GHz}$$

$$\text{POL} = -10 \text{ dBm}$$

$$\text{fOL} = 7.5 \text{ GHz} + 1 \text{ Mhz}$$

Pese a que la Potencia de OL especificada es de -10 dBm, se van a realizar pruebas también con una potencia mayor, de 0 dBm, para analizar el comportamiento con ambas potencias de entrada. Sin embargo, el análisis principal se realizará sobre la simulación de la potencia de las especificaciones, es decir, -10 dBm.

Se realizarán dos tipos de simulaciones por separado, una simulación en balance armónico para realizar un barrido en potencia con la que obtendremos la ganancia del circuito en función de la potencia de entrada y otra de *parámetros-s* en el que el barrido será de frecuencia con lo que la ganancia se representará en función de ésta:

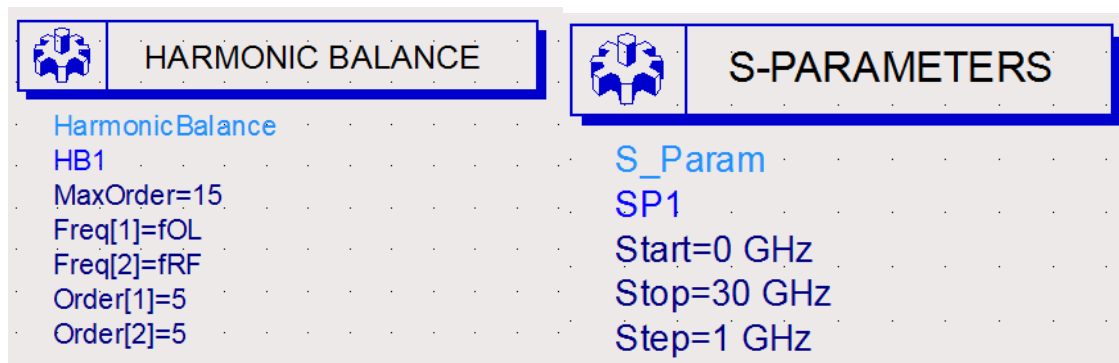


Figura 4-37 Simulaciones en balance armónico y parámetros-s para el mezclador

- **Balance armónico**

Para obtener la ganancia respecto a la potencia de RF se realiza un barrido de ésta. El resultado desde -60 dBm hasta 0dBm se presenta en la **Figura 4-38**:

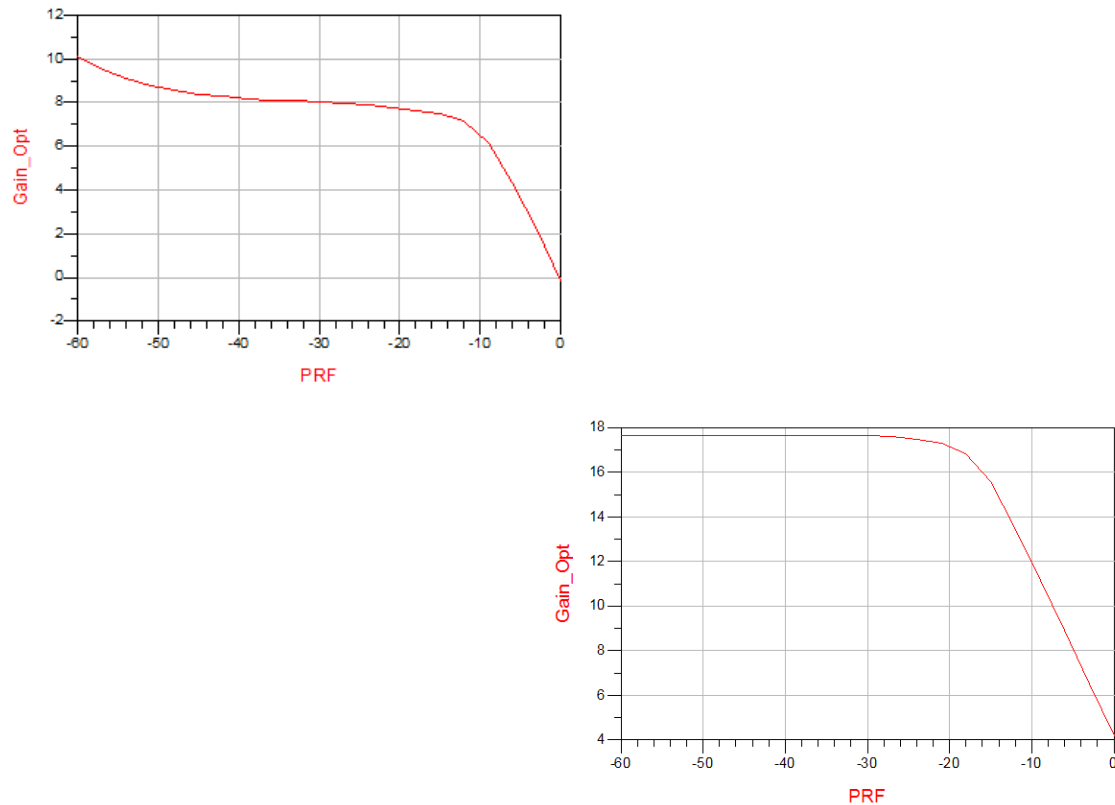


Figura 4-38 Simulación ideal en balance armónico del mezclador para Pol = -10 dBm (izda) y Pol = 0 dBm (dcha)

El circuito presenta un comportamiento más o menos lineal para potencias de entrada de la señal de RF de entre -40 y -10 dBm aproximadamente. A partir de los -10 dBm la ganancia cae de manera muy pronunciada.

Para la potencia de entrada de RF en la que funcionará el circuito, -30 dBm, éste se encuentra dentro de los márgenes de comportamiento lineal y presenta una ganancia de aproximadamente 8 dB.

En el caso de introducir una potencia de OL de 0 dBm, el comportamiento del circuito es mucho más lineal durante casi todo el barrido de potencia de RF. También obtenemos una ganancia superior, que se sitúa en casi 18 dB para una potencia de RF de entre -60 y -20 dBm aproximadamente.

A continuación se presenta la **Tabla 4-5** con los valores de las potencias en cada una de las ramas del mezclador (Rf, IF, OL) para el caso en el que se introduce una potencia de OL de -10 dBm, la establecida en la especificación:

PRF	PinRF_Opt[10]	PIFI_Opt[1]	PinOL_Opt[11]
-60.000	-61.713	-51.600	8.764
-57.000	-58.713	-49.176	8.764
-54.000	-55.713	-46.606	8.764
-51.000	-52.713	-43.923	8.764
-48.000	-49.713	-41.154	8.764
-45.000	-46.713	-38.320	8.764
-42.000	-43.713	-35.441	8.764
-39.000	-40.713	-32.528	8.764
-36.000	-37.712	-29.594	8.764
-33.000	-34.712	-26.647	8.764
-30.000	-31.710	-23.696	8.764
-27.000	-28.707	-20.751	8.764
-24.000	-25.701	-17.823	8.764
-21.000	-22.693	-14.918	8.763
-18.000	-19.684	-12.028	8.763
-15.000	-16.675	-9.166	8.763
-12.000	-13.647	-6.519	8.764
-9.000	-10.540	-4.392	8.766
-6.000	-7.396	-3.031	8.766
-3.000	-4.486	-2.315	8.765
0.000	-1.812	-1.973	8.762

Figura 4-5 Valores de las potencias en cada una de las ramas del mezclador (Rf, IF, OL) obtenidos en la simulación ideal

○ **Simulación en *parámetros-s***

A continuación, en la **Figura 4-39**, se presenta la gráfica de la ganancia frente a la frecuencia de entrada, obtenida mediante una simulación de *parámetros-s*:

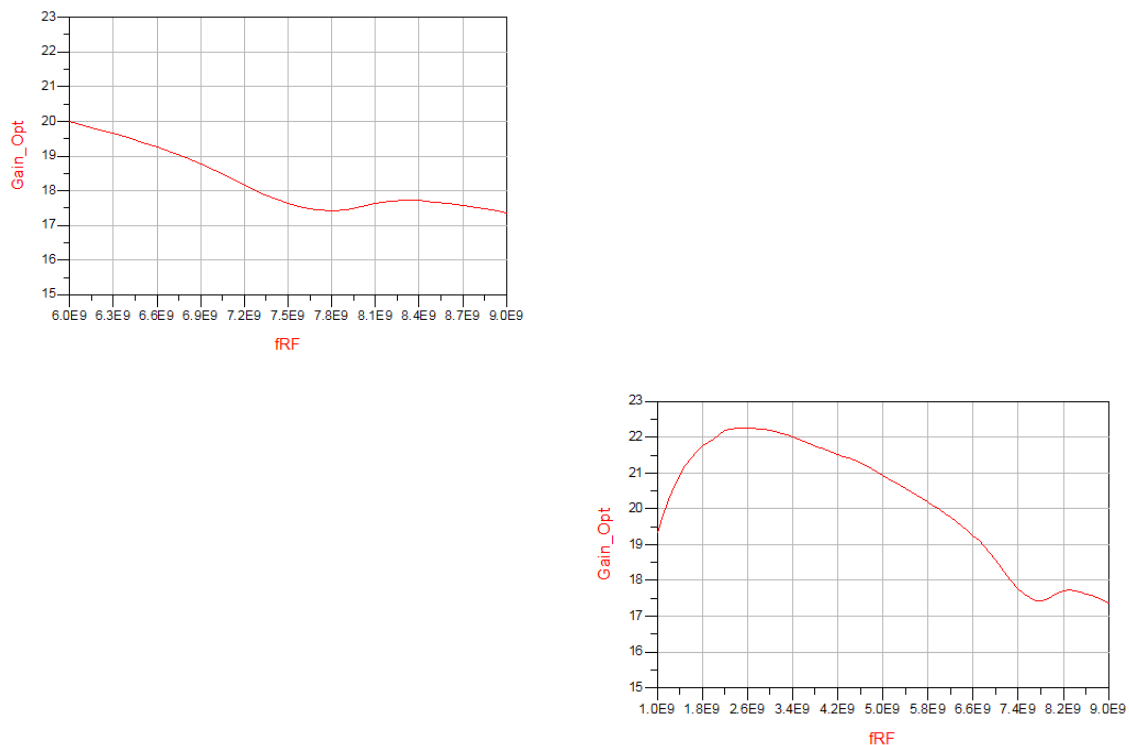


Figura 4-39 Simulación ideal de parámetros-s del mezclador para Pol = -10 dBm (izda) y Pol = 0 dBm (dcha)

La ganancia sufre un descenso suave con el aumento de la frecuencia y sufre un pico de descenso en torno a 7.7 Ghz pero, en general, presenta buenos valores en torno a los 18 Ghz.

