



Universidad
Zaragoza

Trabajo Fin de Grado

Evaluación de la eficiencia y distorsión en
amplificadores de RF con carga dinámica de
antena en dispositivos móviles

Autor

Iván Herrero Sebastián

Director

Dr. Pedro Luis Carro Ceballos

Escuela de Ingeniería y arquitectura

2015

**DECLARACIÓN DE
AUTORÍA Y ORIGINALIDAD**

(Este documento debe acompañar al Trabajo Fin de Grado (TFG)/Trabajo Fin de Máster (TFM) cuando sea depositado para su evaluación).

D./D^a. Iván Herrero Sebastián

con nº de DNI 73132988-A en aplicación de lo dispuesto en el art.

14 (Derechos de autor) del Acuerdo de 11 de septiembre de 2014, del Consejo

de Gobierno, por el que se aprueba el Reglamento de los TFG y TFM de la

Universidad de Zaragoza,

Declaro que el presente Trabajo de Fin de (Grado/Máster)
Grado _____, (Título del Trabajo)

Evaluación de la eficiencia y distorsión en amplificadores de RF con carga
dinámica de antena en dispositivos móviles

es de mi autoría y es original, no habiéndose utilizado fuente sin ser citada
debidamente.

Zaragoza, 3 de Septiembre del 2015



Fdo: Iván Herrero Sebastián

EVALUACIÓN DE LA EFICIENCIA Y DISTORSIÓN EN AMPLIFICADORES DE RF CON CARGA DINÁMICA DE ANTENA EN DISPOSITIVOS MÓVILES

RESUMEN

Las antenas de los terminales móviles tienen un comportamiento dinámico que puede diferir mucho de las prestaciones esperadas en situaciones ideales.

Todo aquello que rodea a un dispositivo móvil, sobretodo el propio usuario, tiene un efecto directo sobre la antena que provoca una degradación sobre ella misma y su etapa amplificadora. El objetivo del trabajo ha sido realizar un estudio del efecto del usuario sobre las antenas de los teléfonos móviles y su correspondiente etapa de potencia.

Para ello, previamente, se han diseñado un conjunto de antenas planas que funcionan en las bandas asignadas al estándar LTE, mediante un análisis de sus parámetros S, y se ha simulado cómo variaban estos últimos ante la presencia del usuario. Con el objetivo de obtener una correcta medida de la señal, también se han diseñado acopladores direccionales. De este modo, con el amplificador conectado a la entrada del acoplador y la antena a la salida directa, se puede medir la pérdida de eficiencia de la etapa amplificadora y la distorsión a través de la señal en la salida acoplada.

Tras los diseños, se ha realizado un análisis de un amplificador de potencia mediante el test a uno y dos tonos, de cara a obtener las prestaciones del mismo y poderlas comparar cuando se carga con las antenas fabricadas.

Posteriormente, se han fabricado las antenas y los acopladores sobre un sustrato FR4, y se han comparado sus parámetros S – Tanto aislados como bajo el efecto del usuario – medidos con los simulados. Por último, se ha realizado el esquema de montaje anteriormente nombrado y se han contrastado los datos obtenidos del montaje experimental sobre la pérdida de eficiencia y distorsión con los de las simulaciones.

ÍNDICE GENERAL

1.	Introducción	9
1.1	Motivación	9
1.2	Objetivos del proyecto	9
1.3	Estructura de la memoria	10
1.4	Desarrollo del proyecto.....	10
2.	Estado del arte	13
2.1	Amplificadores de potencia	13
2.1.1	Caracterización de los amplificadores de potencia.....	13
2.1.2	Amplificadores de potencia en comunicaciones móviles	14
2.2	Antenas LTE para terminales móviles	16
2.2.1	Antenas IFA	17
2.2.2	Diseño de antenas planas.....	18
2.3	Efecto del usuario.....	19
3.	Diseño de los dispositivos e influencia del usuario.	21
3.1	Diseño de las antenas.....	22
3.1.1	Antena Dual.....	23
3.1.2	Antena MIMO.....	29
3.2	Acopladores.....	30
3.2.1	Acopladores de banda estrecha.....	31
3.2.2	Acoplador Dual	33
3.2.3	Efecto de los acopladores	35
3.3	Efecto del usuario sobre la impedancia de antena	36
3.3.1	Funda de plástico	36
3.3.2	Efecto del cuerpo humano	37
3.4	Efecto de la impedancia de antena sobre el amplificador	38
3.4.1	Análisis de la etapa de potencia.....	39
3.4.2	Efecto del usuario sobre el PA.....	43
4.	Resultados experimentales	49
4.1	Prototipos de antenas y acopladores.....	49
4.2	Obtención de medidas	50
4.2.1	Esquema de montaje.....	50
4.2.2	Medidas experimentales.....	51

5. Conclusiones y líneas futuras	63
5.1 Conclusiones.....	63
5.2 Líneas futuras	64
Bibliografía	65
ANEXOS	69
A. Líneas de transmisión CPW	69
B. Estándar LTE	71
C. Simulador HFSS	73
D. Diseño de la antena dual.....	75
E. Diseño de la antena MIMO	83
F. Clases de amplificador	88
G. Simulador MWO.....	89
H. Sustrato FR-4.....	90
Bibliografía anexos	91

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Diagrama de Gantt del desarrollo del proyecto.....	11
Figura 2.1: Redes de adaptación con líneas de transmisión	14
Figura 2.2: Amplificador equilibrado.....	15
Figura 2.3: Doherty con adaptador $\lambda/4$	16
Figura 2.4: Estructura IFA.....	17
Figura 2.5: Antena con slots.....	17
Figura 2.6: Líneas serpenteantes	17
Figura 3.1: Esquema de etapa inicial.....	21
Figura 3.2: Esquema modificado.....	22
Figura 3.3: Estructura antena dual.....	23
Figura 3.4: Puerto de entrada CPW.....	24
Figura 3.5: Variables Taguchi	25
Figura 3.6: Dimensiones antena dual.....	26
Figura 3.7: Bandas 1 y 20 antena dual	27
Figura 3.8: Diagrama de radiación antena dual	28
Figura 3.9: Adaptación antena dual sobre diagrama de Smith.....	28
Figura 3.10: Dimensiones antena MIMO	29
Figura 3.11: Banda 20 y 1 antena MIMO	29
Figura 3.12: Diagramas de radiación antena MIMO	30
Figura 3.13: Curvas de líneas paralelo-acopladas.....	31
Figura 3.14: Variables acoplador banda estrecha.....	32
Figura 3.15: Parámetros S de los acopladores de banda estrecha	32
Figura 3.16: Variables acoplador dual.....	34
Figura 3.17: Parámetros S acoplador dual	34
Figura 3.18: Esquema de montaje final.....	35
Figura 3.19: Antena con funda.....	36
Figura 3.20: Banda 1 y 20 con funda PVC.....	37
Figura 3.21: Dimensiones mano simulada	37
Figura 3.22: Esquemático simulación cabeza+mano	38
Figura 3.23: Desadaptación de la antena.....	38
Figura 3.24: Esquemático simulador MWO del amplificador	40
Figura 3.25: Prestaciones amplificador.....	41
Figura 3.26: Parámetros S amplificador	41
Figura 3.27: Círculos de eficiencia.....	42
Figura 3.28: Intermodulación del amplificador.....	43
Figura 3.29: Esquemático en MWO	44
Figura 3.30: Impedancia de carga bajo efecto del usuario	44
Figura 3.31: Ganancia bajo efecto del usuario.....	45
Figura 3.32: Eficiencia bajo efecto de usuario	45
Figura 3.33: Intermodulación bajo efecto del usuario.....	46
Figura 3.34: Señales entrada/salida multitono para cada banda	46
Figura 4.1: Foto de antenas. Izquierda single y derecha MIMO	49
Figura 4.2: Foto acopladores. De izda. a dcha.: Dual, banda 20 y banda 1.....	50

Figura 4.3: Analizador de redes vectorial.....	50
Figura 4.4: Montaje para medidas del amplificador	51
Figura 4.5: Medidas antena dual.....	51
Figura 4.6: Medidas antena MIMO	52
Figura 4.7: Medidas acopladores banda estrecha	52
Figura 4.8: Medidas acoplador dual.....	53
Figura 4.9: Adaptación en las frecuencias de resonancia	54
Figura 4.10: Medida acoplador-antena.....	55
Figura 4.11: Carga dinámica del conjunto acoplador+antena sobre carta de Smith.....	55
Figura 4.12: Densidad de probabilidad banda 20	56
Figura 4.13: Densidad de probabilidad banda 1	57
Figura 4.14: Impedancia en la carga del amplificador	58
Figura 4.15: Prestaciones medidas amplificador	59
Figura 4.16: DEP Señales entrada/salida del amplificador.....	59
Figura 4.17: Curvas AM/AM bajo efecto del usuario	60
Figura 4.18: Curvas AM/AM bajo efecto del usuario tras regresión cúbica	61
Figura A.1: Alimentación CPW	69
Figura A.2: Modos par e impar en CPW	70
Figura C.1: Diagrama de radiación y reflexión a la entrada de una antena en HFSS	73
Figura C.2: Número de tetraedros en la malla en cada paso de convergencia.....	74
Figura C.3: Mallado de una estructura en HFSS.....	74
Figura D.1: Prototipo antena dual.....	75
Figura D.2: Distribución de la tensión en la estructura.....	76
Figura D.3: Escalado de la antena	76
Figura D.4: Coeficiente de reflexión tras el escalado	77
Figura D.5: Distribución de corrientes en la banda 20.....	77
Figura D.6: Distribución de corrientes en la banda 1	77
Figura D.7: Antena dimensionada para el teléfono móvil	78
Figura D.8: Modelo circuital de la antena	79
Figura D.9: S11 tras la primera modificación	79
Figura D.10: Parásito (Figura superior) y brazo doblado (Figura inferior)	80
Figura D.11: S11 tras doblar el brazo superior.....	80
Figura D.12: Modificación de la línea de alimentación	81
Figura D.13: Diseño definitivo antena dual.....	81
Figura D.14: Parámetro S11 definitivo	82
Figura E.1: MIMO Modelo 1	83
Figura E.2: Capacitivo para MIMO	84
Figura E.3: Efecto del acoplo en banda 20	84
Figura E.4: Prestaciones MIMO modelo 1.....	84
Figura E.5: MIMO Modelo 2	84
Figura E.6: Prestaciones MIMO modelo 2.....	85
Figura E.7: MIMO Modelo 3	85
Figura E.8: Prestaciones MIMO modelo 3.....	86
Figura E.9: MIMO Modelo 4	86
Figura E.10: Prestaciones MIMO modelo 4.....	86

