

Daniel Maestro Redondo

**DISEÑO Y CARACTERIZACIÓN DE SISTEMAS DE TRANSMISIÓN Y
RECEPCIÓN PARA APLICACIONES DOCENTES**

TRABAJO FINAL DE GRADO

Dirigido por el Prof. David Girbau Sala

Grado en Ingeniería Telemática



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Tarragona

2014

Agradecimientos:

Quería agradecer al Dr. David Girbau su ayuda y su dedicación a lo largo de la realización de este proyecto y a Gemma Plana por su apoyo durante todo este tiempo.

Índice

1. - Introducción	3
1.1. - Introducción a los sistemas de comunicación de radiofrecuencia.....	3
1.2. - El receptor superheterodino.....	3
1.3. - Componentes del receptor superheterodino	4
1.4. - Objetivos del proyecto.....	5
1.5. - Organización de la memoria.....	5
2. - Elementos pasivos	7
2.1. - Antena.....	7
2.1.1. - Parámetros de antena	7
2.1.2. - Antena parche	8
2.1.3. - Diseño de la antena	10
2.1.4. - Medidas reales de la antena	14
2.2. - Acopladores direccionales.....	17
2.2.1. - Conceptos básicos.....	17
2.2.2. - Diseño de los acopladores.....	18
2.2.3. - Medidas reales de los acopladores.....	22
2.3. - Filtros de líneas acopladas.....	25
2.3.1. - Conceptos básicos.....	25
2.3.2. - Diseño de los filtros con líneas acopladas	27
2.3.3. - Medidas reales de los filtros	33
3. - Elementos activos.....	37
3.1. - Amplificador de potencia	37
3.1.1. - Conceptos básicos.....	37
3.1.2. - Distorsión en elementos activos.....	39
3.1.3. - Diseño del amplificador.....	43
3.1.4. - Medidas reales del amplificador	45
3.2. - Mezclador	55
3.2.1. - Conceptos básicos.....	55
3.2.2. - Diseño del mezclador.....	56
3.2.3. - Medidas reales del mezclador.....	58
3.2.4. - Medida de la frecuencia imagen	65

4. - Factor ruido	69
4.1. - El ruido	69
4.1.1. - Conceptos básicos	69
4.1.2. - Medida del factor ruido: Método del Factor Y	71
4.1.3. - Medidas teóricas	72
4.1.4. - Medidas reales	73
5. - Conclusiones y líneas futuras.....	79
5.1. - Conclusiones.....	79
5.2. - Líneas futuras	80
Referencias	81
Anexo 1.....	1
Práctica propuesta 1: Medida del factor ruido	1
Introducción	1
El Factor ruido / Figura de ruido.....	1
Medida del factor ruido: Método del Factor Y	3
Estudio previo	5
Práctica.....	5
Práctica propuesta 2: Medida de la distorsión armónica y de intermodulación	9
Introducción	9
Distorsión no lineal	9
Estudio previo	13
Práctica.....	13
Anexo 2.....	1
Datasheet amplificador de potencia BGA6589.....	1
Datasheet mezclador LRMS-30J	1

1. - Introducción

Este proyecto trata sobre los sistemas de comunicación de radiofrecuencia, basándose en el esquema principal de los emisores y receptores superheterodinos debido a su elevada aplicación y su utilidad en el ámbito docente de las telecomunicaciones.

La finalidad del proyecto es estudiar los parámetros más relevantes de las modificaciones sufridas por una señal dentro de un sistema transmisor o receptor. Para ello se describen los procesos del diseño y optimización llevados a cabo para cada uno de los sub-sistemas que lo forman, con el objetivo de proceder a su fabricación. Posteriormente se realiza una caracterización de cada uno de los bloques o sub-sistemas mediante unos patrones de medidas de esos parámetros, que son los que más efecto aportan o más perjudiciales son y que están directamente relacionados con la materia docente.

1.1. - Introducción a los sistemas de comunicación de radiofrecuencia.

Los sistemas de emisión y recepción son cabeceras encargadas de realizar las transformaciones necesarias para la adaptación de una señal, al medio en el caso del transmisor, y para recibir la señal y adecuarla para su procesado en caso del receptor. En el margen de radiofrecuencias, estos sistemas han de ser capaces de transmitir y recibir por aire una señal que sea útil y de la cual se pueda recuperar la información que transporta. Generalmente los sistemas electrónicos trabajan a frecuencias elevadas para poder ser propagadas por el aire, por ello un transmisor debe desplazar esa frecuencia al margen de radiofrecuencias, adaptarla al canal utilizando técnicas de modulación y emitirla a una potencia mínima necesaria. El receptor posee el papel contrario, recibe la señal a la frecuencia emitida, con unos niveles de potencia débiles y una serie de señales no deseadas que ha de ser capaz de filtrar o eliminar, para posteriormente llevar a cabo la extracción de la información mediante amplificación, conversión de la frecuencia y demodulación para entregarla al sistema de procesado.

1.2. - El receptor superheterodino.

Hoy en día una de las topologías de sistemas de comunicación más utilizado es el basado en una estructura superheterodina de simple o doble conversión cuyo esquema básico puede verse en la Figura 1.1. Este proyecto se centra mayoritariamente en un sistema receptor dado que es el elemento de las comunicaciones más crítico ya que debe trabajar con niveles de potencia muy pequeños y alto nivel de ruido; en cambio, en el transmisor sus características están reguladas por la normativa (potencia de transmisión...).

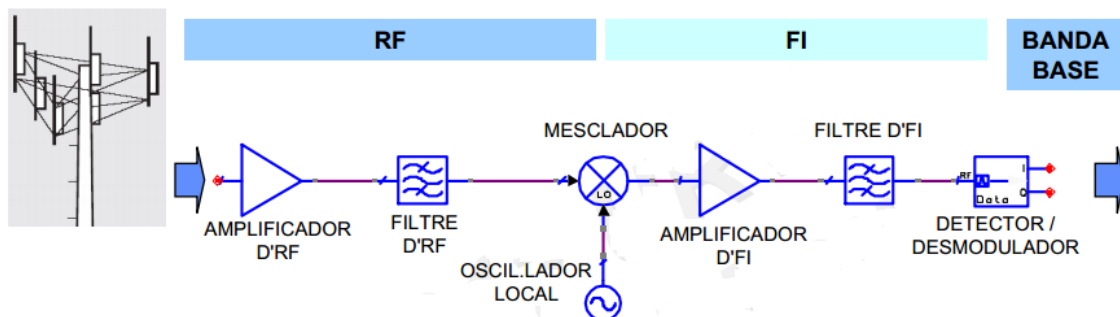


Figura 1.1. Receptor superheterodino.

Realiza una traslación de frecuencia, mediante la utilización de un mezclador y un oscilador, a una frecuencia intermedia (FI) constante. Lleva a cabo la mayoría de amplificaciones y filtrados a esa FI lo que permite mayor estabilidad y selectividad, ya que ambos componentes obtienen mejores prestaciones a frecuencias bajas, y por tanto una mayor posibilidad de recuperación de la señal.

Los receptores de doble conversión son similares pero trabajan con dos mezcladores y osciladores y por tanto a dos frecuencias intermedias.

El esquema del transmisor superheterodino es idéntico al del receptor intercambiando los filtros y, obviamente, la entrada proviene en banda base del circuito y la salida es la antena.

El principal problema del receptor superheterodino es la denominada frecuencia imagen, que no es más que aquella frecuencia situada en simetría especular de la señal de radiofrecuencia respecto al oscilador local, que al realizar la conversión con el mezclador cae exactamente en la frecuencia intermedia del sistema. Si se da el caso de que hay una señal indeseada trabajando a esa frecuencia, tras la conversión, la señal útil y la interferente se solapan y se destruye toda la información. La solución es sencilla y obligatoria en todo receptor, la colocación de un filtro antes del mezclador para eliminarla.

1.3. - Componentes del receptor superheterodino

Se describen los bloques que componen un receptor superheterodino y que son los fabricados y tratados en este proyecto:

- **Antena:** capta la señal desde el aire y la transmite a través de una línea de transmisión hacia el receptor. En el caso de este proyecto se ha utilizado una antena parche con ancho de banda estrecho.
- **Amplificador de radiofrecuencia:** proporciona una ganancia a la señal de radiofrecuencia y se encarga de fijar el nivel de potencia de ruido del receptor. Está fabricado con elementos que pueden ser no lineales y por tanto tiene un comportamiento e introduce una distorsión de ese tipo.
- **Filtros paso banda:** se encargan de rechazar las señales a frecuencias fuera de la banda de paso introduciendo una atenuación. Poseen unas pérdidas de inserción que producen una atenuación baja en la banda de paso.
- **Mezclador:** realiza la conversión de frecuencias a partir de una multiplicación de las señales que recibe por sus puertos de entrada. Una de ellas es la señal recibida y la otra proviene de un oscilador encargado de sintonizarla. Posee componentes no lineales y genera distorsión armónica, además añade unas pérdidas de conversión en forma de atenuación.
- **Acopladores direccionales:** no son un elemento que se incluya en los esquemas básicos de los receptores pero en este proyecto se han incorporado. Su función es la de proporcionar un puerto acoplado la medición de la señal en puntos intermedios del sistema.

- **Líneas de transmisión y cableado:** todos ellos adaptados a 50Ω y que añaden atenuaciones bajas.

1.4. - Objetivos del proyecto

La idea principal de este proyecto es la de proporcionar un sistema de comunicaciones para su posterior utilización en la docencia ayudando a la realización de prácticas y laboratorios que propicien la consolidación de conocimientos en el ámbito de las telecomunicaciones, ya que actualmente este tema se trata únicamente mediante simulaciones por ordenador y medidas ficticias. Para llegar a ello se han establecido los siguientes objetivos:

- **Diseño:** diseñar cada uno de los sub-bloques que forman un transmisor/receptor que trabajen en la banda ISM (Industrial, Scientific and Medical) a 2.45 GHz, que es una banda reservada para uso no comercial y generalmente con emisiones de potencia reducida.
- **Optimización:** llevar a cabo técnicas de simulación para optimizar dimensiones y parámetros de cada uno de los sub-bloques. Los componentes mejor optimizados se seleccionarán para su fabricación.
- **Medidas reales de cada bloque:** realizar la medida de las pérdidas de cada bloque pasivo, así como caracterizar la ganancia del amplificador.
- **Comportamiento a nivel de distorsión:** llevar a cabo una serie de pruebas y medidas para la distorsión armónica producida por el mezclador y para la distorsión de intermodulación producida por el amplificador.
- **Comportamiento a nivel de ruido:** realizar un test a los componentes activos, así como al conjunto del receptor completo para medir y caracterizar el factor ruido.
- **Propuesta de prácticas:** elaborar dos propuestas prácticas para su realización en la asignatura de Sistemas de Alta Frecuencia referentes a la medida de la distorsión de intermodulación y al factor ruido.

1.5. - Organización de la memoria

La memoria de este proyecto está dividida en dividida en seis capítulos y dos anexos. En primer lugar se encuentra este mismo capítulo que recoge los conceptos y temas abordados por el proyecto.

A continuación el capítulo 2 describe una parte teórica de cada uno de los componentes pasivos, además de los pasos llevados a cabo para su diseño, optimización y medidas reales. Estos componentes son: antena, acopladores y filtros.

El capítulo 3 hace referencia a los componentes activos siguiendo la estructura mencionada en el capítulo anterior. Incluye una amplia teoría sobre la distorsión y las medidas que se han realizado.

El capítulo 4 está plenamente dedicado al ruido y a la medida del factor ruido por su especial relevancia en los sistemas de comunicación.

Por último el capítulo 5 recoge las conclusiones y líneas futuras de este proyecto, así como el capítulo 6 recoge la bibliografía empleada durante la realización del mismo.

El primer Anexo recoge los guiones de prácticas propuestas para docencia y el segundo los datasheet de los fabricantes del amplificador y del mezclador.

2. - Elementos pasivos

En este capítulo se enumeran los diferentes elementos pasivos que componen los dispositivos transmisor y receptor mediante una introducción teórica, los pasos seguidos durante el diseño y optimización, y los resultados obtenidos en las medidas tomadas, tanto en las simulaciones de diseño como en su aplicación real. Estos elementos son: antena, acopladores direccionales y filtros paso banda.

2.1. - Antena

Corresponde a este apartado la presentación de la antena parche diseñada y fabricada en este proyecto. Comenzando por la descripción de una antena básica y sus parámetros básicos, seguido de las especificaciones concretas y seleccionadas en el diseño y creación de la misma, y recogiendo los resultados obtenidos.

2.1.1. - Parámetros de antena

En este sub-apartado se describen brevemente los parámetros más relevantes de las antenas en general, aplicables a la antena parche, sobre los cuales se ha basado para su diseño y optimización. [1]

- **Concepto de antena:** componente del sistema diseñado específicamente para radiar/recibir ondas electromagnéticas. Situada entre la zona guiada y la zona de espacio libre.
- **Diagramas de radiación:** diferentes representaciones gráficas de la potencia radiada por una antena en función de las direcciones del espacio definidas por las variables angulares esféricas y siendo observada en campo lejano. Aportan la medición de parámetros como la dirección de máxima radiación, lóbulos principal y secundarios y ancho de haz.
- **Impedancia y adaptación:** la antena posee pérdidas óhmicas y representa una carga reactiva. Es necesaria una correcta adaptación a través de la línea de transmisión para la máxima transferencia de potencia. El parámetro de medición más importante es el S_{11} , ya que representa el coeficiente de reflexión de potencia a la entrada de la misma.
- **Polarización:** dirección que describe el vector de campo eléctrico o magnético cuando se observa, por convenio, en el sentido de propagación, es decir, desde la antena transmisora hacia el espacio. En el caso de las antenas parche del proyecto, poseen una polarización vertical.
- **Directividad (D):** relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección por una antena dada y la densidad de potencia radiada por una antena isotrópica, en las mismas condiciones de distancia y potencia transmitida.

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{\frac{P_T}{4\pi r^2}} \quad (2.1)$$

Siendo (θ, Φ) las variables que corresponden a las direcciones del campo eléctrico, $P(\theta, \Phi)$ la potencia radiada por la antena en una dirección concreta, P_T la potencia transmitida y r la distancia.

Normalmente se observa la directividad en la dirección de máxima radiación, es decir, la directividad máxima.

- **Eficiencia (η):** relación entre la potencia radiada por la antena y la potencia entregada a ésta. Generalmente este parámetro queda definido por las pérdidas de conducción y por las pérdidas dieléctricas del material con el que está construida.
- **Ganancia (G):** relación entre la potencia entregada a una antena a una determinada distancia y la densidad de potencia de una antena isotrópica. Siempre es definida en la dirección de máxima radiación. Al relacionar potencia entregada con densidad de potencia, podemos decir que es directamente proporcional a la eficiencia de la antena y a la directividad de la antena.

$$G(\theta, \Phi) = \frac{P(\theta, \Phi)}{\frac{P_{entregada}}{4\pi r^2}} = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} \cdot \frac{P(\theta, \Phi)}{\frac{P_{radiada}}{4\pi r^2}} = \eta \cdot D(\theta, \Phi) \quad (2.2)$$

Donde $P_{entregada}$ es la potencia disponible a la entrada de la antena desde el sistema, $P_{radiada}$ es la potencia que emite la antena realmente y η la eficiencia de la antena.

2.1.2. - Antena parche

Las antenas del diseño están basadas en tecnología microstrip, alimentadas a través de una línea de transmisión de 50Ω , el conductor que radia la potencia posee una forma cuadrada situado sobre el sustrato y este a su vez sobre un plano de masa finito. En la Figura 2.1 se aprecian las características físicas de una antena parche. [2][3]

Son de fabricación sencilla y barata, robustas y combinables con circuitos integrados de radiofrecuencia, a costa de que poseen una eficiencia baja, un ancho de banda estrecho y una polarización lineal generalmente.

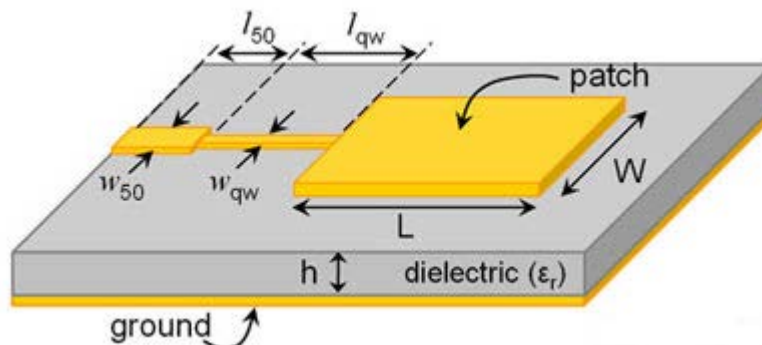


Figura 2.1. Características físicas de antena parche

La frecuencia de trabajo está determinada por la longitud (L) del parche, más concretamente, la frecuencia central se aproxima a través de la fórmula 2.3.

$$f_c \approx \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r}} \quad (2.3)$$

c corresponde a la velocidad de la luz ($3 * 10^8 \text{ m/s}$), ϵ_r la permitividad del medio, ϵ_0 la permitividad en el espacio y μ_0 la permeabilidad del vacío.

La impedancia de referencia a la entrada Z_0 está definida directamente por el ancho (W_{50}) de la línea de transmisión microstrip de entrada. Además se realiza una alimentación más cercana y directa al centro del propio parche a través de una línea separada de la parte baja del mismo por gaps.

Su funcionamiento se basa en el efecto de bordes que se produce en los cuatro costados. La presencia de discontinuidades (Figura 2.2) de tamaño comparable a la longitud de onda de trabajo fuerza a que la estructura radie, tal y como se muestra en la Figura 2.3. La antena se comporta como dos ranuras y su longitud L se selecciona para que haya una inversión de fase en los costados inferior y superior, mientras que en los flancos laterales la radiación se cancela entre sí.

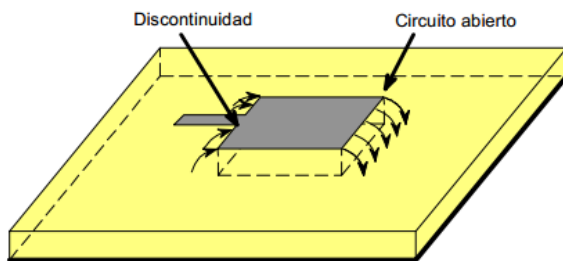


Figura 2.2. Discontinuidad.



Figura 2.3. Diagrama de radiación.

En la Figura 2.4 aparece el circuito equivalente a las dos ranuras.

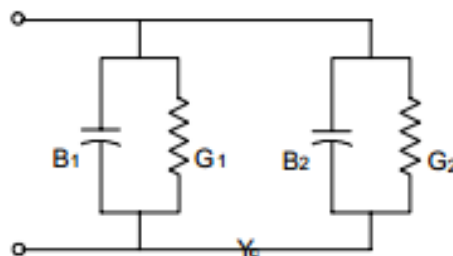


Figura 2.4. Circuito equivalente a la antena parche.

2.1.3. - Diseño de la antena

Aquí se muestra el diseño de una antena parte partiendo de otro diseño que no se corresponde con ninguna de las características deseadas para el proyecto.

El primer paso llevado a cabo es la configuración del diseño bajo el sustrato Rogers RO4003, cuyas características técnicas están recogidas en la Tabla 2.1, tal y como consta en la Figura 2.5. El diseño se lleva a cabo mediante el programa Momentum del paquete de diseño Advanced Design System (ADS). [4]

Rogers RO4003	
Permittivity (ϵ_r)	3.7
Thickness (mm)	0.813
Loss Tangent	0.002
Permeability	1
Conductor	
Thickness (μm)	35
Conductivity (S/m)	$4.1 * 10^7$

Tabla 2.1. Datos Rogers RO4003

The screenshot shows the Momentum software interface for configuring the substrate and layers. The 'Thickness' field is set to 0.813 mm. The 'Substrate Layer Name' is RO4003. The 'Permittivity (Er)' is set to 3.7 with a loss tangent of 0. The 'Permeability (MUr)' is set to 1 with a loss tangent of 0. The 'Layer Mapping' section shows the substrate layers: FreeSpace, -STRIP- cond, RO4003, -STRIP- cond2, and FreeSpace2.

Figura 2.5. Configuración del sustrato y capas en Momentum

Seguidamente se procede a calcular el tamaño de la línea de transmisión de entrada, más concretamente el ancho de la línea para obtener una impedancia de 50Ω , utilizando la herramienta LineCalc, también integrada en ADS, tal y como se muestra en la Figura 2.6. Cabe recalcar que estas dimensiones serán las utilizadas en todas las líneas de 50Ω de los demás diseños.

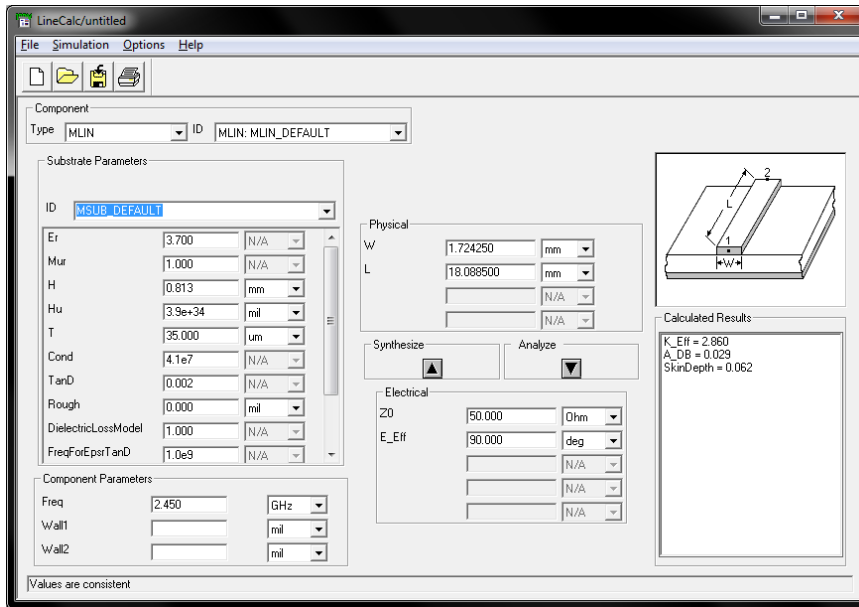


Figura 2.6. Cálculo de dimensiones de línea de entrada

Por último se realiza la simulación del parámetro de adaptación S_{11} de la antena con el fin de obtener los datos necesarios para llevar a cabo la optimización de las dimensiones de ésta, ajustándose a las características deseadas. En la Figura 2.7 se encuentran los resultados obtenidos de la simulación con el programa Momentum, los cuales no son buenos, como estaba previsto, ya que la frecuencia no está centrada en 2.45 GHz y la adaptación no supera el umbral mínimo deseado de aproximadamente -20 dB.

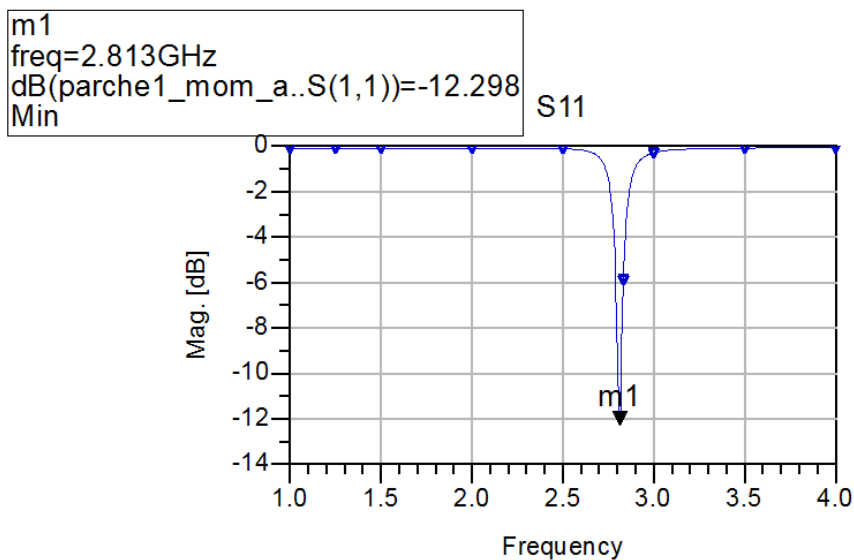


Figura 2.7. Simulación antena original

Por ello es necesario optimizar el diseño a partir de los datos que se poseen para cumplir con los requisitos.

El proceso de **optimización** se basa en las siguientes modificaciones:

- Probar y simular diferentes aumentos de dimensiones del cuadrado del parche para producir un desplazamiento de la frecuencia de trabajo a la deseada.
- Simulación para diferentes tamaños de los gaps entre la línea de acceso y el parche ya que a través de ellos se consigue una adaptación mayor y se modifica el ancho de banda.
- Simulación para diferentes distancias que posee la línea de alimentación de la antena respecto al centro del parche. El efecto es similar a la modificación de las dimensiones de los gaps.

En cuanto al tamaño total del conjunto se ha buscado que aproximadamente sea de 6x6 cm. Tamaño que también posee el plano de masa finito situado en la capa inferior. Las dimensiones de la línea de entrada están formadas por una longitud de 1 cm. El resto de dimensiones se detallan en la Figura 2.8.

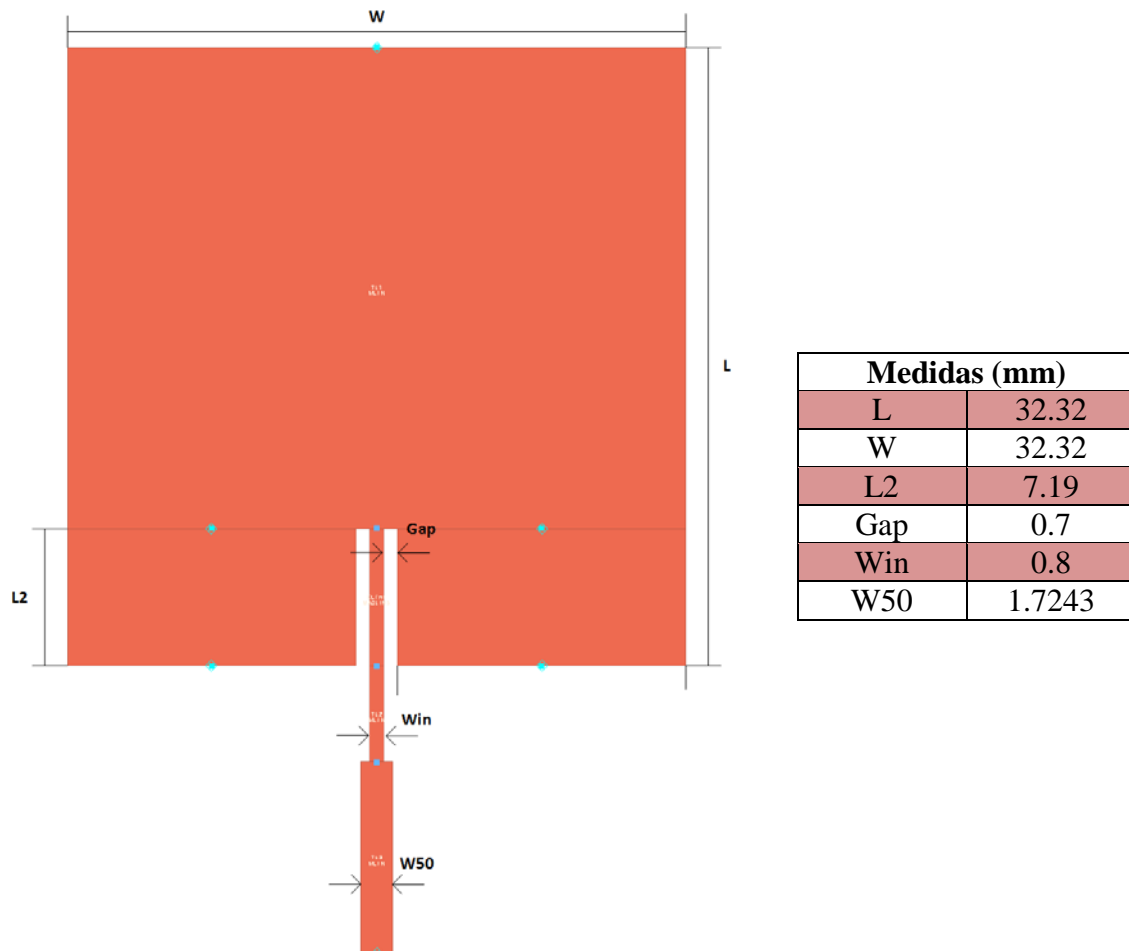


Figura 2.8. Dimensiones de la antena parche.

Por tanto se da paso a la simulación para obtener los resultados que aparecen en la Figura 2.9.

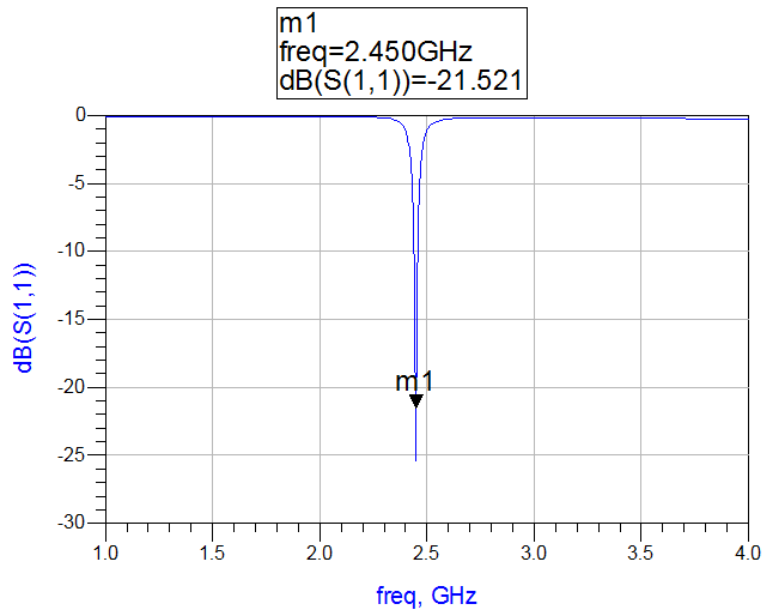


Figura 2.9. Simulación antenna optimizada.

La optimización ha resultado ser bastante buena. La frecuencia de trabajo está totalmente centrada en 2.45 GHz con una adaptación menor a -20 dB. Su ancho de banda a -3 dB ronda los 22 MHz.

Para asegurar que la medida es la correcta se lleva a cabo una simulación únicamente en el punto 2.45 GHz para obtener los datos 100% reales. Esta medida es la que aparece en la Figura 2.10.

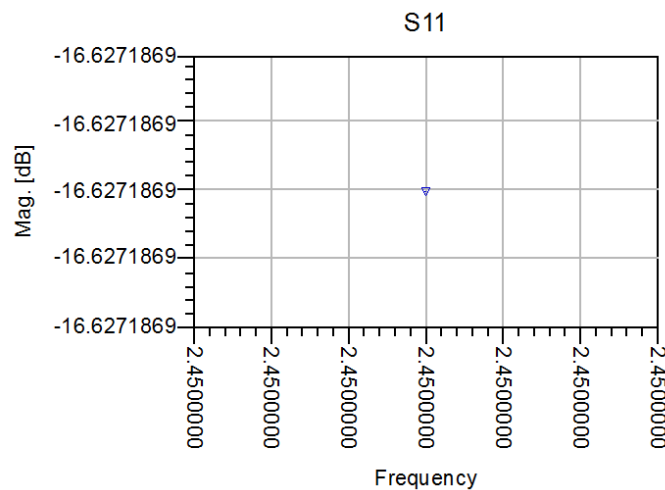


Figura 2.10. Simulación antenna a 2.45 GHz.

Como se demuestra, el valor cambiado en unos 5 dB, esto es debido a que ADS calcula los puntos de medida aleatoriamente y posteriormente realiza una aproximación de la gráfica total por interpolación. A pesar de ello aceptamos la antenna para su fabricación, no sin antes obtener los parámetros de radiación como la ganancia y la directividad (Figura 2.11) y visualizar la distribución de corrientes en el parche (Figura 2.12) o el diagrama de radiación en 3D (Figura 2.13). La ganancia de la antenna es de 4.529 dB.

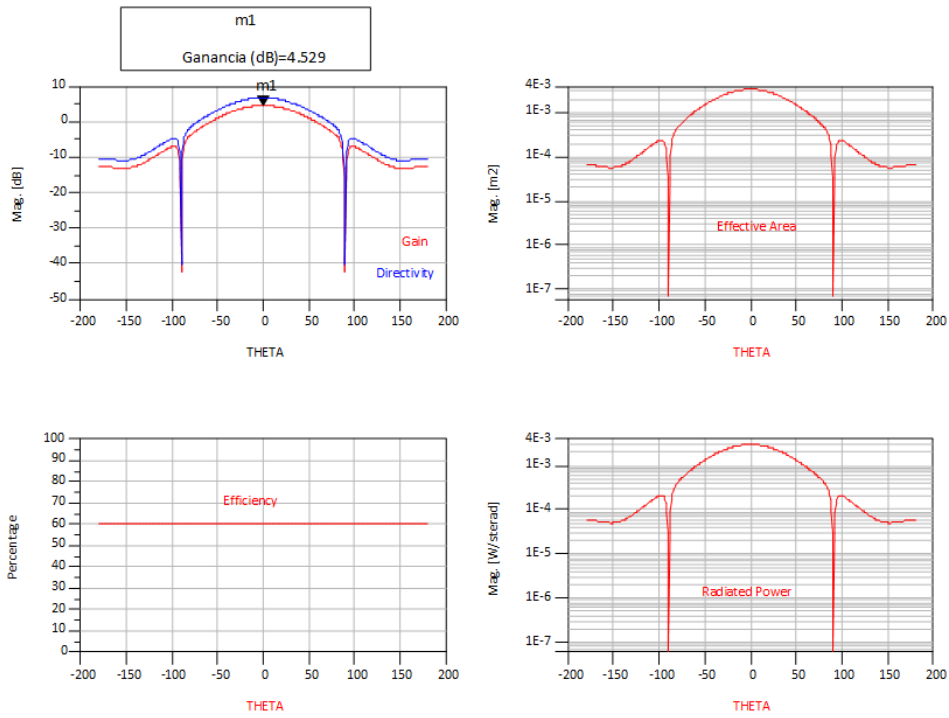


Figura 2.11. Parámetros de radiación.

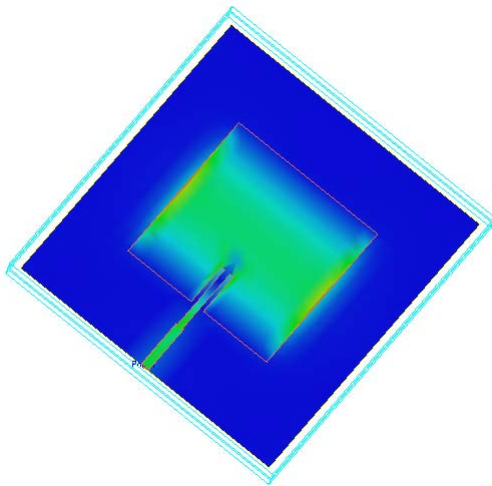


Figura 2.12. Distribución de corrientes.

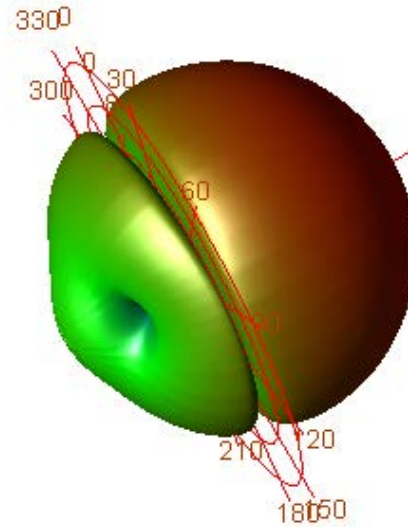


Figura 2.13. Diagrama de radiación 3D.

2.1.4. - Medidas reales de la antena

Tras la fabricación del Layout la antena es la que aparece en la Figura 2.14. En la cara posterior se sitúa el plano de masa.

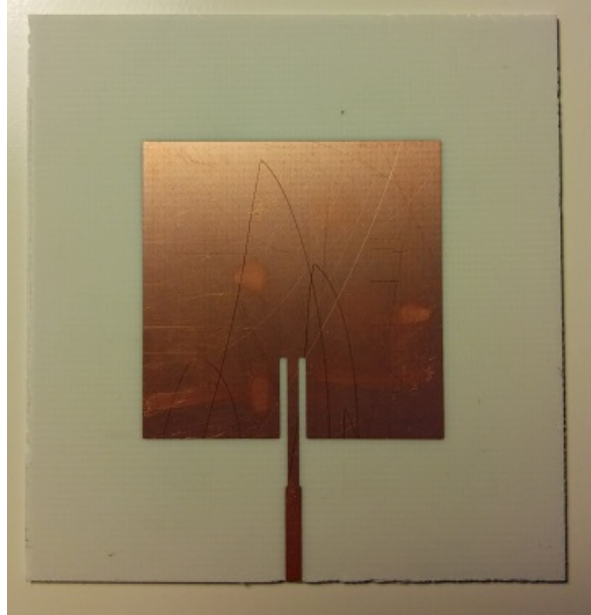


Figura 2.14. Antena fabricada.