En el caso de introducir 0 dBm de potencia de OL la respuesta de ganancia es significativamente mejor ya que, en gran parte de la banda, ésta supera los 20 dB.

4.5.4 Simulación real del mezclador

Para poder obtener una simulación más realista, al igual que en el caso del balun, partimos de una simulación electromagnética de las líneas que conforman el chip del mezclador. Esta simulación se realiza en layout por lo que debemos pasarlo a un esquemático y añadirle los elementos tales como transistores, condensadores,...etc. En la **Figura 4-40** se presenta el circuito, ya en esquemático:

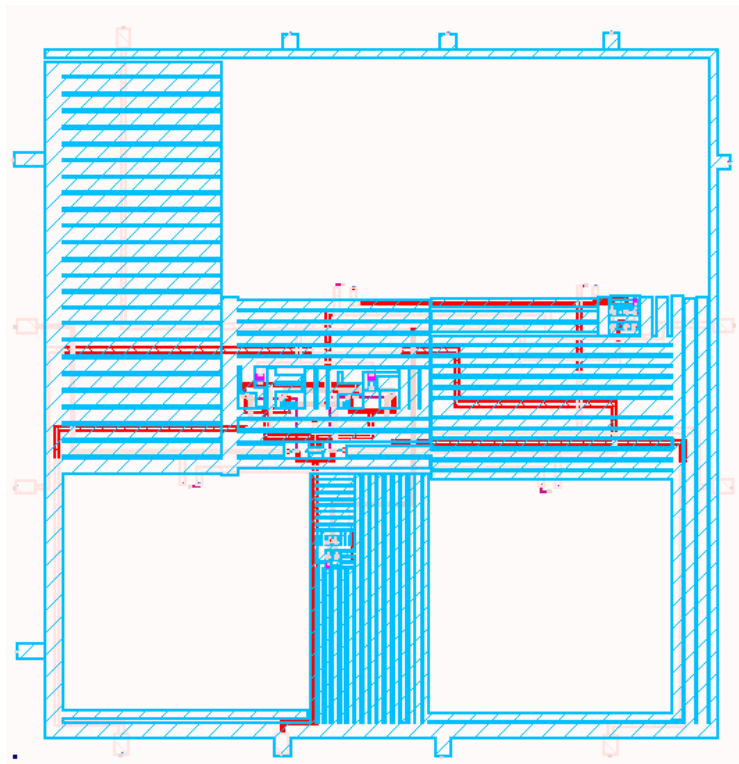


Figura 4-40 Esquemático para simulación electromagnética del mezclador

En este caso, se ha incluido en la simulación electromagnética el plano de masa que no se incluyó en el caso del balun. Este plano se corresponde con las líneas de color azul claro en la **Figura 4-41**.

A continuación se introduce esta simulación electromagnética en un subcircuito:

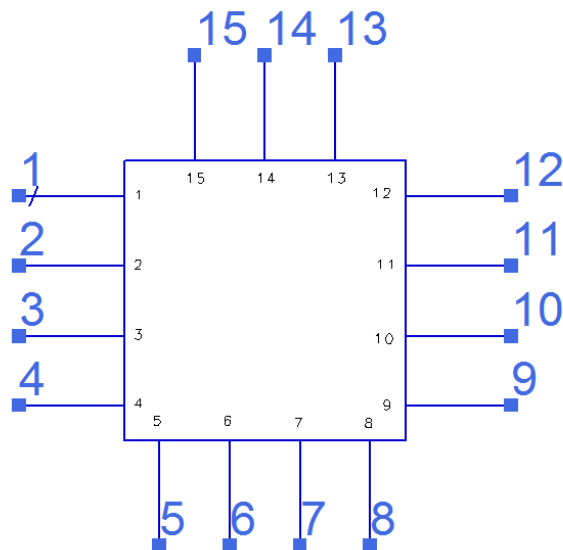


Figura 4-41 Subcircuito de la simulación electromagnética del mezclador

A este subcircuito se le introducen las mismas señales de entrada y alimentación que en el caso de la simulación ideal y se realizan las mismas dos simulaciones, de nuevo por separado:

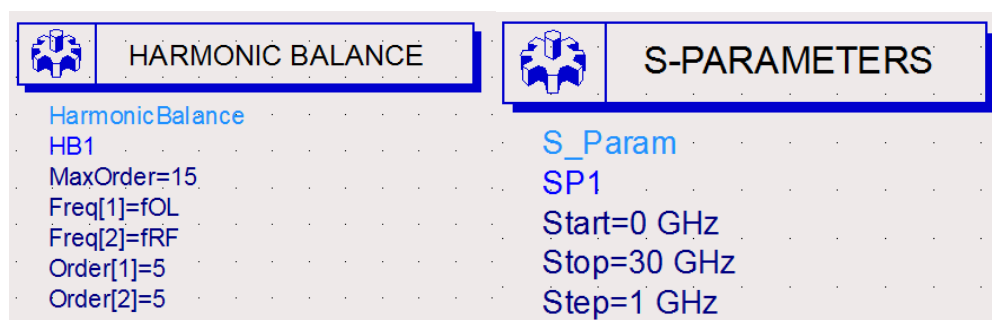


Figura 4-42 Simulaciones balance armónico y parámetros-s para la simulación real del mezclador

- **Diseño de los bondings o hilos.**

Para los bondings se va a utilizar el mismo diseño que se realizó para el balun, siempre teniendo en cuenta que a la hora de montar el diseño el tamaño puede variar ligeramente:

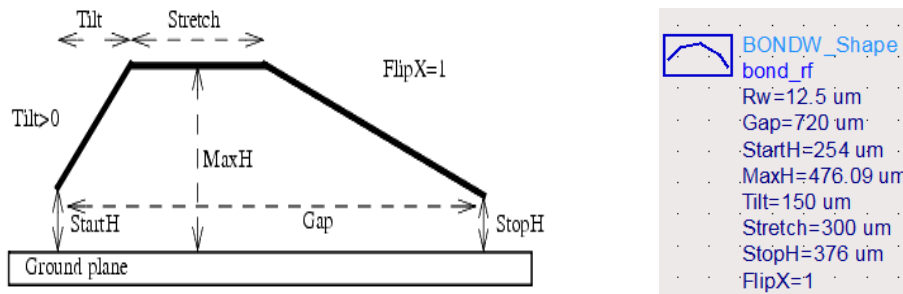


Figura 4-43 Diseño (izda) y parámetros (dcha) del Bonding para el mezclador

- **Balance armónico**

En la **Figura 4-44** vemos la simulación en balance armónico con el mezclador real:

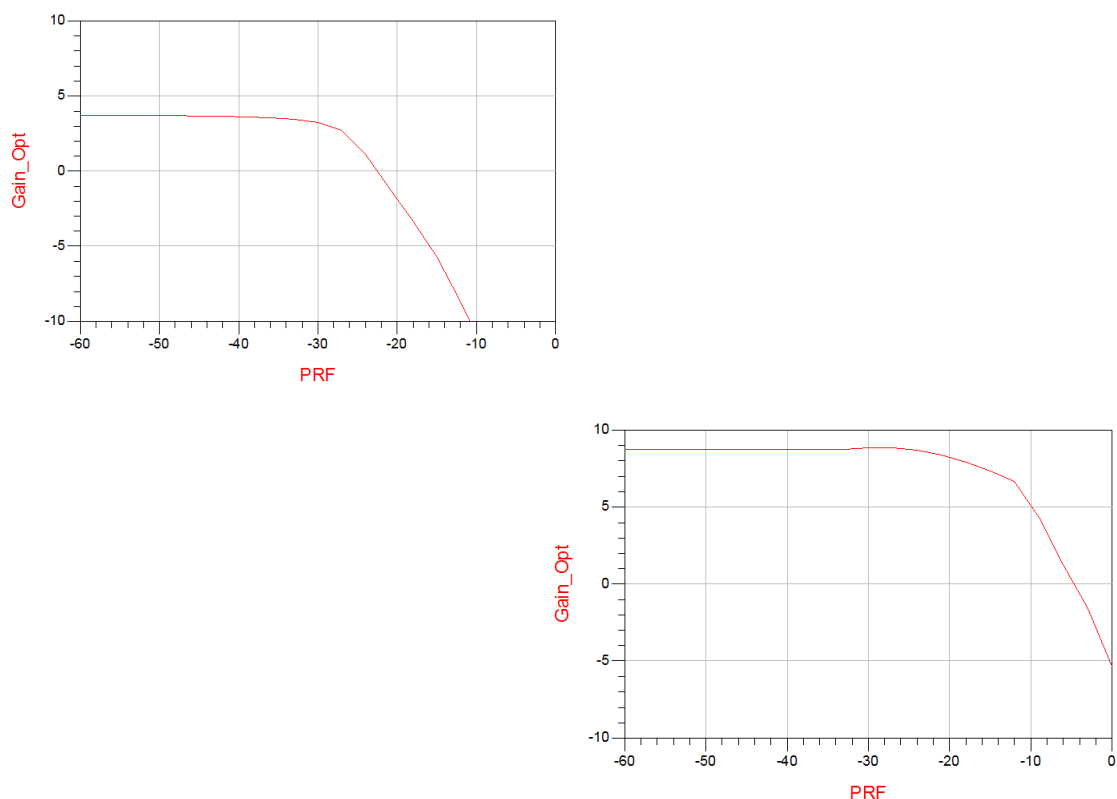


Figura 4-44 Simulación en balance armónico del mezclador real para Pol = -10 dBm (izda) y Pol = 0 dBm (dcha)

Comparando esta simulación con la realizada previamente en el apartado de “simulación ideal” vemos que se ha producido un brusco descenso de la ganancia de la respuesta.