Figura E.11: Correlación de los modelos MIMO.....	87
Figura G.1: Ejemplo de esquemático en MWO.....	89

LISTA DE TABLAS

Tabla 1.1: Cronología	11
Tabla 3.1: Valores de cada variable Taguchi	25
Tabla 3.2: Matriz Taguchi	25
Tabla 3.3: Resultados Taguchi	26
Tabla 3.4: Prestaciones banda 1 y 20 antena dual.....	27
Tabla 3.5: Prestaciones banda 1 y 20 antena MIMO	30
Tabla 3.6: Dimensiones acopladores banda estrecha	32
Tabla 3.7: Especificaciones acopladores de banda estrecha	33
Tabla 3.8: Dimensiones acoplador dual	34
Tabla 3.9: Especificaciones acoplador dual.....	34
Tabla 3.10: Impedancia de entrada del acoplador con la antena en carga	36
Tabla 3.11: Características PVC.....	36
Tabla 3.12: Propiedades piel humana	37
Tabla 3.13: Intermodulación con señal multitono	47
Tabla 4.1: Comparación de los parámetros S simulados y medidos de los acopladores.....	53
Tabla 4.2: Prestaciones acoplador-Antena	55
Tabla 4.3: Variación de impedancia de entrada antena+acoplador	57
Tabla 4.4: Intermodulación experimental contra simulada	59
Tabla 4.5: Coeficientes del modelado mediante regresión cúbica	61
Tabla 4.6: Medidas experimentales del amplificador bajo efecto del usuario	61

Capítulo 1: Introducción

1. Introducción

1.1 Motivación

La eficiencia energética ha pasado a ser fundamental en los sistemas de comunicaciones móviles, debido a razones principalmente económicas, pues la mayor parte del coste de operación de las estaciones base es debido al amplificador de potencia (PA) del transmisor. En los dispositivos móviles la mejora de la eficiencia energética va encaminada esencialmente hacia el ahorro en el consumo de las baterías, aspecto fundamental en los *Smartphone*, y al igual que en las estaciones base donde la principal fuente de consumo es el PA. Además, los terminales van a sufrir el efecto del usuario, que va a afectar a la antena y en algunos casos modificar sustancialmente la impedancia de entrada de la misma, reduciendo así su eficiencia.

La variación de la impedancia de carga de la antena también influye en los PAs, pues éstos se diseñan habitualmente considerando una impedancia de referencia de 50 ohmios. Sin embargo debido a la influencia del usuario y el entorno sobre el terminal la impedancia de antena puede modificar su valor, con lo que la eficiencia del PA así como su linealidad pueden reducirse de forma drástica.

Para intentar mejorar estos problemas se utilizan redes de adaptación de impedancias, circuitos que buscan la transformación de impedancias óptima de modo que las pérdidas de potencia entre la fuente y la carga se reduzcan al máximo posible. Si añadimos la propiedad de reconfigurabilidad mediante mecanismos de control electrónicos y automáticos las propiedades de adaptación de la red pueden cambiar permitiéndole adaptarse a las condiciones del sistema.

1.2 Objetivos del proyecto

El objetivo principal de este proyecto es realizar un análisis de la variación dinámica de la impedancia de entrada de las antenas para el estándar de comunicaciones móviles LTE bajo la influencia del usuario, y como afecta esto a la eficiencia y linealidad de la etapa amplificadora a la que está conectada la antena.

Para poder realizar este análisis, en primer lugar se diseñará la antena para alguna de las bandas frecuenciales en las que trabaja el estándar LTE, y se modelará la impedancia de la misma bajo el efecto del usuario mediante simulaciones usando un simulador electromagnético. Una vez obtenidas dichas impedancias, se usará un simulador de circuitos de microondas para caracterizar la degradación que produce cargar la salida de un PA con la antena.

Posteriormente se fabricará dicha antena sobre un sustrato FR4 de grosor 1.56mm y un acoplador diseñado con anterioridad para poder realizar mediciones entre la antena y el amplificador, y se verificarán los cálculos teóricos con los experimentales.

1.3 Estructura de la memoria

La memoria de este proyecto se compone de cinco capítulos que se describen a continuación.

El primero de ellos, el que nos ocupa, muestra una visión general del estado actual y la problemática de las antenas para terminales móviles, ubicando el proyecto dentro del marco actual de la mejora de la eficiencia en estos terminales de usuario.

El segundo capítulo se centra en la revisión del estado del arte en cuanto a los amplificadores de potencia en comunicaciones móviles comerciales y el tipo de antenas que utilizan en los terminales de usuario, así como en la adaptación de impedancias de antenas bajo el efecto del usuario y las degradaciones provocadas sobre la etapa de potencia.

En el tercer capítulo, se exponen la geometría y prestaciones de dos antenas y tres acopladores diseñados en este proyecto para las bandas LTE, y se presenta un estudio estático mediante simulación del efecto del usuario sobre las antenas – Variación de la impedancia de entrada – y el amplificador – Pérdida de ganancia y eficiencia y aumento de la distorsión –.

En el capítulo cuatro, 'Resultados experimentales', se presentan los prototipos de las antenas y acopladores diseñados en el capítulo anterior y las prestaciones obtenidas, comparándolas con las de los diseños por simulación. Además se han realizado medidas sobre los prototipos bajo influencia del usuario, comparando las impedancias de entrada de la antena y pérdidas de prestaciones del amplificador con los obtenidos en los resultados teóricos.

Por último, en el capítulo cinco se recapitula sobre el trabajo realizado, se extraen conclusiones y se plantean posibles líneas de trabajo futuro sobre el presente proyecto.

Al final de la memoria se adjuntan una serie de anexos en los que se aclaran distintos conceptos que se utilizan en la memoria de este proyecto y se realiza una descripción detallada de los procedimientos de algunos diseños que se han llevado a cabo.

1.4 Desarrollo del proyecto

Las fases seguidas para el desarrollo del proyecto se describen a continuación, cronológicamente, en la tabla 1.1 y la fig.1.1:

Tabla 1.1: Cronología

Tarea	Fecha	Duración
Documentación sobre antenas, especialmente con tecnología <i>Grounded-Coplanar</i> de tipo IFA	Octubre 2014	30 horas
Aprendizaje del simulador HFSS	Noviembre 2014	30 horas
Diseño de la antena dual simple	Diciembre 2014 – Febrero 2015	60 horas
Diseño de la antena MIMO	Marzo 2015	15 horas
Diseño acopladores	Abril 2015	15 horas
Estudio del efecto del usuario sobre la antena	1-5 Mayo 2015	10 horas
Estudio de la degradación del amplificador	5 – 10 Mayo	20 horas
Escritura de la memoria	10 Mayo – 31 Agosto 2015	120 horas
Medidas experimentales	17-31 Junio 2015	20 horas
Finalizado	31 Agosto 2015	320 horas

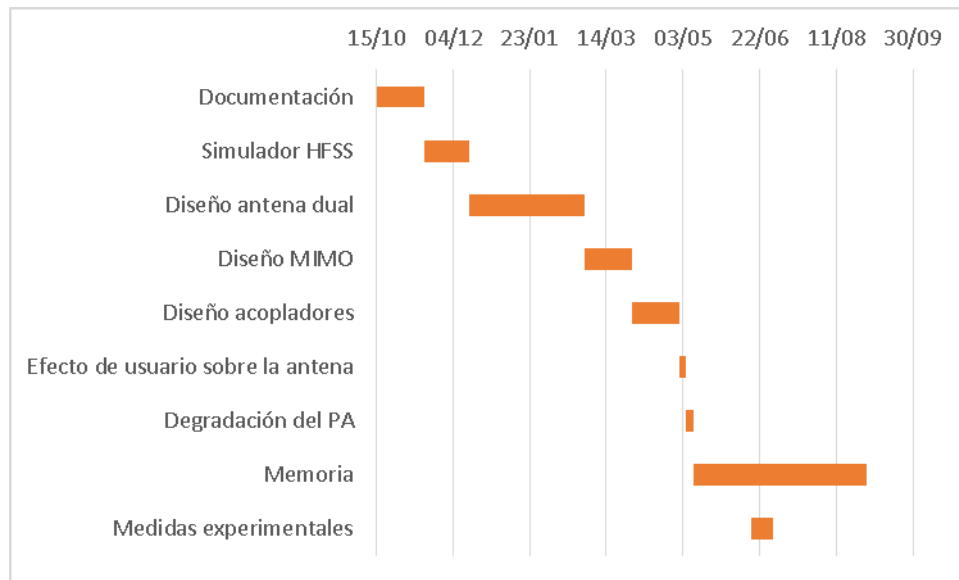


Figura 1.1: Diagrama de Gantt del desarrollo del proyecto

Capítulo 2:

Estado del arte

2. Estado del arte

En este capítulo se presentan las principales características de los amplificadores de potencia así como las actuales técnicas que se llevan a cabo para optimizar su rendimiento. También se muestra el estado actual de las antenas para teléfonos móviles y como el usuario tiene un efecto negativo sobre ellas.

2.1 Amplificadores de potencia

Los amplificadores de potencia son una de los elementos principales a tener en cuenta y perfeccionar en los sistemas de comunicaciones móviles. Sus principales características a mejorar como la potencia de salida, eficiencia y linealidad han sido las más estudiadas durante mucho tiempo.

2.1.1 Caracterización de los amplificadores de potencia

Los amplificadores que trabajan en pequeña señal, pueden caracterizarse mediante sus parámetros S . Se puede hacer uso de redes de adaptación (Como las de la fig.2.1) a la entrada o la salida para tener amplificadores de ganancia de potencia o disponible respectivamente, así como las dos adaptadas a la vez para conseguir máxima ganancia si los parámetros del transistor lo permiten.