Seguidamente se suelda a la entrada de la misma un conector de 50Ω y se procede a la medida del **parámetro S_{11}** .

Para este proceso se utiliza el analizador de redes del que se dispone en el laboratorio, los pasos son los siguientes:

1. Calibración del analizador de redes con el kit de calibración proporcionado por el fabricante para la medida de los parámetros S por el puerto 1.
2. Conexión de la antena al puerto 1 del analizador.
3. Exportación de los resultados a un PC mediante una rutina Matlab. Los datos se almacenan en un fichero tipo Touchstone.
4. Representación y estudio de los datos en ADS cuya gráfica es la que se muestra en la Figura 2.15.

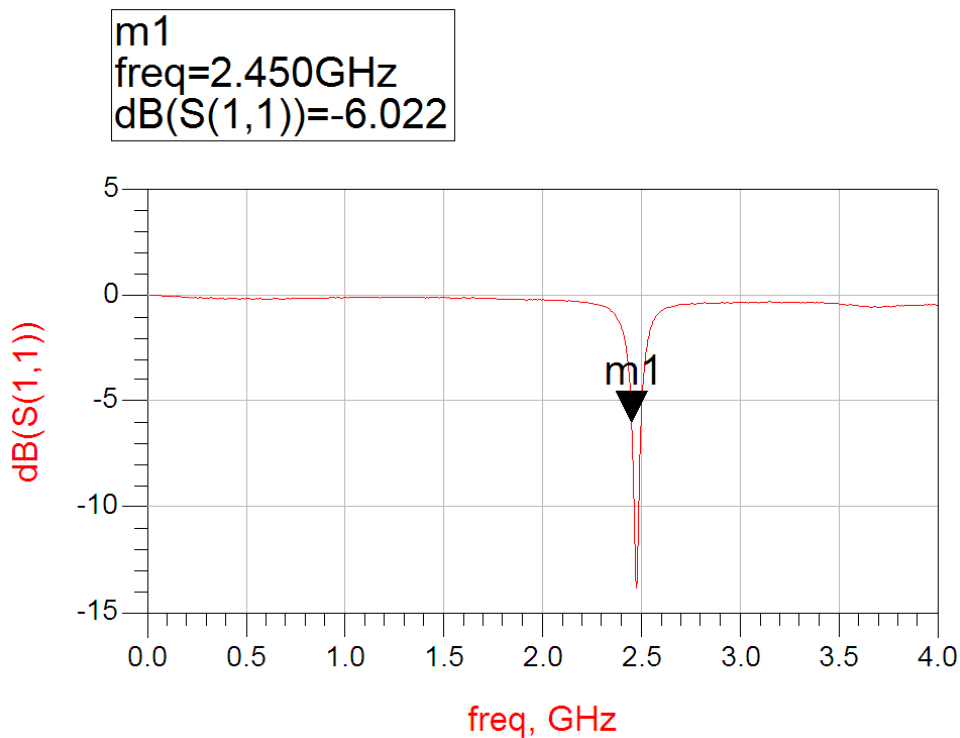


Figura 2.15. Medida real del parámetro S11 de la antena parche.

Los resultados no han sido los esperados por varios motivos:

- La frecuencia de trabajo se ha desplazado en su fabricación.
- Debido al ancho de banda tan estrecho y al desplazamiento de frecuencia, las pérdidas de retorno a la frecuencia de trabajo (2.45 GHz) son demasiado altas, que no es algo que haga la antena inservible dado que se puede solucionar con amplificadores, pero no es una antena óptima aunque satisface el objetivo.

Posteriormente se llevó a cabo el diseño de otra antena parche con la intención de solventar los problemas obtenidos en la anterior y los resultados, que se ha decidido omitirlos, tampoco fueron buenos.

Se deduce que la principal problemática es la utilización de gaps y líneas de entrada de tamaño demasiado reducido y que producen alteraciones muy críticas ante pequeños defectos de fabricación.

La solución debe realizarse partiendo de un diseño diferente donde las dimensiones peligrosas sean mayores y menos críticas. No se ha realizado en este proyecto puesto que los principales parámetros caracterizados en el mismo, como la distorsión y el factor ruido, no requieren de la utilización de la antena.

2.2. - Acopladores direccionales

En este apartado se recogen la teoría, diseño, simulación y medidas reales de los dos acopladores direccionales fabricados en este proyecto. Como es un proyecto con aplicación docente, se requiere de este circuito para tomar muestras de la señal en los diferentes puntos de los receptores/transmisores.

2.2.1. - Conceptos básicos

Cuando dos líneas de transmisión están lo suficientemente cerca se produce un paso de señal de una a otra debido a la interacción del campo electromagnético de ambas. Este fenómeno se llama diafonía y las líneas se denominan líneas de transmisión acopladas [5].

Dado que en este proyecto se utiliza la tecnología microstrip, el caso más sencillo es el de dos conductores simétricos respecto a un plano de referencia. Esta existencia de simetría es la que se permite el estudio de los casos par e impar por separado. El caso de excitación par se da cuando las corrientes de ambos conductores son iguales en amplitud y en la misma dirección, por tanto es una situación equivalente a colocar una pared magnética en el plano de simetría, o bien, la capacidad c_{12} de la Figura 2.16, en la que se muestra un esquema de dos líneas acopladas con su circuito equivalente; actúa como un circuito abierto. Mientras que el caso de excitación impar, las corrientes de los conductores poseen la misma amplitud pero dirección opuesta, lo que equivale a la colocación de una pared magnética en el plano de simetría y, basándonos en el circuito equivalente, c_{12} actúa como un cortocircuito y la capacidad $c_{11} = 2c_{12}$.

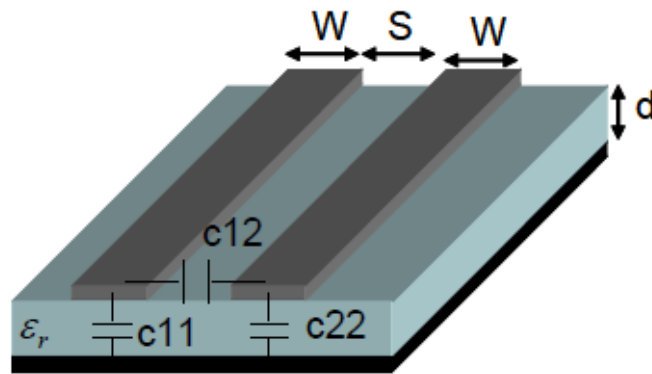


Figura 2.16. Líneas acopladas y circuito equivalente.

A partir de esta situación se obtienen las impedancias características de ambos modos, par e impar, en función de la velocidad de propagación de las ondas por la línea tal y como aparece en las fórmulas 2.4 y 2.5.

$$Z_0^e = \frac{1}{v_p^e c_{11}} \quad (2.4)$$

$$Z_0^o = \frac{1}{v_p^o (c_{22} + 2c_{12})} \quad (2.5)$$

Donde v_p^e y v_p^o son las velocidades de propagación par e impar, respectivamente, y c_{11} , c_{22} y c_{12} con las capacitancias que forman el circuito equivalente.

2.2.2. - Diseño de los acopladores

Tras lo expuesto en el punto anterior y de las impedancias características de las líneas, se pueden calcular los parámetros S de un tramo de longitud L de líneas de transmisión acopladas tomándolas como una red de 4 puertos con adaptación del puerto de entrada y, por defecto, de los 3 restantes. [5]

En la mayoría de los casos, además, para el diseño de acopladores direccionales se suele utilizar una longitud de línea acoplada de $\lambda/4$, que simplifica los cálculos y aporta un acoplamiento máximo en el tercer puerto, es decir, el parámetro $|S_{13}|$ es máximo.

$$L = \frac{\lambda}{4} \Rightarrow \beta * L = \frac{\pi}{2} = \Phi \quad (2.6)$$

Teniendo en cuenta todos estos factores y los requisitos establecidos en la Tabla 2.2 se comienza por calcular la velocidad de transmisión de la línea y la longitud de la misma según las expresiones 2.7, 2.8 y 2.9.

Requisitos de diseño acopladores	
Frecuencia de trabajo (GHz)	2.45
Impedancia de entrada (Ω)	50
Factor de acoplamiento (dB)	-15 y -20
S_{11} (dB)	< -25
S_{21} (dB)	de 0 a -3

Tabla 2.2. Requisitos para el diseño

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ff}}} = \frac{3e8}{\sqrt{2.86}} = 1.774e8 \text{ m/s} \quad (2.7)$$

$$\lambda = \frac{1.774e8}{2.45e9} = 7.24 \text{ cm} \quad (2.8)$$

$$L = \frac{\lambda}{4} = \frac{7.24}{4} = 18.305 \text{ mm} \quad (2.9)$$

Además se define el valor K como el acoplamiento en lineal, que, dado que es un acoplador direccional, corresponde con el valor de $|S_{13}|$, es decir, el acoplamiento en el puerto 3. Y el valor C que es el acoplamiento en dB.

$$K = \frac{Z_{0e} - Z_0}{Z_{0o} + Z_0} \quad (2.10)$$

$$C = 20 \log(K) \Rightarrow K = 10^{\frac{C}{20}} \quad (2.11)$$

Finalmente, a partir de un acoplamiento en dB (C) determinado arbitrariamente para el diseño y a utilizando las expresiones 2.10 y 2.11 se pueden obtener las impedancias características par e impar (2.12) para una impedancia de entrada de 50 Ω .

$$Z_{oe} = Z_0 \sqrt{\frac{1+K}{1-K}} \quad Z_{oo} = Z_0 \sqrt{\frac{1-K}{1+K}} \quad (2.12)$$

- **Acoplador de 20 dB**

$$K = 10^{\frac{-20}{20}} = 0.1$$

$$Z_{oe} = 50 \sqrt{\frac{1+0.1}{1-0.1}} = 55.28 \Omega \quad Z_{oo} = 50 \sqrt{\frac{1-0.1}{1+0.1}} = 45.23 \Omega \quad (2.13)$$

- **Acoplador de 15 dB**

$$K = 10^{\frac{-15}{20}} = 0.1778$$

$$Z_{oe} = 50 \sqrt{\frac{1+0.1778}{1-0.1778}} = 59.84 \Omega \quad Z_{oo} = 50 \sqrt{\frac{1-0.1778}{1+0.1778}} = 41.78 \Omega \quad (2.14)$$

Y de los cálculos de las expresiones 2.13 y 2.14, con la herramienta LineCalc (Figura 2.17), se obtienen las dimensiones finales de los acopladores direccionales a 20 dB y 15 dB recogidas en la Tabla 2.3 y Tabla 2.4.

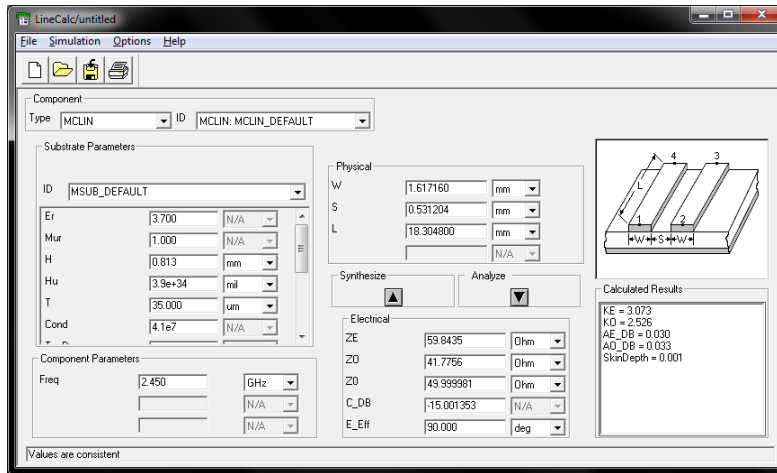


Figura 2.17. Cálculo de dimensiones de líneas acopladas. Caso de 15 dB

Dimensiones acoplador 15 dB	
C (dB)	15
Z_{oe} (Ω)	59.84
Z_{oo} (Ω)	41.78
W (mm)	1.617
S (mm)	0.53
L (mm)	18.3

Tabla 2.3. Datos acoplador 15 dB

Dimensiones acoplador 20 dB	
C (dB)	20
Z_{oe} (Ω)	55.28
Z_{oo} (Ω)	45.23
W (mm)	1.683
S (mm)	1.08
L (mm)	18.15

Tabla 2.4. Datos acoplador 20 dB

Una vez obtenidas se crea el diseño en el schematic (Figura 2.18) y se genera el layout de la Figura 2.19 donde se aprecia que han sido añadidas líneas de 50 Ω en los 4 puertos del diseño. El puerto 1 es el puerto de entrada, el 2 el de salida, el puerto número 3 es el puerto acoplado y el 4º es el puerto aislado. A continuación se lleva a cabo la simulación y el posterior análisis de los parámetros S obtenidos y representados en la Figura 2.20.

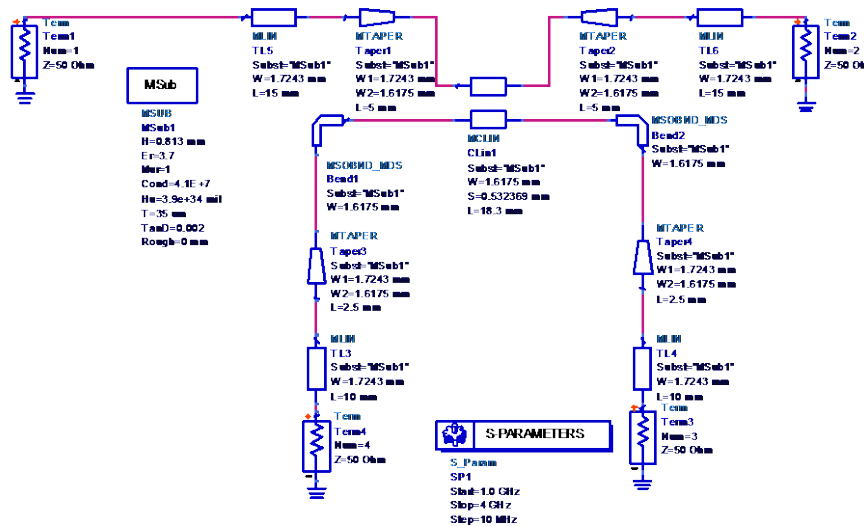


Figura 2.18. Schematic del acoplador de 15 dB

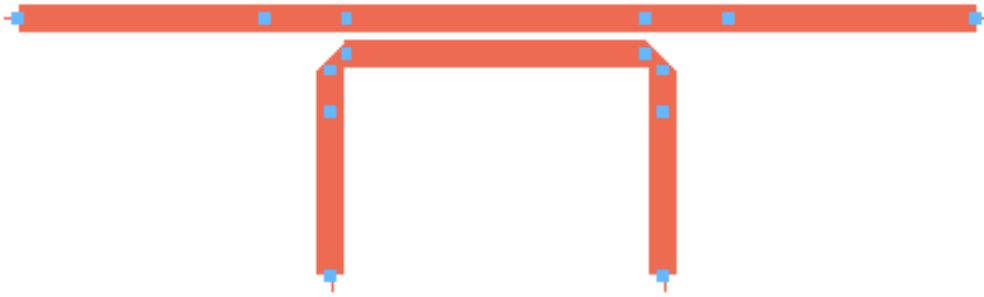


Figura 2.19. Layout del acoplador de 15 dB

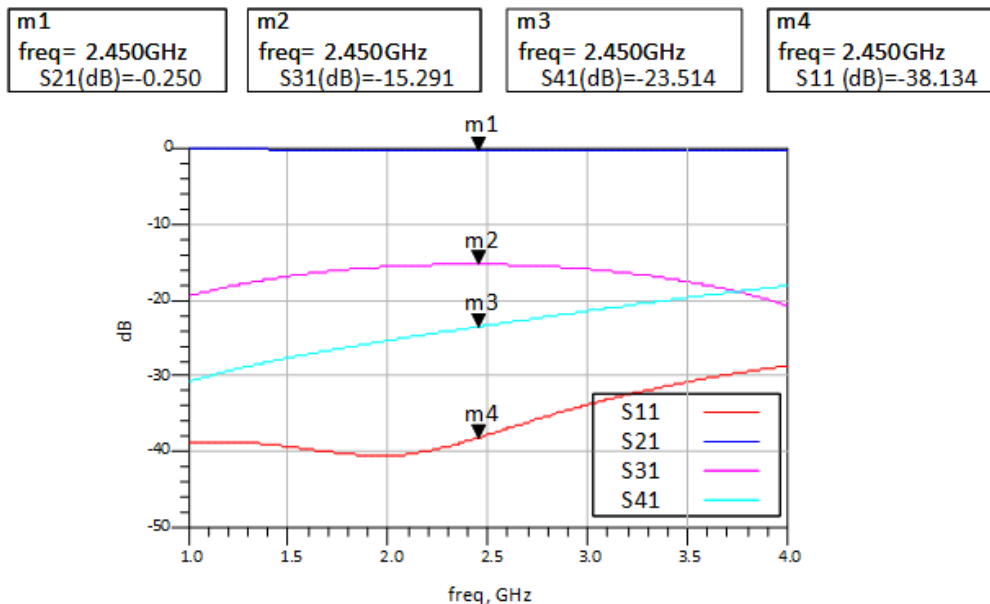


Figura 2.20. Parámetros S del acoplador de 15 dB

Los resultados obtenidos son los esperados. El parámetro S_{11} que representa las pérdidas de retorno, o coeficiente de potencia reflejada a la entrada, es muy bajo, -37.597 dB. El parámetro S_{21} corresponde a la relación entre la potencia transmitida al puerto 2 desde el puerto 1, y por tanto las pérdidas de inserción, es prácticamente nulo, por lo que no introduce apenas atenuación a la señal. El parámetro S_{31} representa la relación entre la potencia de entrada y la salida por el puerto acoplado, generalmente llamado acoplamiento, se buscaban -15 dB y se han obtenido -15.291 dB. Y el parámetro S_{41} que es la relación entre la potencia de entrada y el puerto aislado, cumple el objetivo de que sea sensiblemente menor que el acoplamiento.

En el caso del acoplador direccional de 20 dB el procedimiento es el mismo que en el anterior por lo que directamente se muestran los resultados (Figura 2.21).

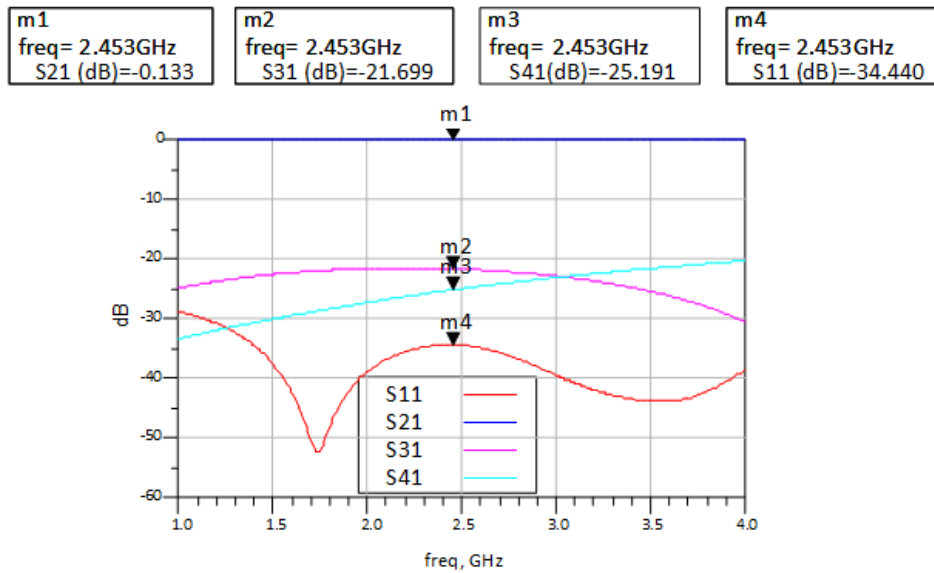


Figura 2.21. Parámetros S del acoplador de 20 dB

En este caso también se han obtenido unos resultados presumiblemente buenos y admitidos para su fabricación ya que también cumple con los requisitos de adaptación, acoplamiento y aislamiento de manera satisfactoria. El único elemento que podría recriminarse es el valor del acoplamiento que difiere en -1.7 dB del esperado pero se tiene en cuenta que con la fabricación este valor suele aumentar ligeramente y por tanto será más próximo.

Por último, antes de la fabricación, es necesario modificar los Layouts para eliminar gran parte de la línea de transmisión del puerto aislado y añadir una superficie de conductor situada a pocos milímetros para facilitar la integración de una carga de 50 Ω mediante soldadura. Su diseño y aspecto puede verse en el siguiente sub-apartado.

2.2.3. - Medidas reales de los acopladores

Tras la fabricación de los Layouts, los dos acopladores obtenidos se muestran en la Figura 2.22. En la cara posterior se sitúa el plano de masa.

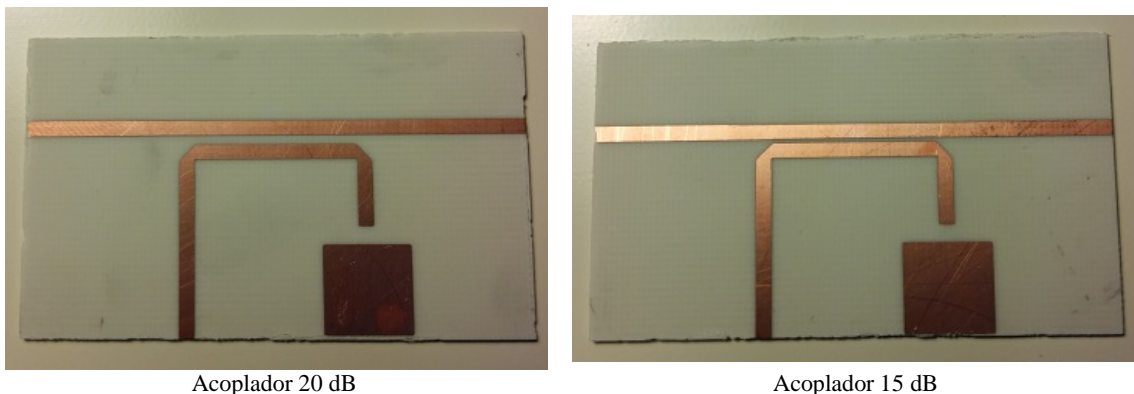


Figura 2.22. Acopladores fabricados.

Posteriormente se colocan los conectores de 50Ω en cada uno de los tres puertos y se procede a la medición de los **parámetros S_{11} , S_{21} , S_{31} y S_{41}** , es decir, interesa medir las **pérdidas de retorno, pérdidas de inserción, acoplamiento y aislamiento respectivamente**.

Para este proceso se utiliza el analizador de redes del que se dispone en el laboratorio, los pasos son los siguientes:

1. Calibración del analizador de redes con el kit de calibración proporcionado por el fabricante para la medida de los parámetros S por dos puertos.
2. Dado que el analizador de redes solamente posee dos puertos, no es posible realizar la medida de los tres parámetros simultáneamente. Por ello se establece un orden en el que se estudien de dos en dos, aislando el restante con una carga de 50Ω , de la siguiente manera:
 - a. Medida de puertos 1 y 2 (puerto 3 aislado):
 S_{11} -> Pérdidas de retorno del acoplador.
 S_{21} -> Pérdidas de inserción del acoplador
 - b. Medida de puertos 1 y 3 (puerto 2 aislado):
 S_{12} -> Acoplamiento.
 - c. Medida de puertos 2 y 3 (puerto 1 aislado)
 S_{12} -> Aislamiento.
3. Exportación de los resultados a un PC mediante una rutina Matlab. Los datos se almacenan en un fichero tipo Touchstone.
4. Representación y estudio de los datos en ADS cuya gráfica es la que se muestra en las Figuras 2.23 y 2.24.

Acoplador 15 dB

m1 freq= 2.450GHz S21 (dB)=-0.383	m2 freq= 2.450GHz S31 (dB)=-15.662	m3 freq= 2.450GHz S41 (dB)=-22.508	m4 freq= 2.450GHz S11 (dB)=-25.811
---	--	--	--

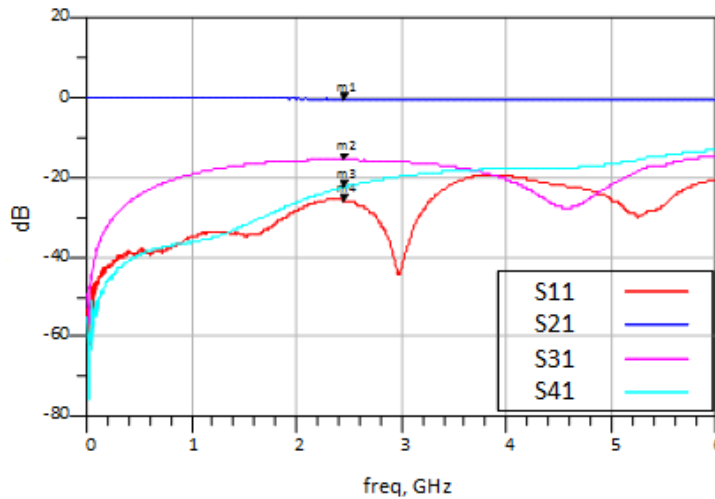


Figura 2.23. Parámetros S reales del acoplador de 15 dB

Los resultados son muy satisfactorios puesto que las diferencias respecto al diseño son prácticamente nulas. Las pérdidas de retorno son menores pero aún continúan en valores despreciables. Las pérdidas de inserción son muy buenas puesto que el acoplador solo atenúa la señal 0.38 dB. El acoplamiento es bastante cercano a los 15 dB buscados y el aislamiento tiene un valor correcto. Es un componente apto para su utilización.

Acoplador 20 dB

m1 freq= 2.450GHz S21 (dB)=-0.303	m2 freq= 2.450GHz S31 (dB)=-20.970	m3 freq= 2.450GHz S41 (dB)=-24.040	m4 freq= 2.450GHz S11 (dB)=-26.391
---	--	--	--

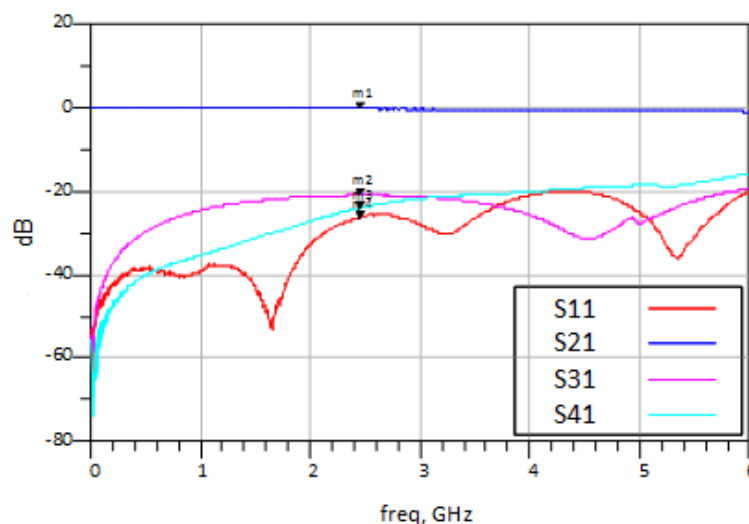


Figura 2.24. Parámetros S reales del acoplador de 20 dB

En este segundo acoplador los resultados también son bastante óptimos. Las pérdidas de retorno tienen un valor correcto. El acoplador solo introduce una atenuación de 0.3 dB a la señal. El acoplamiento se desvía aproximadamente 1 dB, algo más que asequible y el aislamiento está por debajo del acoplamiento. Este componente también es apto para su utilización.

2.3. - Filtros de líneas acopladas

Este capítulo describe la teoría sobre filtros de líneas acopladas junto con el diseño, simulaciones y medidas reales llevadas a cabo en los dos fabricados en este proyecto.

2.3.1. - Conceptos básicos

Los filtros son circuitos de vital importancia en los sistemas de radiofrecuencia. Su función es la de eliminar señales en bandas de frecuencia que no sean de interés en el conjunto del dispositivo. En el caso de un receptor, la función del filtro se centra en eliminar aquellas frecuencias interferentes que recibe la antena, mencionando especialmente la frecuencia imagen. En el caso de un transmisor el filtro se encarga de eliminar las señales generadas indeseablemente por los propios componentes del conjunto, evitando así que sean enviadas. El filtro en sí forma una red de 2 puertos, uno de entrada y uno de salida, y por tanto, al no ser ideal, tiene pérdidas de inserción y de retorno cuyo comportamiento puede estudiarse utilizando los parámetros S. [5]

El comportamiento del filtro viene definido por su función de transferencia $H(\omega)$, de forma que el bloque en sí se puede representar como en la figura 2.25. Las frecuencias de paso corresponden a los casos en que $H(\omega) = 1$ y las discriminadas aquellas que cumplan que $H(\omega) = 0$.

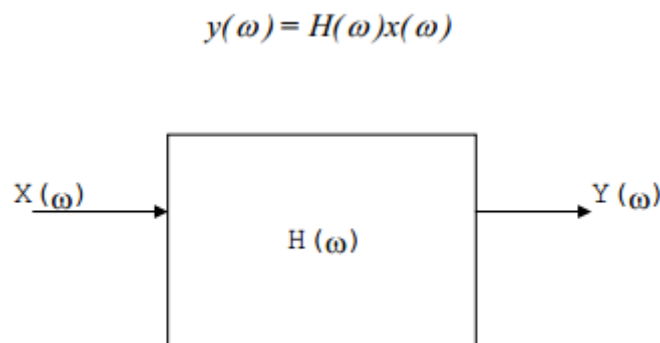


Figura 2.25. Esquema representativo de un filtro.

Por ello, según su ecuación de transferencia, existen 4 tipos básicos de filtros clasificados en función de la banda de frecuencias de paso:

- **Filtro paso bajo:** rechaza todas las frecuencias superiores a partir de una frecuencia de corte (f_c), tal y como se representa en la Figura 2.26 (a).

- **Filtro paso alto:** rechaza todas las frecuencias inferiores a partir de una frecuencia de corte (f_c), tal y como se representa en la Figura 2.26 (b).
- **Filtro paso banda:** selecciona todas las frecuencias que se encuentran entre dos frecuencias de corte, una superior (f_2) y otra inferior (f_1), siendo la frecuencia central f_0 , tal y como se representa en la Figura 2.26 (c).
- **Filtro banda eliminada:** rechaza todas las frecuencias que se encuentran entre dos frecuencias de corte, una superior (f_2) y otra inferior (f_1), siendo la frecuencia central f_0 , tal y como se representa en la Figura 2.26 (d).

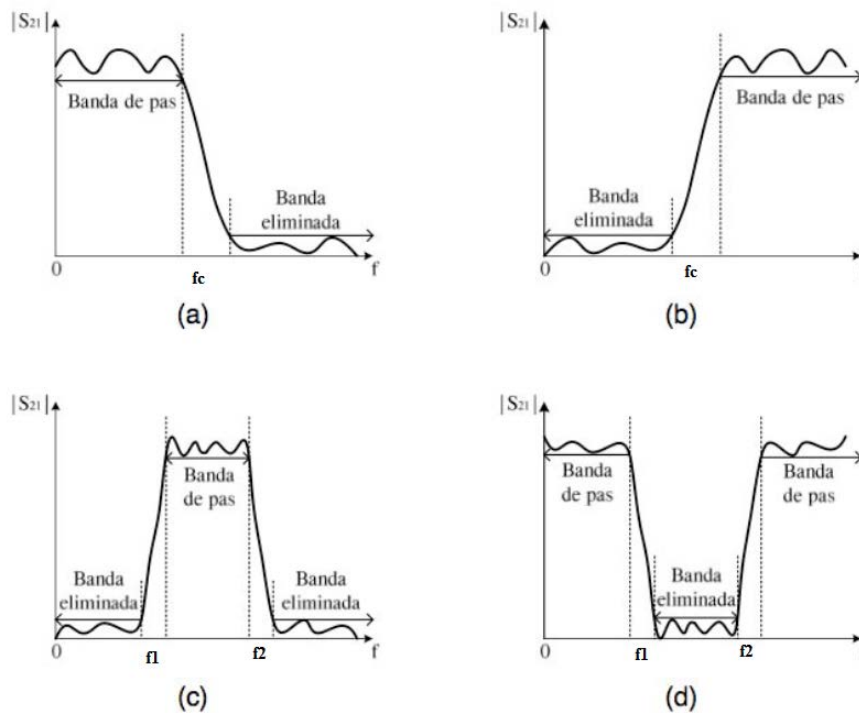


Figura 2.26. Tipos de filtros. (a) Paso bajo. (b) Paso alto. (c) Paso banda. (d) Banda eliminada

A su vez cada uno de estos filtros puede obtener una respuesta en frecuencia de varios tipos, todos ellos representados en la Figura 2.27:

- **Filtro de Butterworth:** produce una respuesta máximamente plana en las bandas de paso y atenuada.
- **Filtro Chebyshev:** produce una respuesta más abrupta que Butterworth y por tanto su zona de transición es menor pero tiene un rizado constante en la banda de paso.

- **Filtro de Cauer o elíptico:** produce una respuesta aún más abrupta que los dos anteriores y tiene la zona de transición más corta de todos ellos pero tiene un rizado constante en las bandas de paso y atenuada.
- **Filtro de Bessel:** produce una respuesta más lineal que los anteriores a coste de que la zona de transición es mayor.

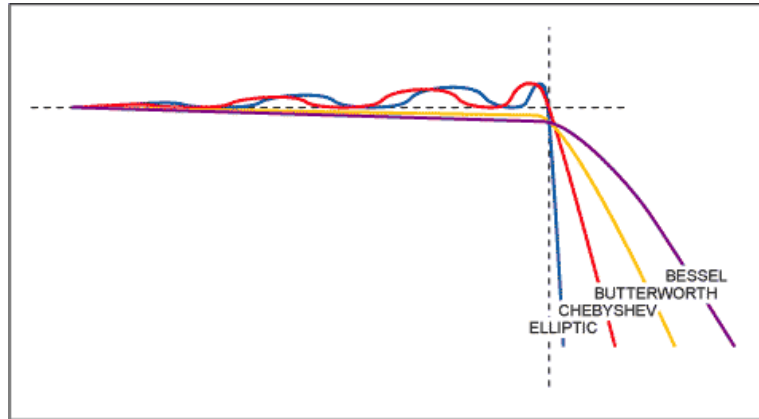


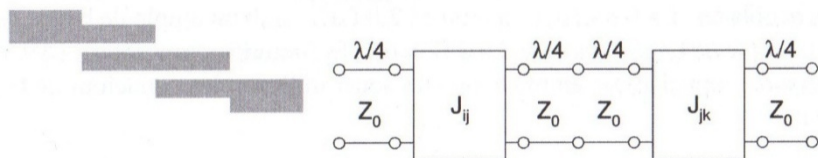
Figura 2.27. Tipos de respuestas en frecuencia.

2.3.2. - Diseño de los filtros con líneas acopladas

El diseño de un filtro puede implementarse con una gran variedad de tecnologías. En este proyecto se va a diseñar un filtro paso banda partiendo del concepto expuesto al inicio del apartado 2.2. Utilizando la tecnología microstrip como líneas acopladas se pueden diseñar filtros paso banda gracias a su característica de diafonía, ya que posibilita fabricaciones de pequeño tamaño que trabajen a elevadas frecuencias. [5]

Más concretamente se han realizado dos diseños de filtro paso banda con líneas acopladas de orden $N = 2$ y $N = 3$.

Estos filtros paso banda se pueden diseñar a partir de tramos de línea de $\lambda/2$, que se comportan como circuitos resonantes en serie o en paralelo, situados entre inversores de impedancias y admitancias, teniendo en cuenta que el circuito equivalente de unas líneas acopladas con dos accesos viene dado por dos inversores con un tramo de línea en $\lambda/2$ en el medio y tramos en $\lambda/4$ en la entrada y la salida, tal y como se muestra en la Figura 2.28.