Introduciendo una señal de OL de -10 dBm, tal como venía en las especificaciones, se obtiene una ganancia de la mitad con respecto al circuito ideal pasando de unos 8 dB a 4 dB y obteniendo valores negativos de ganancia, es decir, pérdidas a partir de los -21 dBm de potencia de RF aproximadamente. En la **Tabla 4-6** podemos ver estos datos con cifras con lo que se ve más claramente:

PRF	Gain_Opt
-60.000	3.684
-57.000	3.686
-54.000	3.686
-51.000	3.683
-48.000	3.677
-45.000	3.663
-42.000	3.638
-39.000	3.596
-36.000	3.530
-33.000	3.428
-30.000	3.249
-27.000	2.690
-24.000	1.096
-21.000	-1.112
-18.000	-3.368
-15.000	-5.718
-12.000	-8.685
-9.000	-11.877
-6.000	-16.907
-3.000	-24.607
0.000	-22.470

Figura 4-6 Tabla de la ganancia obtenida con la simulación en balance armónico del mezclador real para Pol = -10 dBm

En el caso de introducir una potencia de OL superior, de 0dBm, la ganancia también cae notablemente, hasta 8 dB. Sin embargo, el comportamiento, aunque con menos ganancia, sigue siendo bueno con una respuesta lineal hasta casi -10 dBm.

En los próximos apartados se analizará el porqué de esta degradación de las características puesto que no se explica simplemente con el paso de un esquemático ideal a una simulación más realista incluyendo la simulación electromagnética.

- Simulación en *parámetros-s*

En la figura se presenta el resultado de la simulación en parámetros-s, es decir, mediante el barrido en frecuencia. De acuerdo con el apartado anterior, el resultado que obtendremos deberá ser también muy inferior al de la simulación ideal:

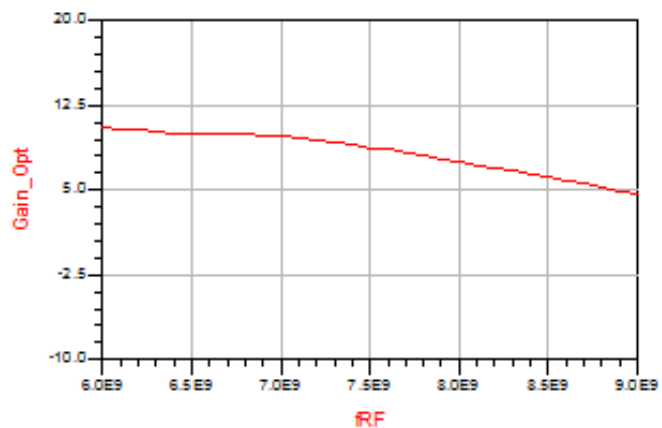
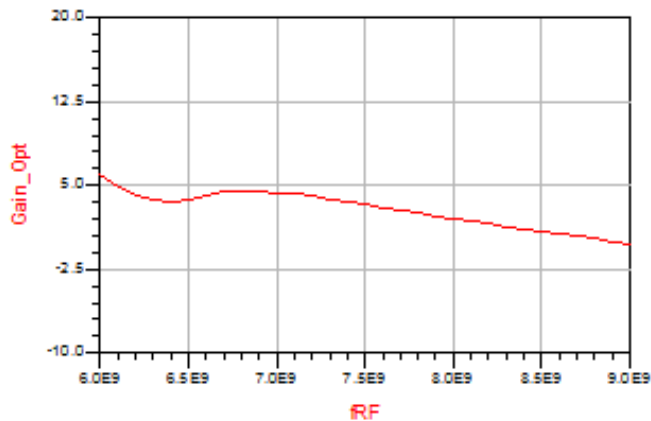


Figura 4-45 Simulación en parámetros-s del mezclador real para Pol= -10 dBm (izda) y Pol = 0 dBm (dcha)

Como podemos ver, para el caso de la Pol = -10 dBm, el resultado en términos de ganancia es notablemente peor que en la simulación ideal. Se han perdido aproximadamente 15 dB, incluso hacia el final de la banda se obtienen pérdidas. Podemos ver estos datos mediante cifras mejor en la **Tabla 4-7**:

fRF	Gain_Opt
6000000000.000	5.914
6100000000.000	4.910
6200000000.000	4.101
6300000000.000	3.605
6400000000.000	3.499
6500000000.000	3.747
6600000000.000	4.137
6700000000.000	4.395
6800000000.000	4.473
6900000000.000	4.432
7000000000.000	4.340
7100000000.000	4.198
7200000000.000	4.006
7300000000.000	3.772
7400000000.000	3.513
7500000000.000	3.249
7600000000.000	2.996
7700000000.000	2.719
7800000000.000	2.478
7900000000.000	2.216
8000000000.000	1.985
8100000000.000	1.737
8200000000.000	1.512
8300000000.000	1.275
8400000000.000	1.054
8500000000.000	0.826
8600000000.000	0.610
8700000000.000	0.393
8800000000.000	0.182
8900000000.000	-0.026
9000000000.000	-0.230

Figura 4-7 Tabla de la ganancia obtenida con la simulación en parámetros-s del mezclador real para Pol = -10 dBm

En el caso en el que introducimos una potencia de OL de 0 dBm, también se producen pérdidas en comparación con la simulación ideal, sin embargo gracias a ese aporte extra de potencia el resultado sigue siendo aceptable.

4.5.5 Análisis de pérdidas de ganancia

En este apartado se va a analizar el motivo de la disminución de la ganancia que hemos visto previamente.

Para ello es necesario analizar la corriente y la tensión que llegan desde los espejos de corriente a las distintas etapas del mezclador (conmutación y transconductancia).

Al hacer esto, se comprobó que a las etapas del mezclador no estaban recibiendo la alimentación que requerían. Por tanto el siguiente paso consistía en revisar los espejos de corriente para ver si alguno de ellos estaba fallando.

El espejo de corriente inferior funcionaba correctamente, mientras que el superior no estaba aportando la alimentación requerida. Para averiguar el motivo se comparan las figuras del esquemático y la simulación electromagnética de las líneas:

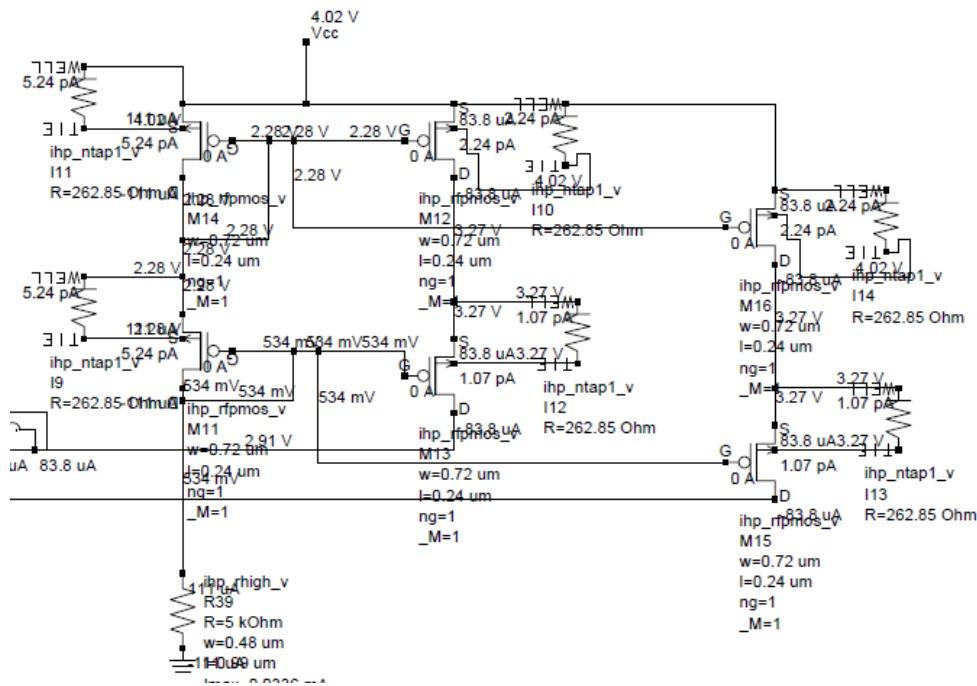


Figura 4-46 Esquemático del espejo de corriente para el mezclador con las conexiones correctas

En la **Figura 4-46** se presenta el espejo de corriente en modo esquemático, mientras que, a continuación, en la **Figura 4-47** se presentan las líneas sobre las que se realizó la simulación electromagnética.

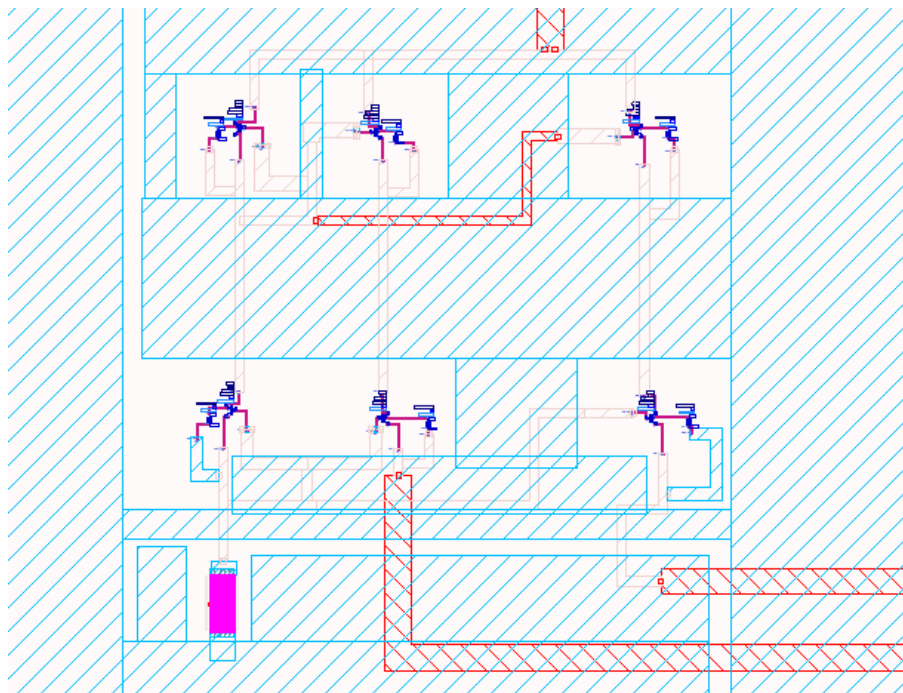


Figura 4-47 Conexiones del espejo de corriente en el esquemático de la simulación electromagnética

Si se observa detenidamente, en el caso de las líneas electromagnéticas (**Figura 4-47**), podemos ver como en los dos transistores de la izquierda hay un error en las conexiones, la ‘pata’ del sustrato que debería conectarse al surtidor se encuentra conectado al drenador, como vemos más de cerca a continuación en la **Figura 4-48**. Por este motivo, la fuente no puede funcionar de manera correcta.