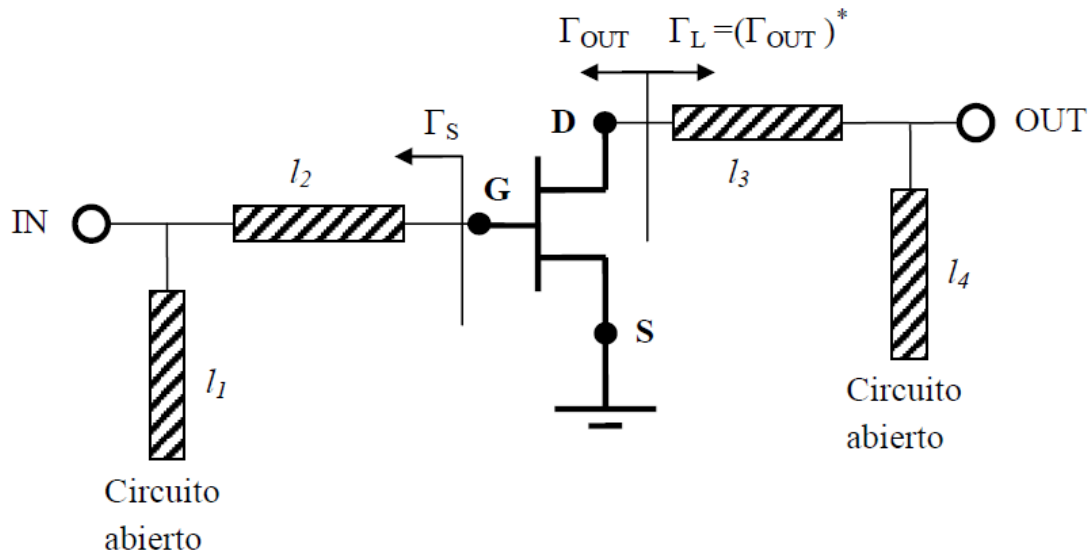


Figura 2.1: Redes de adaptación con líneas de transmisión

El problema surge cuando, al tener a la entrada una señal de potencia elevada, el amplificador trabaja en una zona no lineal, que nos impide medir sus parámetros de dispersión.

Existen varios métodos para la caracterización no lineal de los amplificadores de potencia. El más famoso, por su sencillez y eficacia, es el balance de armónicos sobre un *Load Pull* [1]. Consiste principalmente en la variación de carga presentada tanto a entrada como salida al dispositivo mientras se realiza un test de potencia con un tono. Dicha variación y medida puede estimarse tanto por simulación como mecánicamente, aunque ambas suelen suponer grandes costes, pues los simuladores y máquinas necesarias suelen tener un elevado precio.

Como alternativa al *Load Pull*, se presenta el método de Cripps [2]. Un método más simple que, aunque menos preciso, facilita un resultado semejante al comportamiento real de los PAs. Se basa en las características técnicas del transistor para crear un circuito simple, lineal y analizable que simule el comportamiento no lineal del amplificador, permitiendo obtener también la potencia y eficiencia para distintas cargas.

2.1.2 Amplificadores de potencia en comunicaciones móviles

A medida que la potencia de entrada aumenta, la señal provocada por la no linealidad crece más rápido que la potencia de la señal fundamental a la salida. Debido al rápido crecimiento del sector de las comunicaciones móviles y que cada día hay más usuarios demandando un uso del espacio radioeléctrico, las técnicas de linealización para disminuir los problemas causados por la intermodulación tienen un gran interés. Las más comunes en dominio analógico son el *feedforward* y los esquemas de predistorsión [3], métodos que también pueden implementarse en el dominio digital. Con el objetivo de disminuir los efectos negativos producidos por la señal reflejada a la entrada, la cual no se puede ignorar cuando trabajamos con altas potencias independientemente de la buena adaptación, también se pueden usar acopladores híbridos de 90° con 2 amplificadores conectado a sus salidas como el de la fig.2.2,

llamados amplificadores equilibrados, de tal manera que al reflejarse hacia el puerto de entrada lleguen en contrafase y se anulen [4].

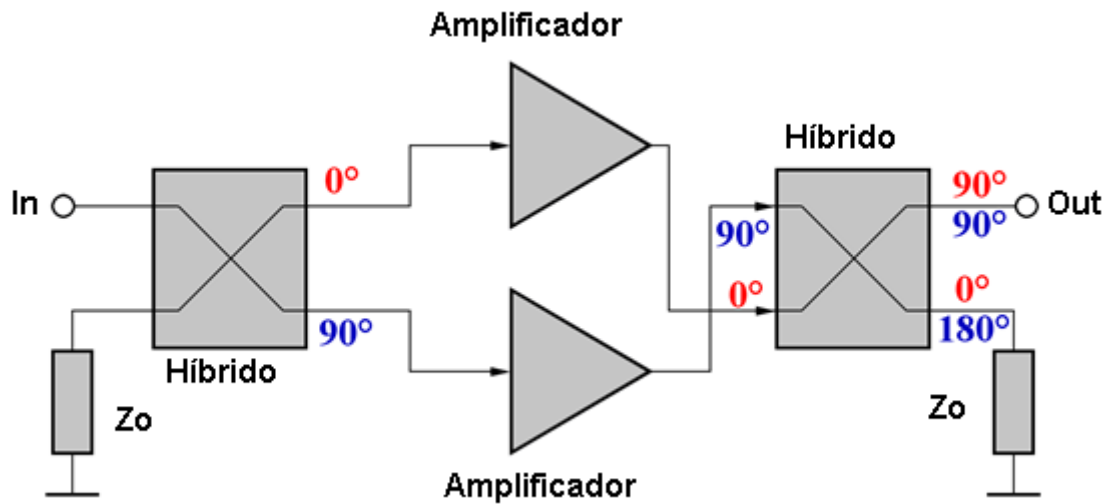


Figura 2.2: Amplificador equilibrado

También hay que tener en cuenta que el amplificador es uno de los elementos más significativos para la duración de la batería del terminal móvil, por lo que es de gran interés conseguir la mejor eficiencia posible. Normalmente los amplificadores se diseñan para tener el mayor punto de compresión a 1dB posible, en el cual el PA se acerca a su máxima eficiencia, y suele decaer rápidamente cuando disminuimos la potencia de entrada de dicho valor.

La potencia de emisión de un terminal no es fija, sino que varía de acuerdo con los esquemas de control de potencia, ya que es dependiente de varios factores como la lejanía con la estación base desde nuestro emplazamiento. Según la función de densidad de probabilidad de la potencia de emisión de un móvil [5], la probabilidad de emitir por encima de 16dBm es bastante baja. De esta manera, se puede optar por un controlador de voltaje o intensidad en la red de polarización dependiente de la potencia en la entrada de RF [6]. Obteniendo un esquema de mejora de eficiencia denominado *envelope tracking* o seguimiento de envolvente. El controlador de corriente tiene desventajas, ya que la corriente no puede reducirse por debajo de ciertos niveles si queremos mantener una ganancia y aumentaría rápidamente a niveles bajos de potencia de entrada, y los controladores de tensión son generalmente más caros y grandes. Otra opción es usar dos amplificadores, conectados a la misma entrada y salida, uno con un P_{1dB} más grande que el otro y eligiendo con cual trabajar dependiendo de la potencia a la entrada [7].

Otro método muy extendido para la mejora de la eficiencia en casos de bajo nivel de potencia a la entrada, son las topologías de amplificadores Doherty [8]. Dos amplificadores se conectan a la misma entrada de RF, mediante un divisor de potencia o un acoplador híbrido, y también a la misma salida mediante un combinador. La topología puede ser simétrica o asimétrica dependiendo de si se usan dos amplificadores iguales o distintos. Lo más eficiente suele ser la asimétrica, como el de la fig.2.3 en la que usa con adaptador $\lambda/4$ como combinador, en la que se usa un amplificador polarizado en clase A/AB para que trabaje con baja distorsión

cuando tenemos pequeña señal a la entrada y otro de clase C que trabajará con gran eficiencia cuando se requiera más potencia. Se podría resumir en tener un amplificador siempre trabajando con pequeña señal y uno auxiliar en caso de saturar el primero. Los principales problemas de este método es la compleja elección de la polarización de cada transistor para conseguir el mejor compromiso posible dependiendo de la aplicación y el evitar desfases entre ambas señales en el combinador. Topologías más complejas con un mayor número de amplificadores también han sido estudiadas [9].

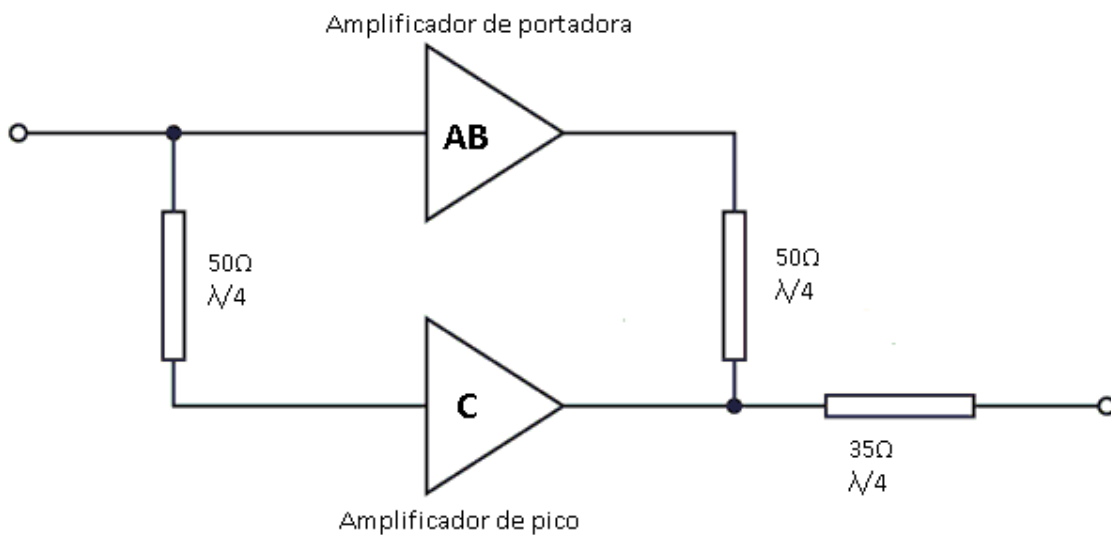


Figura 2.3: Doherty con adaptador $\lambda/4$

Además de modificar la arquitectura de la etapa de potencia, los esquemas de mejora de eficiencia también presentan modificaciones temporales de la red de polarización del transistor e incluso de la red de adaptación del mismo [10]. Además, hay que tener en cuenta el efecto de modulación dinámica de carga, basado en que una misma impedancia produce diferentes coeficientes de reflexión para distintas amplitudes de señal, por lo que se puede diseñar una carga con variación temporal que provoque una mejora en la eficiencia del amplificador [11]. En lo referente al efecto de las antenas sobre la etapa amplificadora, debido a que la interacción con el usuario modificará la carga, se puede considerar que provocará un efecto de modulación dinámica que repercutirá en la ganancia y eficiencia del amplificador. Sin embargo, estos efectos no se han estudiado con detenimiento, ya que cuando se estudia la modulación dinámica de la carga se suele hacer uso del tradicional *Load Pull* controlando la impedancia mecánicamente [12].