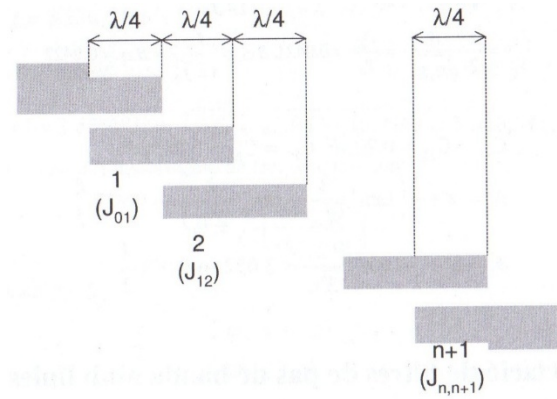


Figura 2.28. Diseño de filtros con tramos de línea de $\lambda/4$.

A partir de esta idea, de los coeficientes de los elementos que forman el circuito equivalente y del ancho de banda fraccional (relación 2.15) se pueden calcular las constantes de inversión, tal y como se refleja en las relaciones 2.16.

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad W = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (2.15)$$

$$\overline{J_{i-1,i}} = \frac{\pi}{2} \frac{W}{\sqrt{g_{i-1} g_i}} \quad \overline{J_{01}} = \sqrt{\frac{\pi W}{2 g_1}} \quad \overline{J_{n,n+1}} = \sqrt{\frac{\pi W}{2 g_n g_{n+1}}} \quad (2.16)$$

Siendo f_0 la frecuencia central y f_1 y f_2 las frecuencias de corte inferior y superior, respectivamente. W el ancho de banda fraccional y g_i corresponde a los diferentes coeficientes de los elementos del circuito.

Seguidamente se calculan las impedancias par e impar de cada tramo a partir de las constantes calculadas en la relación 2.16, según las fórmulas 2.17 y 2.18.

$$\overline{Z_{0ei}} = \sqrt{1 + J_{i-e,i}^2 + \overline{J_{i-1,i}}} \quad (2.17)$$

$$\overline{Z_{0oi}} = \sqrt{1 + J_{i-e,i}^2 - \overline{J_{i-1,i}}} \quad (2.18)$$

Y por último utilizar una herramienta de diseño, como en el caso de los acopladores, para calcular las dimensiones de las líneas y los gap.

Para agilizar todo este proceso se ha utilizado una herramienta integrada en el Advanced Design System llamada DesignGuide que incorpora un motor de diseño automático de múltiples elementos pasivos y activos, entre ellos filtros con líneas acopladas, a partir de unos parámetros básicos, los cuales son los requisitos que se han escogido en este proyecto y que constan en la Tabla 2.5.

Requisitos diseño filtros	
Frecuencia central (GHz)	2.45
Frecuencia corte inferior (GHz)	2.4
Frecuencia corte superior (GHz)	2.5
Ancho de banda (MHz)	Entre 30 y 90
Pérdidas de inserción (dB)	Entre 0 y -2 dB
Pérdidas de retorno (dB)	-20
Selectividad (dB)	15
Orden N	2 y 3
Tipo de respuesta	Butterworth
Impedancia de entrada (Ω)	50

Tabla 2.5. Requisitos para el diseño de filtros

Lo primero de todo es añadir el componente pasivo en el Schematic de ADS e introducir los parámetros deseados. Figura 2.29.

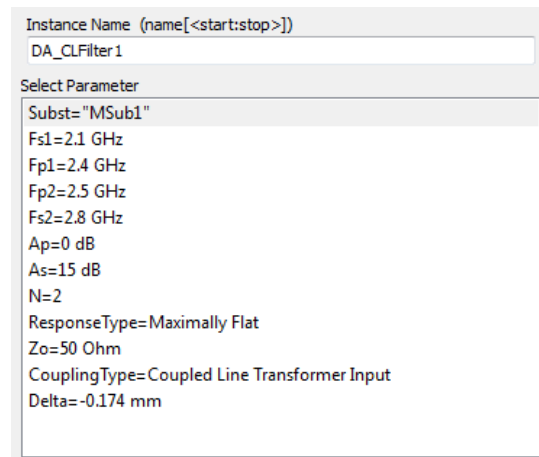


Figura 2.29. Parámetros filtro N=2.

Posteriormente y mediante el DesignGuide calcular las dimensiones de las líneas y los gaps del filtro, cuyo resultado aparece en la Figura 2.30, y realizar una primera simulación utilizando esta misma herramienta que aporta una primera idea del funcionamiento del filtro, cuyas gráficas se muestran en la Figura 2.31.

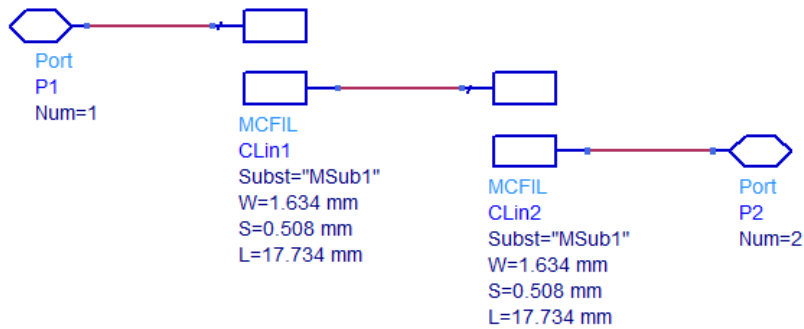


Figura 2.30. Dimensiones filtro N=2.

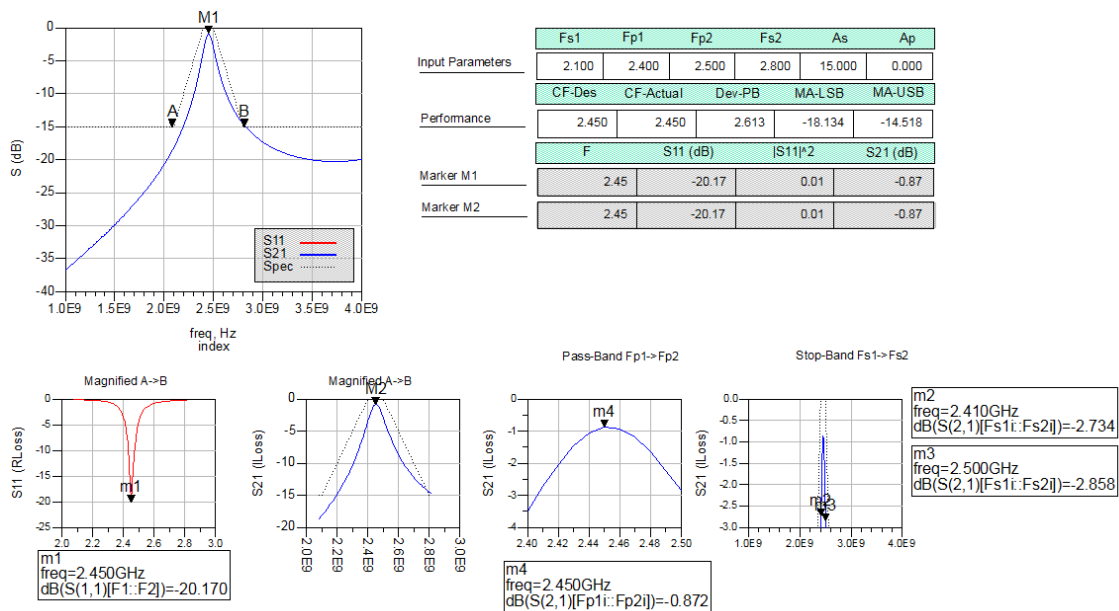


Figura 2.31. Simulación DesignGuide.

Aparentemente los resultados son los esperados con la frecuencia central en 2.45 GHz, unas pérdidas de inserción de -0.87 dB y unas pérdidas de retorno de -20.17 dB. El ancho de banda es de 90 MHz a -3 dB. A pesar de ello esta simulación no es suficiente para llevar a cabo su fabricación. Son necesarias más simulaciones del Schematic y de la herramienta Momentum para obtener unos resultados más próximos a los reales.

Así pues, en el Schematic (Figura 2.32), se añaden líneas de entrada y de salida a 50 Ω, se configura el sustrato RO4003 y se añaden los terminales, cuyo resultado es el de la Figura 2.33.

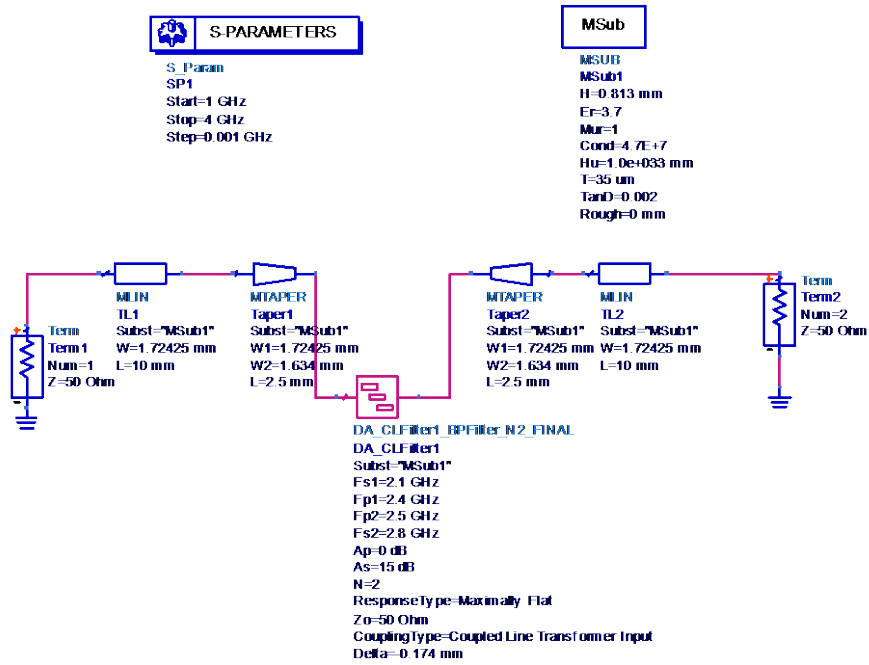


Figura 2.32. Schematic filtro N=2.

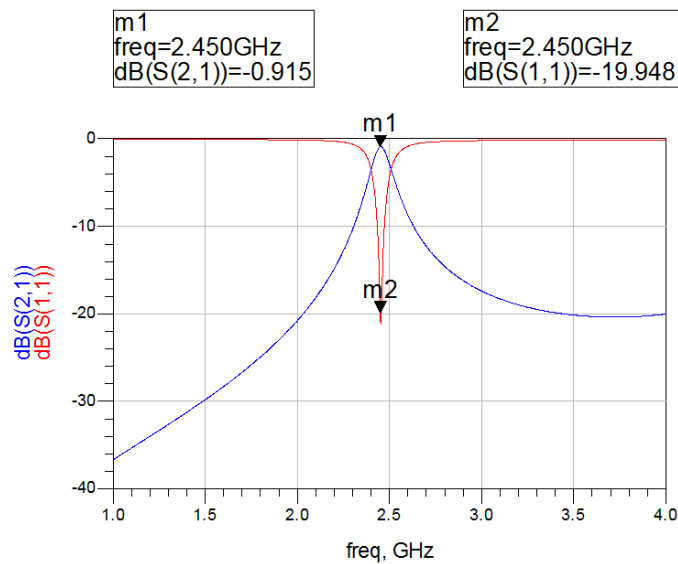


Figura 2.33. Simulación Schematic.

En esta simulación los resultados siguen siendo bastante óptimos ya que apenas ha habido cambios respecto a la anterior y por lo tanto se asemeja bastante a los requisitos propuestos para el diseño.

Por último se genera el Layout (Figura 2.34) del circuito, se añaden los puertos, se revisa la configuración de las capas, sustrato y conductor y se realiza la simulación con Momentum para obtener los resultados que aparecen en la Figura 2.35.



Figura 2.34. Layout del filtro N=2.

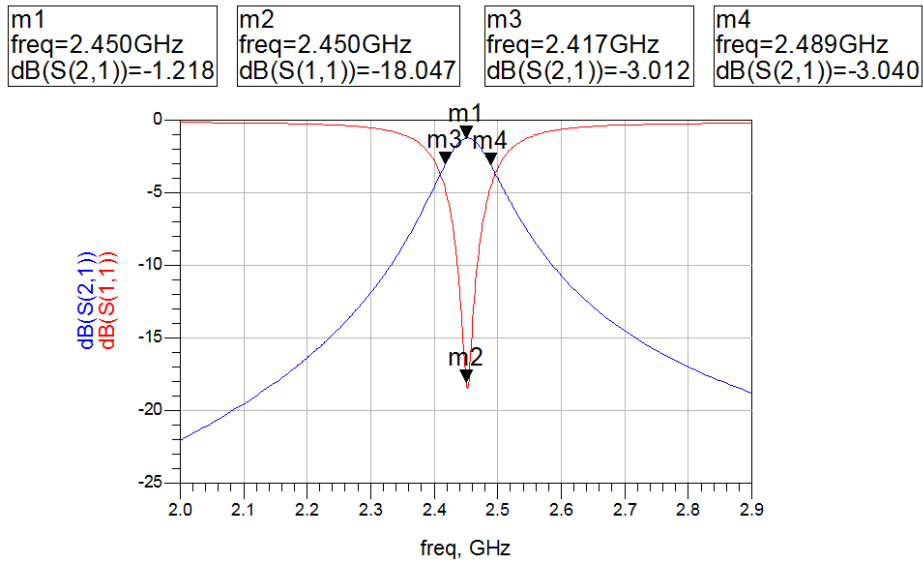


Figura 2.35. Simulación Momentum filtro N=2.

Finalmente los resultados afirman que el filtro tiene unas buenas características. Las pérdidas de retorno son de -18 dB (-20 dB esperados), las pérdidas de inserción son de -1 dB que está dentro del rango esperado, y su ancho de banda a -3 dB es de 72 MHz, también dentro del margen. Además las dimensiones, que están recogidas en la Tabla 2.6, son aptas para su fabricación.

Tras el diseño y simulación de otros filtros de diferente orden siguiendo el mismo procedimiento se decidió fabricar uno más, de orden 3. Su Layout aparece en la Figura 2.36 y los resultados de su simulación utilizando Momentum son los de la Figura 2.37.



Figura 2.36. Layout del filtro N=3.

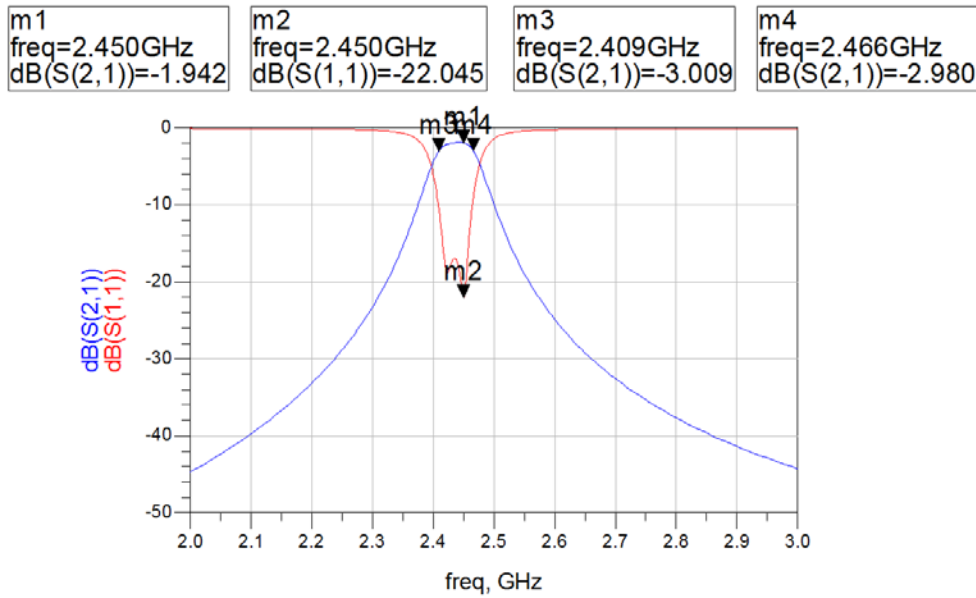


Figura 2.37. Simulación Momentum filtro N=3.

Con este filtro se han obtenido unas pérdidas de retorno de -1.9 dB, unas pérdidas de inserción de -22 dB y un ancho de banda a -3 dB de 57 MHz, valores aceptables para la fabricación. Sus dimensiones finales (Tabla 2.7) también cumplen los requisitos.

Dimensiones filtro orden 2 (mm)	
W línea IN/OUT	1.72425
L línea IN/OUT	10
W líneas filtro	1.634
L líneas filtro	17.734
Gaps filtro	0.508

Tabla 2.6. Dimensiones filtro N=2.

Dimensiones filtro orden 3 (mm)	
W línea IN/OUT	1.72425
L línea IN/OUT	10
W líneas IN/OUT filtro	1.617
L líneas IN/OUT filtro	17.93
Gaps IN/OUT filtro	0.464
W línea central filtro	1.757
L línea central filtro	17.663
Gap central filtro	2.413

Tabla 2.7. Dimensiones filtro N=3.

2.3.3. - Medidas reales de los filtros

Tras la fabricación de los Layouts, los dos filtros obtenidos se muestran en la Figura 2.38. En la cara posterior se sitúa el plano de masa.

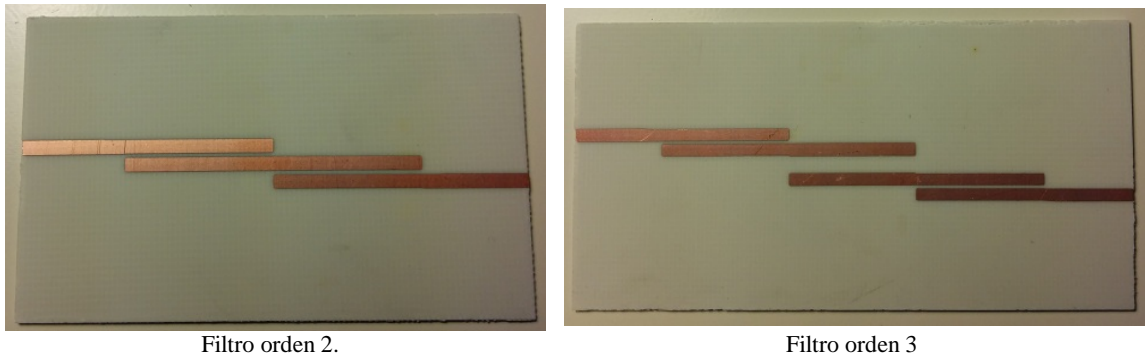


Figura 2.38. Filtros fabricados.

Tras su fabricación se realiza la soldadura de los conectores de 50Ω en el puerto de entrada y en el de salida y se lleva a cabo la medición de los **parámetros S_{11} y S_{21}** , es decir, interesa medir las **pérdidas de retorno, pérdidas de inserción**.

Para este proceso se utiliza el analizador de redes del que se dispone en el laboratorio, los pasos son los siguientes:

1. Calibración del analizador de redes con el kit de calibración proporcionado por el fabricante para la medida de los parámetros S por ambos puertos.
2. Se conectan el puerto de entrada y el de salida del filtro a los puertos 1 y 2 del analizador respectivamente.
3. Exportación de los resultados a un PC mediante una rutina Matlab. Los datos se almacenan en un fichero tipo Touchstone.
4. Representación y estudio de los datos en ADS cuya gráfica es la que se muestra en las Figuras 2.39 y 2.40.

Filtro de orden 2

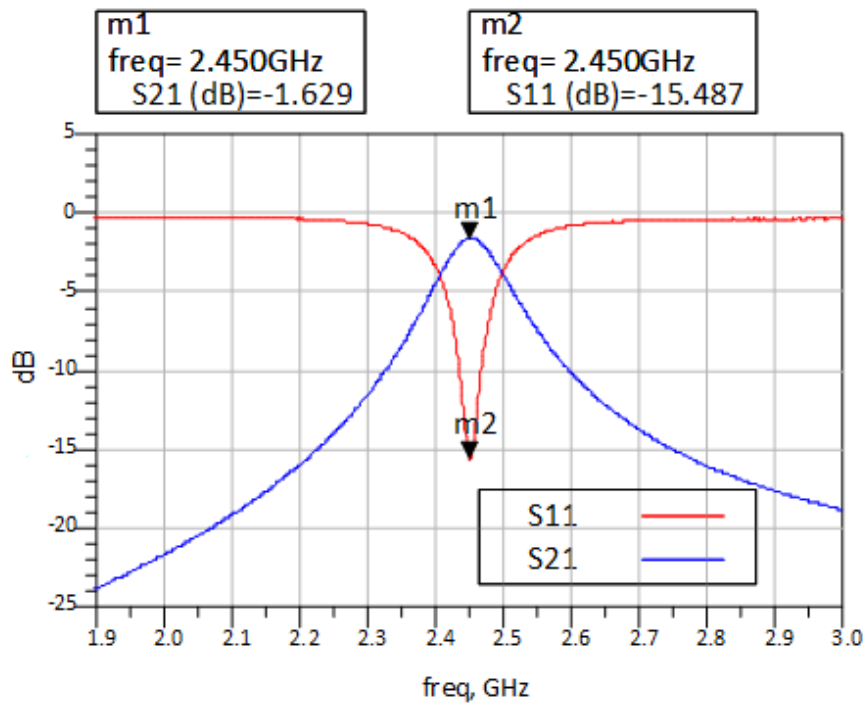


Figura 2.39. Parámetros S reales del filtro de orden 2

Este filtro ha resultado bastante bueno ya que únicamente introduce una atenuación de 1.6 dB a la señal, un poco más que en la simulación del diseño. La selectividad es algo alta comparando con la simulación pero más que aceptable para su utilización en el ámbito de este proyecto. El ancho de la banda de paso es bastante similar a lo esperado.

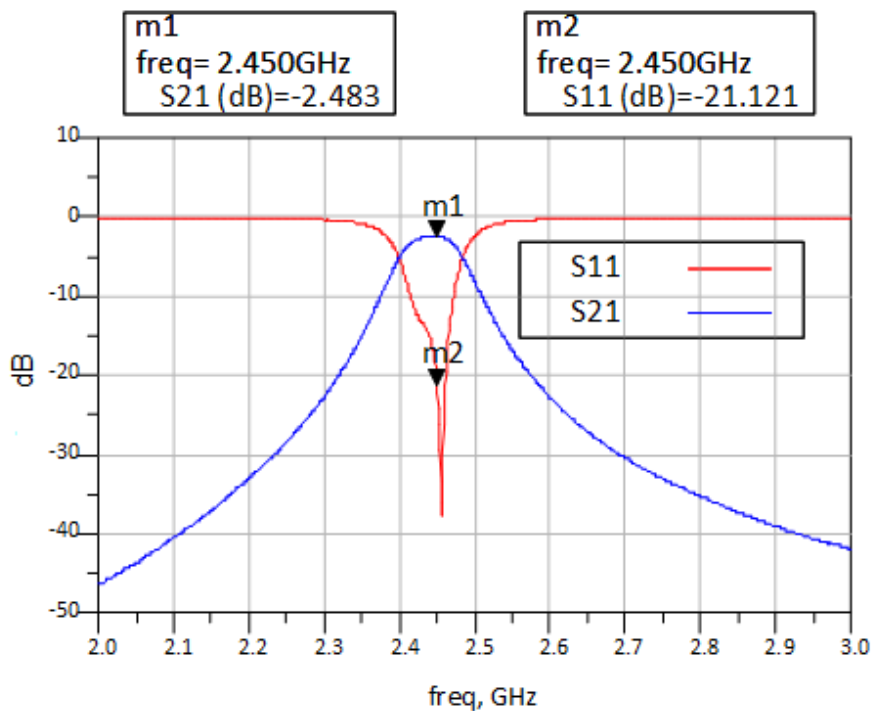


Figura 2.40. Parámetros S reales del filtro de orden 3

Este filtro sin embargo ha resultado algo peor que el de orden 2. Produce una atenuación de 2.5 dB a la señal, un poco más que en la simulación del diseño. En cuanto a la selectividad comienza a apreciarse la aparición de rizado, algo inevitable, a pesar de ello tiene un valor bueno para su utilización. El ancho de la banda de paso es bastante similar a lo esperado.

3. - Elementos activos

En este capítulo se enumeran los dos elementos activos que componen el dispositivo transmisor/receptor junto a una introducción teórica, los pasos seguidos durante el diseño y optimización, y los resultados obtenidos en las medidas tomadas, tanto en las simulaciones de diseño como en su aplicación real. Estos dos elementos son: un amplificador y un mezclador.

3.1. - Amplificador de potencia

Este sub-apartado está dedicado a los amplificadores exponiendo una introducción teórica, explicación del diseño del Layout junto al componente utilizado en este proyecto y los resultados obtenidos en las medidas reales. Además hace especial hincapié en la distorsión por uno de los parámetros en los que se centra el estudio y caracterización de este proyecto.

3.1.1. - Conceptos básicos

Los amplificadores son elementos clave en los sistemas de comunicaciones dado que su finalidad es la de aumentar la potencia de las señales. [5]

Generalmente se definen como en la Figura 3.1, una red de dos puertos conectada a impedancias de fuente y carga y que aporta una ganancia a la potencia de entrada generando una potencia de salida mayor.

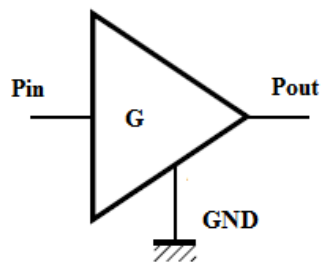


Figura 3.1. Esquema básico de un amplificador.

Son elementos activos dado que su construcción está basada en transistores y por tanto genera distorsión no lineal, tal y como se describe más adelante. Además, y obviamente, han de estar alimentados, como se verá en el esquema de la Figura 3.7.

Su principal característica es la **ganancia**. En una red donde la entrada y la salida están adaptadas conjuntamente, la ganancia se define como la relación entre la potencia disipada en la carga y la potencia suministrada a la entrada. Tal y como se muestra en la expresión 3.1.

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3.1)$$

Para el estudio y diseño de éstos se utilizan los parámetros S, concretamente los coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida (Γ_{in} y Γ_{out}), así como las ganancias de

potencia de inserción (S_{21}), que en este caso corresponden a unas pérdidas positivas que constituyen la ganancia G . Suponiendo una adaptación tanto en entrada como en salida, el parámetro de ganancia se define en la expresión 3.2.

$$\text{Ganancia de inserción } (S_{21}) \rightarrow G \text{ (dB)} = |S_{21}|^2 \quad (3.2)$$

Otro factor importante en los amplificadores es la **estabilidad**. Los circuitos activos, oscilan cuando en el puerto de entrada o en el de salida se presente una resistencia negativa, por tanto depende de la adaptación, así como de la frecuencia. Se define un factor K (3.3) como factor de estabilidad en función de Γ_{in} y Γ_{out} , ya que son éstos los que dependen de la adaptación y de los parámetros S . Hay dos tipos de estabilidad:

- Incondicional: $|\Gamma_{in}| < 1$ y $|\Gamma_{out}| < 1$ para cada valor de los coeficientes de reflexión en la fuente y en la carga, Γ_s y Γ_L respectivamente.
- Condicional: $|\Gamma_{in}| < 1$ y $|\Gamma_{out}| < 1$ para un cierto margen de valores de los coeficientes de reflexión en la fuente y en la carga, Γ_s y Γ_L respectivamente.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (3.3)$$

Siendo S_{ij} los parámetros S de la red y Δ el determinante de la matriz de parámetros S .

Definidas estas dos características fundamentales de los amplificadores, se puede realizar el cálculo del diseño para la **máxima ganancia**, una vez más partiendo de una adaptación simultánea en entrada y salida, cumpliendo las expresiones 3.4 y 3.5 y utilizando la relación de potencias y el factor K (3.3), se obtiene la Ganancia máxima (3.6).

$$\Gamma_{in} = \Gamma_s^* \quad (3.4)$$

$$\Gamma_{out} = \Gamma_L^* \quad (3.5)$$

$$G_{max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (3.6)$$

Los amplificadores tienen una limitación de trabajo, no pueden suministrar una tensión mayor al 90% aprox. de la tensión con la que está alimentado, a partir de este punto se satura y la ganancia no crece más. Durante el intervalo de tensión desde 0 V hasta ese 90% el amplificador cumple un régimen de trabajo lineal y creciente, y tras superar el punto de compresión (definido como punto de compresión a 1 dB, que se estudiará más adelante) entra en el régimen de saturación y se producen las mayores distorsiones. Para reflejar esta característica se utiliza la **curva Pout/Pin** que representa el comportamiento de la potencia de salida respecto a la potencia de entrada y donde se

demuestran los regímenes de trabajo. Puede verse un ejemplo en la Figura 3.2. En la Figura 3.3 se aprecia el comportamiento de la ganancia en función de la potencia de entrada.

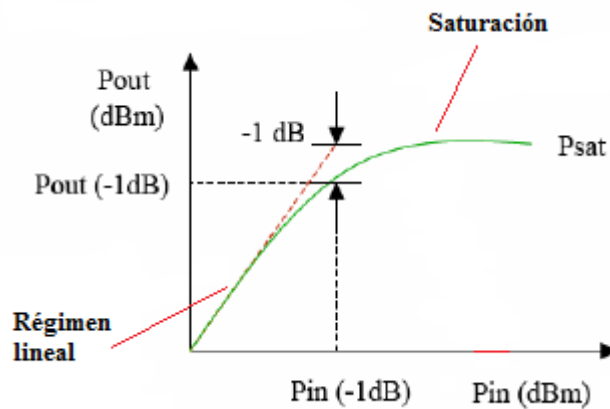


Figura 3.2. Curva Pout / Pin

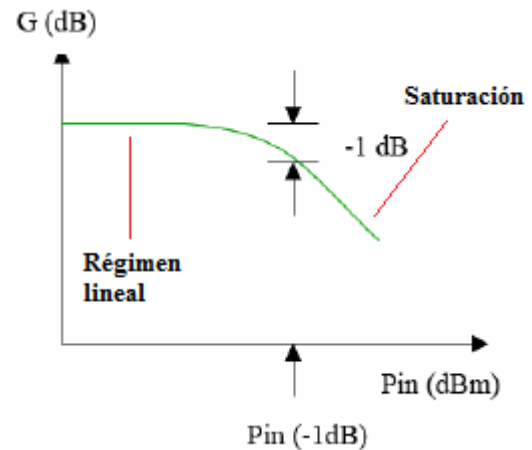


Figura 3.3. Curva G / Pin

La zona lineal de la curva Pout / Pin toma valores tal que $P_{out} = P_{in} + G$, por tanto posee una pendiente de 1. A medida que se acerca a la zona de saturación y sobrepasa el punto de compresión, la ganancia desciende drásticamente y la potencia de salida termina siendo constante a pesar de que la potencia de entrada siguiese aumentando. Este comportamiento se explica con detalle en el siguiente sub-apartado.

3.1.2. - Distorsión en elementos activos.

La distorsión puede definirse como la variación o deformación no deseada de una señal a su paso por uno o varios componentes de un circuito. En función de si el componente es pasivo o activo se da distorsión lineal y no lineal respectivamente. [6]

Siendo uno de los objetivos de este proyecto y el tipo de distorsión más problemática, se procede a explicar, y posteriormente a medir, la distorsión no lineal generada por el amplificador y por el mezclador (en su apartado correspondiente).

La aparición de la distorsión no lineal en los sistemas es debido a que utilizan elementos no lineales como transistores o diodos. La señal a la salida tiene componentes frecuenciales que no estaban presentes en la entrada. Para ver esto se explican con detalle dos procesos de distorsión de los sistemas:

- **Distorsión por ley cuadrática.**

Considerando una señal de entrada $x(t)$ tal y como consta en la expresión 3.7. y una señal de salida de $y(t)$, de la forma que aparece en la expresión 3.8, debido a la respuesta del sistema formado por elementos no lineales, se puede realizar el desarrollo de la señal $y(t)$ demostrado en la relación 3.9.

$$x(t) = A \cos(\omega_0 t) \quad (3.7)$$

$$y(t) = a_1 x(t) + a_2 x^2(t) \quad (3.8)$$

$$y(t) = \frac{a_2 A^2}{2} + a_1 A \cos(\omega_0 t) + \frac{a_2 A^2}{2} \cos(2\omega_0 t) \quad (3.9)$$

Donde el primer término constituye la componente en continua, el término en función de ω_0 es la señal fundamental y el término en función de $2\omega_0$ constituye la creación del segundo armónico de la señal, y por tanto un elemento de distorsión. Esta es la base física de la distorsión armónica, en este caso de segundo orden.

Dado que el segundo armónico es $m = 2$, la curva P_{out}/P_{in} tiene una pendiente de 2 en su zona lineal, eso quiere decir que, por cada aumento de 1 dB a la entrada, la salida aumenta 2 dB. Si uno observa la Figura 3.4 y tiene en cuenta esto, es lógico que, si el amplificador fuese ideal y por tanto las zonas lineales fuesen infinitas y no hubiese saturación, las rectas de la señal fundamental y la de orden dos se cruzarían en un punto. Este punto es lo que se denomina **punto de intersección de orden m** (2 en este caso), que indica el nivel de potencia de entrada y de salida en los que la potencia de la fundamental es igual a la del segundo armónico.

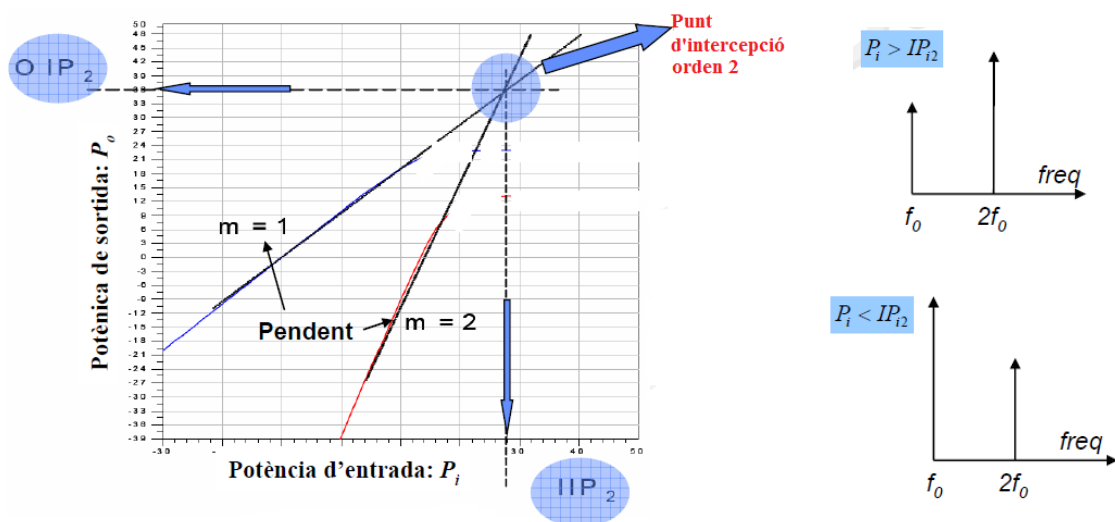


Figura 3.4. Punto de intersección de segundo orden

- **Distorsión por ley cúbica.**

El caso tiene una base similar a la distorsión por ley cuadrática salvo que la respuesta del sistema en esta ocasión presenta distorsión de tercer orden, tal y como se muestra en la expresión 3.10. Su desarrollo queda plasmado en la expresión 3.11. La señal de entrada es igual a la descrita en la relación 3.5.

$$y(t) = a_1 x(t) + a_3 x^3(t) \quad (3.10)$$

$$y(t) = a_1 A \left(1 + \frac{3a_3 A^2}{4a_1} \right) \cos(\omega_0 t) + \frac{a_3 A^3}{4} \cos(3\omega_0 t) \quad (3.11)$$

El primer término de la suma constituye la señal fundamental y posee una particularidad por la aparición de la constante a_3 , que tiene un valor negativo, ya que es la responsable de la compresión de la ganancia en el régimen de saturación, como sucede en el caso del funcionamiento de los amplificadores comentado anteriormente, y que se entra en detalle a continuación. El segundo término corresponde al tercer armónico de la señal.

En este caso $m = 3$ y por tanto la pendiente de la zona lineal de la curva P_{out}/P_{in} es de 3, lo que indica que por cada dB aumentado a la entrada, la salida aumentará en 3 dB. El punto de intercepción de tercer orden se determina siguiendo la misma teoría que para el de segundo orden.

El **nivel de compresión**, también denominado punto de compresión a 1 dB (P_{ic1dB}), corresponde al punto en que la potencia real se encuentra 1 dB por debajo de la potencia ideal debido a la saturación del sistema, si se observa la Figura 3.5 se deduce que su utilidad es la de indicar los niveles de potencia, tanto de entrada como de salida, sobre los cuales sería inútil trabajar ya que la ganancia es prácticamente nula o negativa. Como se ha comentado recientemente la saturación del sistema es debida a la constante negativa producida por la respuesta del sistema, precisamente a partir de ella se puede conocer el punto de compresión a 1 dB, cálculo recogido en la fórmula 3.12.