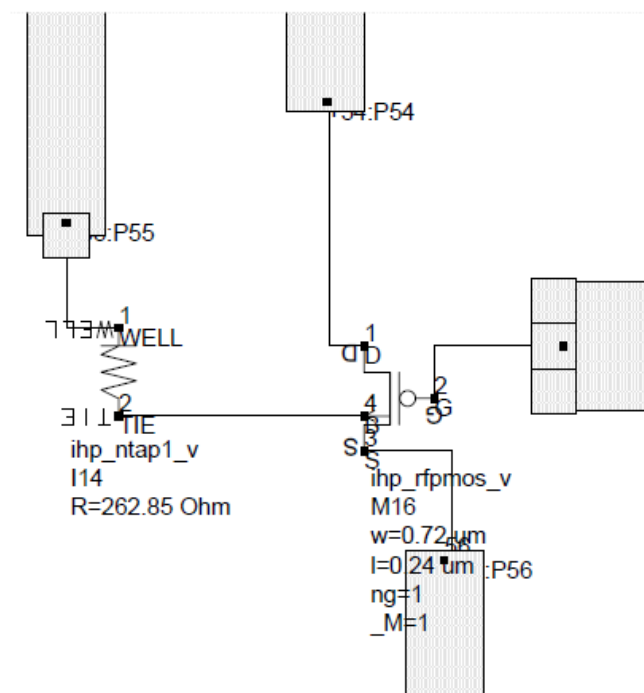


Figura 4-48 Detalle de las conexiones incorrectas de los transistores del espejo de corriente del mezclador

Este problema se debe, probablemente, a un error en algún momento durante el proceso de creación del layout con las líneas o en la conversión entre diferentes herramientas (como ya comentamos previamente, el diseño en layout fue realizado con el programa *Cadence* y, posteriormente, debió pasarse a *ADS* para realizar la simulación electromagnética).

No hay una solución sencilla a priori para solventar este error. Habrá que comprobar si el error se ha trasladado al proceso de fabricación del chip o si solamente está presente en la simulación electromagnética.

Si el error solo está en la simulación no habrá ningún problema en el chip. Si no es así, aún podremos utilizar como potencia de entrada de OL 0 dBm que, como hemos visto en las simulaciones, presenta un comportamiento suficientemente bueno.

4.5.6 Simulación definitiva

A continuación, vamos a proceder a simular todo el mezclador completo. Esto incluirá la simulación electromagnética del mezclador analizada en el apartado previo, unida a las líneas de transmisión, las cuales se simularán también electromagnéticamente. De este modo, podremos observar el comportamiento del mezclador con todos los elementos de la forma más realista posible, además del efecto de las líneas sobre el chip del mezclador.

- **Simulación electromagnética de las líneas**

Como ya dijimos en capítulos anteriores, la simulación electromagnética se realiza desde el layout. Introducimos los datos del substrato *Cuclad* a utilizar. Una vez introducidos, seleccionamos una simulación en *Parámetros-S* de 0 a 30 GHz con 100 puntos.

Obtenemos el esquemático de la **Figura 4-49**, que uniremos al chip del mezclador para simular y analizar los resultados:

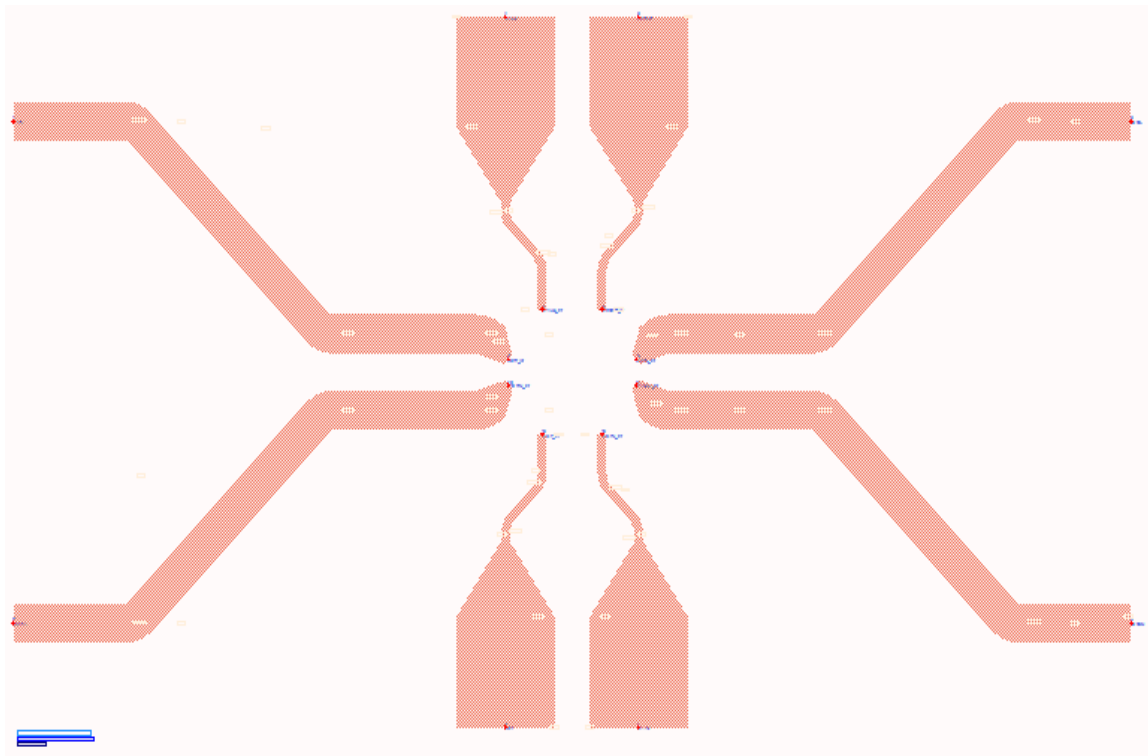


Figura 4-49 Esquemático de la simulación electromagnética de las líneas de transmisión del mezclador

○ **Balance armónico**

A continuación se presenta la simulación completa del mezclador, mediante un barrido de potencia de entrada. En la **Figura 4-50** se trata de la simulación con una potencia de OL de -10 dBm.

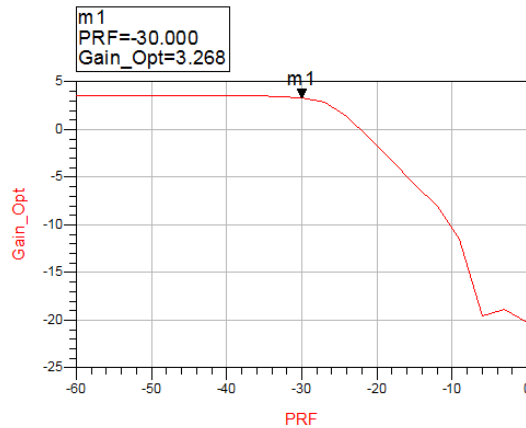


Figura 4-50 Ganancia obtenida de la simulación en balance armónico del mezclador definitivo para Pol = -10 dBm

La respuesta es muy similar a la simulación realizada en el apartado anterior, donde no se habían incluido las líneas de transmisión. Tan sólo se degrada ligeramente la señal en un rango cercano a los 0 dBm e potencia de RF. Por tanto, se puede concluir que las líneas no afectan negativamente al funcionamiento del mezclador.

La ganancia a la potencia de RF marcada en las especificaciones (-30 dBm) es de 3.268 dB.

En la **Tabla 4-8** podemos ver los datos de potencia en cada una de las ramas del mezclador:

PRF	PinRF_Opt[10]	PIFI_Opt[1]	PinOL_Opt[11]
-60.000	-60.807	-57.239	-14.470
-57.000	-57.807	-54.240	-14.470
-54.000	-54.808	-51.241	-14.469
-51.000	-51.809	-48.241	-14.468
-48.000	-48.809	-45.242	-14.468
-45.000	-45.809	-42.240	-14.462
-42.000	-42.807	-39.235	-14.454
-39.000	-39.802	-36.228	-14.434
-36.000	-36.794	-33.246	-14.388
-33.000	-33.781	-30.326	-14.292
-30.000	-30.758	-27.491	-14.106
-27.000	-27.751	-24.806	-13.821
-24.000	-24.808	-23.428	-13.274
-21.000	-21.766	-22.700	-13.036
-18.000	-18.601	-21.878	-12.966
-15.000	-15.664	-21.448	-12.913
-12.000	-13.110	-21.192	-12.852
-9.000	-10.161	-21.604	-12.801
-6.000	-8.481	-26.011	-13.441
-3.000	-3.135	-22.020	-13.426
0.000	-0.131	-20.350	-13.498

Tabla 4-8 Potencia en cada una de las ramas del mezclador para la simulación completa para Pol = -10 dBm

En la siguiente **Figura 4-51** se presenta la simulación para una potencia OL introducida de 0 dBm, que será la que aporte un resultado mejor, en vista de lo observado en apartados previos:

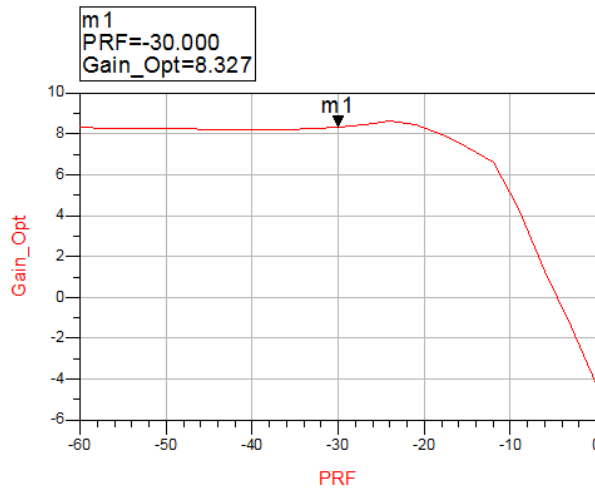


Figura 4-51 Ganancia obtenida de la simulación en balance armónico del mezclador definitivo para Pol = 0 dBm

Como ya se ha dicho, el resultado es mejor en este caso que al introducir menos potencia de OL. Tampoco se observan en este caso diferencias notables entre la simulación con las líneas de transmisión y sin éstas.