2.2 Antenas LTE para terminales móviles

Las antenas que se muestran en la literatura para el estándar LTE en terminales móviles presentan características comunes; se trata de antenas de tamaño compacto, bajo perfil, coste reducido, comportamiento multibanda resonando a más de una frecuencia y que hacen uso de la tecnología MIMO. En su mayoría se implementan sobre tecnología *microstrip* o *coplanar* y se

suele utilizar la antena básica denominada *Printed Inverted-F Antenna* o *Printed-IFA*, aunque también se puede utilizar la *Planar Inverted-F Antenna* que no es plana [13].

2.2.1 Antenas IFA

Se trata de una antena impresa sobre un sustrato dieléctrico cuya longitud eléctrica es aproximadamente $\lambda_g/4$, siendo λ_g la longitud de onda en la guía de transmisión, en lugar de $\lambda_g/2$ como suele ser el común parche microstrip [14], lo cual es una reducción importante, pues en los terminales móviles se dispone de un tamaño limitado. En la fig.2.4 queda representada la estructura de la antena.

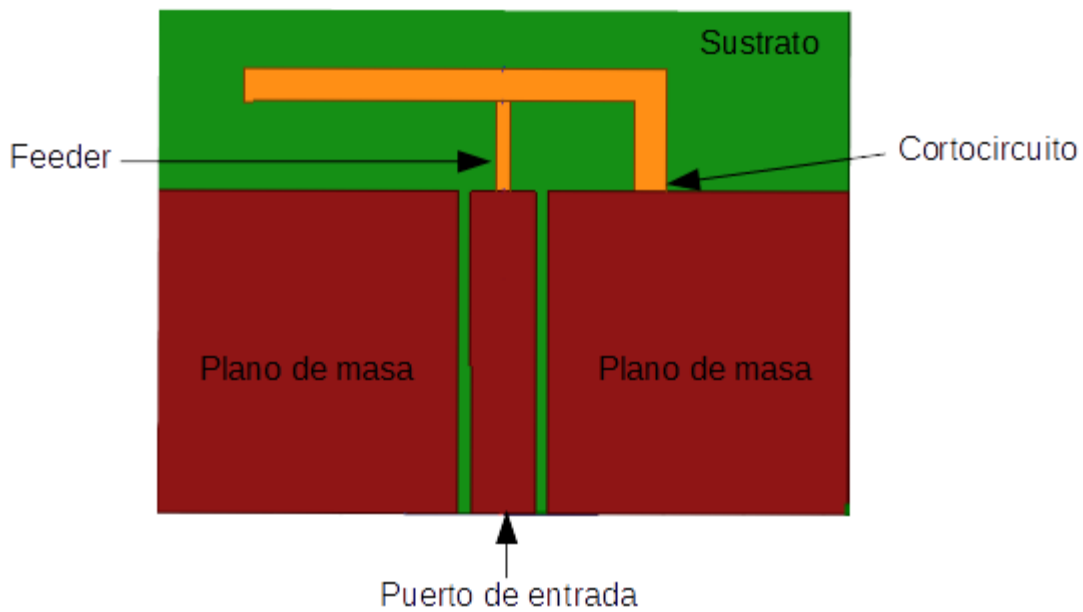


Figura 2.4: Estructura IFA

Aunque se utiliza la IFA como base para muchas antenas, los estudios más novedosos incluyen líneas de transmisión serpenteantes como en la fig.2.6 [15], así como *slots* a lo largo de la línea de alimentación [16]. De esta manera tenemos una frecuencia de resonancia adicional por cada ranura, aunque la complejidad del diseño aumenta al tener que sintonizar a la vez más variables de diseño, como es el caso de la antena de la fig.2.5.

También se puede modificar y aproximar la propia cara superior que actúa como plano de tierra en la tecnología coplanar a la antena [17].



Figura 2.5: Antena con slots

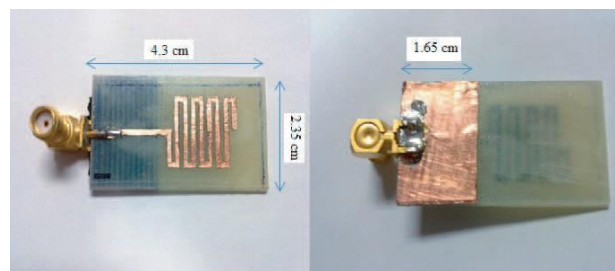


Figura 2.6: Líneas serpenteantes

De cara a abordar el problema del espacio limitado en un móvil, especialmente a bajas frecuencias pues el tamaño de la antena es proporcional a la longitud de onda luego inversamente proporcional a la frecuencia, se suelen usar elementos capacitivos en los extremos o añadir elementos parásitos tanto flotantes – Sin estar referenciados al plano de masa de la antena – como no flotantes [18].

La propuesta de este proyecto para la evaluación de los efectos de usuario será la fabricación de antenas con estructura IFA, añadiendo modificaciones para conseguir un comportamiento banda.

2.2.2 Diseño de antenas planas

Hoy en día, el método de diseño más común para una antena impresa consiste en dos fases:

- Cálculo mediante un simulador electromagnético: puesto que la mayoría de las geometrías propuestas son complejas, un método analítico suele ser inviable. Se recurre al uso de métodos numéricos que resuelven las ecuaciones de Maxwell aproximadamente, obteniendo los campos electromagnéticos a partir de los cuales se estiman las prestaciones de la antena.
- Construcción y verificación experimental: una vez satisfechas las especificaciones del diseño por simulación se procede a construir el prototipo y a medirlo usando los equipos adecuados (analizadores de redes, cámaras anecóicas... etc).

Los parámetros más utilizados habitualmente para evaluar las prestaciones de las antenas son los parámetros de dispersión, *Scattering*, o parámetros S. Así, si la antena es de un sólo puerto solo se utilizará el parámetro S_{11} para medir las prestaciones del dispositivo, pues es el coeficiente de reflexión en el puerto de entrada; y si la antena es de dos puertos, como las antenas MIMO, se utiliza el parámetros S_{11} para medir las pérdidas de retorno en el puerto 1, el S_{22} para las pérdidas de retorno en el puerto 2 y si se quiere medir el acoplo entre ambos puertos habría que usar los parámetros S_{21} y S_{12} .

En un radio transmisor o receptor, para entregar la potencia a la antena o recibirla de la misma, la impedancia de éste y de la línea de transmisión deben estar bien adaptadas a la impedancia de la antena. El coeficiente de onda estacionaria VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio* en inglés) mide cómo de bien adaptada está la impedancia de la antena al transmisor/receptor al que está conectado. El parámetro VSWR es una función solo dependiente del módulo del coeficiente de reflexión Γ , que mide la cantidad de señal reflejada por la antena, como se puede ver en la ecuación 2.1.

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.1)$$

$$Pérdidas de retorno = -20\log(|\Gamma|) \quad (2.2)$$

En el caso de una antena de un sólo puerto o una antena de dos puertos cargada en salida con 50 ohmios el coeficiente de reflexión de la antena viene dado por el parámetro S_{11} .

No hay una regla fija acerca del VSWR para el diseño de terminales móviles. Idealmente la impedancia de la antena debería estar adaptada a 50 ohmios, sin embargo dado el pequeño tamaño de la antena y el gran ancho de banda requerido, la impedancia difícilmente va a estar perfectamente adaptada en toda la banda.

No hay una regla tampoco para determinar los valores de las pérdidas de retorno, pero típicamente se pide que en toda la banda el parámetro S_{11} sea menor que -6dB y en la frecuencia de resonancia esté por debajo de -10dB. En cualquier caso, dependiendo del estándar de sistemas de comunicaciones móviles, se incluyen en las especificaciones las características mínimas que debe tener la antena.

2.3 Efecto del usuario

Existe una fuerte interacción en términos de eficiencia entre la antena y la posición del usuario. El efecto del usuario en antenas móviles puede disminuir la eficiencia global del terminal así como reducir la vida de la batería o la cobertura, pues dependiendo de su posición, el cuerpo puede desplazar la frecuencia de diseño de la antena, desadaptándola en la banda para la que está diseñada y causando una pérdida de eficiencia en el amplificador. Por ello, será importante evaluar en la medida de lo posible este impacto en las prestaciones.

Las principales situaciones de influencia del usuario sobre el dispositivo móvil, que serán objeto de estudio del proyecto, son el modo datos, en el cual agarras con una o dos manos el teléfono para interactuar con la pantalla haciendo uso de los dedos, y el modo llamada, donde normalmente se sostiene el teléfono cerca de la oreja para facilitar el acceso al micrófono y el altavoz. Además, en una misma situación, la alteración de la impedancia de antena varía constantemente, presentando una carga dinámica al amplificador. En el estado del arte se encuentran varias investigaciones que estudian la variación de los parámetros de la antena cuando el usuario se encuentra sujetando el móvil o realizando una llamada [19] [20], así como redes de adaptación reconfigurables que usan la tecnología MEMS [21], que ofrece la posibilidad de utilizar partes móviles mecánicamente a escalas micrométricas; en cuanto al efecto directo de esta variación sobre el PA no se encuentra apenas información pues no hay investigaciones muy detalladas al respecto, por ello, en este trabajo se intentará aportar un estudio completo sobre el efecto del usuario en dicho caso.

Capítulo 3: Diseño de los dispositivos e influencia del usuario

3. Diseño de los dispositivos e influencia del usuario.

En este capítulo se estudiará mediante simulación por ordenador la degradación en un amplificador de potencia al desadaptarse la antena por la proximidad del cuerpo humano u otros elementos que la rodeen. Para dicha simulación, se necesita una antena resonante en las bandas que se centra el trabajo y obtener su impedancia de entrada, la cual posteriormente será la impedancia de carga del amplificador, y un modelo circuital de dicho PA con sus redes de adaptación utilizando un modelo de transistor proporcionado por el fabricante. El diagrama de bloques a simular sería el de la fig.3.1.