Partiendo del primer término de la expresión 3.11 e igualándolo a 1 dB se puede obtener el valor de A^2 para posteriormente obtener P_{ic1dB} , simplificando la notación para $R=1 \Omega$

$$A^2 = \frac{1 - 10^{-0.05}}{3a_3} 4a_1 \rightarrow P_{ic1dB} = \frac{A^2}{2} = \frac{2}{3} (1 - 10^{-0.05}) \frac{a_1}{a_3} \quad (3.12)$$

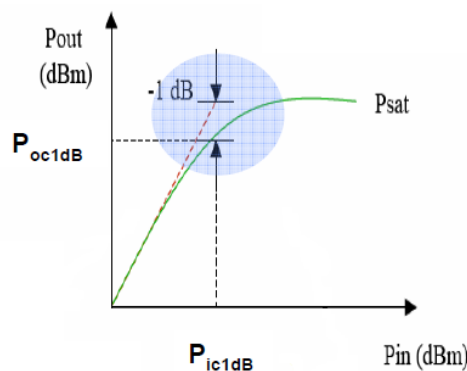


Figura 3.5. Punto de compresión a 1 dB.

En cuando a los fundamentos de los demás órdenes el concepto es el mismo que los dos que se acaban de describir aplicando una pendiente igual a m . Generalizando el cálculo del punto de intercepción para cualquier orden se obtienen las expresiones 3.13 y 3.14. Cabe comentar que se puede minimizar el efecto de la distorsión armónica utilizando un filtro a la salida del amplificador.

$$P_f [dBw] = P_m [dBw] \rightarrow IP_{im} + G = mIP_{im} + G_m \quad (3.13)$$

$$IP_{im} = \frac{G - G_m}{m - 1} \quad (3.14)$$

• **Productos de intermodulación**

En su mayoría, los sistemas no poseen una respuesta que siga una única ley, ya sea cuadrática, cúbica o de otro orden en particular, sino que modifican la señal aplicando una serie de términos no lineales de diferente orden. Si además se tiene en cuenta que es difícil que a la entrada únicamente se encuentre un tono, sino que son varios (o varias señales de banda ancha) formados por la propia señal y las señales indeseadas, se produce lo que se conoce como productos de intermodulación.

Para estudiar este suceso generalmente se define una señal de entrada compuesta de dos tonos (3.15) y un sistema genérico cuya respuesta aparece en la expresión 3.16.

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) \quad (3.15)$$

$$y(t) = a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) + \dots \quad (3.16)$$

Llevando a cabo el desarrollo de los diferentes términos, que queda recogido en la Figura 3.6, el orden de la distorsión ahora queda definido por la suma de los múltiplos o armónicos de las dos frecuencias de entrada de la manera que aparece en la expresión 3.17.

$$f_{out} = |nf_1 \pm mf_2| \rightarrow \text{orden} = |n| + |m| \quad (3.17)$$

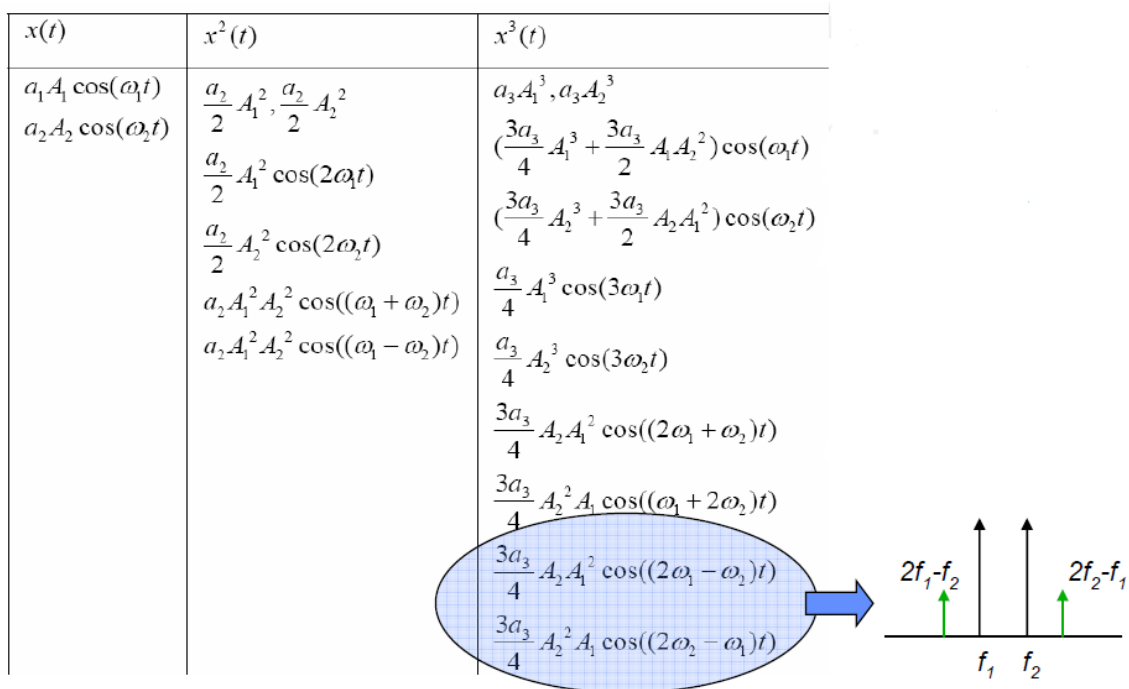


Figura 3.6. Productos de intermodulación.

Dada la diversidad de los órdenes aparecerán infinitud de señales indeseadas, la mayoría con efectos poco nocivos dado que cuanto más lejos se sitúen de la frecuencia fundamental menos potencia tienen y más fácil es filtrarlos. Precisamente por esto los **productos de intermodulación de tercer orden** son los más perjudiciales y peligrosos ya que son los más próximos a la señal útil. Observando la Figura 3.7 en la que se encuentran diversas señales indeseadas puede verse la problemática de la intermodulación de tercer orden ya que no puede filtrarse o se atenuaría muy levemente.

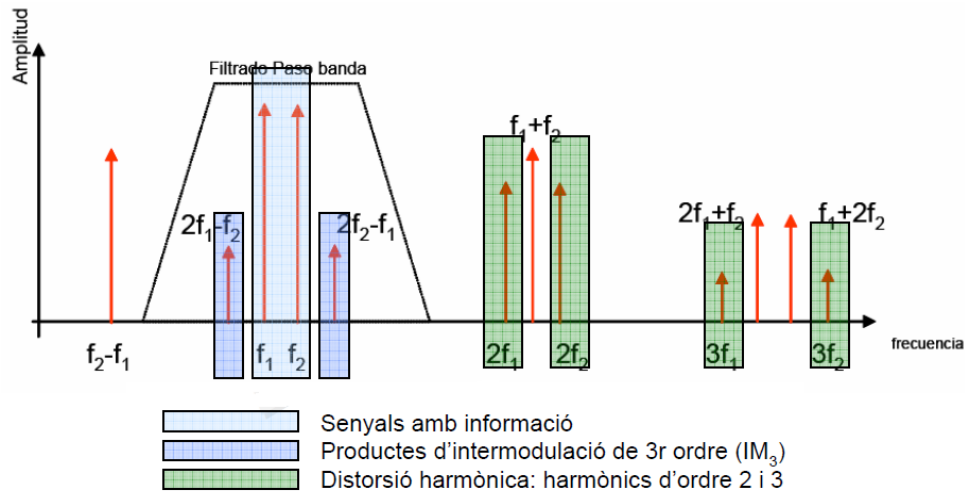


Figura 3.7. Productos de intermodulación tercer orden.

Es por ello que la distorsión por intermodulación de tercer orden es la que se somete a estudio a la hora de diseñar sistemas de comunicación y por ello se ha dedicado un apartado a su medida en este mismo capítulo del proyecto. Además es un dato que siempre viene proporcionado por los fabricantes de componentes.

3.1.3. - Diseño del amplificador

Para el diseño y la utilización del amplificador de potencia es necesario conocer todas las características de trabajo y los términos que hemos comentado anteriormente, la mayoría de ellos determinados por la frecuencia de trabajo del sistema:

- Ganancia aportada a la señal o $|S_{21}|^2$.
- Alimentación necesaria y máxima.
- Figura de ruido.
- Punto de compresión a 1 dB.
- Punto de intercepción de tercer orden.
- Capacitores y resistores necesarios para el circuito de alimentación.

El amplificador utilizado en este proyecto es el BGA6589 de NPX Semiconductors diseñado para tecnologías de radiofrecuencia de potencia media montado sobre un paquete SOT89 de 3 pines (Figura 3.8). Todos los detalles del componente pueden consultarse en su datasheet incorporado es este proyecto en el Anexo 2. Importante destacar que nunca debe trabajarse sobre una potencia de entrada mayor a 15 dBm para salvaguardar la integridad del chip.

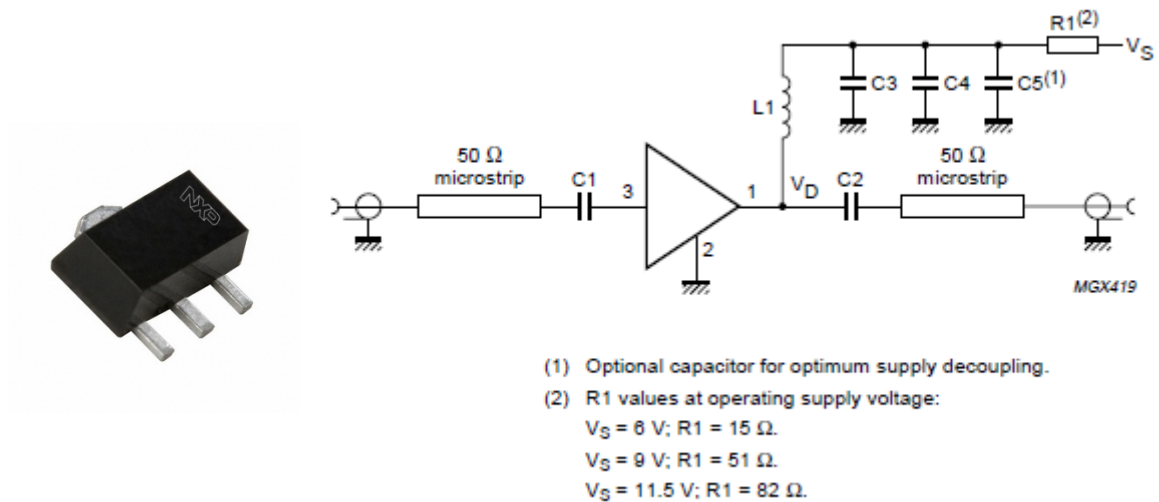


Figura 3.8. Estructura externa e interna del amplificador BGA6589

Se ha escogido la opción del esquema con un resistor de 51Ω y por tanto una alimentación de 9 V. Además se ha añadido a la entrada de V_S un regulador de tensión 7809 (Figura 3.9) que proporciona los 9 V estables.

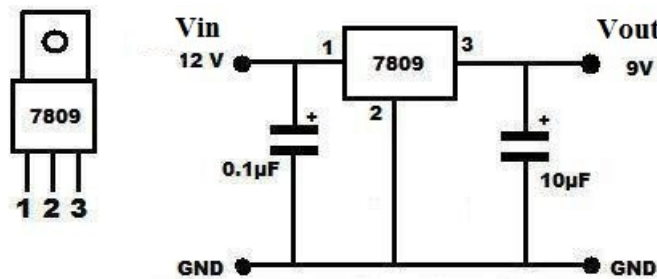


Figura 3.9. Regulador de tensión 7809.

Para su implementación se ha realizado el diseño de un Layout con la aplicación Rimu, especializada en el diseño de circuitos impresos, siguiendo las dimensiones indicadas en el datasheet (Figura 3.10). La manera de llevar a cabo el diseño es establecer las diferentes capas que componen el sustrato + conductor e ir dibujando las líneas de transmisión, con las dimensiones calculadas para una impedancia de 50Ω , mediante formas poligonales. El Layout se muestra en la Figura 3.11.

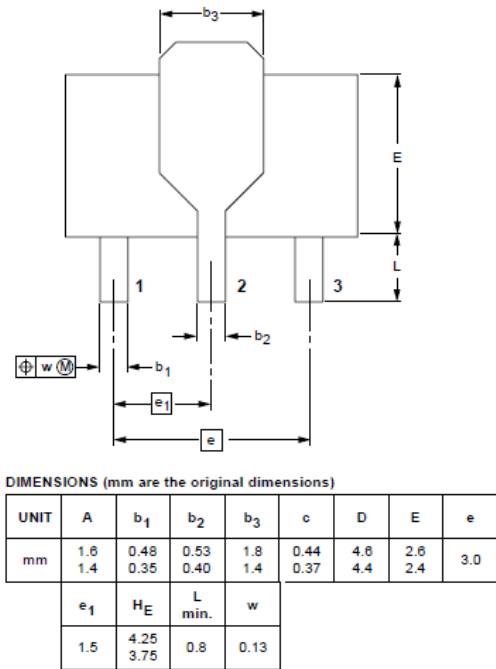


Figura 3.10. Dimensiones del BGA6589.

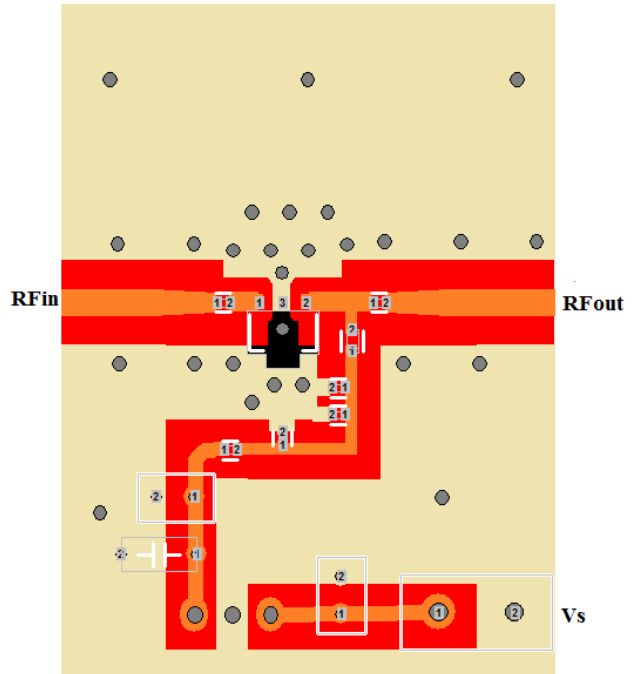


Figura 3.11. Layout de la placa del BGA6589.

3.1.4. - Medidas reales del amplificador

Se comienza por la fabricación del Layout donde se soldara el BGA6589, los capacitores, los resistores y el regulador de tensión. La placa creada es la de la Figura 3.12.

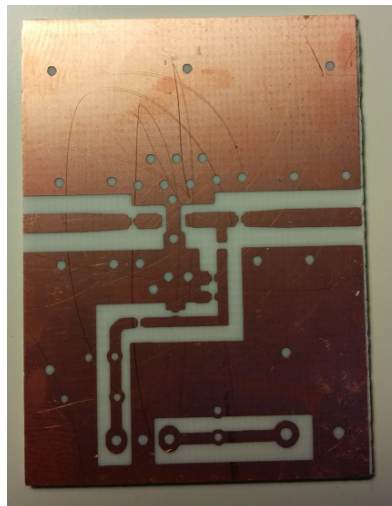


Figura 3.12. Layout fabricado del amplificador.

Posteriormente se llevan a cabo las soldaduras de los componentes que forman el circuito que en su totalidad son: 7 capacitores, 1 resistor, 1 bobina, el regulador de tensión y el amplificador.

También se incorporan mediante soldadura los cables de alimentación (Vcc y masa).

Tras una primera prueba se aprecia que hay acoplamiento entre la capa de conductor superior y la capa de plano de masa, creándose una resonancia espúrea, por ello se decide introducir una serie de Bias repartidos por todas ellas.

Y comienzan las medidas reales que se han dividido en varios aspectos:

- **Medida de los parámetros S.**

Para este proceso se utiliza el analizador de redes del que se dispone en el laboratorio, los pasos son los siguientes:

1. Calibración del analizador de redes con el kit de calibración proporcionado por el fabricante para la medida de los parámetros S por ambos puertos.
2. Se conectan el puerto de entrada y el de salida del amplificador a los puertos 1 y 2 del analizador respectivamente. Se alimenta el amplificador a 11.5 V.
3. Exportación de los resultados a un PC mediante una rutina Matlab. Los datos se almacenan en un fichero tipo Touchstone.
4. Representación y estudio de los datos en ADS cuya gráfica es la que se muestra en la Figura 3.13.

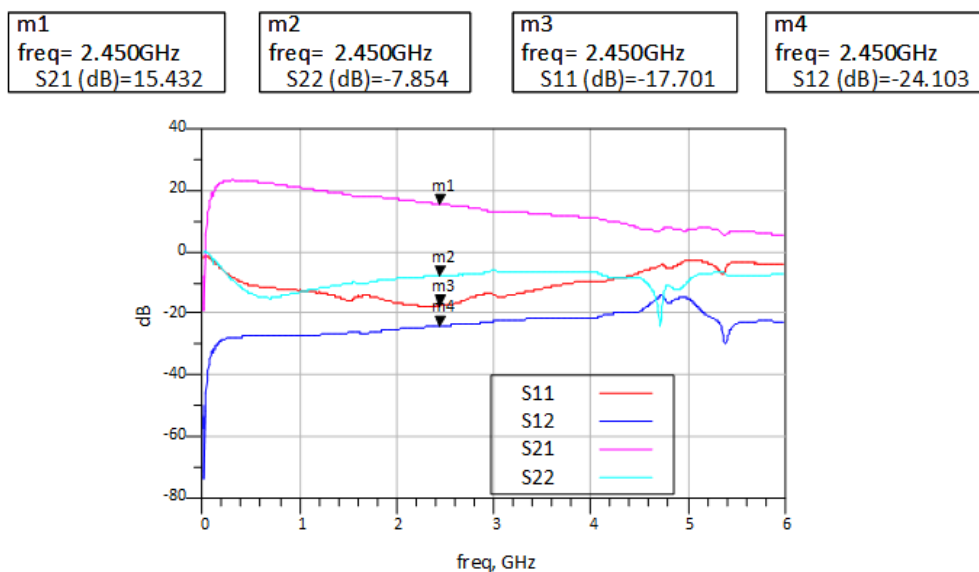


Figura 3.13. Parámetros S del amplificador.

El parámetro S_{11} corresponde a las pérdidas de retorno a la entrada del amplificador. El parámetro S_{12} mide el aislamiento cuyo valor disminuye a frecuencias elevadas. El parámetro S_{21} es el más característico pues corresponde a las ganancias de potencia, o

simplemente Ganancia del amplificador, que a la frecuencia de trabajo posee un valor de 15.4 dB y que disminuye a medida que aumenta la frecuencia. Por último el S_{22} son las pérdidas de retorno a la salida.

Las gráficas de los parámetros S_{12} y S_{21} se asemejan a las proporcionadas por el fabricante.

- **Medida real de la ganancia y calibración de setup.**

Para llevar a cabo esta medida se ha precisado de los siguientes componentes, en orden de conexión del esquema:

1. Generador de señal (GS).
2. Cable que une el GS con la entrada del amplificador (Lcable1).
3. Amplificador alimentado a unos 11.5 V aproximadamente desde una fuente de alimentación (G).
4. Cable que une el amplificador con el analizador de espectros (Lcable2).
5. Analizador de espectros con un atenuador a la entrada de 20 dB (AE) en un margen desde 2 a 2.9 GHz y un marker en 2.45 GHz.

La forma de proceder es la siguiente:

1. Generación de la señal centrada en 2.45 GHz de potencia 0 dBm con el GS.
2. Medida de las pérdidas producidas por todos y cada uno de los cables. Los datos obtenidos han sido:
 - a. $L_{\text{cable1}} = 1 \text{ dB}$
 - b. $L_{\text{cable2}} + \text{atenuador del AE} = 20.3 \text{ dB}$
3. Conexión del amplificador alimentado y obtención de la medida de la potencia que recibe el AE, mostrada en la Figura 3.14.

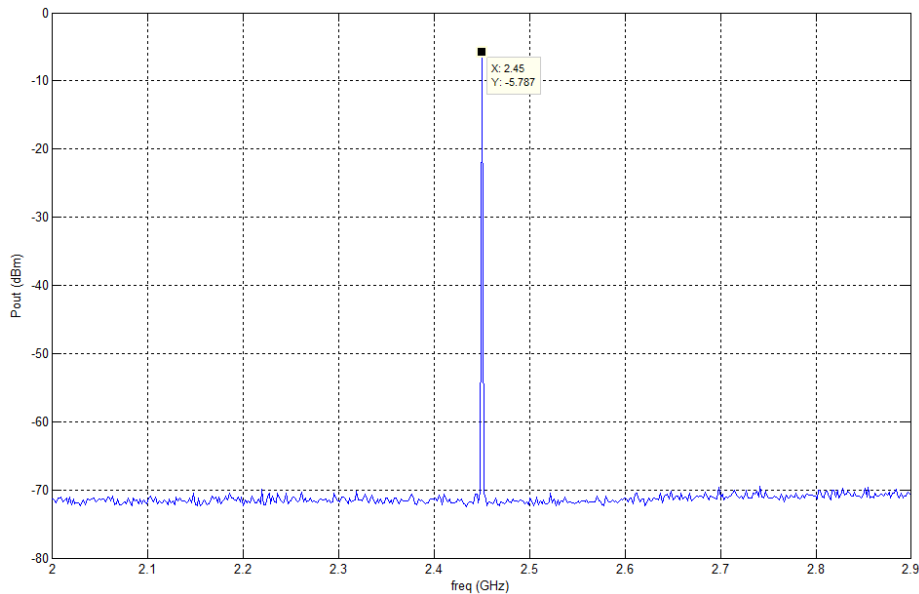


Figura 3.14. Imagen del AE de la medida de la potencia.

$$P = -5.78 \text{ dBm}$$

- Obtención de la ganancia a partir de la potencia de entrada y potencia de la salida del amplificador (3.18).

$$P_{in} = P_{GS} - L_{cable1} = 0 - 1 = -1 \text{ dBm}$$

$$P_{out} = P_{AE} + L_{cable2} + L_{AE} = -5.78 + 0.3 + 20 = 14.52 \text{ dBm} \quad (3.18)$$

$$G = P_{out} - P_{in} = 14.52 - (-1) = 15.52 \text{ dB}$$

Comparando la ganancia obtenida con la del datasheet la diferencia es de apenas 0.3 dB. La medida es correcta y el componente se comporta de la manera esperada.

- Medida real de la curva Pout / Pin y punto de compresión a 1dB.**

El esquema utilizado es el mismo que en el caso anterior y por tanto se procede a explicar el procedimiento directamente:

- La generación de señal a 2.45 GHz se lleva a cabo en un intervalo desde -6 dBm hasta 10. La potencia del amplificador nunca debe superar los 15 dB.
- Las atenuaciones de los cables es similar al caso anterior ya que se utilizan los mismos componentes. La alimentación también es la misma.
- Obtención de todo el rango de medidas para cada valor generado.

4. Introducción de las medidas en una rutina de Matlab para representar la señal resultante que se muestra en la Figura 3.15. Además se señala el valor del punto de compresión a 1 dB.

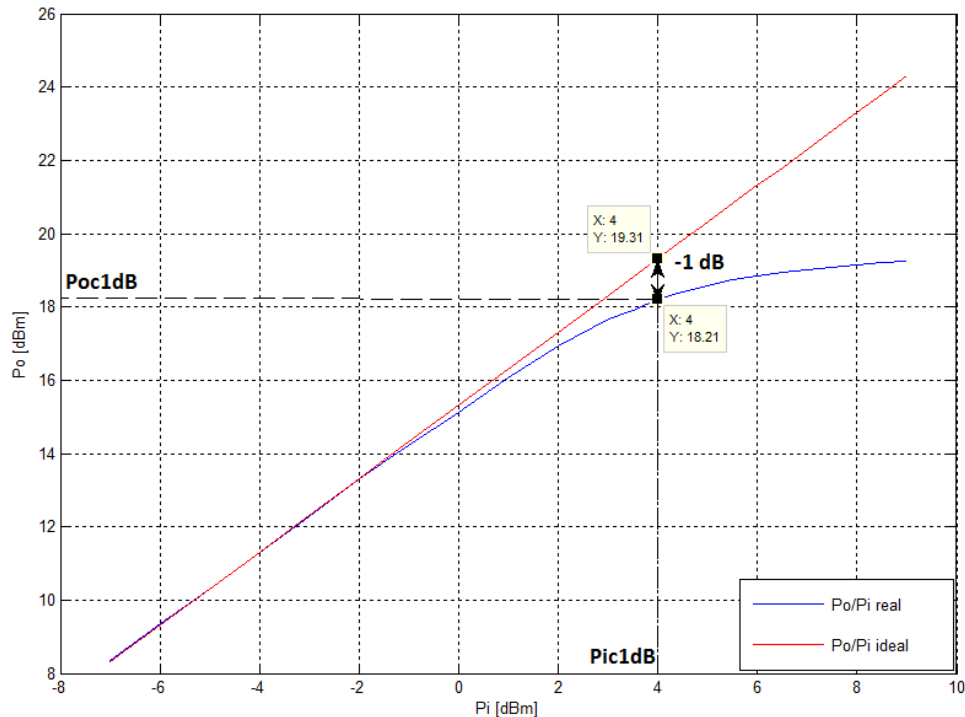


Figura 3.15. Curva P_o/P_i y P_c a 1 dB.

Los resultados muestran claramente las zonas de trabajo del amplificador y en cuanto al punto de compresión a 1 dB su medida es de $P_{oc1dB} = 18.21 \text{ dBm}$, que según el datasheet del fabricante debería ser de aproximadamente 18 dBm, por lo tanto la medida es correcta.

También se ha representado el comportamiento de la ganancia, que se muestra en la Figura 3.16, y donde se aprecia cómo se reduce drásticamente al entrar en la zona de saturación.

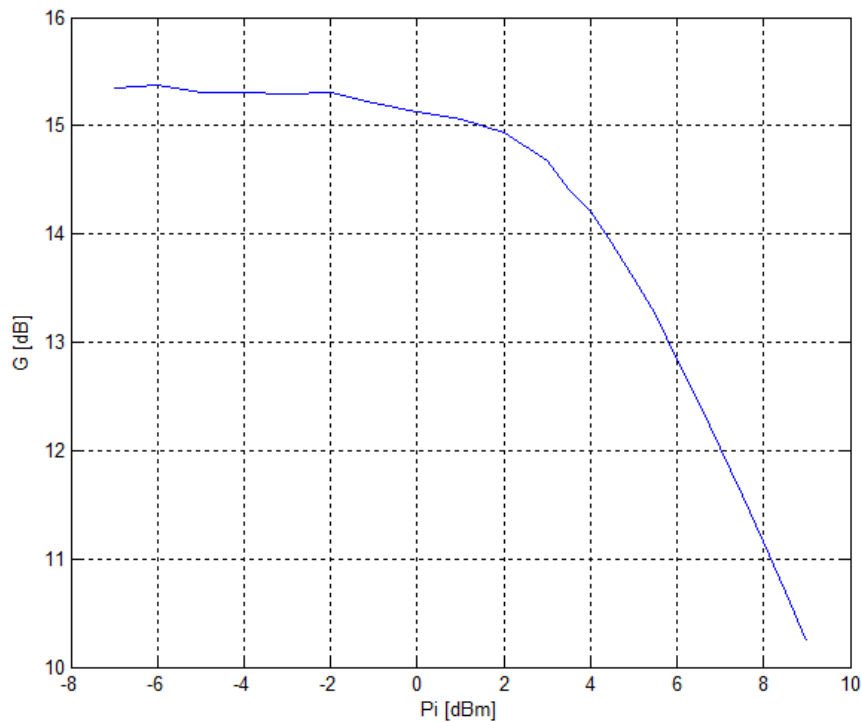


Figura 3.16. Curva G/Pi.

- **Medida de la distorsión de intermodulación de tercer orden.**

La técnica utilizada para la realización de esta medida se denomina test de dos tonos con la que se generan 2 señales cercanas entre sí, en este caso están separadas 100 MHz, y que se combinan mediante un divisor de frecuencia para generar una entrada única que contiene a ambas. Esta señal entra en el amplificador que genera la intermodulación para ser medida. [6]

En la Figura 3.17 aparece el esquema utilizado y que está formado por los siguientes componentes en orden de conexión:

1. Dos generadores de señal encargados de generar los 2 tonos. Uno trabaja a 2.45 GHz y el otro a 2.55 GHz. Ambos barren un margen de potencias desde los 0 dBm hasta los 13 dBm (GS1 y GS2).
2. Cables que unen cada GS con el divisor de frecuencias (LcableGS1 y LcableGS2).
3. Divisor de frecuencias que combina los 2 tonos en una única señal (Ldiv).
4. Amplificador alimentado a unos 11.5 V (DUT).
5. Cable que une el amplificador con el analizador de espectros (LcableAE).
6. Analizador de espectros con un atenuador a la entrada de 20 dB (AE) en un margen desde 2 a 2.9 GHz con un marker en cada pico de interés para el test.

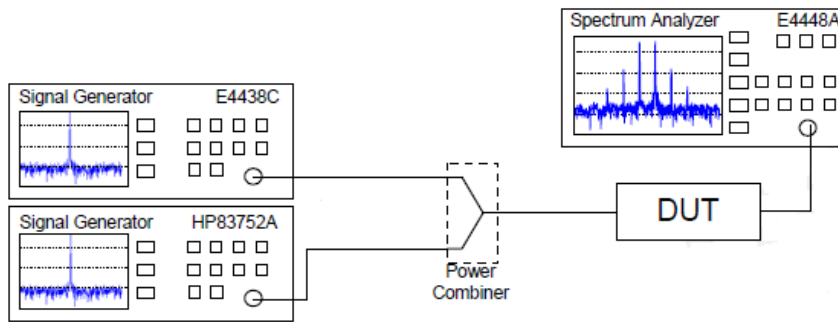
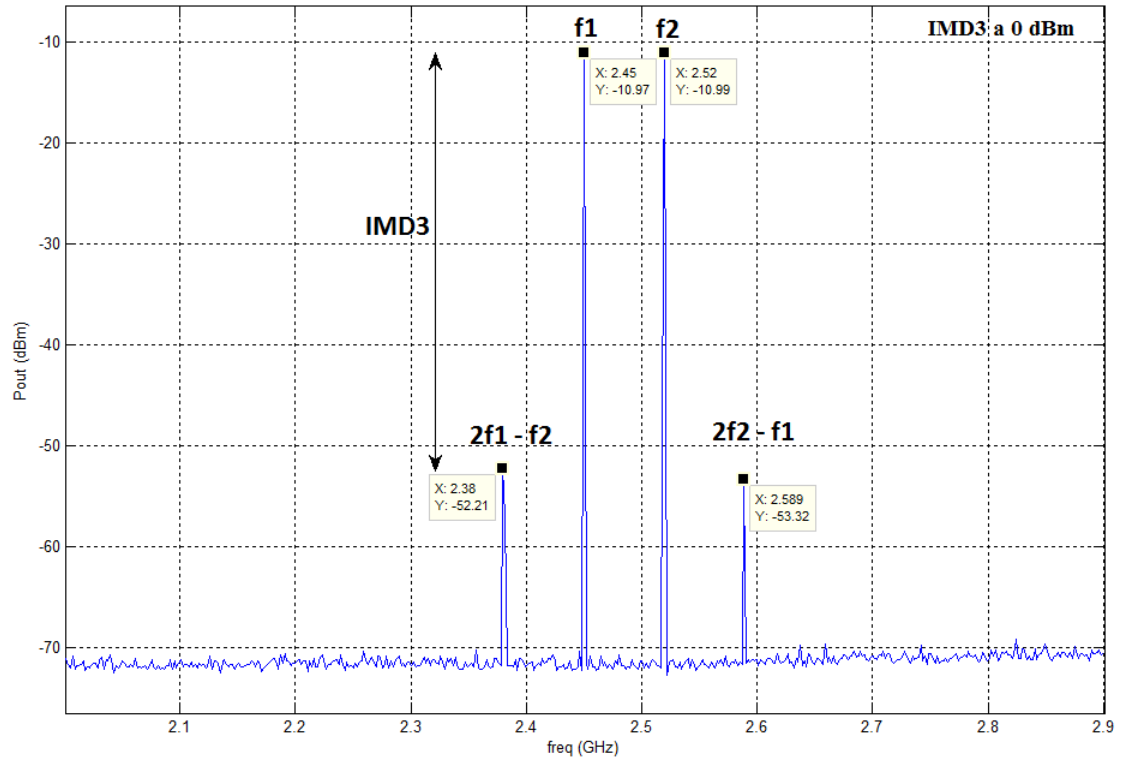


Figura 3.17. Esquema test dos tonos.

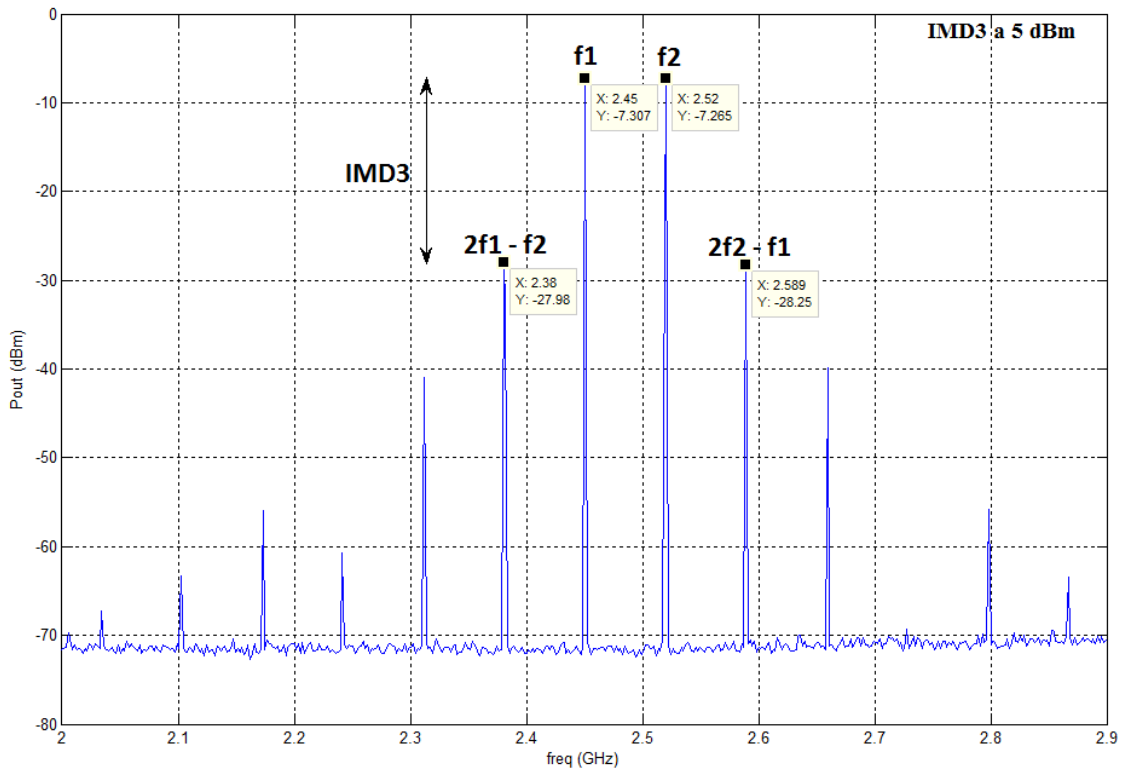
El procedimiento es el siguiente:

1. Generación de los tonos centrados en sus frecuencias comenzando en una potencia de 0 dBm.
2. Medida de las pérdidas producidas por todos y cada uno de los elementos atenuadores. Los datos obtenidos han sido:
 - a. $L_{\text{cableGS1}} = 1.8 \text{ dB}$
 - b. $L_{\text{cableGS2}} = 1 \text{ dB}$
 - c. $L_{\text{div}} = 5 \text{ dB}$
 - d. $L_{\text{cableAE}} + \text{atenuador} = 20.3 \text{ dB}$
3. Igualación de las potencias de ambos tonos a la entrada del amplificador para compensar las distintas pérdidas sufridas por cada uno y que la medida del test sea más exacta.
4. Obtención de todas las medidas de potencia de ambos tonos y del producto de intermodulación de tercer orden. Los markers deben situarse en:
 - Tono de 2.45 GHz
 - Tono de 2.55 GHz
 - IM3 a $2 \times 2.45 - 2.55 = 2.35 \text{ GHz}$
5. Introducción de los datos en una rutina de Matlab para la representación de las curvas de la señal fundamental y la curva de tercer orden. Los resultados se muestran en la Figura 3.18.