La ganancia obtenida a la potencia de RF de -30 dBm es de 8.327 dB lo que supone un mejor resultado que con Pol = -10 dBm.

Los datos de la señal medida en todas las ramas del mezclador, con una Pol de 0 dBm se presentan en la **Tabla 4-9**:

PRF	PinRF_Opt[10]	PIFI_Opt[1]	PinOL_Opt[11]
-60.000	-61.081	-52.768	-3.712
-57.000	-58.070	-49.784	-3.712
-54.000	-55.062	-46.798	-3.712
-51.000	-52.057	-43.804	-3.711
-48.000	-49.052	-40.810	-3.711
-45.000	-46.049	-37.814	-3.710
-42.000	-43.045	-34.815	-3.707
-39.000	-40.039	-31.811	-3.703
-36.000	-37.030	-28.797	-3.694
-33.000	-34.018	-25.780	-3.679
-30.000	-31.002	-22.675	-3.655
-27.000	-27.983	-19.543	-3.615
-24.000	-24.951	-16.317	-3.539
-21.000	-21.857	-13.390	-3.408
-18.000	-18.724	-10.765	-3.270
-15.000	-15.582	-8.229	-3.335
-12.000	-12.522	-5.914	-3.635
-9.000	-9.423	-5.049	-3.973
-6.000	-6.202	-4.919	-4.298
-3.000	-3.187	-4.598	-4.390
0.000	-0.272	-4.527	-4.506

Tabla 4-9 Potencia en cada una de las ramas del mezclador para la simulación completa para Pol = 0 dBm

4.5.7 Conclusiones del diseño del mezclador

La principal conclusión de este capítulo es que las líneas de transmisión no han supuesto ninguna merma de la calidad del mezclador. Apenas se ha notado su introducción y no han variado el comportamiento ni las características de éste.

Por otro lado, cabe destacar los problemas surgidos de la simulación electromagnética del chip del mezclador. Éstos han supuesto una pérdida notable en los resultados que ofrece el mezclador y hacen necesario aumentar la potencia de OL para poder mantener un buen funcionamiento del mismo.

5. Montaje del circuito

5.1 Introducción

En este capítulo se exponen los pasos para el montaje del circuito a partir de los chips de los componentes (balun y mezclador), que podemos ver en la **Figura 5-1**:



Figura 5-1 Imagen de los chips de los componentes del receptor UWB (balun y mezclador)

Como ya se ha expuesto en capítulos anteriores, se va a utilizar una caja de las dimensiones que se ven en la **Figura 5-2**, en la que se incluirán los dos componentes, el mezclador y el balun.

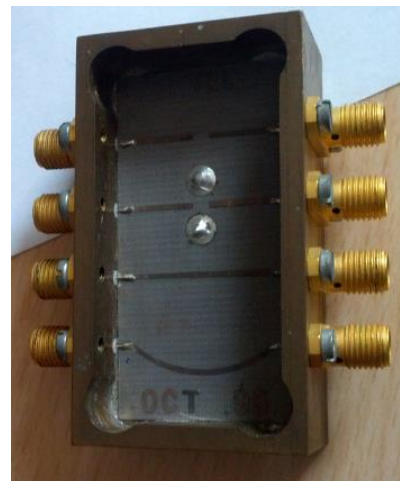
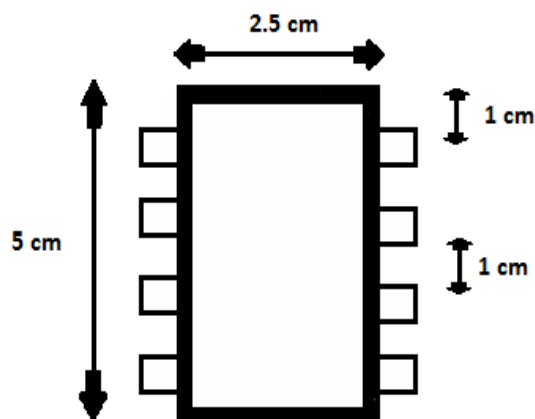


Figura 5-2 Dimensiones de la caja de encapsulado del circuito

El montaje se va a realizar en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria.

A continuación se expondrán los problemas surgidos tras el montaje y en las medidas que han imposibilitado obtener los resultados de la caracterización del circuito.

5.2 Generación del layout y los archivos para impresión.

El primer paso será generar los archivos necesarios para la impresión del circuito.

En el caso del layout es necesario unir en uno solo los dos layouts del balun y mezclador y ajustarlo a las medidas de la caja:

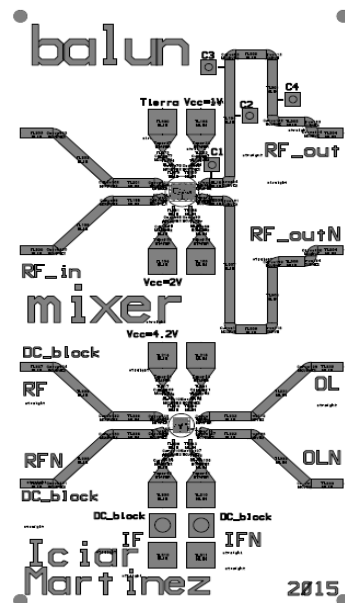


Figura 5-3 Layout final para el montaje conjunto de balun y mezclador.

A partir de éste, generamos los archivos dxf, gerber y gds que se utilizarán para imprimir el circuito. El resultado obtenido tras la impresión y posterior fabricación de la placa es el siguiente:

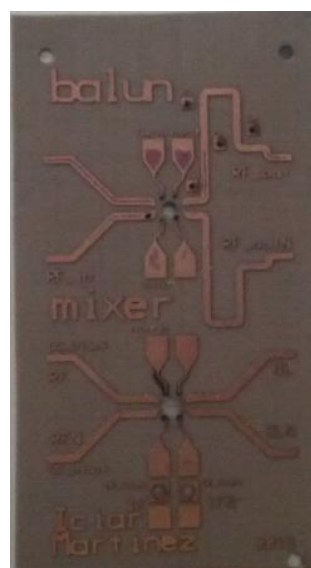


Figura 5-4 Imagen del circuito impreso con las líneas de transmisión para el balun y el mezclador

5.3 Soldadura de los bondings, DICAPs y los chips.

Lo siguiente será soldar todos los componentes restantes.

Los bondings se realizarán mediante hilos de oro que se soldarán a los pads de los chips y a las líneas para realizar las uniones. Para esto se utilizan los esquemas de la **Figura 5-5**:

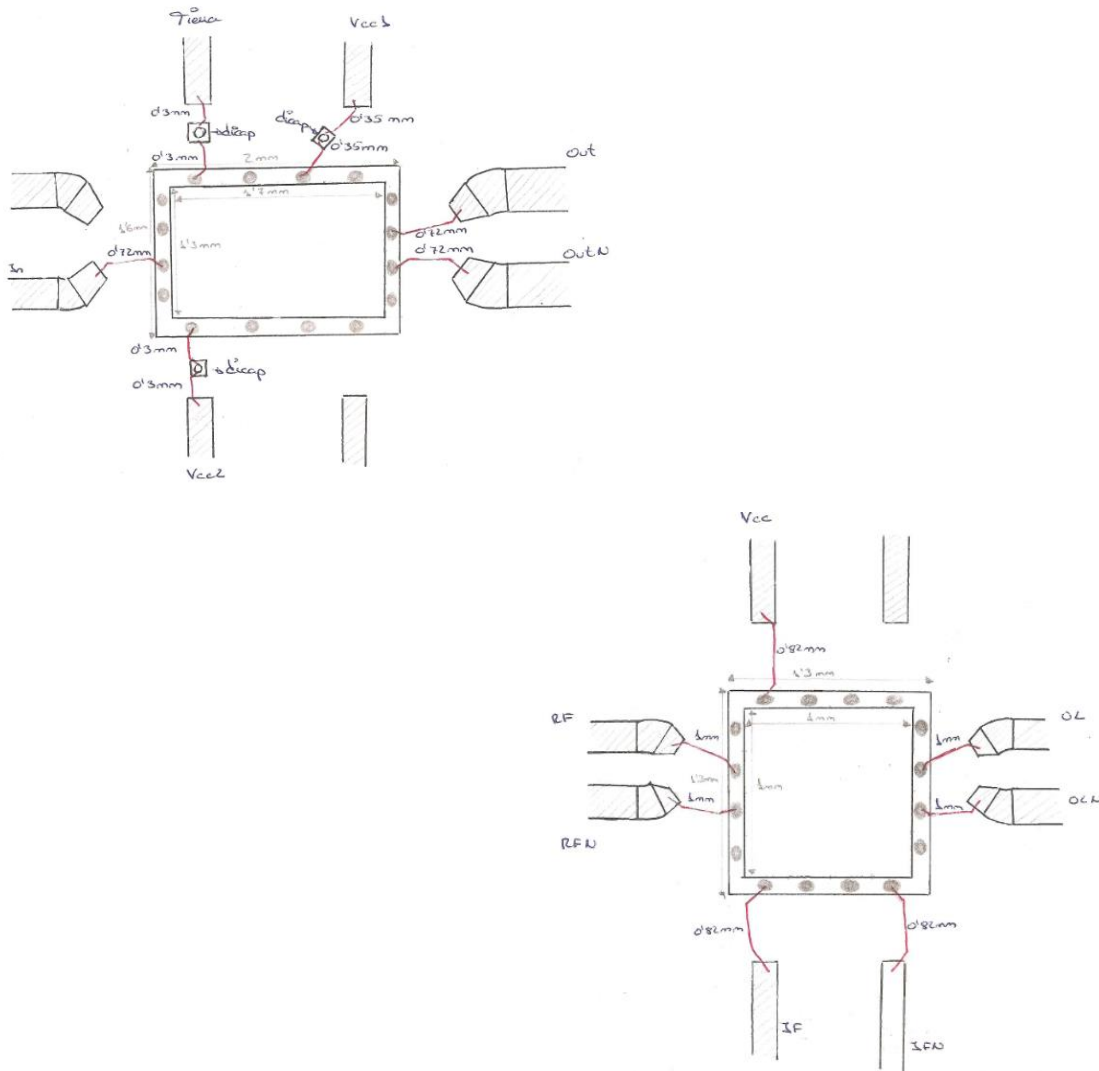


Figura 5-5 Esquemas de conexiones del balun y el mezclador para realizar las soldaduras de los bondings

En estos esquemas se aprecian con detalle las conexiones para cada uno de los circuitos. También se muestran las longitudes mínimas y los condensadores necesarios para el desacoplo de RF en las polarizaciones

5.3.1 Imágenes del montaje del balun

Tras realizar las soldaduras, en las siguientes imágenes se observa el resultado del balun a través del microscopio:

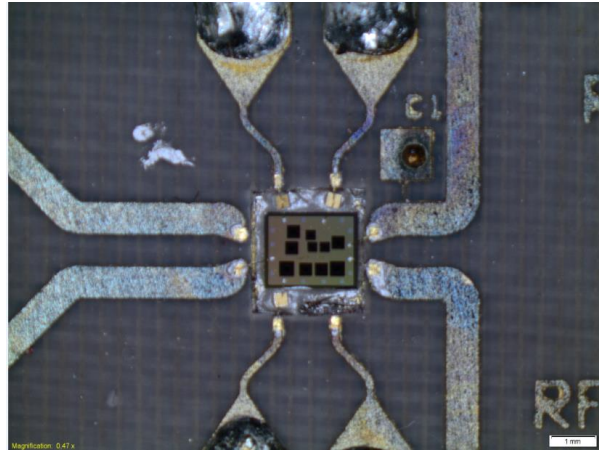


Figura 5-6 Imagen del balun a través del microscopio

En la **Figura 5-6** observamos el balun completo desde cierta distancia para que se vean las líneas de transmisión.

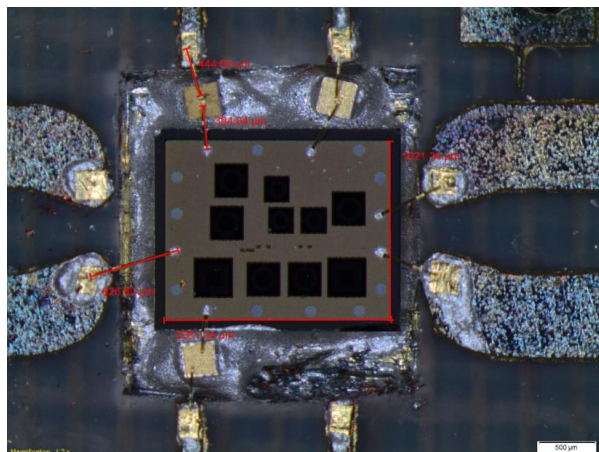


Figura 5-7 Imagen en detalle del balun a través del microscopio incluyendo medidas significativas

En cambio, en la **Figura 5-7** lo vemos más de cerca, de tal forma que podemos ver los detalles de la soldadura de los bondings así como algunas medidas importantes.

5.3.2 Imágenes del montaje del mezclador.

A continuación, vemos el resultado para el caso del mezclador:

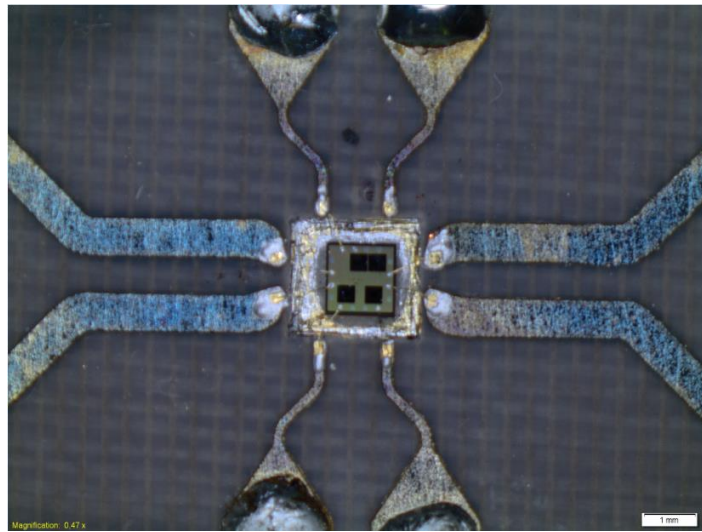


Figura 5-8 Imagen del mezclador a través del microscopio

Aquí observamos una imagen completa del mezclador y sus líneas. Y en la **Figura 5-9** vemos el mezclador más de cerca, con los bondings y algunas medidas interesantes:

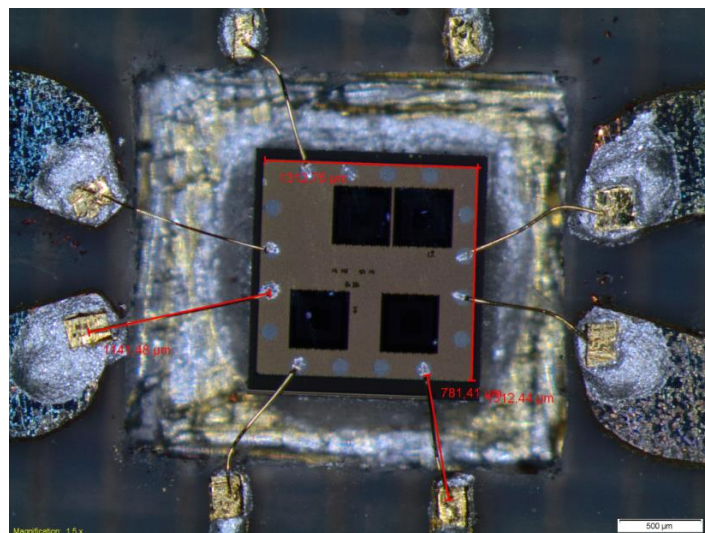


Figura 5-9 Imagen en detalle del mezclador a través del microscopio incluyendo medidas significativas

5.3.3 Caja completa con los circuitos

A continuación se muestra una imagen completa de la caja en la que se montan los dos circuitos, así como los cables que se utilizarán para la alimentación y los conectores para introducir la señal:

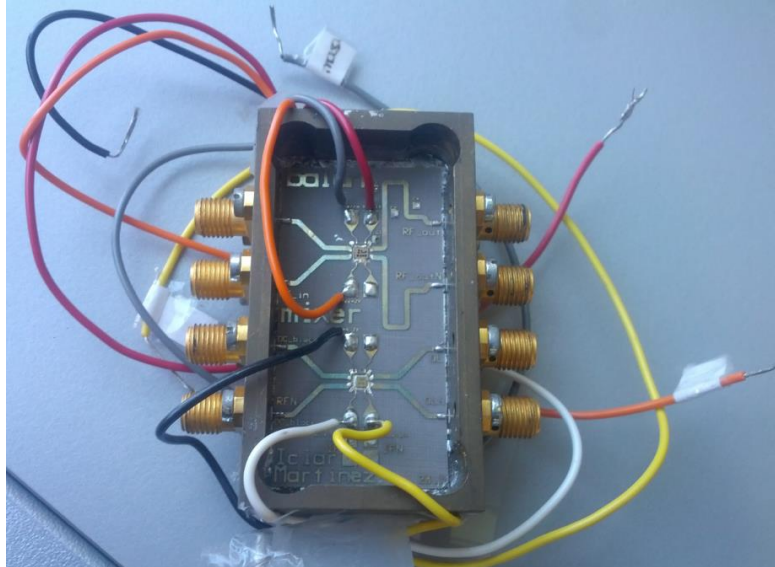


Figura 5-10 Imagen tomada del circuito completo con encapsulación, cables de alimentación, etc...

5.4 Medida y análisis de problemas surgidos

En este apartado, se explican los motivos por los que finalmente no ha sido posible caracterizar los circuitos correctamente.

Tras obtener el circuito montado con todas sus conexiones listas, el siguiente paso era trasladarse al laboratorio para realizar todas las medidas que permitiesen el análisis completo del mismo.

Se escoge para comenzar las medidas el balun debido a que es más sencillo que el mezclador, sólo requiere *una* señal de entrada y se obtendrán dos de salida. Se puede hacer por tanto un análisis de *parámetros-s* de tres puertos. Para ello utilizamos un analizador de redes de *Agilent Technologies*:



Figura 5-11 Imagen del analizador de redes de *Agilent Technologies*

Sin embargo, al proceder a analizar los resultados, no se observa nada, como si no hubiera señal alguna en los puertos del analizador. Para averiguar por qué sucede esto, debemos comprobar lo primero de todo si el circuito está consumiendo. Esto lo haremos midiendo la intensidad que entra al circuito por las entradas de alimentación Vcc1 y Vcc2 y comparándolo con la que teóricamente debería entrar:

Intensidad teórica entrada alimentación Vcc1: **-1.43 A**

Intensidad teórica entrada alimentación Vcc2: **-2.85 A**

Al realizar las medidas, no sólo no se acercaban a las teóricas previamente señaladas, si no que el circuito no consumía absolutamente nada.