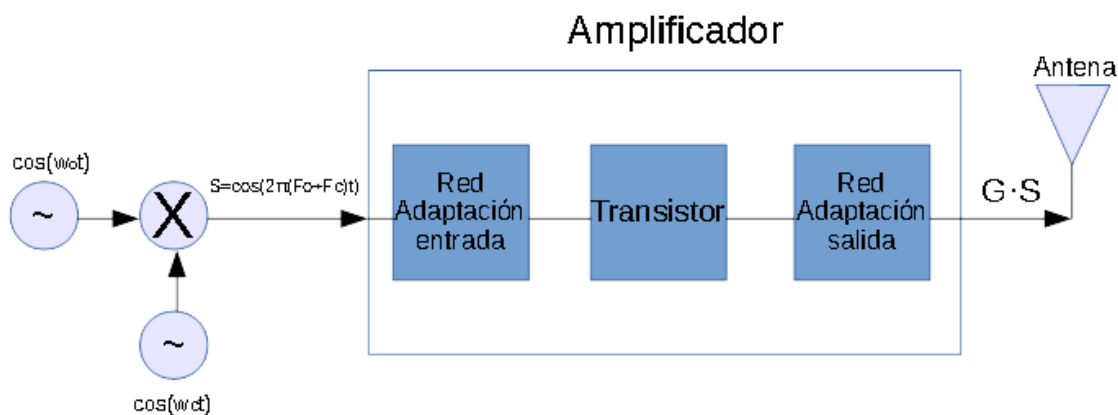


Figura 3.1: Esquema de etapa inicial

No obstante, en el anterior montaje experimental, no se podría medir directamente la señal recibida por la antena, por lo que se necesita colocar un acoplador entre la red de adaptación de la salida y la antena, de tal manera que en un puerto se reciba una estimación de la señal amplificada alterando lo menos posible el efecto de la antena sobre el PA y la señal recibida por la misma. El esquema modificado para dicha estimación quedaría entonces como el de la fig.3.2

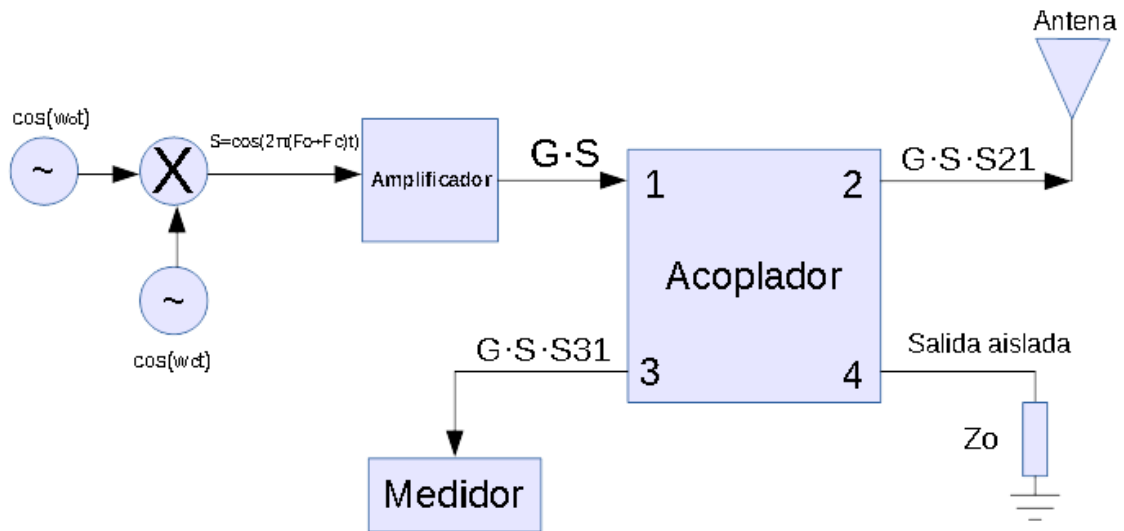


Figura 3.2: Esquema modificado

De esta manera, se presentará la geometría de las antenas diseñadas para este trabajo, así como la de los acopladores necesarios para realizar las mediciones del efecto del usuario sobre el amplificador y un análisis del mismo. Se estudiarán las prestaciones finales de la etapa de potencia teniendo en cuenta el efecto de la cabeza y la mano de una persona, haciendo uso de los simuladores HFSS [22] y Microwave Office [23] para ello.

3.1 Diseño de las antenas

En el proyecto se ha llevado a cabo el diseño de 2 antenas de bajo perfil IFA realizadas sobre tecnología *grounded-coplanar* (Anexo A) para dos bandas LTE (Anexo B).

Se ha elegido un sustrato FR4 sobre el que realizar la impresión de las antenas, caracterizado principalmente por un grosor de 1.56mm, constante dieléctrica 4.55 y una tangente de pérdidas de 0.02. A su vez, el tamaño límite de las mismas elegido tras una comparativa entre los móviles actuales, todos de un gran tamaño, ha sido establecido en 142x70mm.

La simulación y cálculo de las estructuras radiantes se ha llevado a cabo con High Frequency Structural Simulator (Anexo C), permitiéndonos obtener el comportamiento frecuencial de las mismas, además de otros parámetros de interés como pueden ser la directividad y su eficiencia de radiación.

A continuación se presenta el diseño y resultados obtenidos en las simulaciones de las dos antenas, la metodología se explica detalladamente en los anexos (Anexos D y E).

3.1.1 Antena Dual

Esta primera antena está diseñada para funcionar en las bandas 20 (791-862MHz) y 1(1920-2170MHz) de LTE [24], que se utilizan tanto en España como en toda Europa.

En la fig.3.2 se muestra la estructura de la antena IFA, a la cual se le han añadido más partes para conseguir una buena dualidad en frecuencia, así como diseñado la entrada con tecnología *Grounded-Coplanar* para que su impedancia característica sea 50Ω .

Para asegurar que se propague el modo par por la línea de transmisión que alimenta la antena, se unen los planos de masa frontales y posteriores mediante unas *short vías* a través del sustrato. En fig.3.3 y fig.3.4 se representa una vista de la antena en 3 dimensiones, con los ejes del sistema de coordenadas que usaremos a partir de ahora, y la entrada del puerto de la antena.