3. - Elementos activos



Pgs = 0 dBm



Pgs = 5 dBm

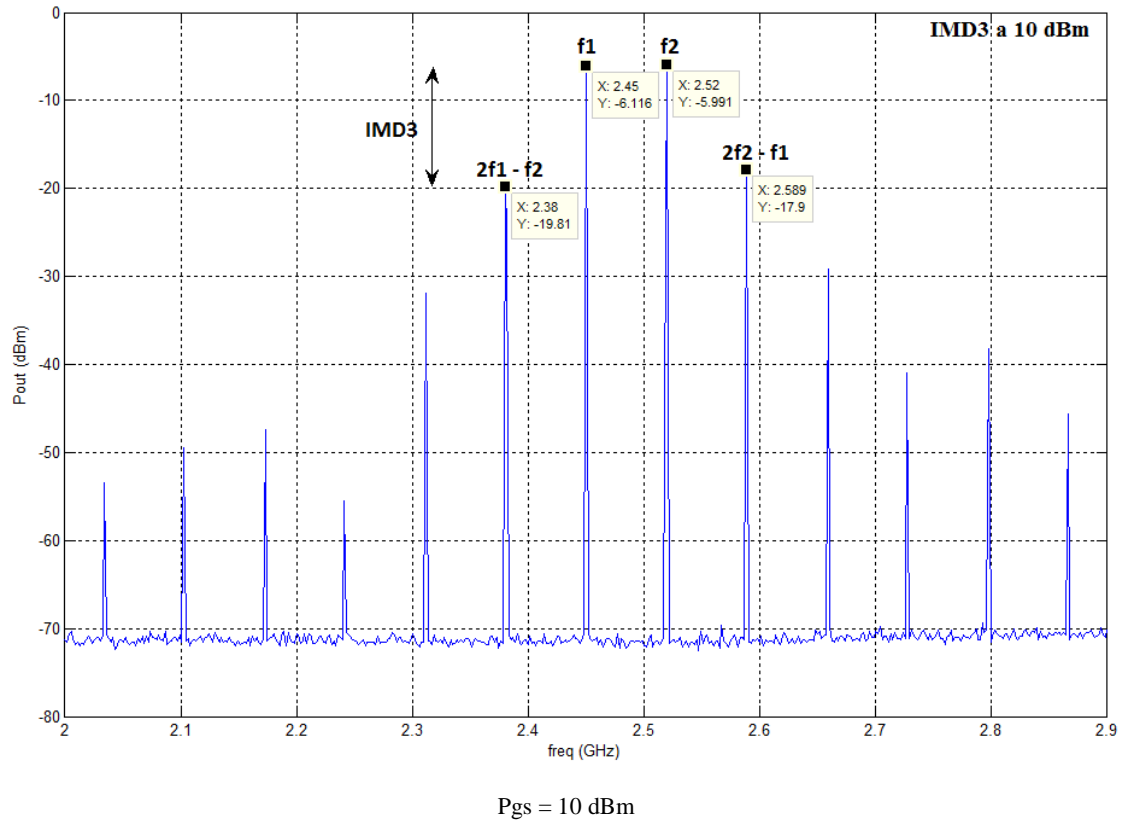


Figura 3.19. Valores del AE de IMD3 para valores de 0, 5 y 10 dBm

Es más que apreciable elevado crecimiento de los productos de intermodulación de tercer orden para cambios moderados de la Pin. Además también queda demostrada su peligrosa proximidad a los tonos fundamentales.

Todo el resto de señales que van apareciendo en las potencias más elevadas son los productos de intermodulación de órdenes impares superiores.

3.2. - Mezclador

En este apartado se recoge una breve teoría sobre mezcladores de frecuencia y una descripción del mezclador utilizado en este proyecto junto a sus características y el diseño de la placa en la que va ubicado.

3.2.1. - Conceptos básicos

El mezclador es un dispositivo de tres puertos cuya salida es proporcional al producto de las tensiones aplicadas en las dos entradas. En el ámbito de las comunicaciones su utilidad es la de convertir la frecuencia para adaptarla al circuito o medio correspondiente. [6]

Su implementación práctica es un multiplicador, formado por un sumador y un elemento no lineal (Figura 3.20). El elemento no lineal en este caso es un diodo. La salida tiene la forma de la ecuación 3.19.

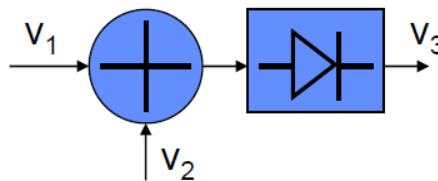


Figura 3.20. Multiplicador de dos señales.

$$v_3(t) = K_1[v_1(t) + v_2(t)] + K_2[v_1(t) + v_2(t)]^2 + \dots + K_n[v_1(t) + v_2(t)]^n \quad (3.19)$$

Considerando que la señal de entrada está formada por dos tonos, de la forma que aparece en la expresión 3.20 y sustituyéndola en la expresión 3.19, con $n=2$, se obtiene una salida tal y como aparece en la relación 3.21.

$$v_{in}(t) = V_1 \cos(w_1 t) + V_2 \cos(w_2 t) \quad (3.20)$$

$$v_{out}(t) = K_1 V_1 \cos(w_1 t) + K_1 V_2 \cos(w_2 t) + K_2 V_1^2 \cos^2(w_1 t) + K_2 V_2^2 \cos^2(w_2 t) + 2K_2 V_1 V_2 \cos(w_1 t) \cos(w_2 t) \quad (3.21)$$

Desarrollando el último término de la expresión 3.21 se obtiene la multiplicación de las señales con su desplazamiento en frecuencia, como se muestra en la relación 3.22.

$$2K_2 V_1 V_2 \cos(w_1 t) \cos(w_2 t) = K_2 V_1 V_2 [\cos(w_1 - w_2)t + \cos(w_1 + w_2)t] \quad (3.22)$$

Como se ha mostrado en las expresiones anteriores se ha obtenido una salida constituida por la multiplicación de los voltajes de ambas señales de entrada con un desplazamiento positivo en frecuencia y otro desplazamiento negativo (3.23), de los cuales solo uno de ellos es el buscado. Además de eso, y como está demostrado en la expresión 3.21, se crean otros varios términos no deseados, debido a la distorsión armónica, relacionados con las frecuencias de entrada. Por último también pueden llegar a la entrada del

mezclador señales en la frecuencia imagen o señales interferentes que pueden destruir la señal resultante.

Todos estos problemas tienen una solución relativamente sencilla que es la colocación de dos filtros pasa banda, a la entrada y a la salida del mezclador, centrados en las frecuencias de trabajo.

Adaptando todos los conceptos a los sistemas de comunicaciones, un sub-bloque de un dispositivo receptor es el que viene dado en la Figura 3.21, donde una de las entradas es la señal recibida o útil (RF) y la otra proviene de un oscilador local que introduce una señal sinusoidal a la frecuencia adecuada (LO). La señal de salida se le denomina frecuencia intermedia (FI). En el caso de un dispositivo transmisor, se invierte el mezclador, la entrada será FI y la salida RF.

$$f_{FI} = |f_{RF} \pm f_{LO}| \quad (3.23)$$

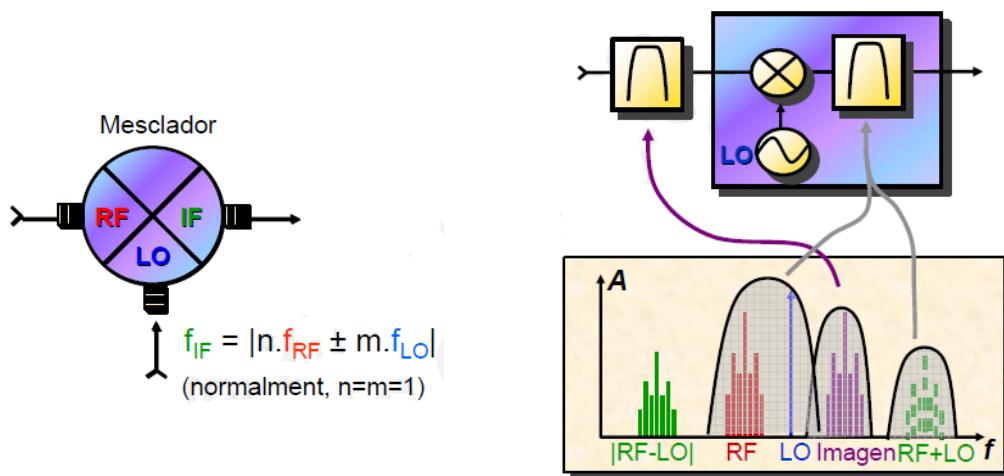


Figura 3.21. Esquema de un mezclador en un receptor.

3.2.2. - Diseño del mezclador

Para el diseño y utilización del mezclador es necesario conocer y comentar los parámetros básicos de éstos [6]:

- **Frecuencia de trabajo:** márgenes de frecuencias en las que trabaja para RF, FI y LO.
- **Ganancia/pérdidas de conversión:** los mezcladores activos tienen una ganancia mayor que 0 dB en la conversión de la frecuencia, mientras que los pasivos unas pérdidas de conversión mayores que 0 dB, es decir, ganancia negativa.
- **Aislamiento:** es la cantidad de potencia que acopla de un puerto a otro no intencionadamente.

- **Modo de trabajo:** puede ser DownConverter (utilizado en receptores para bajar de frecuencia RF a FI) o UpConverter (utilizado en transmisores para subir de frecuencia FI a RF).
- **Mezclas indeseadas o productos armónicos** comentados anteriormente.
- **Comprensión de la ganancia:** en los mezcladores activos, en función de la potencia de entrada, la potencia de salida puede entrar en zona de compresión y de saturación, debido al uso de transistores. Al igual que ocurre en los amplificadores. No estudiado en este proyecto.
- **Intermodulación y punto de intercepción de tercer orden para los mezcladores activos.** No estudiado en este proyecto.

Se ha optado por la utilización de un mezclador pasivo LRMS-30J de Mini-Circuits diseñado para trabajar en bandas de 200 a 3000 MHz y con unas pérdidas de conversión bajas. Está formado por una estructura doblemente balanceada (Figura 3.22) con un anillo de diodos y dos transformadores de RF. Está montado sobre un paquete de 6 pines de los cuales 3 van conectados a GND y los otros 3 constituyen los puertos RF, OL y FI. Para más detalles consultar el datasheet incorporado en el Anexo 2 del proyecto.

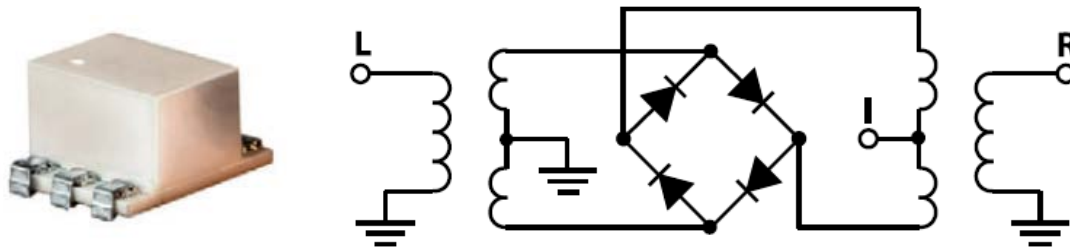
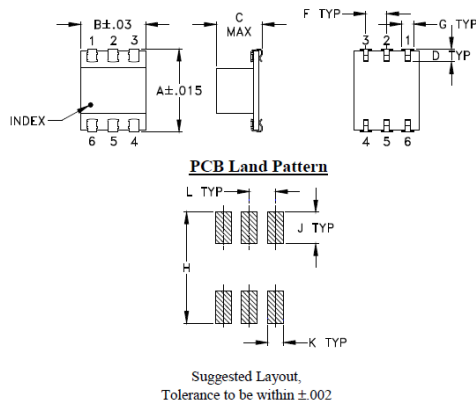


Figura 3.22. Estructura externa e interna del mezclador LRMS-30J

Para su utilización se ha realizado el diseño de un Layout con la aplicación Rimu, siguiendo el mismo procedimiento descrito en el diseño del amplificador, basándose en las dimensiones indicadas en el datasheet del fabricante (Figura 3.23) y en líneas de transmisión a 50Ω . El Layout que se ha utilizado en la fabricación del montaje es el que puede verse en la Figura 3.24.



Outline Dimensions (inch / mm)

A	B	C	D	E	F	G
.390	.31	.225	.060	--	.100	.045
9.91	7.87	5.72	1.52	--	2.54	1.14
H	J	K	L	M	wt	
.420	.120	.060	.100	--	grams	
10.67	3.05	1.52	2.54	--	0.50	

Figura 3.23. Dimensiones del LRMS-30J

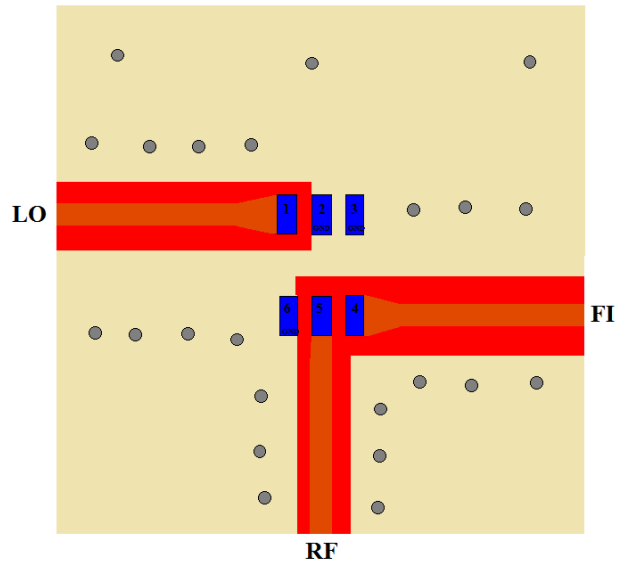


Figura 3.24. Layout de la placa del LRMS-30J

3.2.3. - Medidas reales del mezclador

La placa fabricada a la que se soldara el mezclador es la que aparece en la Figura 3.25. A ella se le han añadido unos vias para evitar acoplamiento entre capas de conductor.

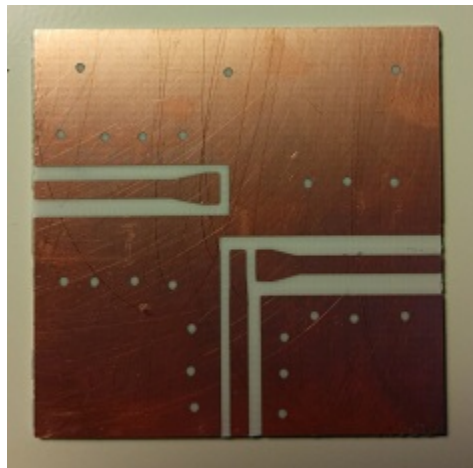


Figura 3.25. Placa del LRMS-30J

Las medidas reales se han dividido en los siguientes parámetros:

- **Medida de las pérdidas de conversión.**

Las pérdidas de conversión son la diferencia de la señal de entrada (FI o RF) respecto a la señal de salida (RF o FI). Esta diferencia depende de la potencia de OL y por tanto su representación se realiza en función de este parámetro. [6]

Para llevar a cabo esta medida se ha precisado de los siguientes componentes, en orden de conexión del esquema:

1. Generadores de señales (GS1 y GS2), uno para generar la señal FI o RF en función del modo de trabajo, y otro para la señal de OL.
2. Cable que une los GS con las entradas del mezclador (LcableGS1 y LcableGS2).
3. Mezclador correctamente conectado por los 3 puertos. (Mezcl).
4. Cable que une el amplificador con el analizador de espectros (LcableAE).
5. Analizador de espectros con un atenuador a la entrada de 20 dB (AE) en un margen desde 1 a 3 GHz.

Ahora se divide el procedimiento en función del modo de trabajo del mezclador:

Downconverter de RF (2.45 GHz) a FI (100 MHz)

1. Generación de la señal RF a 2.45 GHz y de potencia 0 dBm desde el GS1 y generación de la señal OL a 2.55 GHz con un rango de potencias de 0 a 10 dBm desde el GS2.
2. Medida de las pérdidas producidas por todos y cada uno de los cables. Los datos obtenidos han sido:
 - a. $L_{\text{cableGS1}} = L_{\text{cableGS2}} = 1.5 \text{ dB}$
 - b. $L_{\text{cable2}} + \text{atenuador del AE} = 20.3 \text{ dB}$
3. Conexión del mezclador a través de los 3 puertos para una configuración Downconverter.
4. Colocación de un marker en la frecuencia de $FI = OL - RF = 100 \text{ MHz}$ y obtención de cada una de las medidas de la potencia.
5. Introducción de los datos en una rutina de Matlab para su representación, la cual se muestra en la Figura 3.26.

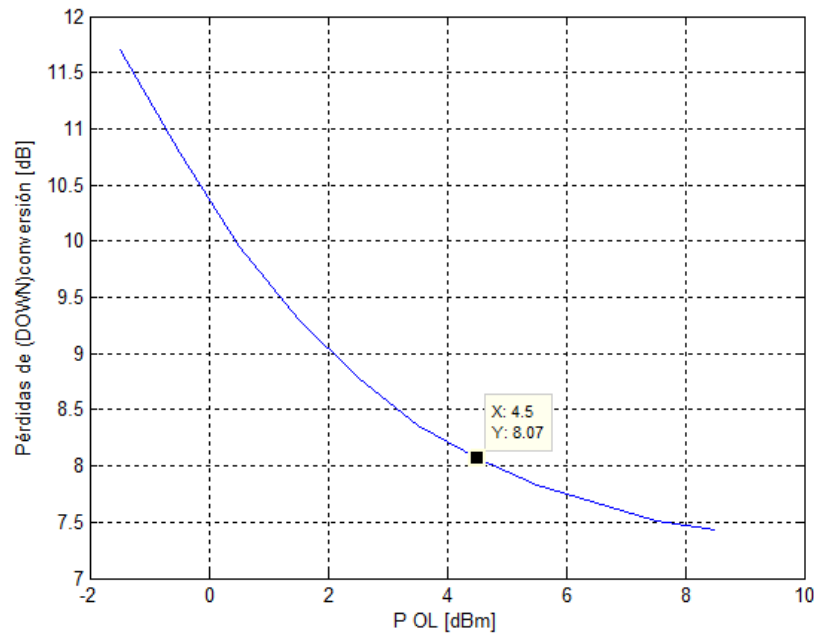


Figura 3.26. Pérdidas de conversión Downconverter

El mezclador tiene unas pérdidas considerables pero hay que tener en cuenta que esas pérdidas aumentan en frecuencias altas. Si comparamos los valores con los que facilita el fabricante en el datasheet, se han obtenido unos resultados entre 1-2 dB mayores que los que constan. Posiblemente se deban a las pérdidas que introducen los conectores, soldaduras e interconexiones.

Upconverter de FI (100 MHz) a RF (2.45 GHz)

1. Generación de la señal FI a 100 MHz y de potencia 0 dBm desde el GS1 y generación de la señal OL a 2.55 GHz con un rango de potencias de 0 a 10 dBm desde el GS2.
2. Las pérdidas de los cables son las mismas del Downconverter ya que se está utilizando el mismo esquema.
3. Conexión del mezclador a través de los 3 puertos para una configuración Upconverter.
4. Colocación de un marker en la frecuencia de RF = OL – FI = 2.45 GHz y obtención de cada una de las medidas de la potencia.
5. Introducción de los datos en una rutina de Matlab para su representación, la cual se muestra en la Figura 3.27.

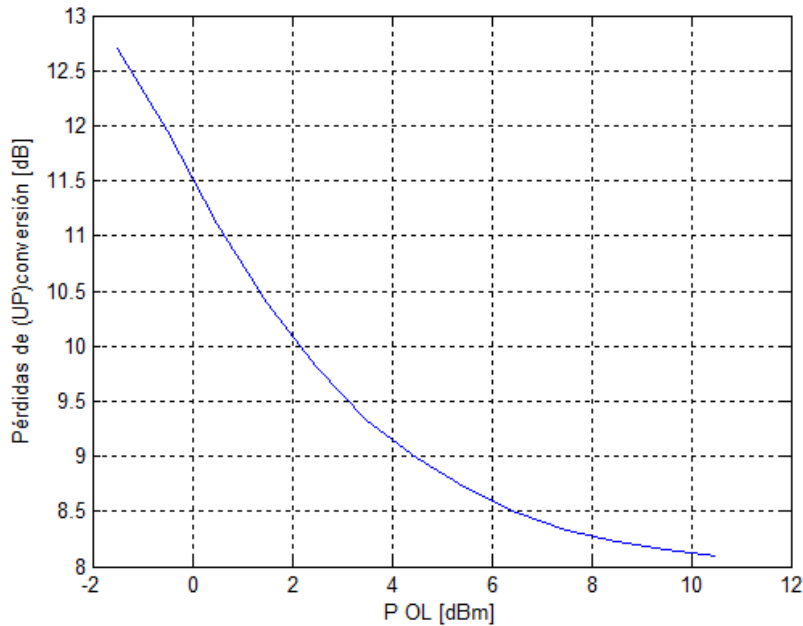


Figura 3.27. Pérdidas de conversión Upconverter

En comparativa con el caso del Downconverter, el mezclador introduce unas pérdidas mayores y por tanto trabaja peor en el modo Upconverter. El fabricante no da información respecto a este modo de trabajo.

- **Medida del aislamiento del mezclador**

El aislamiento en un mezclador corresponde a la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada de cada una de las dos señales que constituyen la entrada del mezclador.

La obtención de datos para la medida del aislamiento, tanto en downconverter como upconverter, puede llevarse a cabo al mismo tiempo que la medida de las pérdidas de conversión puesto que el esquema, la preparación y el procedimiento es el mismo, además es un valor representado en función de la potencia de señal del oscilador. De hecho este fue el procedimiento llevado a cabo.

Dado que son medidas a la entrada y salida del mezclador es necesario descontar las atenuaciones producidas por el cableado y el atenuador del analizador de espectros.

Distinguiendo entre los dos modos de trabajo del mezclador:

Downconverter de RF (2.45 GHz) a FI (100 MHz)

Se realiza la toma de valores de la potencia, a la salida de FI, de la señal del oscilador y de la señal RF. Por tanto los dos aislamientos son:

1. OL – FI, tal que:

$$I_{OL} = P_{OLout} - P_{OLin}$$

2. RF – FI, tal que:

$$I_{RF} = P_{RFout} - P_{RFin}$$

La gráfica en función de la potencia de entrada de OL que recoge los valores del aislamiento OL-FI corresponde a la Figura 3.28 y la del aislamiento RF-FI a la Figura 3.29.

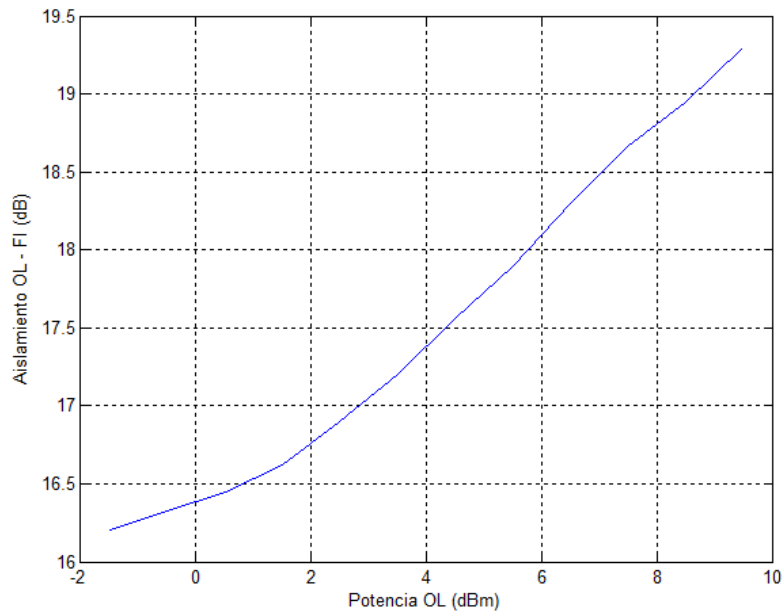


Figura 3.28. Aislamiento OL-FI.

Los resultados de la medida indican que el mezclador introduce un aislamiento creciente entre unos 16 y unos 19.5 dB la potencia de OL.

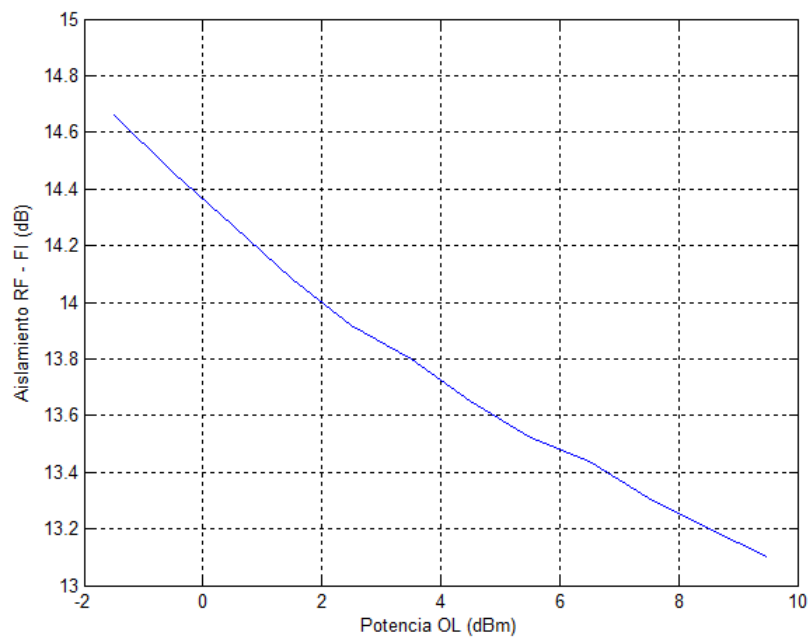


Figura 3.29. Aislamiento RF-FI.

En el caso de la potencia de RF se observa que el aislamiento es decreciente aunque con menos pendiente, desde los 14.8 hasta los 13.1 dB.

Upconverter de FI (100 MHz) a RF (2.45 GHz)

Se realiza la toma de valores de la potencia de salida en el puerto de RF de la señal del oscilador y de la señal FI. Por tanto los dos aislamientos son:

1. OL – RF, tal que:

$$I_{OL} = P_{OLout} - P_{OLin}$$

2. FI – RF, tal que:

$$I_{FI} = P_{FIout} - P_{FIin}$$

La gráfica en función de la potencia de entrada de OL que recoge los valores del aislamiento OL-RF corresponde a la Figura 3.30 y la del aislamiento FI-RF a la Figura 3.31.

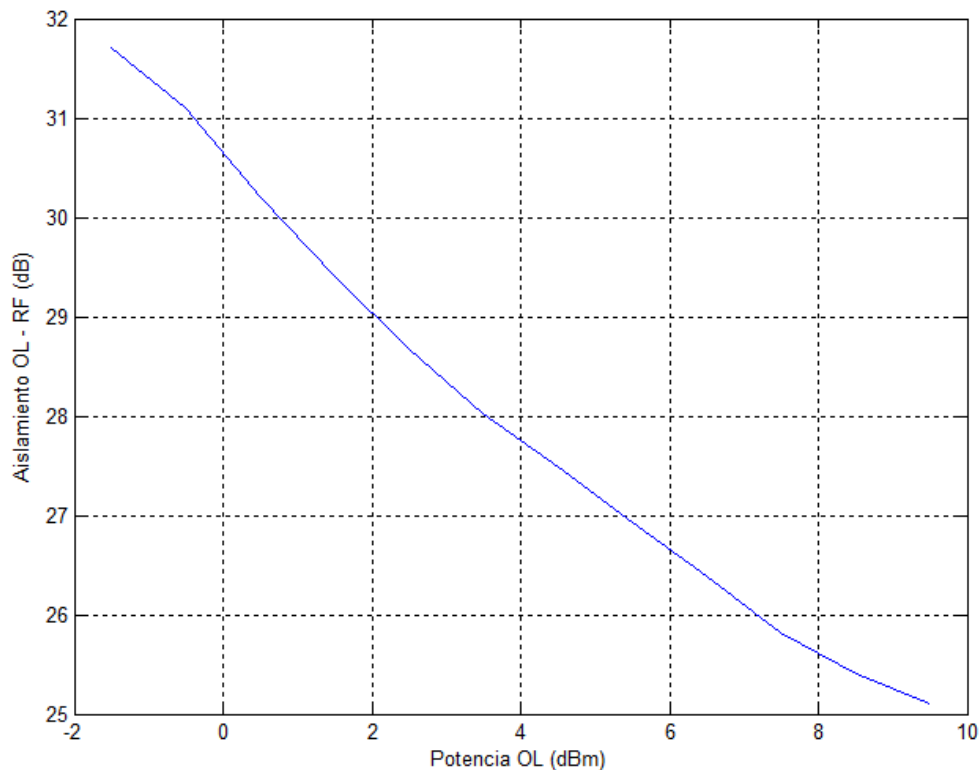


Figura 3.30. Aislamiento OL-RF.

A simple vista y comparando los resultados con el modo downconverter es más que destacable que el aislamiento es bastante más elevado para el caso OL-RF que para OL-FI, entre los 32 y los 25 dB. También se observa que es

descendiente y mucho más crítico ante los cambios de la potencia de OL a la entrada, ya que su pendiente es más pronunciada.

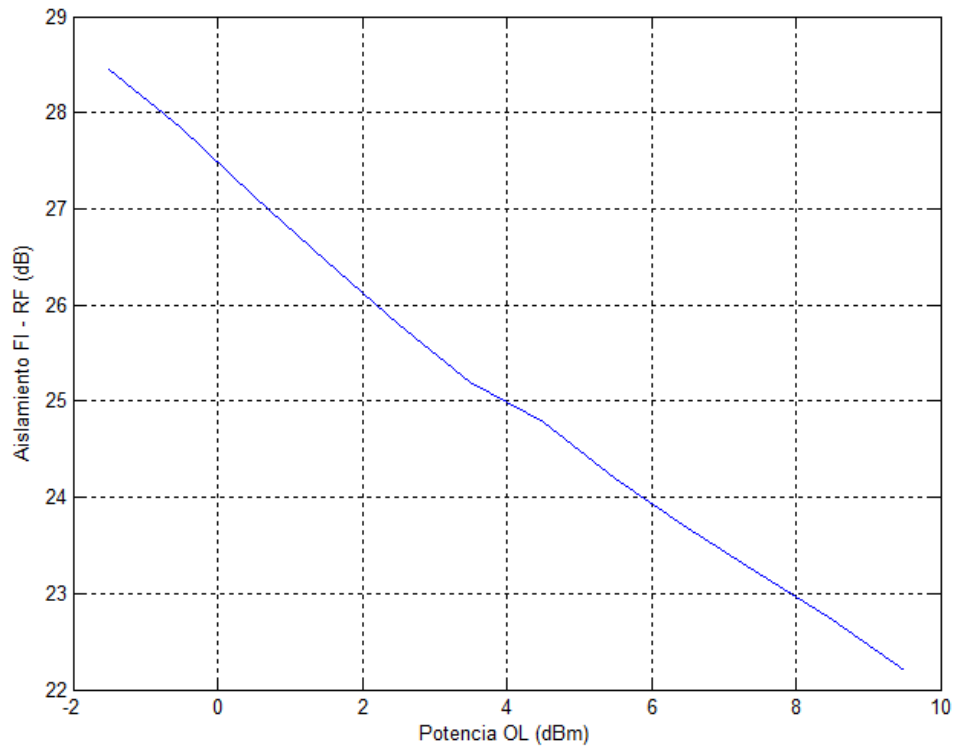


Figura 3.31. Aislamiento FI-RF.

Por último el caso FI-RF destaca por lo mismo que el anterior, un aislamiento más elevado que va desde los 28.5 a los 22 dB, decreciente y con una pendiente más pronunciada.

- **Medida de la distorsión armónica**

El procedimiento para la medida de los productos armónicos no requiere ningún esquema en especial, de hecho se ha aprovechado el procedimiento de la medida de las pérdidas de conversión para obtener una imagen de analizador de espectros de uno de los valores. Esta imagen se representa en la Figura 3.32.

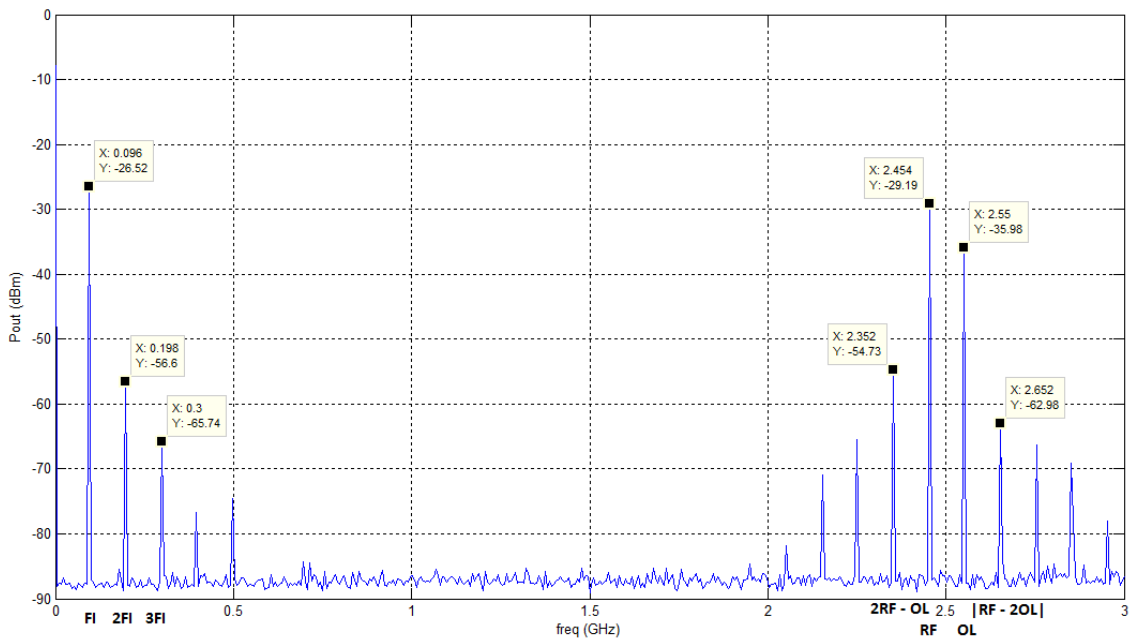


Figura 3.32. Distorsión harmónica.

Se puede observar la aparición de armónicos múltiples de la frecuencia fundamental en 200, 300 MHz... así como mezclas indeseadas de orden superior. Es relevante que, en este mismo caso que trabaja como downconverter, si se utilizase un filtro a la frecuencia FI se eliminarían todos los armónicos salvo los más cercanos a ella, que precisamente poseen unos niveles de unos 30 dB por debajo de la fundamental. Además este ejemplo es uno de los peores casos ya que, en un caso donde la frecuencia fundamental fuese elevada, por ejemplo 2 GHz, su segundo armónico se hallaría a 4 GHz, una distancia lo suficientemente grande para que un filtro lo atenúe por completo.

3.2.4. - Medida de la frecuencia imagen

Este caso particular se ha mencionado brevemente en este capítulo pero es de especial relevancia tratarlo ya que es una circunstancia con la capacidad de destruir la señal útil en los receptores superheterodinos. [6]

El suceso ocurre cuando una señal interferente y no deseada incide en un sistema que posee un mezclador. La frecuencia imagen se define como aquella frecuencia situada a una distancia simétrica de la frecuencia útil respecto a la del oscilador. Matemáticamente se aprecia mejor su definición, véase las expresiones 3.24 y 3.25.

$$\text{Señal útil: } RF \rightarrow FI = |RF - OL| \quad (3.24)$$

$$\text{Señal imagen: } Fim = OL - FI \rightarrow FI = |OL - FI - OL| = FI \quad (3.25)$$

Por tanto, al hacer la conversión en frecuencia dentro del mezclador, ambas señales, útil e interferente, se desplazarían a FI interfiriéndose una a la otra.

Una mejor visión se puede obtener a través de la Figura 3.33.

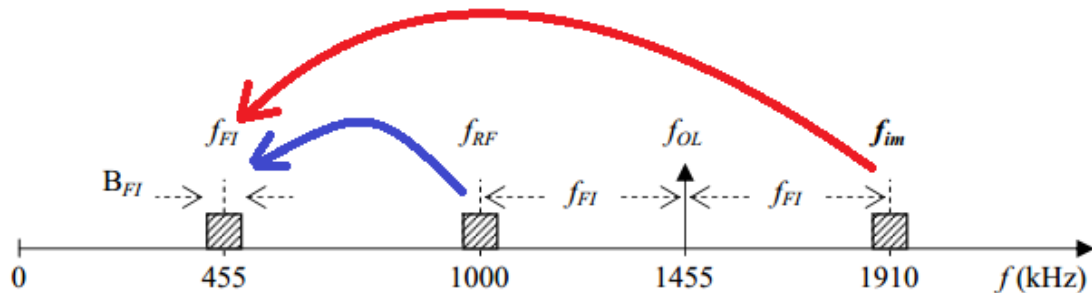


Figura 3.33. Frecuencia imagen.