Cuando procedemos a comprobar más cuidadosamente las conexiones, vemos que algunas de las soldaduras de los bondings presentan mal aspecto pese a haberse utilizado placas de metal para mejorar el agarre, como vemos en la **Figura 5-12**:



Figura 5-12 Imagen en detalle de la soldadura de los bondings

Además, se observa que los hilos se sueltan demasiado fácilmente, lo cual hace pensar que las soldaduras no están haciendo contacto correctamente.

Todo esto hace pensar que el circuito posee una capa de 'pasivación' que impide que los bondings se suelden correctamente a los pads del balun. Por este motivo, la señal no se introduce en el circuito y no hay ningún tipo de consumo.

Este problema, hace que sea imposible realizar las medidas de caracterización de los circuitos puesto que la capa de pasivación procede de la fabricación de los chips realizada en la *foundry*.

6. Conclusiones y líneas futuras

6.1 Conclusiones

De la realización del presente Proyecto Fin de Carrera se obtienen una serie de conclusiones.

En primer lugar, se evidencia la importancia de contar con un buen diseño ideal de partida puesto que, en el momento que a éste se le añaden elementos externos como en nuestro caso las líneas de transmisión para el montaje, las prestaciones se verán reducidas sustancialmente.

Además los análisis más realistas, introduciendo simulaciones de los efectos electromagnéticos, introducirán una serie de pérdidas y degradaciones de las señales obtenidas que también es importante contemplar.

Por todo esto, a la hora de diseñar las líneas de transmisión que permitirán el montaje de los chips del balun y el mezclador, es necesario que éstas tengan el menor impacto posible. Este era uno de los objetivos principales del proyecto y resulta imprescindible para no introducir más pérdidas que las expresadas anteriormente.

En el caso del balun, las simulaciones electromagnéticas degradaron sustancialmente la señal. Pese a que descubrimos que una de las salidas (la negada) no funciona correctamente se procede a analizar igualmente el comportamiento.

Al introducir las líneas de transmisión diseñadas, éstas no tenían apenas impacto sobre el comportamiento del circuito. Añadiendo elementos como los Dicaps se solventaron ligeramente las pérdidas de la simulación electromagnética. Sin embargo, realizando una red de adaptación a la salida del circuito en cuatro etapas combinando longitudes de líneas de transmisión con condensadores, fue como se alcanzó una mejora sustancial del resultado. La adaptación óptima se obtuvo mediante la herramienta de optimización.

Finalmente, se logra una ganancia máxima de unos 7 dB al principio de la banda (en 6 GHz). Al aumentar la frecuencia esta ganancia va disminuyendo llegando incluso a provocar pérdidas al final de la banda (9 GHz). La adaptación a la salida conseguida tras la optimización resulta muy satisfactoria.

Por otro lado, en el mezclador se ha descubierto un error en uno de los espejos de corriente que proporciona la alimentación al circuito. A pesar de esto se obtienen buenos resultados.

Se concluye que aumentando la potencia introducida en la entrada de OL el resultado es notablemente mejor. De esta manera obtenemos una ganancia media de 8 dB aproximadamente y una respuesta lineal que ayudará a un comportamiento estable del mezclador.

En estos aspectos, los diseños de las líneas de transmisión para la encapsulación del balun y el mezclador cumplen con los objetivos de manera satisfactoria.

Finalmente no ha sido posible completar las medidas del circuito tras su montaje debido a los problemas surgidos con las soldaduras. Esto queda pendiente para incluir en el próximo apartado sobre trabajos futuros.

6.2 Líneas futuras

Como ya se ha dicho previamente, un posible trabajo futuro sería pedir de nuevo a la *foundry* la generación de los chips, corrigiendo el error de la capa de pasivación. De esta forma, las soldaduras se realizarían correctamente y el circuito debería poder funcionar de forma correcta.

Una vez obtenidos los nuevos chips, se podría realizar la caracterización completa de los dos componentes mediante las medidas de laboratorio.

Otra línea futura sería, una vez caracterizados los componentes por separado, analizar el comportamiento de ambos unidos. A continuación, se habría de integrar todo en un mismo chip y se encapsularía todo junto. Finalmente se realizarían las medidas de laboratorio de todo el conjunto, con lo que la caracterización quedaría completa.

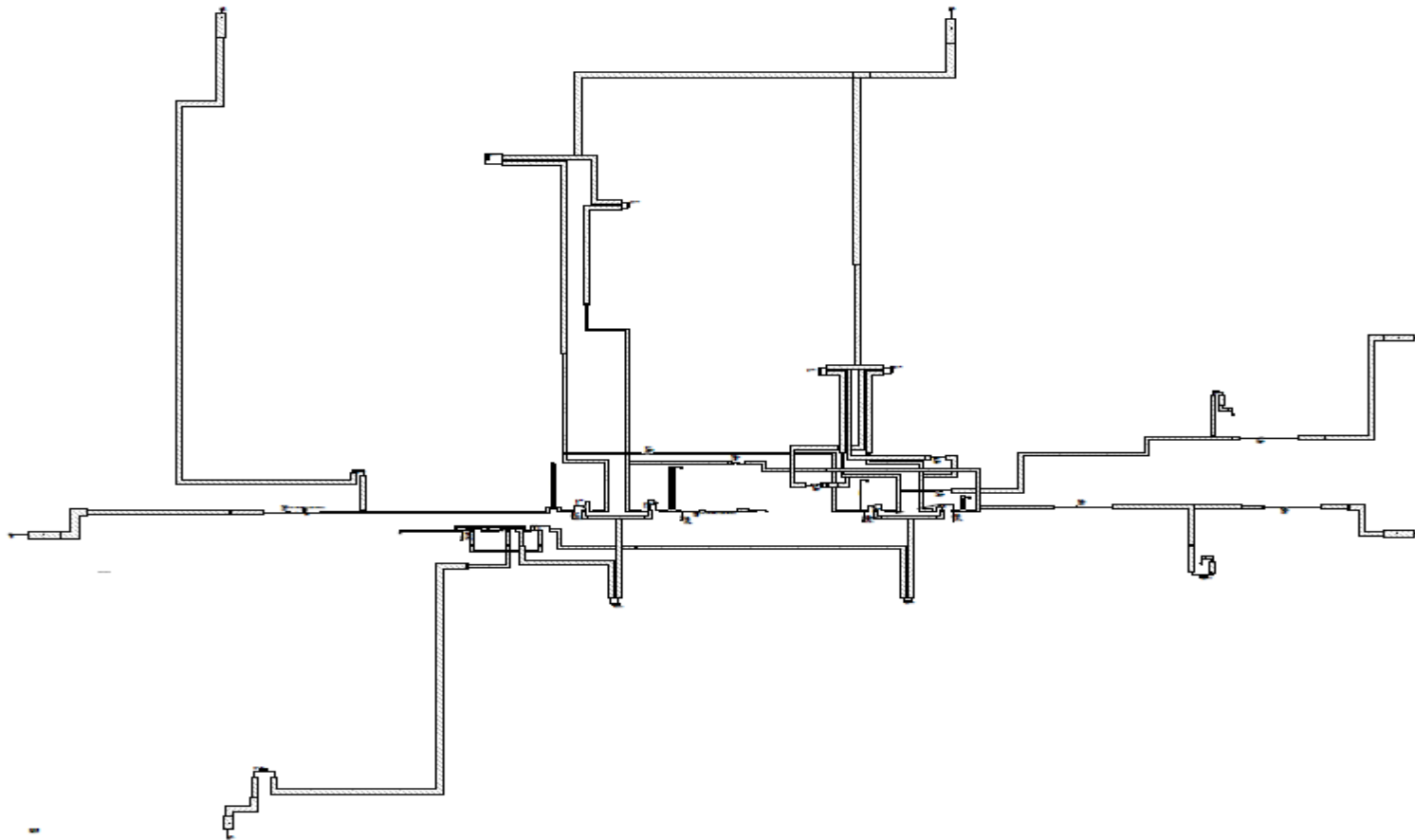
Yendo todavía más allá, los componentes descritos en el presente Proyecto, forman una de las ramas del receptor que se vio en el apartado de Arquitectura de un receptor inalámbrico. Para tener el conjunto completo, sería necesario duplicar dicha rama e integrar todos los componentes en un mismo chip.

Con este paso final quedaría completado el diseño y montaje del receptor inalámbrico.