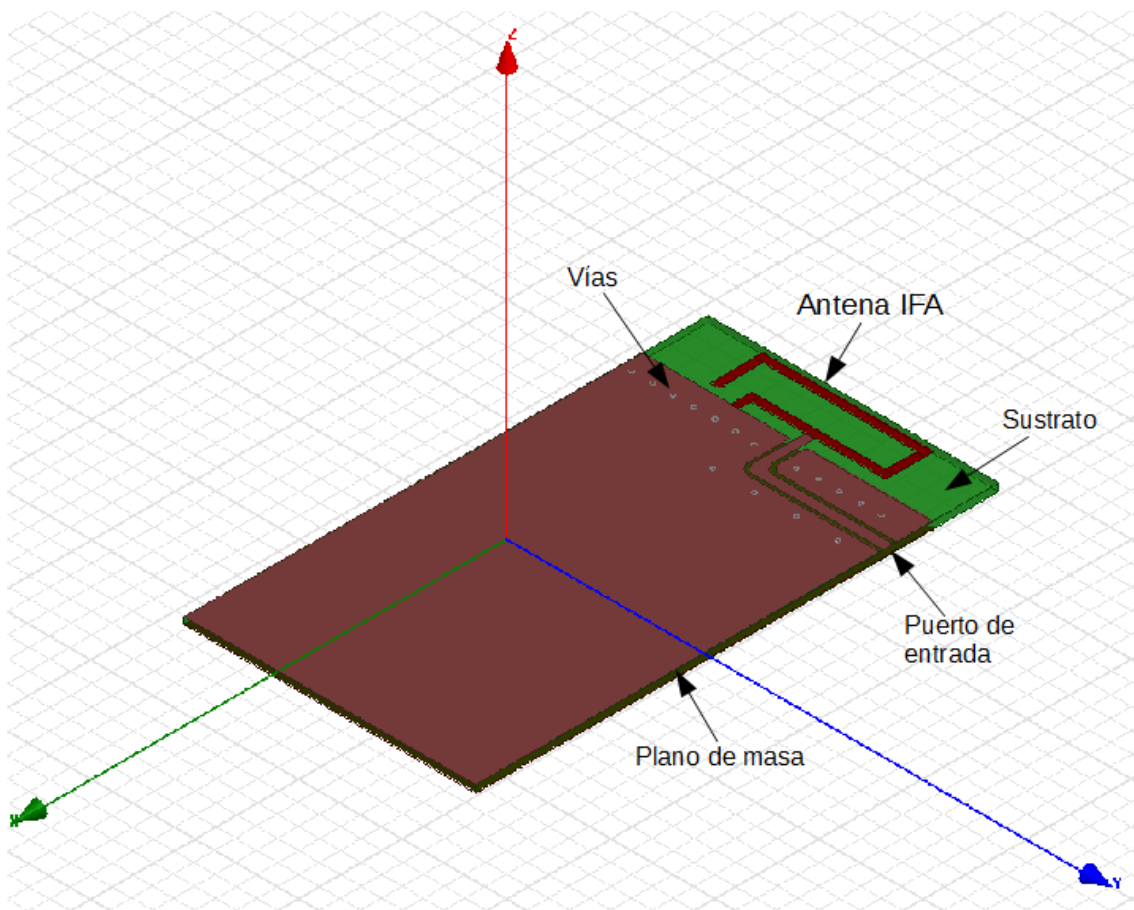


Figura 3.3: Estructura antena dual

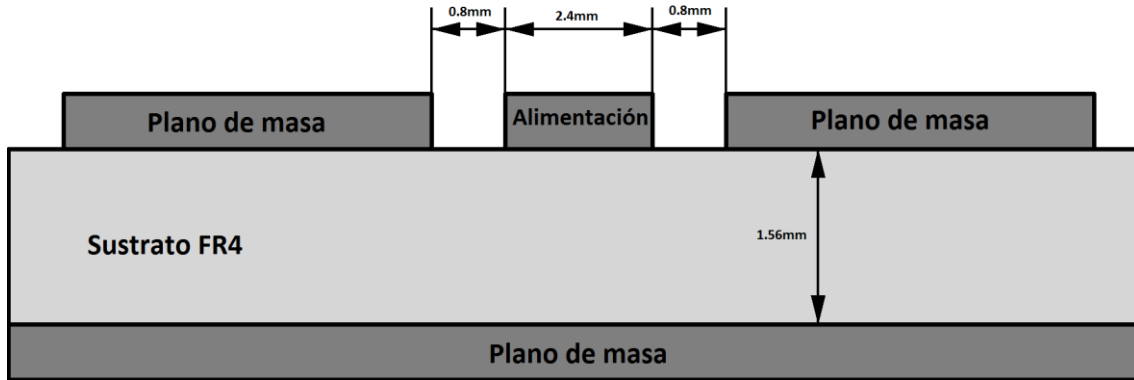


Figura 3.4: Puerto de entrada CPW

La fig.3.6 contiene las longitudes detalladas de cada parte de la antena. Para llegar a estas dimensiones óptimas, a partir de la aproximación de una antena que funciona en ambas bandas cumpliendo los requisitos, se usa el método Taguchi como proceso de optimización [25]. Este método se basa en, una vez definidas las variables a optimizar, agrupar sus posibles valores en una matriz de arrays ortogonales y ponderar los resultados obtenidos de cada simulación. Los Arrays ortogonales se caracterizan porque cada combinación aparece el mismo número de veces en todas las filas. Particularizando al diseño planteado, antes del proceso de optimización, tenemos un buen parámetro de reflexión en la frecuencia central de la banda 20 de -37dB, pero el parámetro S_{11} para la banda 1 no baja en ningún momento de -13dB, por lo que este último parámetro será el objetivo a optimizar.

El número de simulaciones necesarias viene marcado por la expresión 3.1

$$N \geq \sum_{i=0}^u \binom{k}{i} (s - 1)^i \quad (3.1)$$

Donde k es el número de variables, s es el número de posibles valores para cada variable y u satisface la ecuación $t=2u$ siendo t la dimensión de la matriz ortogonal a usar.

Las variables a parametrizar son cuatro como se puede ver en la fig.3.5 t tabla 3.1, cada una con 3 posibles valores que varían 0.5mm entre cada uno, y se usa una matriz con dos dimensiones para almacenar los *arrays* ortogonales.

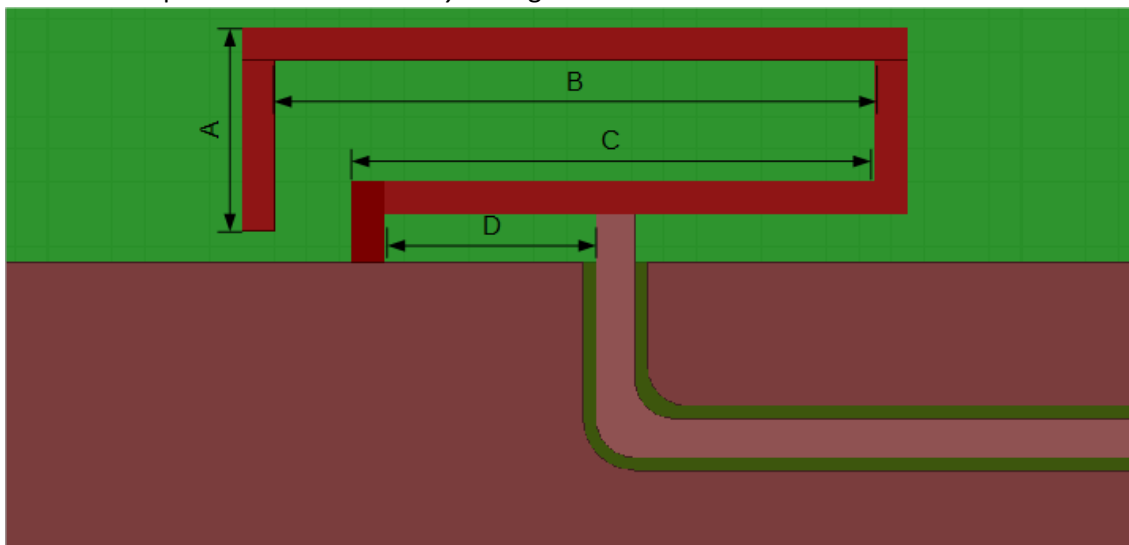


Figura 3.5: Variables Taguchi

De esta manera en lugar de $3^4 = 81$ simulaciones para parametrizar este problema, se realizan solo 9 simulaciones, como se comprueba de la ecuación 3.1, representando los resultados de cada una en la tabla 3.2.

$$N \geq \sum_{i=0}^1 \binom{4}{i} (3-1)^i \geq 9$$

Tabla 3.1: Valores de cada variable Taguchi

Valor(mm)/Variable	A	B	C	D
1	12	40.5	32.25	12.05
2	12.5	41	32.75	12.55
3	13	41.5	33.25	13.05

Tabla 3.2: Matriz Taguchi

Experimento/Elemento	Arrays ortogonales				Banda 1		Banda 20	
	A	B	C	D	S11(dB)	Bw(-6dB)	S11(dB)	Bw(-6dB)
1	1	1	1	1	-15.75	SI	-32	NO
2	1	2	2	2	-15.2	SI	-33.25	NO
3	1	3	3	3	-14.4	SI	-48.75	SI
4	2	1	2	3	-15.75	SI	-34	SI
5	2	2	3	1	-14.7	SI	-37	SI
6	2	3	1	2	-15.75	SI	-37.25	SI
7	3	1	3	2	-14.8	SI	-33	SI
8	3	2	1	3	-16	SI	-37.8	SI
9	3	3	2	1	-14.7	SI	-31	SI

La función de coste fundamental consiste en minimizar las pérdidas de retorno de la frecuencia central de la banda 1, sin perder el ancho de banda necesario tanto en la banda 20 como en la de optimización. Para la elección de un valor óptimo, se ponderan las pérdidas de

retorno obtenidas en cada simulación en la que se haya hecho uso de ese valor, siempre y cuando en dicha simulación se mantenga el ancho de banda, sino ese experimento no se tiene en cuenta en las ponderaciones. Los valores óptimos escogidos son los de la tabla 3.3.

Tabla 3.3: Resultados Taguchi

Nivel/Elemento	S11(dB) Banda 1			
	A	B	C	D
1	-14.40	-15.28	-15.88	-14.70
2	-15.40	-15.35	-15.23	-15.28
3	-15.08	-14.95	-14.63	-15.38

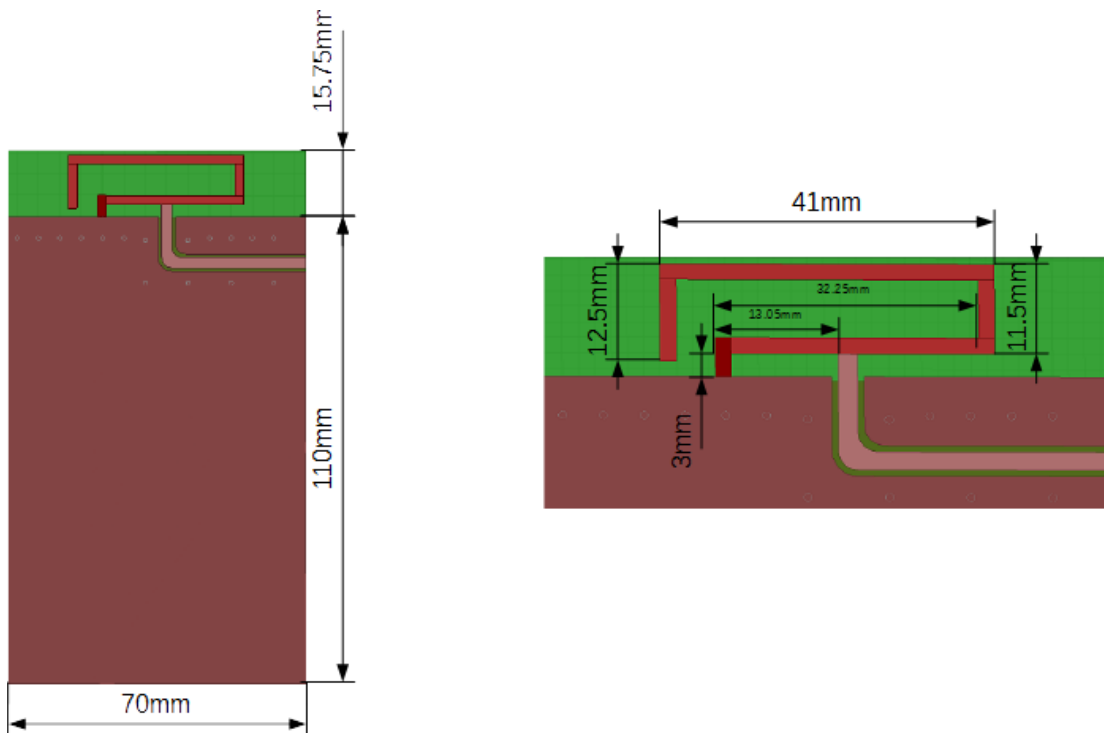


Figura 3.6: Dimensiones antena dual

En fig.3.7 y la tabla 3.4, se ve que en las bandas 1 y 20 las pérdidas de retorno son mayores de 6dB en toda la banda de interés, teniendo un pico de resonancia en la frecuencia central cuyo parámetro S_{11} vale -41.7dB y -15.5dB. Atendiendo a que estos valores están ampliamente por debajo de la especificación exigida, se concluye que el diseño es válido.