La ventaja es que si se utiliza un filtro paso banda centrado en la señal útil antes del mezclador se elimina toda señal imagen posible. De hecho en los receptores superheterodinos es algo más que obligatorio que lleven incorporado un filtro delante del mezclador.

Para su observación se han llevado a cabo una serie de medidas, aprovechando el montaje utilizado para las anteriores, en las que una señal interferente se va acercando a la frecuencia imagen hasta que se superpone a la señal útil. Estos son los datos de la medida:

- $RF = 2.45 \text{ GHz}$
- $OL = 1.812 \text{ GHz}$
- $FI = 2.45 - 1.812 = 637 \text{ MHz}$
- $Fim = 1.812 - 0.637 = 1.175 \text{ GHz}$

En la Figura 3.34, la señal interferente se sitúa a 175 MHz de la frecuencia imagen y por tanto tras su conversión se sitúa a 175 MHz de FI.

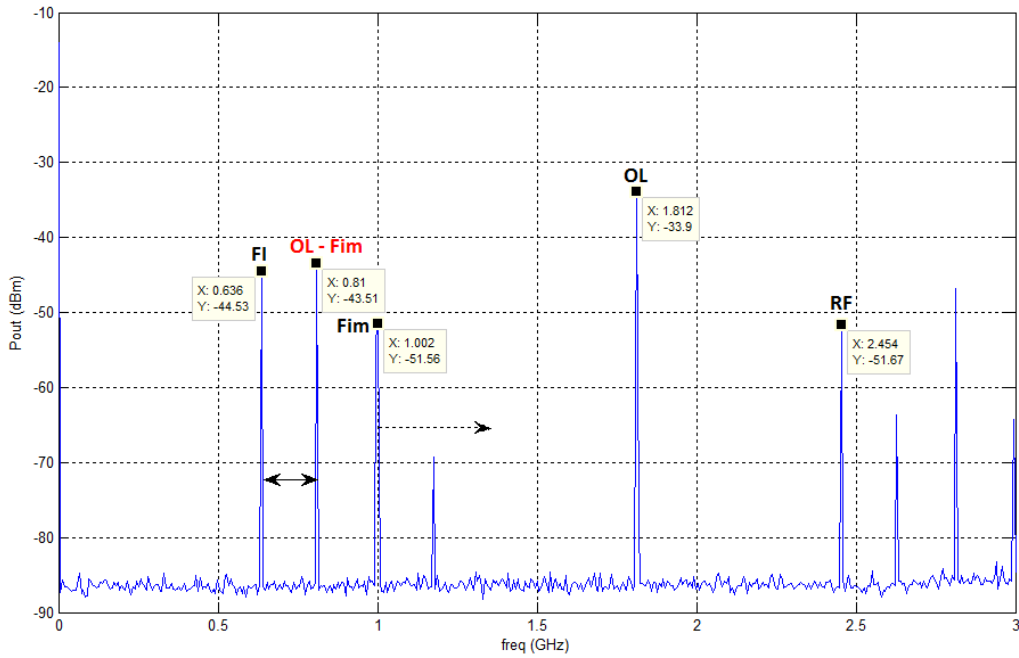


Figura 3.34. Frecuencia imagen a 175 MHz.

En el siguiente paso, mostrado en la Figura 3.35, se ha desplazado la señal a 75 MHz de la frecuencia imagen. Su conversión está mucho más cercana a FI.

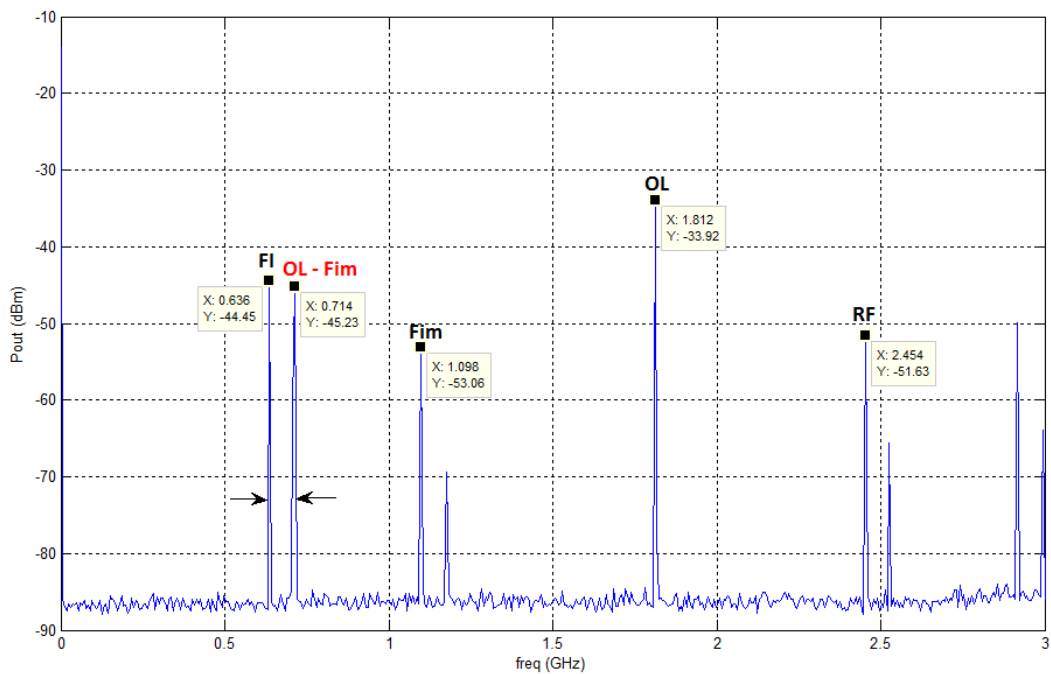


Figura 3.35. Frecuencia imagen a 175 MHz.

Por último se ha tomado la medida cuando la señal interferente coincide con la frecuencia imagen y por tanto destruye la señal útil en FI, véase Figura 3.36.

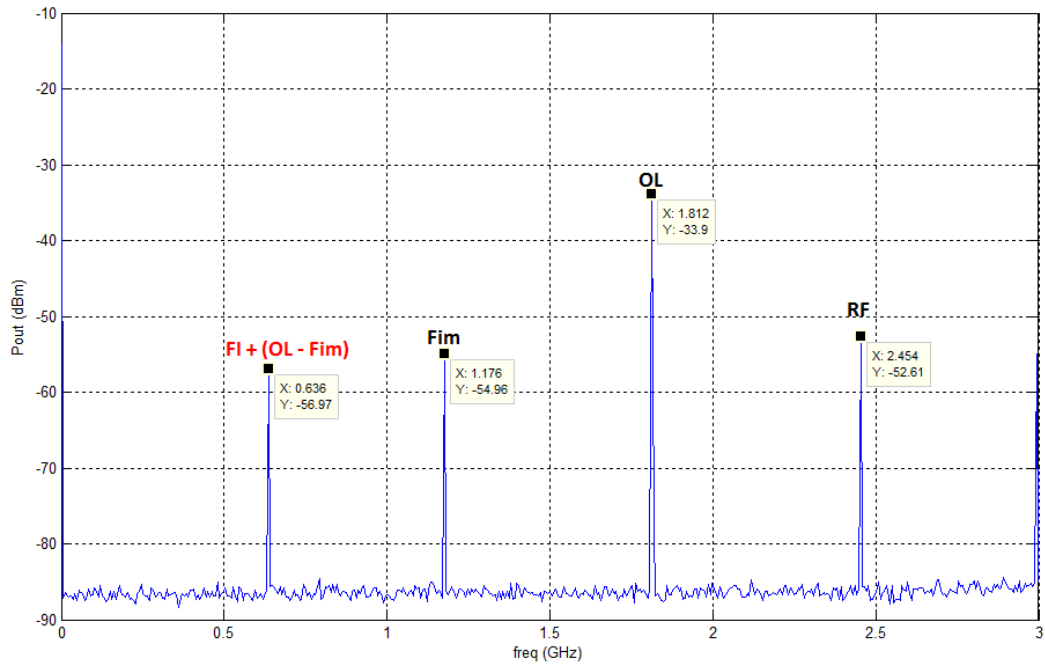


Figura 3.36. Frecuencia imagen centrada.

Si observamos este último gráfico es obvio que si filtramos a la entrada del mezclador, con la banda centrada en RF conseguiremos eliminar la interferencia de la frecuencia imagen. Para demostrarlo se ha realizado una prueba cuya medida está recogida en la Figura 3.37.

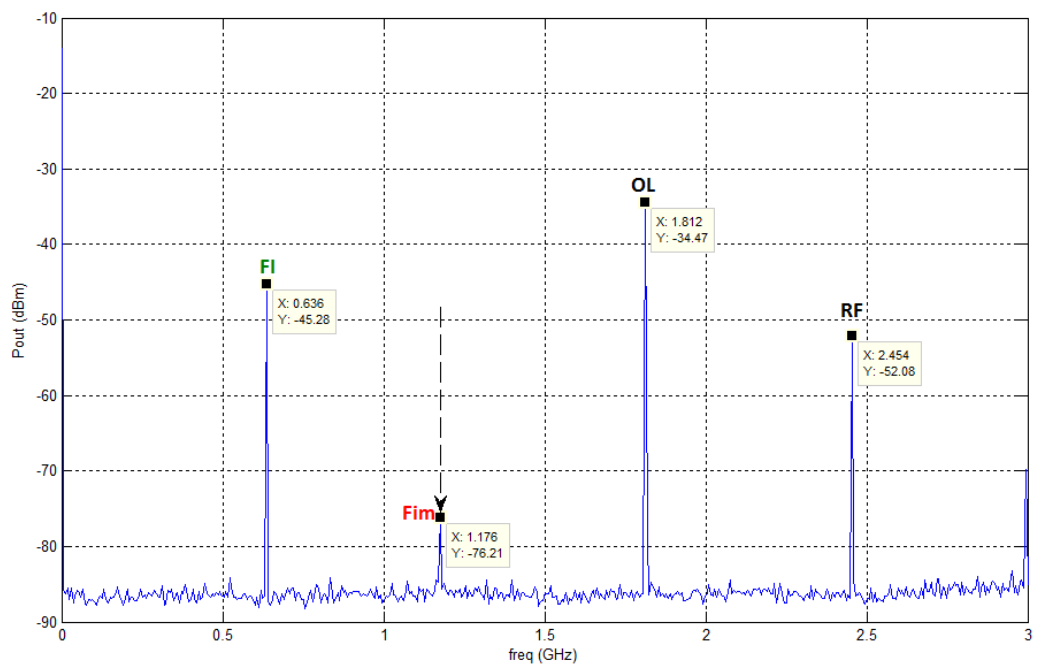


Figura 3.37. Frecuencia imagen centrada y filtrada.

Efectivamente su potencia se ha reducido hasta valores despreciables y por tanto fuera de peligro.

4. - Factor ruido

Este capítulo está dedicado al factor ruido como uno de los parámetros característicos del sistema por la importancia que posee en el ámbito de las comunicaciones debido a su importante grado de nocividad. Se detalla la teoría y el estudio de éste así como el procedimiento para obtener sus medidas reales y, utilizando este método, los datos obtenidos en el caso de este proyecto.

4.1. - El ruido

El ruido es uno de los parámetros que más hay que tener en cuenta y que más afecta a los sistemas electrónicos en general y especialmente en los sistemas de comunicaciones. Se constituye de una serie de señales aleatorias generadas por causas muy diversas y que por tanto puede ser de muchos tipos. Centrándonos en los sistemas de comunicaciones, el principal problema radica en los receptores ya que trabajan con señales muy débiles que pueden ser enmascaradas por la contribución del ruido del propio receptor. A pesar de que se utilicen técnicas que disminuyan o radiquen algunos tipos de ruido, nunca se puede eliminar completamente y por tanto la única solución es realizar una medida concreta de éste y determinar umbrales mínimos por debajo de los cuales el sistema no funcionaría. [6]

4.1.1. - Conceptos básicos

La medida o valor del ruido aportado por el sistema se denomina factor ruido.

El factor ruido se define como el cociente entre la relación señal a ruido a la entrada de un sistema o componente y la relación señal a ruido a la salida del mismo, tomando en cuenta que la temperatura equivalente del sistema con carga adaptada sea 290 K. Dicho en otras palabras, mide la degradación de la relación señal a ruido debido al incremento de la potencia de ruido que produce el cuadripolo. Véase la definición 4.1. [6][7]

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (4.1)$$

El factor ruido (F) también suele denominarse figura de ruido (NF) siguiendo la relación 4.2.

$$NF(dB) = 10 \log_{10}(F) \quad (4.2)$$

La contribución aportada por todo cuadripolo a la relación señal a ruido a la entrada, que puede darse en forma de ganancia o de pérdidas, actúa como una fuente de ruido dentro del propio sistema. Se puede modificar la fórmula 1 de tal manera que resulta en la expresión 4.3.

$$F = \frac{S_i/N_i}{G S_i / G(N_{qi} + N_i)} = \frac{G(N_{qi} + N_i)}{G N_i} \quad (4.3)$$

Siendo S_i la señal útil a la entrada del cuadripolo, N_i el ruido a la entrada del cuadripolo, G la aportación del sistema a las señales de entrada y N_{qi} el ruido añadido.

Como se ha comentado con anterioridad hay muchos tipos de ruido, y sin duda uno de los más determinantes es el ruido térmico generado por la agitación de los electrones debida a la temperatura de los componentes. Este ruido se establece tal y como aparece en la expresión 4.4, que aplicándolo a la relación 4.3 obtendremos una nueva definición del factor ruido (4.5) en función de la temperatura.

$$N = kT_0B \quad (4.4)$$

$$F = \frac{G(N_{qi} + kT_0B)}{GkT_0B} \quad (4.5)$$

Siendo k la constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$), T_0 la temperatura de referencia (290 K) y B el ancho de banda del sistema.

Ahora bien, surge la necesidad de englobar todos parámetros ruidosos que afectan a la señal en un solo factor. Para ello se define una **temperatura equivalente** de ruido (T_e) como aquella temperatura ficticia que se añadiría a la temperatura de fuente del componente o bloque a la entrada del mismo y considerando un cuadripolo ideal para obtener a la salida la misma potencia de ruido del cuadripolo real. Esta temperatura equivalente se relaciona con el factor ruido tal y como aparece en la relación 4.6.

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (4.6)$$

Hasta este punto ha quedado definido el factor ruido generado por un único elemento, pero los sistemas están formados por una serie de **cuadripolos en cascada**. Por ello se realiza un cálculo del conjunto a partir de los factores de ruido de cada uno de ellos mediante la fórmula de Friis recogida en la ecuación 4.7. Esta fórmula también puede aplicarse para la temperatura equivalente de ruido del sistema (4.8).

$$F_{TOTAL} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \quad (4.7)$$

$$T_{e,TOTAL} = T_{e,1} + \frac{T_{e,2}}{G_1} + \frac{T_{e,3}}{G_2} + \frac{T_{e,4}}{G_3} + \dots \quad (4.8)$$

Por último hay que destacar dos casos particulares que facilitan o simplifican el cálculo de factor de ruido:

- Un **cuadripolo pasivo** que actúe de atenuador de la señal, véase un atenuador resistivo o un tramo de línea de transmisión con pérdidas, su factor ruido depende del valor de la atenuación y su temperatura física tal y como se muestra en la relación 4.9. Si aproximamos su temperatura física a la temperatura de referencia la expresión se puede simplificar.

$$F = 1 + (L - 1) \frac{T_f}{T_0} \Big|_{T_f \approx T_0} = L \quad (4.9)$$

- La utilización de **preamplificadores**, cuya función es la de limitar el factor de ruido de los componentes a los que precede. Observando la ecuación de Friis (4.7), si el amplificador fuese el término '1' y su ganancia es lo suficientemente alta, puede enmascarar los demás elementos de la fórmula, ya que en el cálculo cada término $\frac{x}{G_{1\dots}}$ es prácticamente cero, simplificando la fórmula de Friis como se determina en la expresión 4.10.

$$F_{TOTAL} = F_{ampl} + \frac{F_2 - 1}{G_{ampl}} + \frac{F_3 - 1}{G_{ampl}G_2} + \dots \Big|_{G_{ampl} \gg F_n} \approx F_{ampl} \quad (4.10)$$

4.1.2. - Medida del factor ruido: Método del Factor Y

La base de muchos medidores de figura de ruido está en una propiedad fundamental de los cuadripolos lineales, la linealidad en ruido. La potencia de ruido a la salida es linealmente dependiente de la potencia de ruido a la entrada (o temperatura de ruido equivalente). Conociendo la pendiente de la característica lineal así como un punto de referencia es posible encontrar la contribución de ruido del receptor, donde la contribución de la fuente en términos de ruido es cero. Puede apreciarse en la Figura 4.1. [7]

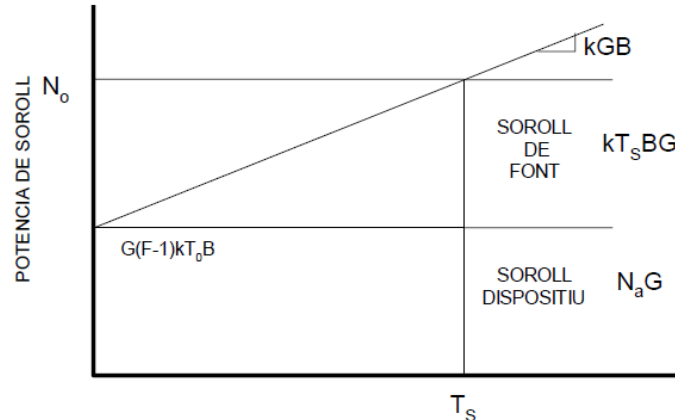


Figura 4.1. Linealidad del ruido.

La forma de encontrar la pendiente de la recta es aplicar dos niveles diferentes de potencia de ruido a la entrada y medir la potencia de ruido a la salida. Para ello se utilizan las fuentes de ruido, que son dispositivos que proporcionarán estos dos niveles de ruido, conocidos y calibrados.

Básicamente estas fuentes de ruido están construidas mediante diodos de baja capacidad, polarizados en inversa, sobre la zona de avalancha. Normalmente proporcionan una temperatura en estado off, la denominada T_{cold} de 290 K, y una temperatura en estado on, T_{hot} 10000K.

Para realizar las medidas de figura de ruido la fuente de ruido debe estar calibrada, por ello el fabricante proporciona la ENR (Excess to noise ratio) de la fuente definida según la expresión 4.11.

$$ENR \equiv \frac{T_H - T_C}{T_0} \quad (4.11)$$

Donde T_H es la temperatura en estado on, T_C es la temperatura en estado off y T_0 la temperatura referencia.

Para aplicar la propiedad de la linealidad del ruido en la medida del factor ruido se utiliza el método del factor Y que se define como la relación de la potencia de ruido en estado on respecto la del estado off. Véase expresión 4.12.

$$Y = \frac{P_H}{P_C} = \frac{(T_H + T_N)}{(T_C + T_N)} \quad (4.12)$$

T_N representa la temperatura de ruido del sistema a medir (DUT).

Además simplificando el caso donde $T_C = T_0 = 290$ K se puede obtener el factor ruido a partir de las expresiones 4.11 y 4.12.

$$F = \frac{ENR}{Y - 1} \quad (4.13)$$

El desarrollo del método del factor Y se describe más adelante en el sub-apartado de medidas reales.

4.1.3. - Medidas teóricas

Primeramente se lleva a cabo un cálculo teórico de la figura de ruido de los diferentes esquemas que se van a configurar para la toma de medidas real y poder así realizar una comparación. Se utilizan los resultados obtenidos en las medidas reales de los diferentes componentes pasivos. Estos esquemas (DUT) son los siguientes:

- **Medida de la NF del Amplificador BGA6589.**

Se puede obtener directamente del datasheet del fabricante del BGA6589.

$$NF(dB) = 3.4 \quad \text{--->} \quad F = 2.188$$

- **Medida de la NF de Atenuador de 3 dB + Amplificador BGA6589.**

$$F_{TOTAL} = L + \frac{F_2 - 1}{1/L} = L \cdot F_2 = 2 * 2.188 = 4.365 \quad \text{--->} \quad NF(dB) = 6.4$$

- **Medida de la NF del receptor (Amplificador BGA6589 + Acoplador direccional 20 dB + Filtro paso banda de orden 2 + Acoplador direccional 15 dB).**

$$G = 15.52 \text{ dB} = 35.65 \quad L_{AD20} = 0.303 \text{ dB} = 1.07$$

$$L_{BPF} = 1.629 \text{ dB} = 1.46 \quad L_{AD15} = 0.383 = 1.09$$

$$F_{TOTAL} = F_{ampl} + \frac{L_{AD20} - 1}{G} + \frac{L_{AD20}(L_{BPF} - 1)}{G} + \frac{L_{AD20}L_{BPF}(L_{AD15} - 1)}{G} = 2.20$$

$$= 3.44 \text{ dB}$$

Con este cálculo queda demostrada la utilidad del preamplificador de manera teórica, ya que como muestra el resultado, la figura de ruido apenas varía a pesar de tener 3 componentes atenuadores detrás.

4.1.4. - Medidas reales

Para la obtención de las medidas reales en el laboratorio se han utilizado los siguientes dispositivos:

- Analizador de espectros. En él se miden las potencias de ruido con elevada precisión. Está conectado a un PC, que mediante una rutina de captura de datos de Matlab, se obtiene la representación del espectro con los datos. Posee una figura de ruido elevada.
- Fuente de ruido utilizada para generar el ENR y poder aplicar el método del factor Y a través de tomar medidas de sus estados on (hot) y off (cold).
- Fuentes de alimentación a 28 V y 12 V para la fuente de ruido y los amplificadores respectivamente.
- Amplificadores LNA. Se utilizan amplificadores LNA en la última parte del esquema debido a que el analizador de espectros posee un factor de ruido tan elevado que enmascara todas las medidas que vayamos a realizar, de esta manera actúan de preamplificador para “eliminar” la influencia del término correspondiente al analizador de espectros.
- Componentes del sistema a medir.

A continuación se describen los pasos de la preparación llevados a cabo [7]:

1. Configuración del analizador de espectros tal cual se muestra en la Tabla 4.1.

Center frequency (GHz)	2.45
Span	Zero span
Resolution BW (KHz)	10
Video BW (Hz)	30
Reference Level (dBm)	-50
Atenuator (dB)	0

Tabla 4.1. Configuración analizador espectros.

- Preparación de las conexiones de alimentación de los amplificadores y la fuente de ruido según los valores que aparecen en la Tabla 4.2.

Alimentación de los componentes activos (V)	
Fuente de ruido	28
Amplificador BGA6589	12
LNA x2	12

Tabla 4.2. Alimentación para las medidas de la NF.

- En caso de hallarse, desconectar el atenuador a 20 dB a la entrada del analizador de espectros, ya que de no ser así enmascarará todas las medidas tomadas.

- Calibración de segunda etapa**

Se denomina así al proceso mediante el cual se obtiene el Factor ruido del sistema de medida para ser descontado de la medida de los componentes mediante la fórmula de Friis de los cuadripolos en cascada. Por definición esta calibración se lleva a cabo conectando directamente la fuente de ruido al analizador pero debido al enmascaramiento que produce por su elevada NF se ha pasado directamente a la incorporación de dos LNA delante del analizador que aportan una función de preamplificador y solucionan este problema.

El procedimiento es el siguiente:

- Se obtiene el ENR especificado por el fabricante de la fuente de ruido.
- Se realizan y se revisan las conexiones entre los dispositivos
- Se toman las medidas de las potencias de ruido, P_C en el estado off (sin alimentación) y P_H en el estado on (con la alimentación indicada en la Tabla 4.2). El esquema del montaje aparece en la Figura 4.2.

$$ENR (dB) a 2.45 GHz = 13.36$$

$$P_C (dBm) = -95 \quad P_H (dBm) = -84.9$$

4. Se calcula el factor Y y finalmente el factor ruido.

$$Y = \frac{P_H(lineal)}{P_C(lineal)} = 10.233$$

$$Fm = \frac{ENR(lineal)}{Y - 1} = 2.3478 \rightarrow NF(dB) = 3.7$$

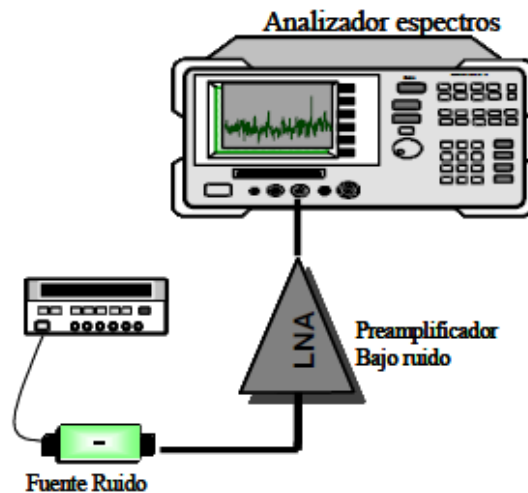


Figura 4.2. Esquema de la calibración de segunda etapa.

- **Medida real de la NF del Amplificador BGA6589.**

El esquema utilizado para las medidas es el que aparece en la Figura 4.3 es similar a la calibración de segunda etapa, pero incorporando el amplificador como elemento DUT. El procedimiento es el mismo en todos los casos.

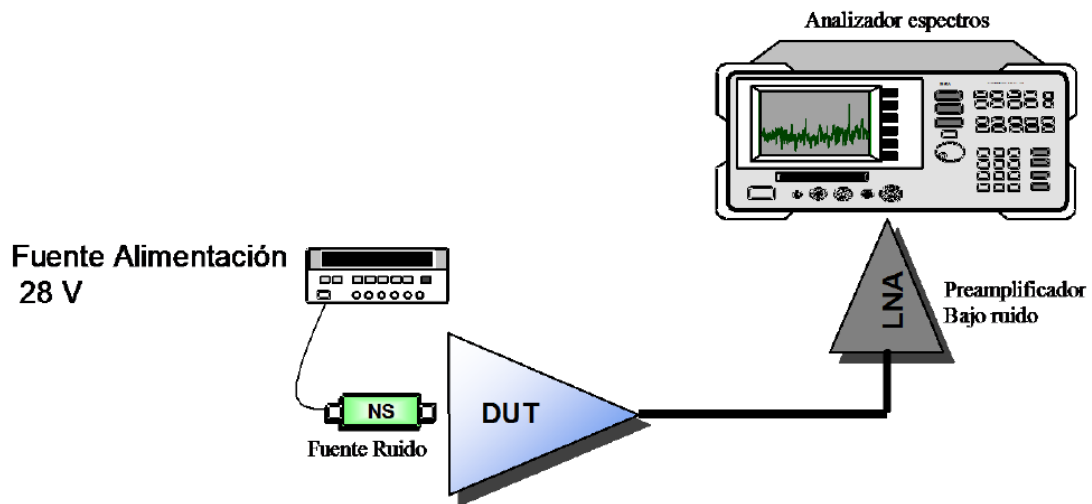


Figura 4.3. Esquema de medidas del Factor ruido.

Se obtiene las medidas de P_C , con los amplificadores alimentados, y de P_H con todo el circuito en funcionamiento. Se han extraído las imágenes del analizador de espectros de las medidas de ambos estados para su mejor percepción. Figura 4.4.

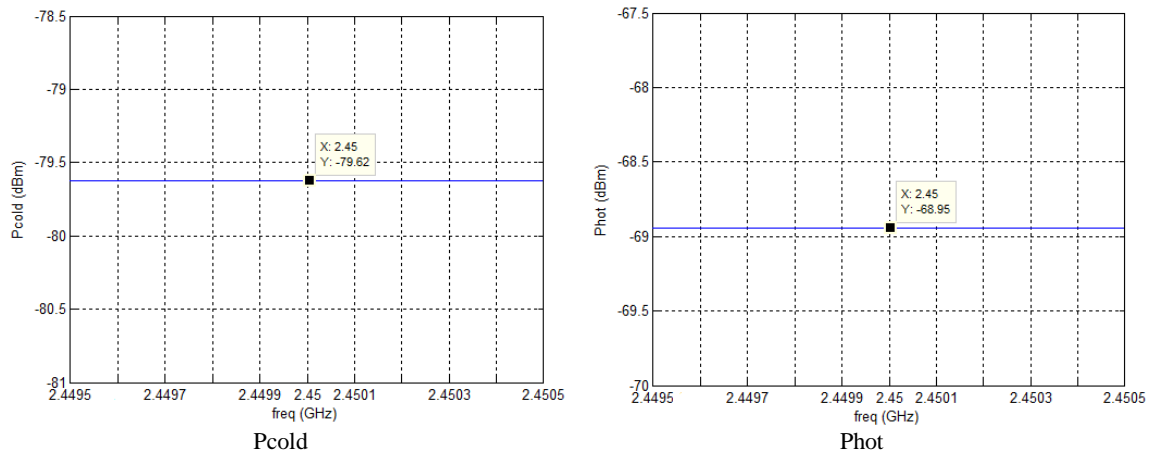


Figura 4.4. Capturas de medida de la NF del analizador de espectros.

Los datos obtenidos son los siguientes:

$$ENR (dB) \text{ a } 2.45 \text{ GHz} = 13.36$$

$$P_C (dBm) = -79.62 \quad P_H (dBm) = -68.95$$

Se calcula el factor Y:

$$Y = \frac{P_H(\text{lineal})}{P_C(\text{lineal})} = 11.668$$

Y finalmente se calcula el Factor ruido del amplificador a partir de la teoría de los elementos ruidos en cascada, utilizando el factor obtenido en la calibración de segundo orden:

$$F_{total} = \frac{ENR(lineal)}{Y - 1} = 2.17 \rightarrow NF(dB) = 3.37$$

$$F_{ampl} = F_{total} - \frac{F_m - 1}{G} = 2.13 \rightarrow NF(dB) = 3.28$$

Si se compara con el valor del fabricante (3.4 dB) apenas hay diferencia y por lo tanto la medida se asume correcta.

- **Medida real de la NF de Atenuador de 3 dB + Amplificador BGA6589.**

En este caso el elemento DUT está formado por el atenuador y el amplificador.

Los datos son los siguientes:

$$ENR (dB) a 2.45 GHz = 13.36$$

$$P_C (dBm) = -79.4 \quad P_H (dBm) = -71.5$$

Se calcula el factor Y:

$$Y = \frac{P_H(lineal)}{P_C(lineal)} = 6.167$$

Y finalmente se calcula el Factor ruido del conjunto

$$F_{total} = \frac{ENR(lineal)}{Y - 1} = 4.19 \rightarrow NF(dB) = 6.228$$

A partir de este valor podemos hacer un cálculo aproximado de la atenuación introducida por el atenuador tal que:

$$L = NF_{total} - NF_{ampl} = 2.948 dB$$

- **Medida real de la NF del receptor (Amplificador BGA6589 + Acoplador direccional 20 dB + Filtro paso banda de orden 2 + Acoplador direccional 15 dB).**

DUT formado por todos los componentes del receptor.

Los datos obtenidos son los siguientes:

$$ENR (dB) a 2.45 GHz = 13.36$$

$$P_C \text{ (dBm)} = -81.6 \quad P_H \text{ (dBm)} = -71.4$$

Se calcula el factor Y:

$$Y = \frac{P_H(\text{lineal})}{P_C(\text{lineal})} = 10.47$$

Y finalmente se calcula el Factor ruido del conjunto

$$F_{total} = \frac{ENR(\text{lineal})}{Y - 1} = 2.288 \rightarrow NF(\text{dB}) = 3.596$$

$$F_{recep} = F_{total} - \frac{Fm - 1}{G} = 2.25 \rightarrow NF(\text{dB}) = 3.52$$

Así queda definida la figura de ruido del receptor diseñado y fabricado en este proyecto.

5. - Conclusiones y líneas futuras.

En este capítulo se exponen las conclusiones obtenidas durante la realización del proyecto así como las posibles líneas futuras que podrían llevarse a cabo partiendo de él.

5.1. - Conclusiones

El proyecto recoge los conocimientos necesarios sobre los sistemas de comunicación de alta frecuencia de una manera práctica y aplicada, desde el ámbito de los componentes utilizados y sus aplicaciones hasta los parámetros característicos y determinísticos de los mismos, algo que solo había sido estudiado desde la teoría y la simulación.

El diseño de los propios sub-bloques ha servido para adquirir los conocimientos y la familiarización de las características y funcionamiento de cada uno de ellos, así como el aprendizaje de la utilización de herramientas profesionales para la fabricación de éstos. El diseño y la optimización de la antena particularmente han ampliado los conocimientos sobre la tecnología microstrip y el funcionamiento de las antenas parche. La creación de los acopladores y filtros de líneas acopladas aportan un estudio sobre las propiedades de las líneas de transmisión utilizadas en las tecnologías de radiofrecuencia. La utilización del amplificador y del mezclador ha servido para el entendimiento y consciencia de la procedencia de la distorsión en varias de sus formas así como para las adaptaciones necesarias para integrar elementos creados dentro de un sistema propio.

En cuanto a las medidas de los parámetros nocivos es una obligación en todo sistema de comunicaciones llevar a cabo el estudio y la caracterización de la distorsión que generan los elementos activos. Aunque no se han cotejado todos los tipos de distorsión, se ha expuesto la teoría y las medidas realizadas sobre las dos más influyentes y que son de conocimiento común para los alumnos de telecomunicaciones. El estudio realizado y aportado sobre el factor ruido establece una base para el entendimiento de algo que es abstracto para los alumnos y a la vez peligroso para todo sistema como es el ruido, además se expone un método de medida desconocido hasta ahora.

Por todo esto, y dado que la finalidad del proyecto es la docencia, se tomó la decisión de aportar dos sugerencias de guiones de prácticas de laboratorio para su implantación en la asignatura referente a los sistemas de alta frecuencia, que ayudarán en la metodología y asimilación del temario. Estas propuestas de prácticas se presentan en el Anexo 1.

Por último y como opinión personal, este proyecto es un compendio de todos los conocimientos necesarios en el ámbito de las telecomunicaciones en cuanto a los sistemas de recepción y transmisión más comúnmente utilizados. Se ha intentado que recoja toda la base teórica necesaria para su entendimiento a partir de selección de información de varias asignaturas y que a su vez aplique todos estos conocimientos de una manera práctica y real, algo que hasta ahora se carecía de ello. Por ello la finalidad es que los componentes creados, cuyas medidas sean las óptimas, así como la metodología a manera de guía en la realización de esas medidas, se utilicen en un futuro para la impartición de la docencia.

5.2. - Líneas futuras

Este proyecto forma la base de un sistema de comunicaciones completo, entendiéndolo como transmisor y receptor, por ello sus ampliaciones pueden ser varias:

- Utilización de un oscilador basado en PLL para establecer un sintonizador programado o modificable en el mezclador del sistema. Con ello se conseguiría un diseño prácticamente similar al de los receptores superheterodinos utilizados en ámbitos cotidianos.
- Duplicación de los componentes para construir un sistema transmisor y otro receptor, además de añadir una mejora en las antenas, para estudiar la transmisión de señal en el sistema conjunto en canales como el aire libre o dentro de una cámara anecoica.
- Elaboración del guion final de las prácticas propuestas y su implantación en una de las asignaturas referentes.
- Implantación de sistemas de modulación y demodulación para la transmisión de una señal con información y su posterior recuperación en el receptor para el estudio de un sistema completo.

Referencias

- [1]. Ramón Lázaro Antonio, Apuntes de la asignatura "Antenas i Radiopropagació", Universidad Rovira i Virgili 2013.
- [2]. Teoría de antenas. (n.f.). Recuperada Marzo 9, 2014, de <http://www.antenna-theory.com/spanish/antena.php>
- [3]. Ferrando Bataller, Miguel. Antenas microstrip. Recuperada Marzo 14, 2014, de http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Transparencias_reducidas/Tema_9.pdf
- [4]. Rogers Corporation, Datasheet RO4000 Series. Recuperada Febrero 2, 2014 de <http://www.rogerscorp.com/documents/726/acm/RO4000-Laminates---Data-sheet.pdf>
- [5]. Ramón Lázaro, Antonio, Tecnología de radiofrecüència, Publicaciones URV Eina 45, 2009
- [6]. Girbau Sala, David, Apuntes de la asignatura "Sistemes d'alta freqüència", Universidad Rovira i Virgili 2013.
- [7]. De Paco, Pedro. Girbau Sala, David, Pràctica de Laboratori d'emissors i Receptors: Mesura de factor de soroll, Universidad Autónoma de Barcelona.