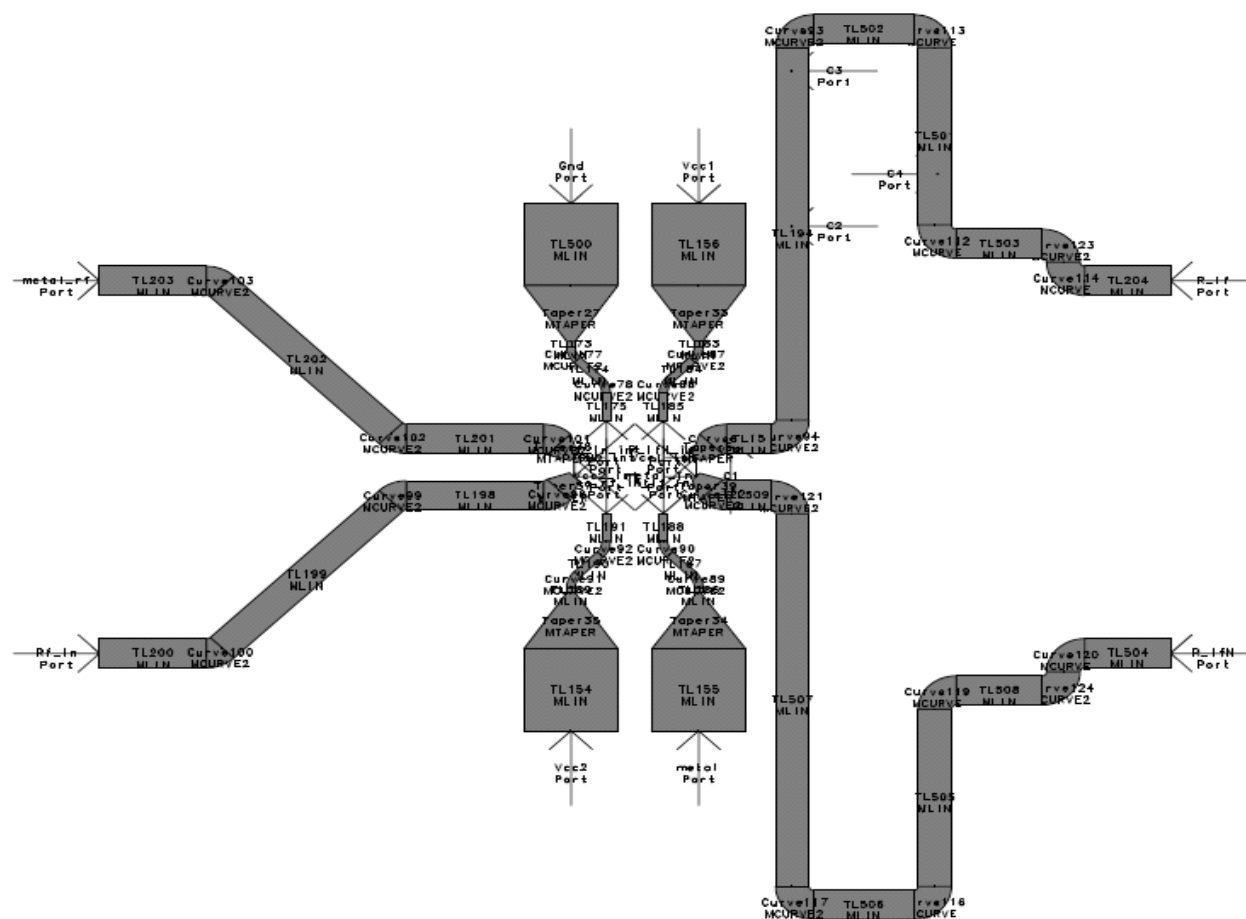
Una última línea de trabajo, que no se ha contemplado en este Proyecto, sería diseñar un transmisor de UWB en la misma banda que el receptor. De esta manera tendríamos el Sistema de Comunicaciones completo.

Anexo

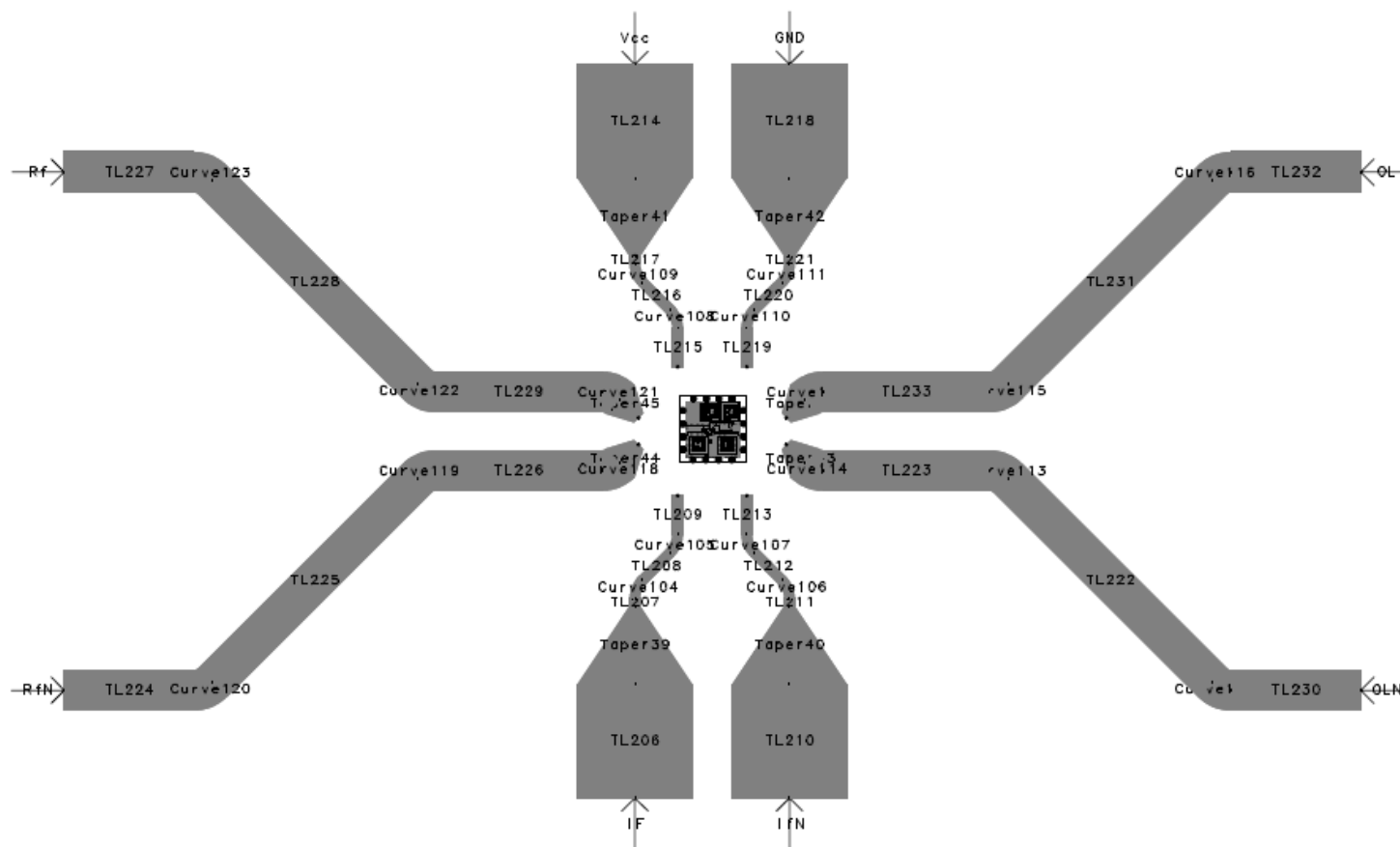
a) Balun simulación electromagnética



b) Balun layout



d) Mezclador layout



Bibliografía

- [1] Laura Diego Arroyo, “Proyecto Fin de Máster: CONVERTOR INTEGRADO EN TECNOLOGÍA BiCMOS PARA APLICACIONES DE UWB”. Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, 2008.
- [2] Ramón J. Millán, “¿Qué es UWB?, BIT No.147, COIT & AEIT.
- [3] Terence W. Barret. History of Ultra-Wideband (UWB) radar & communications: pioneers and innovators. National Telecommunications and Information Administration, 1-29, 2000.
- [4] Chia-Hsin Cheng, “Introduction to Ultra Wideband Systems”, Wireless Access Tech. Lab, CCU (www.ee.ccu.edu.tw).
- [5] Federal Communications Commission. Revision of Part 15 of the commission’s rules regarding ultra-wideband transmission systems. First report and order, 1-118, 2002.
- [6] Anderson, Christopher et. al., “An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems”, Prentice hall, 2005.
- [7] Pam Siri Wongpairat, W.; Ray Liu, K.J.; "Ultra-Wideband Communications Systems: Multiband OFDM Approach", ISBN 978-0-470-07469-5. Wiley, 2007.
- [8] Heidari, G.; “Wimedia UWB: Technology Of Choice For Wireless Usb and Bluetooth", ISBN 978-0-470-51834-2. Wiley, 2008.
- [9] Joaquín Pérez Soler.; “Coexistencia e Integración de Comunicaciones Inalámbricas en Sistemas de Transmisión Ópticos” Tesis doctoral, julio 2009. Centro de Tecnología Nanofotónica de Valencia.
- [10] Jorge A. Ruiz Cruz, “Introducción a los Sistemas de Ultra Banda Ancha”.
- [11] Jorge Cámara Fernández.; “Diseño de nuevas estructuras de antenas Ultra Wideband” Proyecto Fin de Carrera, marzo 2011. Universidad Autónoma de Madrid.
- [12] X. Shen, M Guisan, R.C. Qiu, T. Le-Ngoc, “Ultra-WideBand, Wireless Communications and Networks”, John Wiley & Sons, 2006.
- [13] Brian Alejandro Castro Varela.; “Tecnologías inalámbricas”, 2013 (<http://brianvarela.blogspot.com.es/>).
- [14] Innovation for High Performance (IHP). [Online] <http://www.ihp-microelectronics.com/en/start.html>
- [15] Godara, B.; Fabre, A.; "State of the Art for Differential Circuits and Baluns in Wireless Communications Transceivers; A New Wideband Active Balun in SiGe-BiCMOS Technology ", Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, vol.14, pp. 355-386, 2006.

- [16] Long, J.R.; "Monolithic transformers for silicon RF IC design," Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol.35, no.9, pp.1368-1382, Sept. 2000.
- [17] B. E. Wilcox; "Determine the Loss of Discrete Baluns", Microwaves and RF Magazine, Jan. 1998.
- [18] Voltti, M.; Koivi, T.; Tiiliharju, E.; "Comparison of active and passive mixers," Circuit Theory and Design, 2007. ECCTD 2007. 18th European Conference on , vol., no., pp.890-893, 27-30 Aug. 2007.
- [19] Johansen, T.K.; Vidkjaer, J.; Krozer, V.; "Analysis and design of wide-band SiGe HBT active mixers," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , vol.53, no.7, pp. 2389- 2397, July 2005.
- [20] Robredo Ruiz, G. A.; "Electrónica básica para ingenieros". Capítulo 5. Santander: PubliCan, Ediciones de la Universidad de Cantabria, [2009].
- [21] <http://www.agilent.com/home>
- [22] http://www.rf-microwave.com/datasheets/3863_Arlon_CuClad-250_01.pdf
- [23] <http://www.arlon.com/>
- [24] Cadence. [Online] <http://www.cadence.com>
- [25] DICAP
http://151.100.120.244/personale/pisa/CIRCUITI_MICROONDE/VARIE/MW_OFFICE/Library/DLI/Data%20Sheets/SinglelayerDiCap.pdf