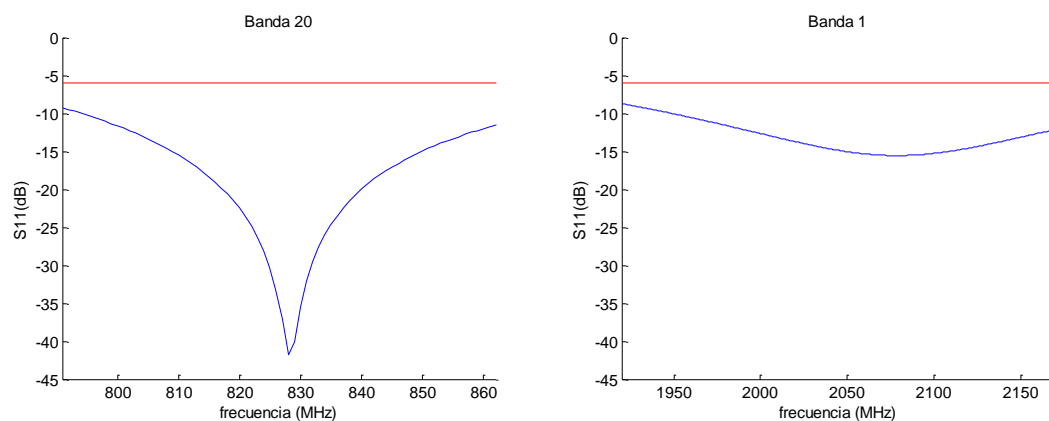


Figura 3.7: Bandas 1 y 20 antena dual

Tabla 3.4: Prestaciones banda 1 y 20 antena dual

Banda frecuencial	791-862 MHz	1920-2170 MHz
VSWR	<2.05 (S_{11} <-9.25dB)	<2.16 (S_{11} <-8.69dB)
Frecuencia de resonancia	828MHz	2060MHz
VSWR en frecuencia resonancia	1.01 (S_{11} =-41.7dB)	1.4 (S_{11} =-15.5dB)
Directividad	2.64 dBi	3.38dB
Ganancia	2.31 dBi	3.12dB
Eficiencia	0.924	0.941

Los diagramas de radiación de dicha antena se representan en la fig3.8, los cuales se corresponden a los diagramas típicos de las antenas de bajo perfil. Como es de esperar, la polarización de la antena será fundamentalmente lineal según Θ , debido a que no puede existir ningún desfase de campos por la presencia de una sola línea de alimentación en la estructura.

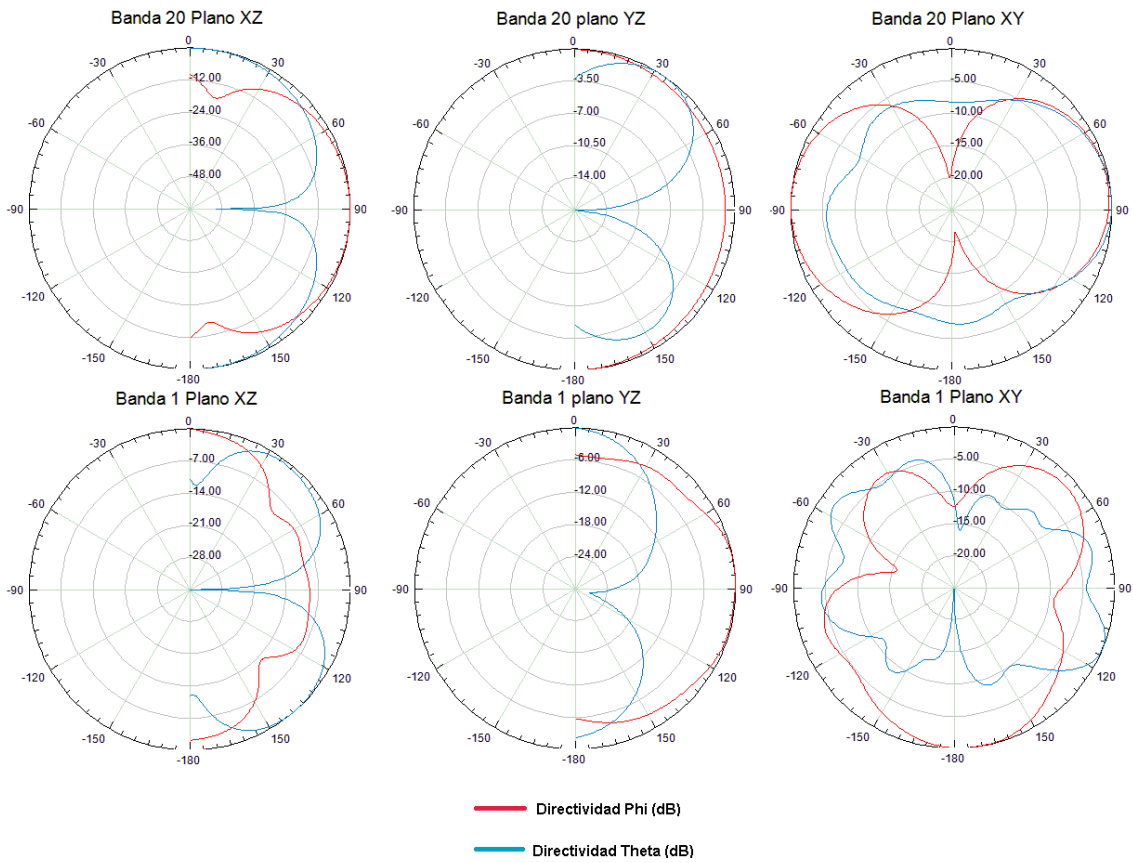


Figura 3.8: Diagrama de radiación antena dual

La impedancia de la antena dual sobre el diagrama de Smith quedaría como se observa en la fig.3.9:

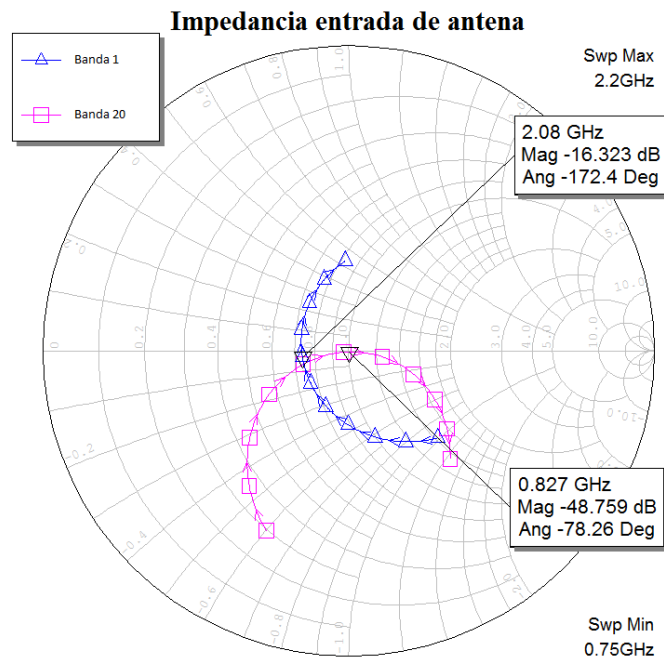


Figura 3.9: Adaptación antena dual sobre diagrama de Smith

3.1.2 Antena MIMO

El estándar LTE incorpora la tecnología *Multiple Input Multiple Output* (MIMO), que se basa en tener 2 antenas incorreladas entre sí con el objetivo de aprovechar dicha incorrelación entre las señales recibidas para permitir un envío de datos de alta velocidad [26].

En el diseño de dicha estructura se ha replicado la IFA original introduciendo un elemento capacitivo con el fin de minimizar la correlación entre las mismas y mantener la adaptación de antena, cómo se explica detalladamente en el correspondiente anexo E, obteniendo las siguientes dimensiones de la fig.3.10.

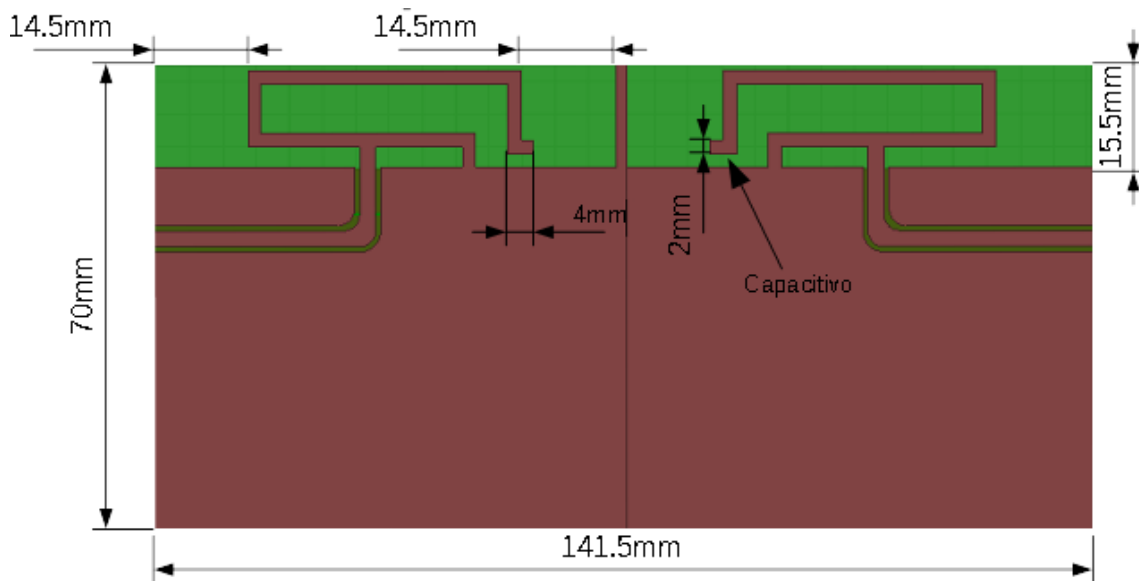


Figura 3.10: Dimensiones antena MIMO

En la fig.3.11 y tabla 3.5 se observa cómo las pérdidas de retorno se mantienen con margen por debajo de 6dB tanto en la banda 20 como en la banda 1, al igual que el acoplo marcado por el parámetro S_{21} .