Anexos

Anexo 1

En este anexo se recogen dos propuestas de guiones de prácticas, elaborados a partir de los conceptos teóricos y las medidas experimentales recogidos en este proyecto, para su utilización en la docencia a través de su incorporación dentro del planning de las asignaturas directamente relacionadas.

Práctica propuesta 1: Medida del factor ruido

Introducción

El ruido es uno de los parámetros que más hay que tener en cuenta y que más afecta a los sistemas electrónicos en general y especialmente en los sistemas de comunicaciones. Se constituye de una serie de señales aleatorias generadas por causas muy diversas y que por tanto puede ser de muchos tipos. Centrándonos en los sistemas de comunicaciones, el principal problema radica en los receptores ya que trabajan con señales muy débiles que pueden ser enmascaradas por la contribución del ruido del propio receptor. A pesar de que se utilicen técnicas que disminuyan o radiquen algunos tipos de ruido, nunca se puede eliminar completamente y por tanto la única solución es realizar una medida concreta de éste y determinar umbrales mínimos por debajo de los cuales el sistema no funcionaría.

Los objetivos principales de esta práctica son:

- Familiarización y toma de contacto con la instrumentación utilizada para la realización de la misma: fuentes de alimentación, fuente de ruido, analizador de espectros y componentes de un receptor superheterodino.
- Consolidación del concepto de ruido, figura de ruido y temperatura de ruido equivalente.
- Explicación y utilización del método del factor F para la medida de la figura de ruido de diversos componentes DUT.

El Factor ruido / Figura de ruido

La medida o valor del ruido aportado por el sistema se denomina factor ruido.

El factor ruido se define como el cociente entre la relación señal a ruido a la entrada de un sistema o componente y la relación señal a ruido a la salida del mismo, tomando en cuenta que la temperatura equivalente del sistema con carga adaptada sea 290 K. Dicho en otras palabras, mide la degradación de la relación señal a ruido debido al incremento de la potencia de ruido que produce el cuadripolo. Véase la definición 1.

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (1)$$

El factor ruido (F) también suele denominarse figura de ruido (NF) siguiendo la relación 2.

$$NF(dB) = 10 \log_{10}(F) \quad (2)$$

La contribución aportada por todo cuadripolo a la relación señal a ruido a la entrada, que puede darse en forma de ganancia o de pérdidas, actúa como una fuente de ruido dentro del propio sistema. Se puede modificar la fórmula 1 de tal manera que resulta en la expresión 3.

$$F = \frac{S_i/N_i}{G S_i / G(N_{qi} + N_i)} = \frac{G(N_{qi} + N_i)}{G N_i} \quad (3)$$

Siendo S_i la señal útil a la entrada del cuadripolo, N_i el ruido a la entrada del cuadripolo, G la aportación del sistema a las señales de entrada y N_{qi} el ruido añadido.

Como se ha comentado con anterioridad hay muchos tipos de ruido, y sin duda uno de los más determinantes es el ruido térmico generado por la agitación de los electrones debida a la temperatura de los componentes. Este ruido se establece tal y como aparece en la expresión 4, que aplicándolo a la relación 3 obtendremos una nueva definición del factor ruido (5) en función de la temperatura.

$$N = kT_0 B \quad (4)$$

$$F = \frac{G(N_{qi} + kT_0 B)}{G kT_0 B} \quad (5)$$

Siendo k la constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$), T_0 la temperatura de referencia (290 K) y B el ancho de banda del sistema.

Ahora bien, surge la necesidad de englobar todos parámetros ruidosos que afectan a la señal en un solo factor. Para ello se define una **temperatura equivalente** de ruido (T_e) como aquella temperatura ficticia que se añadiría a la temperatura de fuente del componente o bloque a la entrada del mismo y considerando un cuadripolo ideal para obtener a la salida la misma potencia de ruido del cuadripolo real. Esta temperatura equivalente se relaciona con el factor ruido tal y como aparece en la relación 6.

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (6)$$

Hasta este punto ha quedado definido el factor ruido generado por un único elemento, pero los sistemas están formados por una serie de **cuadripolos en cascada**. Por ello se realiza un cálculo del conjunto a partir de los factores de ruido de cada uno de ellos mediante la fórmula de Friis recogida en la ecuación 7. Esta fórmula también puede aplicarse a la temperatura equivalente de ruido del sistema (8).

$$F_{TOTAL} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \quad (7)$$

$$T_{e,TOTAL} = T_{e,1} + \frac{T_{e,2}}{G_1} + \frac{T_{e,3}}{G_2} + \frac{T_{e,4}}{G_3} + \dots \quad (8)$$

Por último hay que destacar dos casos particulares que facilitan o simplifican el cálculo de factor de ruido:

- Un **cuadripolo pasivo** que actúe de atenuador de la señal, véase un atenuador resistivo o un tramo de línea de transmisión con pérdidas, su factor ruido depende del valor de la atenuación y su temperatura física tal y como se muestra en la relación 9. Si aproximamos su temperatura física a la temperatura de referencia la expresión se puede simplificar.

$$F = 1 + (L - 1) \frac{T_f}{T_0} \Big|_{T_f \approx T_0} = L \quad (9)$$

- La utilización de **preamplificadores**, cuya función es la de limitar el factor de ruido de los componentes a los que precede. Observando la ecuación de Friis (7), si el amplificador fuese el término '1' y su ganancia es lo suficientemente alta, puede enmascarar los demás elementos de la fórmula, ya que en el cálculo cada término $\frac{x}{G_{1\dots}}$ es prácticamente cero, simplificando la fórmula de Friis como se determina en la expresión 10.

$$F_{TOTAL} = F_{ampl} + \frac{F_2 - 1}{G_{ampl}} + \frac{F_3 - 1}{G_{ampl} G_2} + \dots \Big|_{G_{ampl} \gg F_n} \approx F_{ampl} \quad (10)$$

Medida del factor ruido: Método del Factor Y

La base de muchos medidores de figura de ruido está en una propiedad fundamental de los cuadripolos lineales, la linealidad en ruido. La potencia de ruido a la salida es linealmente dependiente de la potencia de ruido a la entrada (o temperatura de ruido equivalente).

Conociendo la pendiente de la característica lineal así como un punto de referencia es posible encontrar la contribución de ruido del receptor, donde la contribución de la fuente en términos de ruido es cero. Puede apreciarse en la Figura 1.

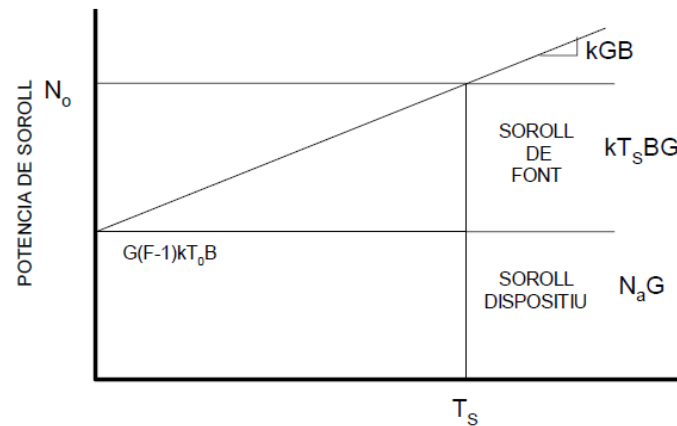


Figura 1. Linealidad del ruido.

La forma de encontrar la pendiente de la recta es aplicar dos niveles diferentes de potencia de ruido a la entrada y medir la potencia de ruido a la salida. Para ello se utilizan las fuentes de ruido, que son dispositivos que proporcionarán estos dos niveles de ruido, conocidos y calibrados.

Básicamente estas fuentes de ruido están construidas mediante diodos de baja capacidad, polarizados en inversa, sobre la zona de avalancha. Normalmente proporcionan una temperatura en estado off, la denominada T_{cold} de 290 K, y una temperatura en estado on, T_{hot} 10000K.

Para realizar las medidas de figura de ruido la fuente de ruido debe estar calibrada, por ello el fabricante proporciona la ENR (Excess to noise ratio) de la fuente definida según la expresión 11.

$$ENR \equiv \frac{T_H - T_C}{T_0} \quad (11)$$

Donde T_H es la temperatura en estado on, T_C es la temperatura en estado off y T_0 la temperatura referencia.

Para aplicar la propiedad de la linealidad del ruido en la medida del factor ruido se utiliza el método del factor Y que se define como la relación de la potencia de ruido en estado on respecto la del estado off. Véase expresión 12.

$$Y = \frac{P_H}{P_C} = \frac{(T_H + T_N)}{(T_C + T_N)} \quad (12)$$

T_N representa la temperatura de ruido del sistema a medir (DUT).

Además simplificando el caso donde $T_C = T_0 = 290$ K se puede obtener el factor ruido a partir de las expresiones 11 y 12.

$$F = \frac{ENR}{Y - 1} \quad (13)$$

El desarrollo del método del factor Y se describe más adelante en el sub-apartado de medidas reales.

Estudio previo

Para establecer una primera asimilación de conceptos de esta práctica se propone llevar a cabo un cálculo teórico de la figura de ruido de los diferentes esquemas que se van a configurar para la toma de medidas real y poder así realizar una comparación. Los datos necesarios para estos cálculos serán proporcionados por el profesor y los datasheet de los fabricantes.

Los sistemas (DUT) que se van a medir son los siguientes:

- **Medida de la NF del Amplificador BGA6589.**
Se puede obtener directamente del datasheet del fabricante del BGA6589.
- **Medida de la NF de Atenuador de 3 dB + Amplificador BGA6589.**
- **Medida de la NF del sistema receptor (Amplificador BGA6589 + Acoplador direccional 20 dB + Filtro paso banda de orden 2 + Acoplador direccional 15 dB).**

Práctica

Durante la realización de la misma se utilizarán los siguientes componentes:

- Analizador de espectros.
- Fuente de ruido.
- Fuentes de alimentación.
- Amplificadores LNA.
- Componentes del sistema a medir.

A continuación se describen los pasos preparativos:

1. Configurar el analizador de espectros tal cual se muestra en la Tabla 1 para obtener las medidas de una manera precisa.

Center frequency (GHz)	2.45
Span	Zero span
Resolution BW (KHz)	10
Video BW (Hz)	30
Reference Level (dBm)	-50
Atenuator (dB)	0

Tabla 1. Configuración analizador espectros.

- Preparación de las conexiones de alimentación de los amplificadores y la fuente de ruido según los valores que aparecen en la Tabla 2.

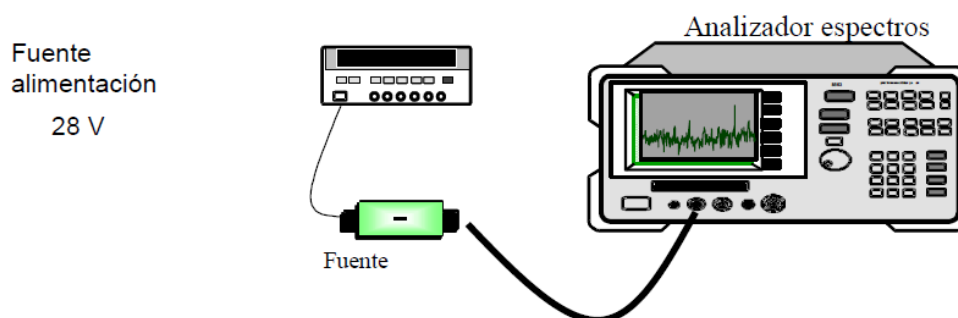
Alimentación de los componentes activos (V)	
Fuente de ruido	28
Amplificador BGA6589	12
LNA x2	12

Tabla 2. Alimentación para las medidas de la NF.

- En caso de hallarse, desconectar el atenuador a 20 dB a la entrada del analizador de espectros.

- Calibración de segunda etapa**

Conocida la fórmula de Friis para la medida del factor ruido de cuádrupolos en cascada, se lleva a cabo la calibración de segunda etapa mediante la cual se obtiene el factor ruido del propio sistema de medida (fuente de ruido + analizador de espectros) para que pueda ser descontado de la medida del dispositivo.

**Figura 1.** Esquema de la calibración de segunda etapa.

- Obtención del ENR a la frecuencia de trabajo.
- Revisión de las conexiones de cada uno de los componentes.
- Toma de medidas de P_{cold} y P_{hot} .
- Cálculo del Factor ruido aplicando el factor Y .

¿Cuál es el problema?

- **Calibración de segunda etapa con LNA**

Dado que el factor de ruido del analizador de espectros es muy elevado, enmascara toda medida posible. Por ello se incorporan dos LNA a la entrada del analizador con el fin de que actúen de preamplificadores y mitiguen la influencia de ese factor ruido tan elevado. El nuevo sistema se forma por: fuente de ruido + LNA + analizador de espectros.

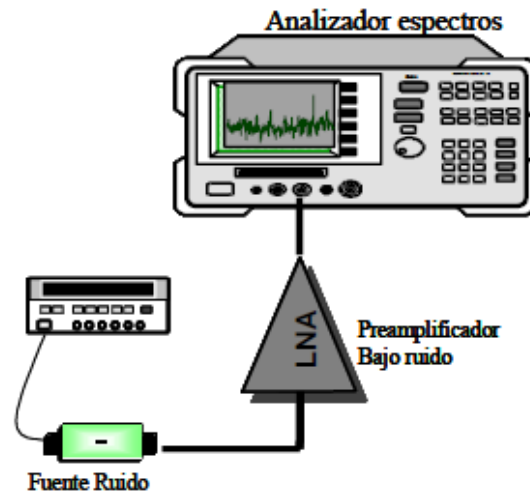


Figura 4.2. Esquema de la calibración de segunda etapa con LNA.

- Obtención del ENR a la frecuencia de trabajo.
- Revisión de las conexiones de cada uno de los componentes.
- Toma de medidas de Pcold y Phot.
- Cálculo del nuevo Factor ruido aplicando el factor Y.

- **Medida de la NF del Amplificador BGA6589.**

El esquema utilizado para las medidas es el que aparece en la Figura 3. Es similar a la calibración de segunda etapa con LNA pero incorporando el amplificador como elemento DUT.

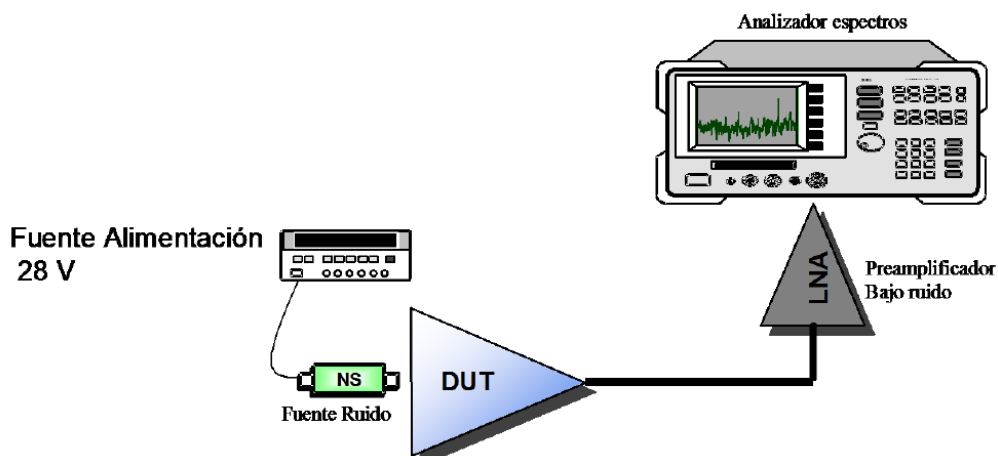


Figura 3. Esquema de medidas del Factor ruido.

- Obtención del ENR a la frecuencia de trabajo.
- Revisión de las conexiones de cada uno de los componentes.
- Toma de medidas de P_{cold} y P_{hot} .
- Cálculo del Factor ruido del amplificador aplicando el factor Y y utilizando la fórmula de Friis a partir del F obtenido en el apartado anterior.

- **Medida de la NF de Atenuador de 3 dB + Amplificador BGA6589.**

El esquema utilizado es similar al caso anterior, salvo que ahora el elemento DUT está formado por el atenuador y el amplificador.

Siguiendo el procedimiento anterior obtener:

- Factor ruido del sistema aplicando el factor Y.
- ¿Se cumple la aproximación $L = F$ aportada por el atenuador?

- **Medida de la NF del receptor.**

El elemento DUT esta formador por: Amplificador + Acoplador a 15 dB + Filtro paso banda de orden 2 + Acoplador a 20 dB.

- Obtener el Factor ruido del receptor aplicando el factor Y.

Práctica propuesta 2: Medida de la distorsión armónica y de intermodulación

Introducción

La distorsión puede definirse como la variación o deformación no deseada de una señal a su paso por uno o varios componentes de un circuito. En función de si el componente es pasivo o activo se da distorsión lineal y no lineal respectivamente.

Siendo el tipo de distorsión más problemática, en esta práctica se trabajara la distorsión no lineal generada por el amplificador.

Los objetivos principales de esta práctica son:

- Familiarización y toma de contacto con la instrumentación utilizada para la realización de la misma: fuentes de alimentación, generadores de señal, divisor de potencias como elemento combinador, amplificador de potencia y analizador de espectros.
- Consolidación del concepto de distorsión no lineal, concretamente distorsión armónica y distorsión de intermodulación.
- Evaluación y toma de medidas de la distorsión armónica y de la de intermodulación, a través del test de dos tonos, de un sistema real.

Distorsión no lineal

La aparición de la distorsión no lineal en los sistemas es debido a que utilizan elementos no lineales como transistores o diodos. La señal a la salida tiene componentes que no estaban presentes a la entrada. Para ver esto se explican con detalle dos tipos de respuestas de los sistemas:

- **Distorsión por ley cuadrática.**

Considerando una señal de entrada $x(t)$ tal y como consta en la expresión 1. y una señal de salida de $y(t)$, de la forma que aparece en la expresión 2, debido a la respuesta del sistema formado por elementos no lineales, se puede realizar el desarrollo de la señal $y(t)$ demostrado en la relación 3.

$$x(t) = A \cos(\omega_0 t) \quad (1)$$

$$y(t) = a_1 x(t) + a_2 x^2(t) \quad (2)$$

$$y(t) = \frac{a_2 A^2}{2} + a_1 A \cos(\omega_0 t) + \frac{a_2 A^2}{2} \cos(2\omega_0 t) \quad (3)$$

Donde el primer término constituye la componente en continua, el término en función de ω_0 es la señal fundamental y el término en función de $2\omega_0$ constituye la creación del

segundo armónico de la se\u00f1al, y por tanto un elemento de distorsi\u00f3n. Esta es la base f\u00edsica de la distorsi\u00f3n arm\u00f3nica, en este caso de segundo orden.

Dado que el segundo arm\u00f3nico es $m = 2$, la curva P_{out}/P_{in} tiene una pendiente de 2 en su zona lineal, eso quiere decir que, por cada aumento de 1 dB a la entrada, la salida aumenta 2 dB. Si uno observa la Figura 1 y tiene en cuenta esto, es l\u00f3gico que, si el amplificador fuese ideal y por tanto las zonas lineales fuesen infinitas y no hubiese saturaci\u00f3n, las rectas de la se\u00f1al fundamental y la de orden dos se cruzar\u00edan en un punto. Este punto es lo que se denomina **punto de intersecci\u00f3n de orden m** (2 en este caso), que indica el nivel de potencia de entrada y de salida en los que la potencia de la fundamental es igual a la del segundo arm\u00f3nico.

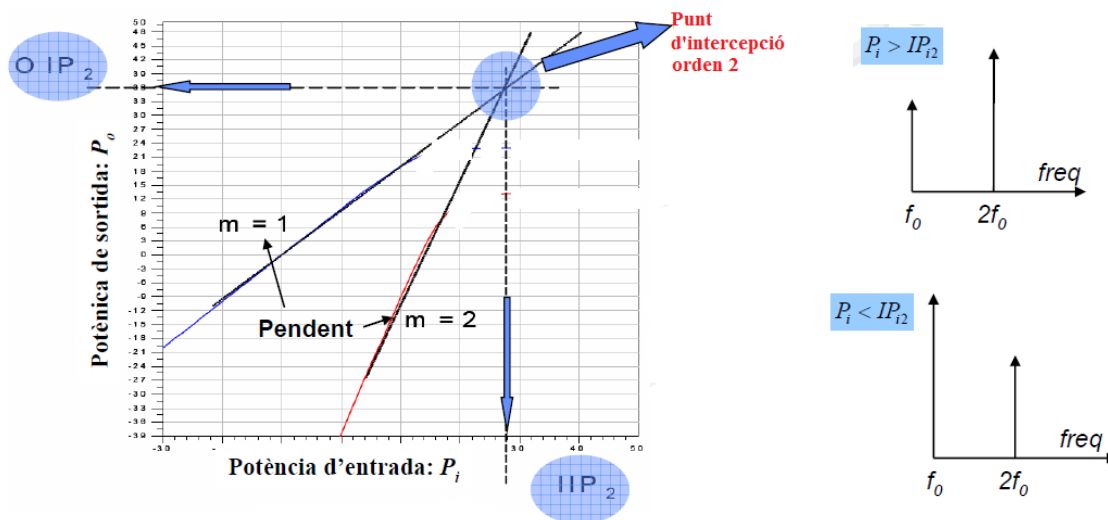


Figura 1. Punto de intersecci\u00f3n de segundo orden

- **Distorsi\u00f3n por ley c\u00fabica.**

El caso tiene una base similar a la distorsi\u00f3n por ley cuadr\u00e1tica salvo que la respuesta del sistema en esta ocasi\u00f3n presenta distorsi\u00f3n de tercer orden, tal y como se muestra en la expresi\u00f3n 4. Su desarrollo queda plasmado en la expresi\u00f3n 5. La se\u00f1al de entrada es igual a la descrita en la relaci\u00f3n 1.

$$y(t) = a_1x(t) + a_3x^3(t) \tag{4}$$

$$y(t) = a_1A \left(1 + \frac{3a_3A^2}{4a_1} \right) \cos(\omega_0t) + \frac{a_3A^3}{4} \cos(3\omega_0t) \tag{5}$$

El primer t\u00e9rmino de la suma constituye la se\u00f1al fundamental y posee una particularidad por la aparici\u00f3n de la constante a_3 , que tiene un valor negativo, ya que es la responsable de la compresi\u00f3n de la ganancia en el r\u00e9gimen de saturaci\u00f3n, como sucede en el caso del funcionamiento de los amplificadores comentado anteriormente, y que se entra en detalle a continuaci\u00f3n. El segundo t\u00e9rmino corresponde al tercer arm\u00f3nico de la se\u00f1al.

En este caso $m = 3$ y por tanto la pendiente de la zona lineal de la curva P_{out}/P_{in} es de 3, lo que indica que por cada dB aumentado a la entrada, la salida aumentar\u00e1 en 3 dB. El

punto de intercepción de tercer orden se determina siguiendo la misma teoría que para el de segundo orden.

El **nivel de compresión**, también denominado punto de compresión a 1 dB (P_{ic1dB}), corresponde al punto en que la potencia real se encuentra 1 dB por debajo de la potencia ideal debido a la saturación del sistema, si se observa la Figura 2 se deduce que su utilidad es la de indicar los niveles de potencia, tanto de entrada como de salida, sobre los cuales sería inútil trabajar ya que la ganancia es prácticamente nula o negativa. Como se ha comentado recientemente la saturación del sistema es debida a la constante negativa producida por la respuesta del sistema, precisamente a partir de ella se puede conocer el punto de compresión a 1 dB, cálculo recogido la fórmula 6.

Partiendo del primer término de la expresión 5 e igualándolo a 1 dB se puede obtener el valor de A^2 para posteriormente obtener P_{ic1dB} , simplificando la notación para $R=1 \Omega$

$$A^2 = \frac{1 - 10^{-0.05}}{3a_3} 4a_1 \rightarrow P_{ic1dB} = \frac{A^2}{2} = \frac{2}{3} (1 - 10^{-0.05}) \frac{a_1}{a_3} \quad (6)$$

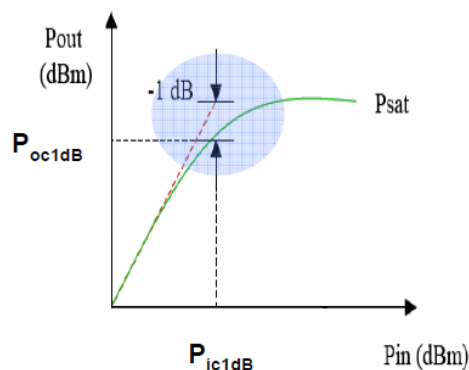


Figura 2. Punto de compresión a 1 dB.

En cuando a los fundamentos de los demás órdenes el concepto es el mismo que los dos que se acaban de describir aplicando una pendiente igual a m . Generalizando el cálculo del punto de intercepción para cualquier orden se obtienen las expresiones 7 y 8. Cabe comentar que se puede minimizar el efecto de la distorsión armónica utilizando un filtro a la salida del amplificador.

$$P_f [dBw] = P_m [dBw] \rightarrow IP_{im} + G = mIP_{im} + G_m \quad (7)$$

$$IP_{im} = \frac{G - G_m}{m - 1} \quad (8)$$

• **Productos de intermodulación**

En su mayoría, los sistemas no poseen una respuesta que siga una única ley, ya sea cuadrática, cúbica o de otro orden en particular, sino que modifican la señal aplicando una serie de términos no lineales de diferente orden. Si además se tiene en cuenta que es difícil que a la entrada únicamente se encuentre un tono, sino que son varios (o varias señales de banda ancha) formados por la propia señal y las señales indeseadas, se produce lo que se conoce como productos de intermodulación.

Para estudiar este suceso generalmente se define una señal de entrada compuesta de dos tonos (9) y un sistema genérico cuya respuesta aparece en la expresión 10.

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) \tag{9}$$

$$y(t) = a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) + \dots \tag{10}$$

Llevando a cabo el desarrollo de los diferentes términos, que queda recogido en la Figura 3, el orden de la distorsión ahora queda definido por la suma de los múltiplos o armónicos de las dos frecuencias de entrada de la manera que aparece en la expresión 3.11.

$$f_{out} = |nf_1 \pm mf_2| \rightarrow orden = |n| + |m| \tag{3.11}$$

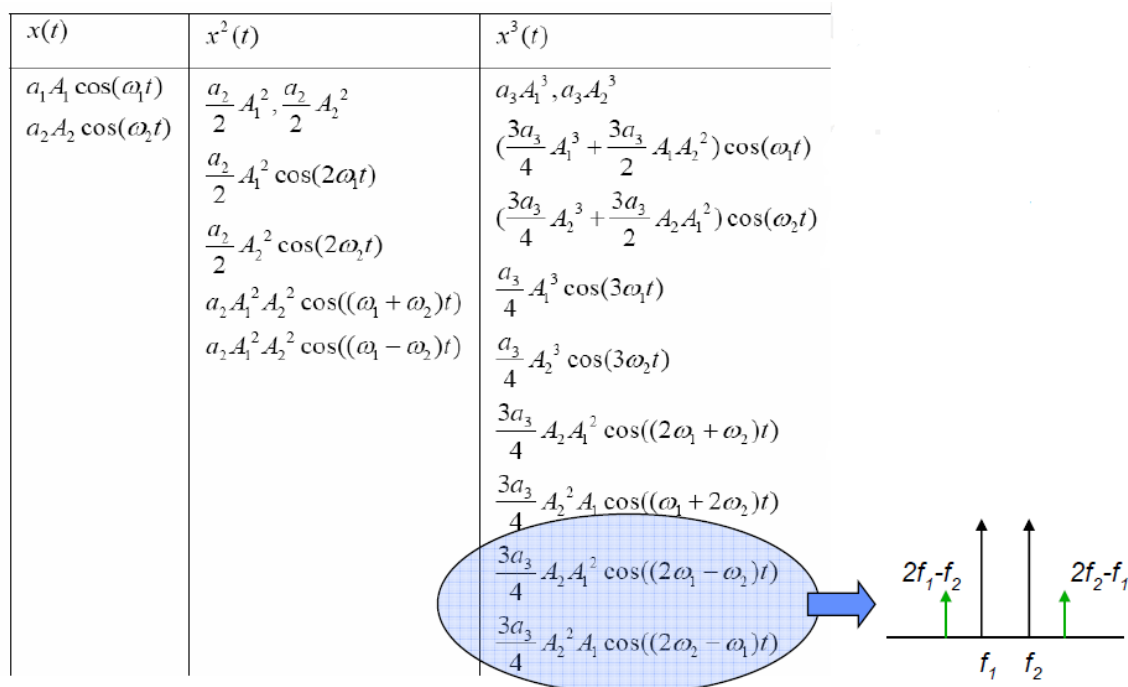


Figura 3. Productos de intermodulación.

Dada la diversidad de los órdenes aparecerán infinitud de señales indeseadas, la mayoría con efectos poco nocivos dado que cuanto más lejos se sitúen de la frecuencia fundamental menos potencia tienen y más fácil es filtrarlos. Precisamente por esto los **productos de intermodulación de tercer orden** son los más perjudiciales y peligrosos

ya que son los más próximos a la señal útil. Observando la Figura 4 en la que se encuentran diversas señales indeseadas puede verse la problemática de la intermodulación de tercer orden ya que no puede filtrarse o se atenuaría muy levemente.

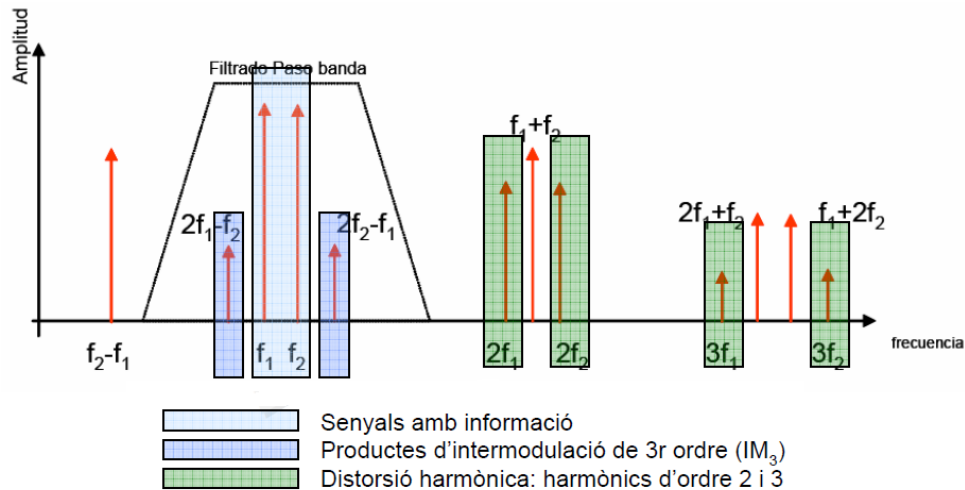


Figura 4. Productos de intermodulación tercer orden.

Es por ello que la distorsión de intermodulación de tercer orden es la que se somete a estudio a la hora de diseñar sistemas de comunicación y se va a llevar a cabo un estudio en esta práctica.

Estudio previo

Para la realización de la práctica que se recomienda haber realizado las siguientes actividades previas:

- Repaso de los conceptos teóricos expuestos en este mismo enunciado.
- Familiarización y obtención de los parámetros necesarios del datasheet del amplificador BGA6589.

Práctica

Durante la realización de la misma se utilizarán los siguientes componentes:

- Analizador de espectros.
- Generador de señal (2 para el test de dos tonos).
- Fuente de alimentación.
- Amplificadores BGA6589.
- Divisor de frecuencia.

A continuación se describen los pasos preparativos:

1. Configurar el analizador de espectros tal cual se muestra en la Tabla 1 para obtener las medidas de una manera precisa.

Center frequency (GHz)	2.45
Span	1 GHz
Resolution BW (KHz)	100
Video BW (Hz)	300
Reference Level (dBm)	-20
Attenuator (dB)	20

Tabla 1. Configuración analizador espectros.

2. Preparación de las conexiones de alimentación del amplificador y configuración de la fuente de alimentación a unos 11.5 V.
3. Obtener las pérdidas que introducen los cables y el divisor de frecuencia para tenerlas en cuenta a la hora de calcular los valores reales del amplificador.

El trabajo de laboratorio se divide en dos medidas:

- **Medida de la distorsión armónica**

Para esta medida debe montarse el esquema que aparece en la Figura 5.

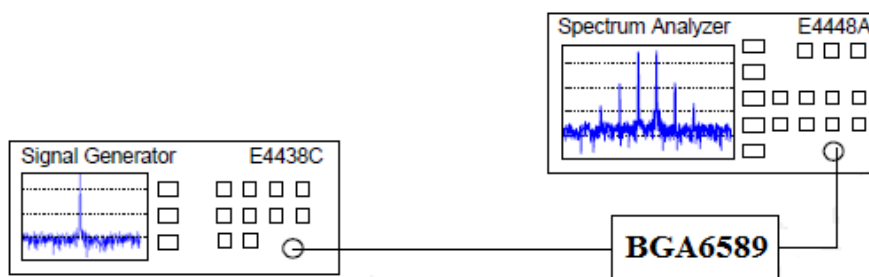


Figura 5. Montaje medida distorsión armónica.

Los pasos a seguir son:

1. Generación de una señal a 600 MHz y con un rango de potencias que se ira modificando para cada medida desde -6 dBm hasta 10 dBm. **La potencia del amplificador nunca debe superar los 15 dB.**

2. Establecer el center frequency del analizador de espectros en 1.5 GHz.
3. Colocación de un marker en la frecuencia fundamental así como en los armónicos más próximos, por ejemplo 2f, 3f y 4f.
4. Apuntar cada uno de los valores de potencia de cada señal.
5. Introducción de las medidas en una rutina de Matlab para representar las gráficas de las señales reales. Obtener el valor medio de la Ganancia del amplificador en la zona lineal.

- **Medida de la distorsión de intermodulación – Test de 2 tonos.**

Para esta medida debe montarse el esquema que aparece en la Figura 6.

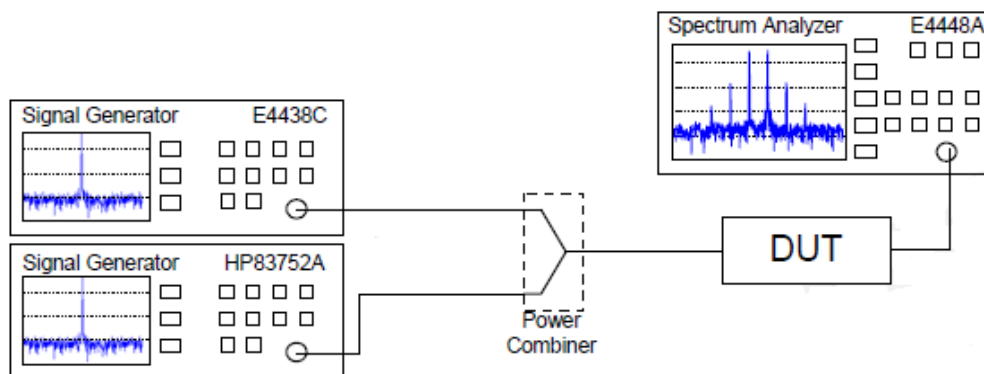


Figura 6. Montaje medida test de 2 tonos.

Los pasos a seguir son:

1. Generación de una señal a 2.45 GHz en un analizador de espectros y a 2.55 GHz en el otro. El rango de potencias que se ira modificando para cada medida desde -6 dBm hasta 10 dBm. **La potencia del amplificador nunca debe superar los 15 dB.**
2. Establecer el center frequency del analizador de espectros en 2.5 GHz.

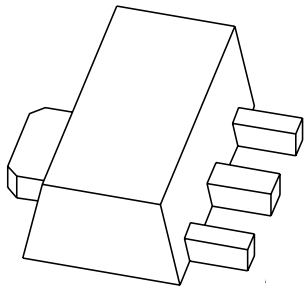
3. Colocación de un marker en las dos frecuencias fundamentales así como en los productos de intermodulación de tercer orden (2.35 y 2.65 GHz).
4. Apuntar cada uno de los valores de potencia de cada señal.
5. Introducción de las medidas en una rutina de Matlab para representar la señal resultante. Calcular el IMD3 en unos cuantos puntos. Obtener el punto de intersección de orden 3. Obtener el punto de compresión a 1 dB.

Anexo 2

Datasheet amplificador de potencia BGA6589

Datasheet mezclador LRMS-30J

DATA SHEET



BGA6589

MMIC wideband medium power
amplifier

Product specification

2003 Sep 19

MMIC wideband medium power amplifier

BGA6589

FEATURES

- Broadband 50 Ω gain block
- 20 dBm output power
- SOT89 package
- Single supply voltage needed.

APPLICATIONS

- Broadband medium power gain blocks
- Small signal high linearity amplifiers
- Variable gain and high output power in combination with the BGA2031
- Cellular, PCS and CDPD
- IF/RF buffer amplifier
- Wireless data SONET
- Oscillator amplifier, final PA
- Drivers for CATV amplifier.

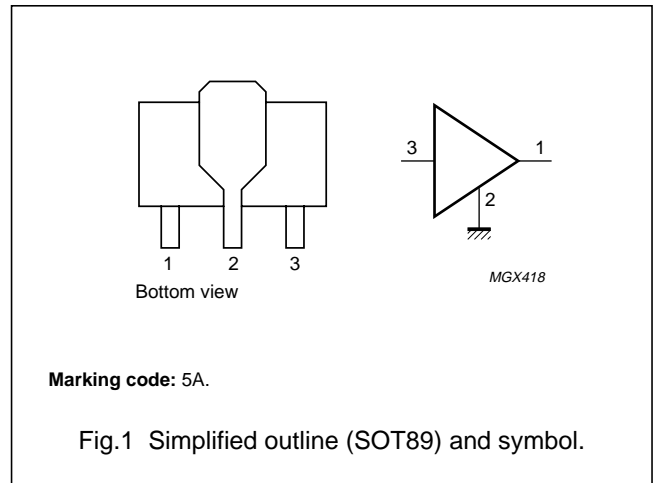
DESCRIPTION

Silicon Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC) wideband medium power amplifier with internal matching circuit in a 4-pin SOT89 plastic low thermal resistance SMD package.

The BGA6x89 series of medium power gain blocks are resistive feedback Darlington configured amplifiers. Resistive feedback provides large bandwidth with high accuracy.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	RF out/bias
2	GND
3	RF in



QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYP.	UNIT
V_S	DC supply voltage	$I_S = 84 \text{ mA}$	4.8	V
I_S	DC supply current	$V_S = 9 \text{ V}; R_{\text{bias}} = 51 \text{ } \Omega; T_j = 25 \text{ } ^\circ\text{C}$	81	mA
$ s_{21} ^2$	insertion power gain	$f = 1.95 \text{ GHz}$	17	dB
NF	noise figure	$f = 1.95 \text{ GHz}$	3.3	dB
$P_{L \text{ 1 dB}}$	load power at 1 dB compression	$f = 850 \text{ MHz}$	21	dBm
		$f = 1.95 \text{ GHz}$	20	dBm

CAUTION

This product is supplied in anti-static packing to prevent damage caused by electrostatic discharge during transport and handling. For further information, refer to Philips specs.: SNW-EQ-608, SNW-FQ-302A and SNW-FQ-302B.

MMIC wideband medium power amplifier

BGA6589

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_S	DC device voltage	RF input AC coupled	–	6	V
I_S	DC supply current		–	150	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_s \leq 70\text{ °C}$; note 1	–	800	mW
T_{stg}	storage temperature		–65	+150	°C
T_j	operating junction temperature		–	150	°C
P_D	maximum drive power		–	15	dBm

Note

- T_s is the temperature at the soldering point of pin 2.

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th\ j-s}$	thermal resistance from junction to solder point	$T_s \leq 70\text{ °C}$ note 1	100	K/W

Note

- T_s is the temperature at the soldering point of pin 2.

STATIC CHARACTERISTICS $T_j = 25\text{ °C}$; $V_S = 9\text{ V}$; $R_{bias} = 51\ \Omega$; unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_S	supply current		73	81	89	mA

MMIC wideband medium power amplifier

BGA6589

CHARACTERISTICS

$V_S = 9\text{ V}$; $I_S = 84\text{ mA}$; $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^\circ\text{C}$; $IP3_{(\text{out})}$ tone spacing = 1 MHz; $P_L = 0\text{ dBm}$ per tone (see Fig.2); $R_{\text{bias}} = 51\ \Omega$; $Z_L = Z_S = 50\ \Omega$; unless otherwise specified.

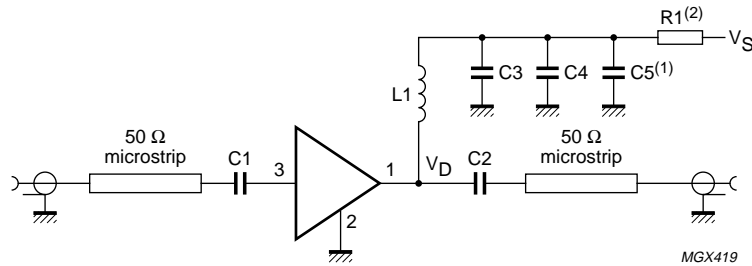
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYP.	UNIT
$ s_{21} ^2$	insertion power gain	f = 850 MHz	22	dB
		f = 1.95 GHz	17	dB
		f = 2.5 GHz	15	dB
$R_{L\text{ IN}}$	return losses input	f = 850 MHz	9	dB
		f = 1.95 GHz	11	dB
		f = 2.5 GHz	15	dB
$R_{L\text{ OUT}}$	return losses output	f = 850 MHz	10	dB
		f = 1.95 GHz	13	dB
		f = 2.5 GHz	13	dB
NF	noise figure	f = 850 MHz	3.0	dB
		f = 1.95 GHz	3.3	dB
		f = 2.5 GHz	3.4	dB
K	stability factor	f = 850 MHz	1.1	–
		f = 2.5 GHz	1.1	–
$P_{L\ 1\text{ dB}}$	load power	at 1 dB gain compression; f = 850 MHz	21	dBm
		at 1 dB gain compression; f = 1.95 GHz	20	dBm
$IP3_{(\text{in})}$	input intercept point	f = 850 MHz	11	dBm
		f = 2.5 GHz	15	dBm
$IP3_{(\text{out})}$	output intercept point	f = 850 MHz	33	dBm
		f = 2.5 GHz	30	dBm

MMIC wideband medium power amplifier

BGA6589

APPLICATION INFORMATION

Figure 2 shows a typical application circuit for the BGA6589 MMIC. The device is internally matched to 50 Ω, and therefore does not require any external matching. The value of the input and output DC blocking capacitors C1 and C2 depends on the operating frequency; see the tables below. Capacitors C1 and C2 are used in conjunction with L1 and C3 to fine tune the input and output impedance. For optimum supply decoupling, a 1 μF capacitor (C5) can be added. The external components should be placed as close as possible to the MMIC. When using via holes, use multiple via holes per pin in order to limit ground path induction. Resistor R1 is a bias resistor providing DC current stability with temperature.



- (1) Optional capacitor for optimum supply decoupling.
- (2) R1 values at operating supply voltage:
 VS = 6 V; R1 = 15 Ω.
 VS = 9 V; R1 = 51 Ω.
 VS = 11.5 V; R1 = 82 Ω.

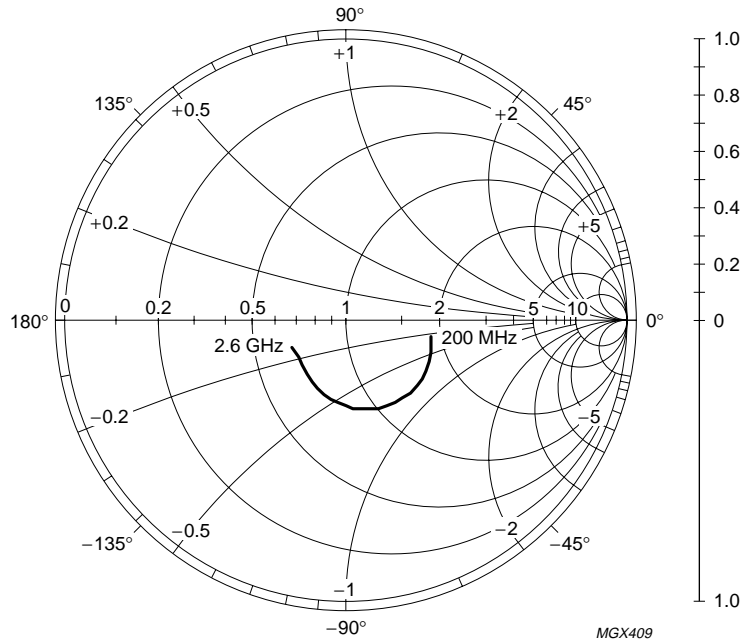
Fig.2 Typical application circuit.

Table 1 Component descriptions (see Fig.2)

COMPONENT	DESCRIPTION	DIMENSIONS	VALUE AT OPERATING FREQUENCY				
			500 MHz	800 MHz	1950 MHz	2400 MHz	3500 MHz
C1, C2	multilayer ceramic chip capacitor	0603	220 pF	100 pF	68 pF	56 pF	39 pF
C3	multilayer ceramic chip capacitor	0603	1 nF	1 nF	1 nF	1 nF	1 nF
C4	multilayer ceramic chip capacitor	0603	100 pF	68 pF	22 pF	22 pF	15 pF
C5 (optional)	electrolytic or tantalum capacitor	0603	1 μF	1 μF	1 μF	1 μF	1 μF
L1	SMD inductor	0603	68 nH	33 nH	22 nH	18 nH	15 nH
R1	SMD resistor 0.5 W; VS = 9 V	—	—	—	—	—	—

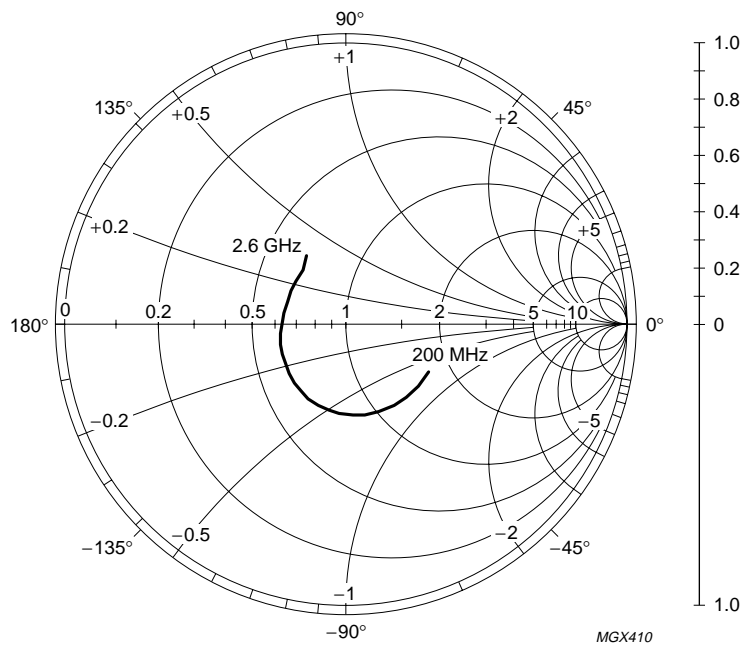
MMIC wideband medium power amplifier

BGA6589



$I_S = 84 \text{ mA}$; $V_S = 9 \text{ V}$; $P_D = -30 \text{ dBm}$; $Z_O = 50 \Omega$.

Fig.3 Input reflection coefficient (s_{11}); typical values.

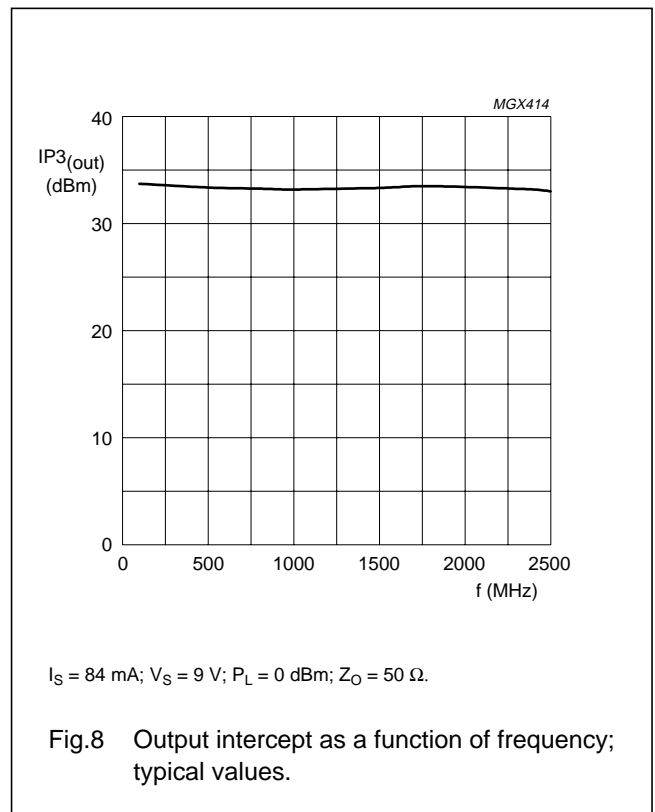
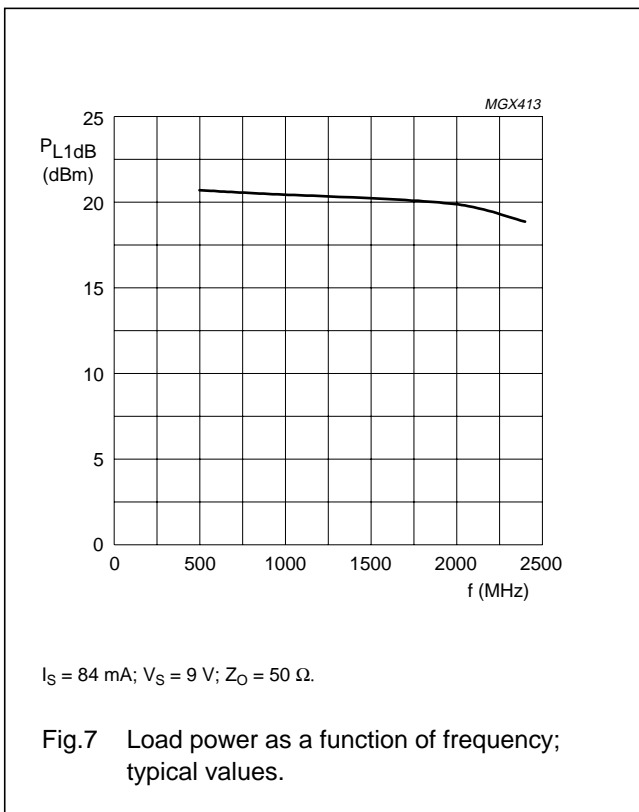
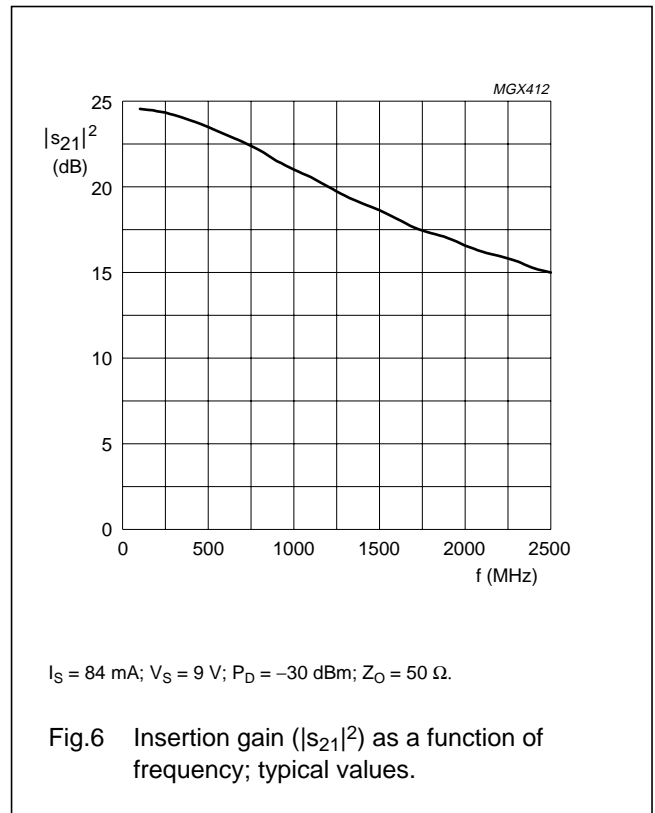
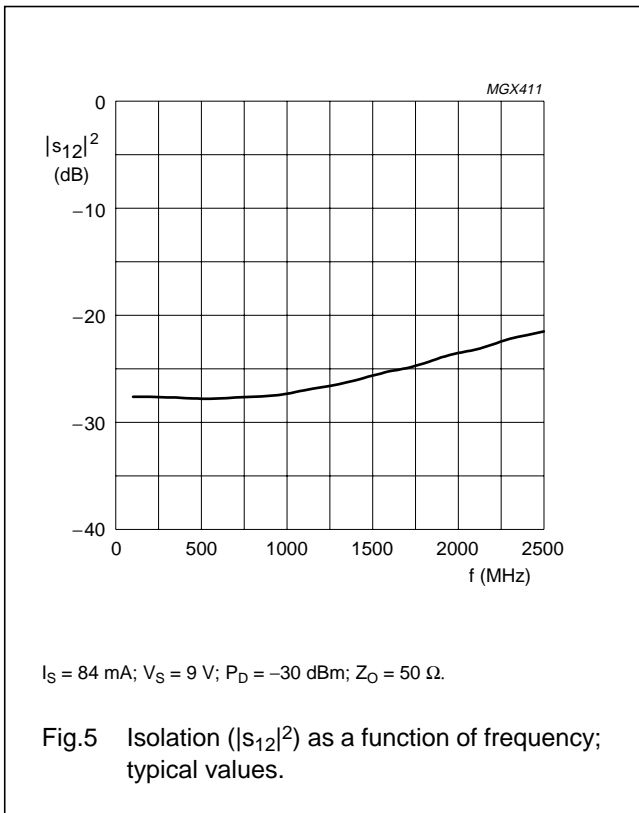


$I_S = 84 \text{ mA}$; $V_S = 9 \text{ V}$; $P_D = -30 \text{ dBm}$; $Z_O = 50 \Omega$.

Fig.4 Output reflection coefficient (s_{22}); typical values.

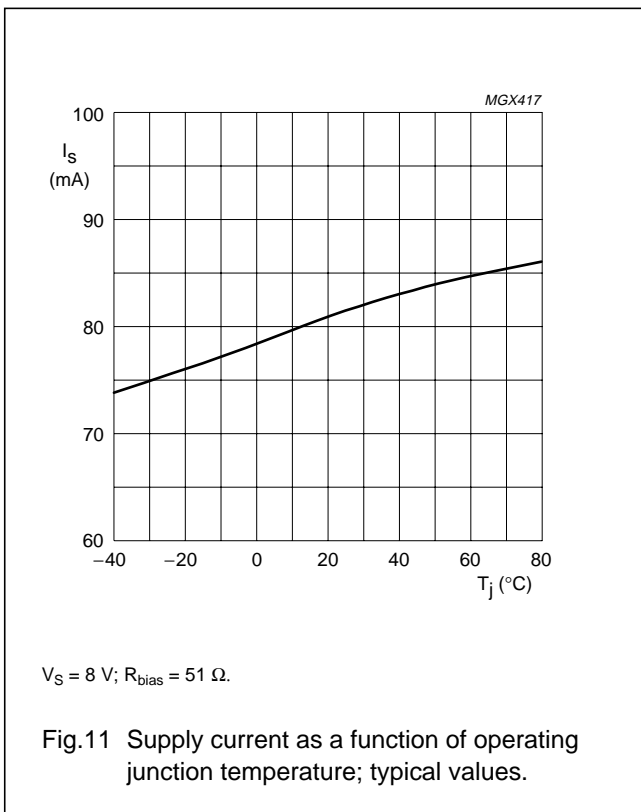
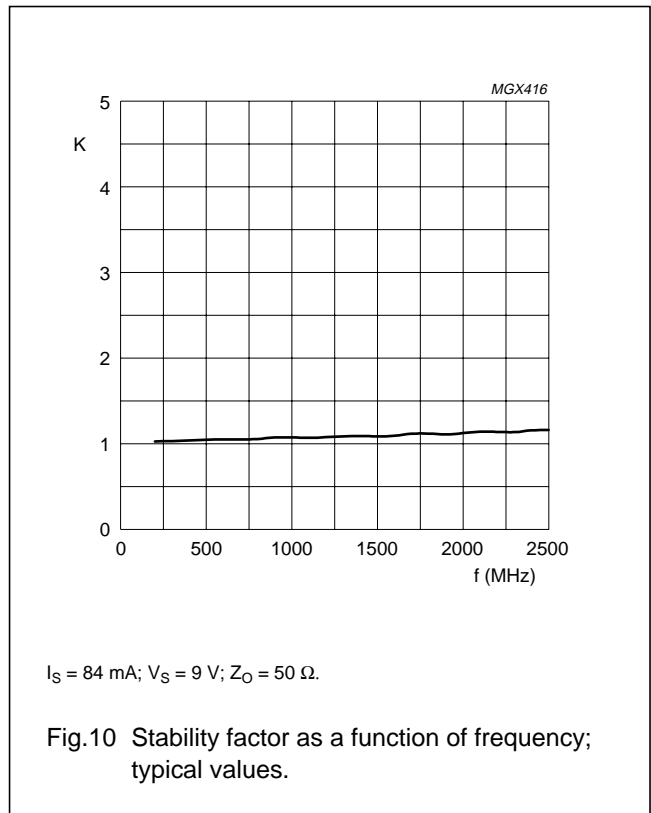
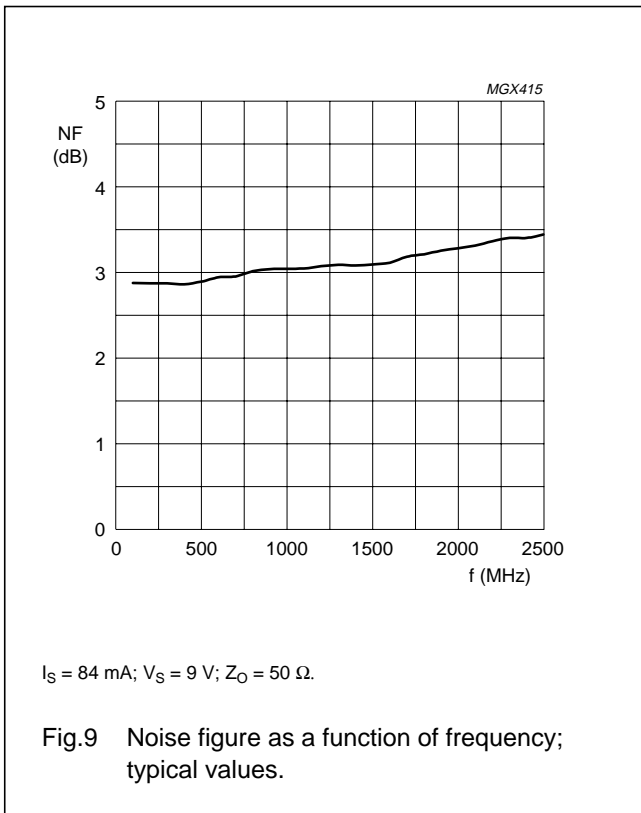
MMIC wideband medium power amplifier

BGA6589



MMIC wideband medium power amplifier

BGA6589



MMIC wideband medium power amplifier

BGA6589

Scattering parameters

 $I_S = 83 \text{ mA}$; $V_S = 8 \text{ V}$; $P_D = -30 \text{ dBm}$; $Z_O = 50 \Omega$; $T_{\text{amb}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

f (MHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂		K-FACTOR
	MAGNITUDE (ratio)	ANGLE (deg)	MAGNITUDE (ratio)	ANGLE (deg)	MAGNITUDE (ratio)	ANGLE (deg)	MAGNITUDE (ratio)	ANGLE (deg)	
200	0.30	-6.87	16.61	161.86	0.04	2.38	0.34	-20.03	1.0
300	0.31	-10.91	16.18	153.02	0.04	3.66	0.34	-30.50	1.0
400	0.32	-15.72	15.59	144.39	0.04	5.17	0.34	-40.74	1.1
500	0.33	-21.0	14.91	136.01	0.04	6.75	0.34	-50.56	1.1
600	0.33	-26.44	14.19	128.12	0.04	8.67	0.34	-60.07	1.1
700	0.34	-32.08	13.51	120.88	0.04	10.94	0.33	-69.21	1.1
800	0.34	-37.75	12.77	114.19	0.04	13.65	0.33	-77.91	1.1
900	0.35	-43.18	11.88	107.40	0.04	15.15	0.32	-86.13	1.1
1000	0.35	-48.9	11.22	101.34	0.04	17.89	0.32	-94.01	1.1
1100	0.35	-54.2	10.64	95.86	0.04	19.93	0.31	-101.7	1.1
1200	0.35	-59.55	10.0	90.82	0.05	22.11	0.30	-109.1	1.1
1300	0.34	-64.78	9.39	85.46	0.05	24.10	0.30	-116.4	1.1
1400	0.34	-69.93	8.93	80.15	0.05	24.62	0.29	-123.6	1.1
1500	0.33	-74.81	8.54	75.95	0.05	25.98	0.28	-130.9	1.1
1600	0.33	-79.82	8.07	72.26	0.05	27.67	0.27	-138.2	1.1
1700	0.32	-84.88	7.60	67.95	0.06	28.69	0.26	-145.7	1.1
1800	0.31	-89.81	7.32	63.43	0.06	28.33	0.25	-153.6	1.1
1900	0.30	-94.89	7.08	59.81	0.06	28.44	0.24	-162.0	1.1
2000	0.29	-100.3	6.74	56.09	0.07	29.27	0.23	-170.7	1.1
2100	0.28	-105.9	6.46	51.84	0.07	29.17	0.23	179.99	1.1
2200	0.26	-111.8	6.28	48.02	0.07	28.46	0.22	170.17	1.2
2300	0.25	-118.0	6.07	45.0	0.08	28.37	0.22	160.16	1.2
2400	0.24	-125.2	5.78	41.33	0.08	28.17	0.22	149.59	1.1
2500	0.22	-132.8	5.61	36.72	0.08	26.46	0.23	139.39	1.2
2600	0.21	-141.3	5.51	33.15	0.09	24.85	0.24	129.67	1.0
2700	0.21	-153.3	5.33	30.04	0.09	24.72	0.28	120.55	1.2
2800	0.07	-127.7	6.44	28.98	0.12	24.46	0.28	80.88	1.2
2900	0.19	-167.20	4.88	19.14	0.10	20.48	0.27	105.15	1.2
3000	0.18	178.11	4.78	16.89	0.10	19.71	0.30	96.35	1.2
3100	0.18	165.13	4.57	16.56	0.11	18.98	0.32	89.48	1.0

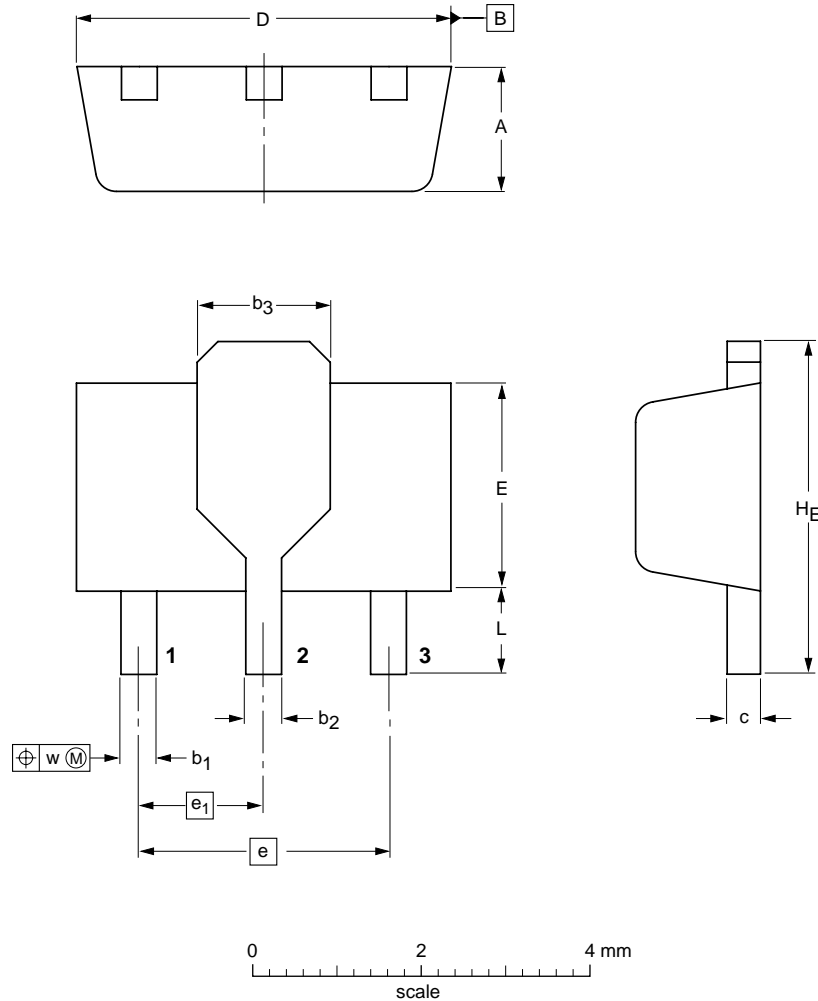
MMIC wideband medium power amplifier

BGA6589

PACKAGE OUTLINE

Plastic surface mounted package; collector pad for good heat transfer; 3 leads

SOT89



DIMENSIONS (mm are the original dimensions)

UNIT	A	b ₁	b ₂	b ₃	c	D	E	e	e ₁	H _E	L min.	w
mm	1.6 1.4	0.48 0.35	0.53 0.40	1.8 1.4	0.44 0.37	4.6 4.4	2.6 2.4	3.0	1.5	4.25 3.75	0.8	0.13

OUTLINE VERSION	REFERENCES			EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ		
SOT89		TO-243	SC-62		97-02-28 99-09-13

MMIC wideband medium power amplifier

BGA6589

DATA SHEET STATUS

LEVEL	DATA SHEET STATUS ⁽¹⁾	PRODUCT STATUS ⁽²⁾⁽³⁾	DEFINITION
I	Objective data	Development	This data sheet contains data from the objective specification for product development. Philips Semiconductors reserves the right to change the specification in any manner without notice.
II	Preliminary data	Qualification	This data sheet contains data from the preliminary specification. Supplementary data will be published at a later date. Philips Semiconductors reserves the right to change the specification without notice, in order to improve the design and supply the best possible product.
III	Product data	Production	This data sheet contains data from the product specification. Philips Semiconductors reserves the right to make changes at any time in order to improve the design, manufacturing and supply. Relevant changes will be communicated via a Customer Product/Process Change Notification (CPCN).

Notes

1. Please consult the most recently issued data sheet before initiating or completing a design.
2. The product status of the device(s) described in this data sheet may have changed since this data sheet was published. The latest information is available on the Internet at URL <http://www.semiconductors.philips.com>.
3. For data sheets describing multiple type numbers, the highest-level product status determines the data sheet status.

DEFINITIONS

Short-form specification — The data in a short-form specification is extracted from a full data sheet with the same type number and title. For detailed information see the relevant data sheet or data handbook.

Limiting values definition — Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.

Application information — Applications that are described herein for any of these products are for illustrative purposes only. Philips Semiconductors make no representation or warranty that such applications will be suitable for the specified use without further testing or modification.

DISCLAIMERS

Life support applications — These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips Semiconductors customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips Semiconductors for any damages resulting from such application.

Right to make changes — Philips Semiconductors reserves the right to make changes in the products - including circuits, standard cells, and/or software - described or contained herein in order to improve design and/or performance. When the product is in full production (status 'Production'), relevant changes will be communicated via a Customer Product/Process Change Notification (CPCN). Philips Semiconductors assumes no responsibility or liability for the use of any of these products, conveys no licence or title under any patent, copyright, or mask work right to these products, and makes no representations or warranties that these products are free from patent, copyright, or mask work right infringement, unless otherwise specified.

Philips Semiconductors – a worldwide company

Contact information

For additional information please visit <http://www.semiconductors.philips.com>. Fax: +31 40 27 24825

For sales offices addresses send e-mail to: sales.addresses@www.semiconductors.philips.com.

© Koninklijke Philips Electronics N.V. 2003

SCA75

All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.

The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent- or other industrial or intellectual property rights.

Printed in The Netherlands

R77/01/pp12

Date of release: 2003 Sep 19

Document order number: 9397 750 11765

Let's make things better.

**Philips
Semiconductors**



PHILIPS

Surface Mount Frequency Mixer

Level 7 (LO Power +7dBm) 200 to 3000 MHz

LRMS-30J+ LRMS-30J



CASE STYLE: QQQ569
PRICE: \$9.25 ea. QTY (1-9)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Maximum Ratings

Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power	50mW
IF Current	40mA
Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.	

Pin Connections

LO	1
RF	4
IF	5
GROUND	2,3,6

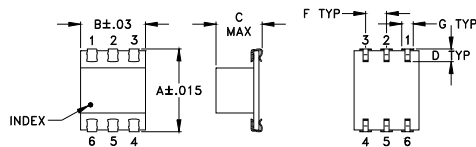
Features

- wide bandwidth, 200 to 3000 MHz
- low conversion loss, 5.92 dB typ.
- aqueous washable
- J-leads for strain relief

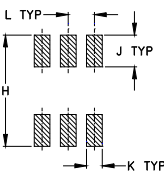
Applications

- cellular
- PCS
- GPS
- ISM
- cellular

Outline Drawing



PCB Land Pattern

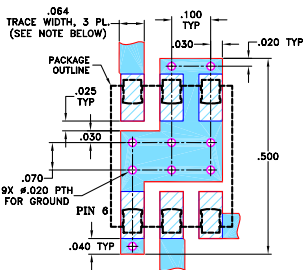


Suggested Layout,
Tolerance to be within ±.002

Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G
.390	.31	.225	.060	--	.100	.045
9.91	7.87	5.72	1.52	--	2.54	1.14
H	J	K	L	M	wt	
.420	.120	.060	.100	--	grams	
10.67	3.05	1.52	2.54	--	0.50	

Demo Board MCL P/N: TB-44+
Suggested PCB Layout (PL-083)



- NOTES: 1. TRACE WIDTH IS SHOWN FOR ROGERS RO4350B WITH DIELECTRIC THICKNESS 0.030" ± 0.002"; COPPER: 1/2 OZ. EACH SIDE. FOR OTHER MATERIALS TRACE WIDTH MAY NEED TO BE MODIFIED.
2. BOTTOM SIDE OF THE PCB IS CONTINUOUS GROUND PLANE.
■ DENOTES PCB COPPER LAYOUT WITH SMOBC (SOLDER MASK OVER BARE COPPER)
▨ DENOTES COPPER LAND PATTERN FREE OF SOLDER MASK

Electrical Specifications

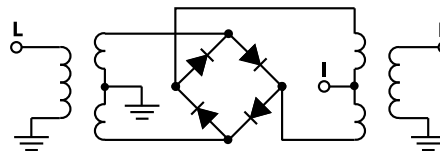
FREQUENCY (MHz)	CONVERSION LOSS (dB)	LO-RF ISOLATION (dB)		LO-IF ISOLATION (dB)		IP3 at center band (dBm)				
		Typ.	Min.	Typ.	Min.					
200-3000	DC-1000	6.8	.30	9.0	9.8	30	17	27	7	14

1 dB COMP: +1 dBm typ.
m= mid band [2f_L to f_U/2]

Typical Performance Data

Frequency (MHz)	Conversion Loss (dB)	Isolation L-R (dB)	Isolation L-I (dB)	VSWR RF Port (:1)	VSWR LO Port (:1)
200.00	230.00	5.80	33.50	6.26	2.14
375.00	405.00	5.01	40.50	3.64	1.11
500.00	530.00	5.01	29.00	3.01	1.10
550.00	580.00	4.88	29.16	2.76	1.13
725.00	755.00	5.33	29.00	2.25	2.46
900.00	930.00	6.56	28.17	1.59	3.79
1000.00	1030.00	5.94	28.84	1.42	4.12
1075.00	1105.00	5.61	31.50	1.40	4.12
1250.00	1280.00	5.97	40.83	1.74	3.44
1425.00	1455.00	6.85	31.50	2.10	4.03
1600.00	1630.00	7.56	23.84	2.46	4.89
1775.00	1805.00	7.49	20.66	2.88	5.03
1950.00	1980.00	7.68	19.16	3.44	4.53
2000.00	2030.00	7.74	19.00	3.50	4.32
2125.00	2155.00	7.71	18.67	3.64	4.03
2300.00	2330.00	7.58	31.66	3.44	3.21
2475.00	2505.00	6.90	25.50	3.38	2.30
2650.00	2680.00	6.32	24.34	2.88	1.75
2825.00	2855.00	6.68	24.83	2.84	2.14
3000.00	3030.00	7.55	27.00	4.53	3.11

Electrical Schematic



Mini-Circuits®
ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED
The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com
IF/RF MICROWAVE COMPONENTS

For detailed performance specs & shopping online see web site

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp.

REV. B
M102713
LRMS-30J
ED-3427
DJ/FL/CP/AM
070613
Page 1 of 2

Performance Charts