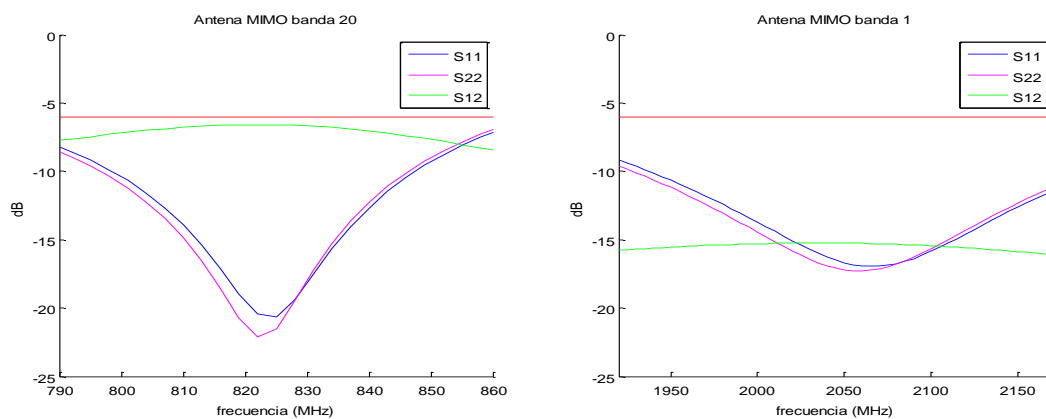


Figura 3.11: Banda 20 y 1 antena MIMO

Tabla 3.5: Prestaciones banda 1 y 20 antenna MIMO

Banda frecuencial	791-862MHz	1920-2170MHz
VSWR	<2.18(S_{11} <-8.6dB)	<2.06(S_{11} <-9.2dB)
Frecuencia de resonancia	822 MHz	2060 MHz
VSWR en frecuencia resonancia	1,21(S_{11} =-20.4dB) 1,17(S_{22} =-22.1dB)	1,33(S_{11} =-16.9dB) 1,32(S_{22} =-17.3dB)
Acoplo en Fr	0.46(S_{21} =-6.6 dB)	0.17(S_{21} =-15.3 dB)
Directividad	3.04 dBi	3.9 dBi
Ganancia	2.64 dBi	3.44 dBi
Eficiencia	0.912	0.899

Al igual que antes, es de interés mostrar en la fig.3.12 los diagramas de radiación correspondientes a cada banda LTE, los cuales siguen asemejándose a los de la antenna dual.

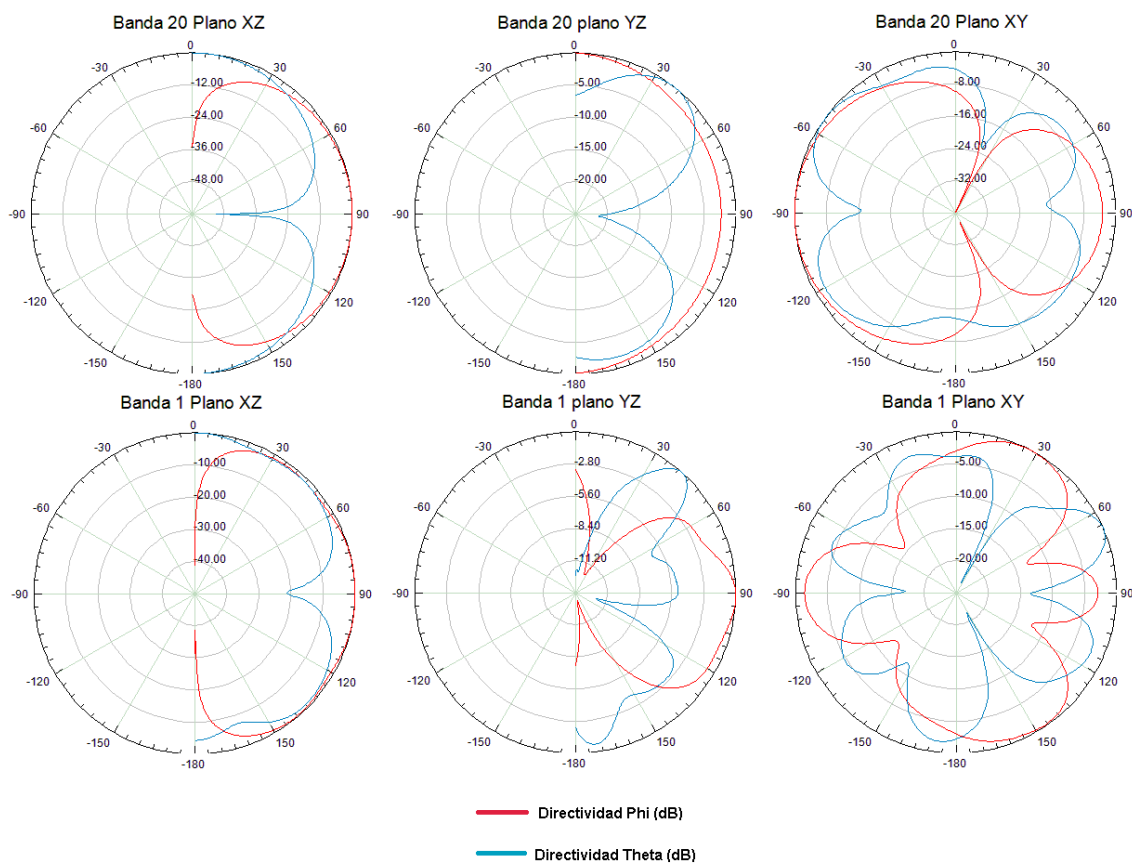


Figura 3.12: Diagramas de radiación antenna MIMO

3.2 Acopladores

Debido a que no es posible tomar una medida directa de la señal que sale del amplificador hacia la antenna, se debe introducir un elemento entre ambos que nos permita tomar dicha medida. Se opta por el diseño de un acoplador direccional, mediante el uso de líneas

paralelo-acopladas. De esta manera se obtiene una red de 4 puertos: La primera será la entrada, la segunda la salida directa, la tercera la salida acoplada donde veremos la entrada atenuada por la constante de acoplo y por último una cuarta puerta aislada.

Se diseña un solo acoplador dual que nos sirva para las bandas 1 y 20, pero por sencillez y precaución, se diseñan también 2 acopladores de banda estrecha. Los 3 acopladores son diseñados con tecnología *microstrip* sobre el mismo sustrato de las antenas, el FR4.

3.2.1 Acopladores de banda estrecha

El diseño del acoplador de banda estrecha se reduce a un simple estudio de una red con cuatro simetrías. Dicha simetría nos permite calcular las dimensiones del acoplador a través del estudio de sus modos par e impar y las correspondientes impedancias características para cada modo [27]. Concretando para el caso de una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$, los valores de las impedancias características atienden a las siguientes expresiones.

$$Z_{oe} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + 10^{C/20}}{1 - 10^{C/20}}} \tag{3.2}$$

$$Z_{oo} = Z_0 \sqrt{\frac{1 - 10^{C/20}}{1 + 10^{C/20}}} \tag{3.3}$$

Se ha elegido un coeficiente de acoplo para todos los acopladores de $C=-10\text{dB}$, dando una impedancia característica del modo par $Z_{oe}=69.37\Omega$ y del modo impar $Z_{oo}=36\Omega$. A partir de estas impedancias características, las longitudes y anchos de pista pueden obtenerse numéricamente usando expresiones de diseño ya conocidas [28], las cuales dan los valores recogidos en la fig.3.13. Las dimensiones finales corresponden a la fig.3.14 y tabla 3.6.

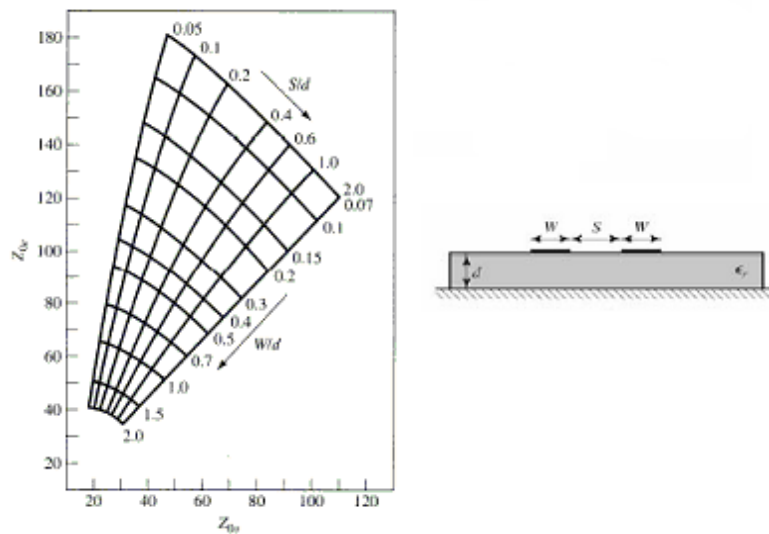


Figura 3.13: Curvas de líneas paralelo-acopladas

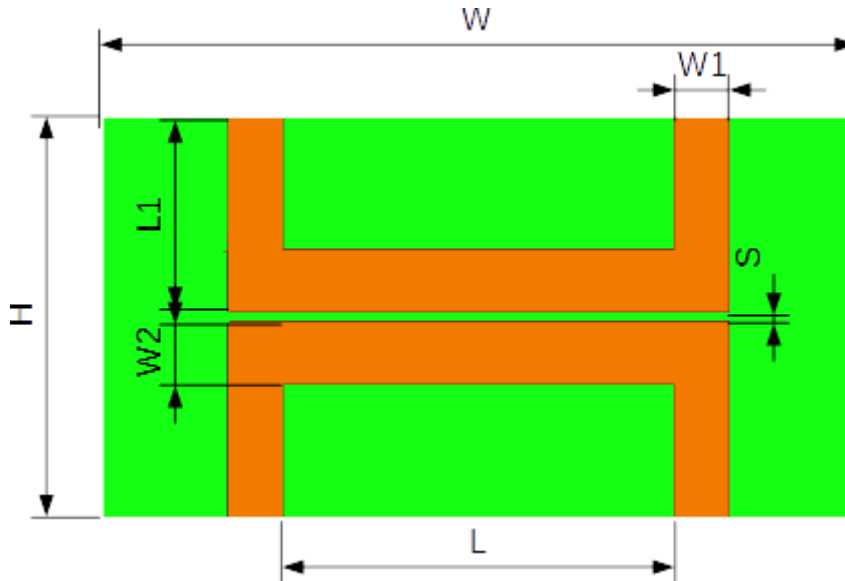


Figura 3.14: Variables acoplador banda estrecha

Tabla 3.6: Dimensiones acopladores banda estrecha

Variable	Valor banda 20 (mm)	Valor banda 1 (mm)
H	26	16
L	45.1	15.6
L1	13.2	7.8
W	59.5	30
W1	2.2	2.2
W2	2.5	2.5
S	0.4	3.2

En la fig.3.15 y tabla 3.7, se comprueba que ambos acopladores cumplen los requisitos: Pérdidas casi nulas en la salida directa, una salida con un acoplo de -10dB, una aislada y la de entrada bien adaptada.

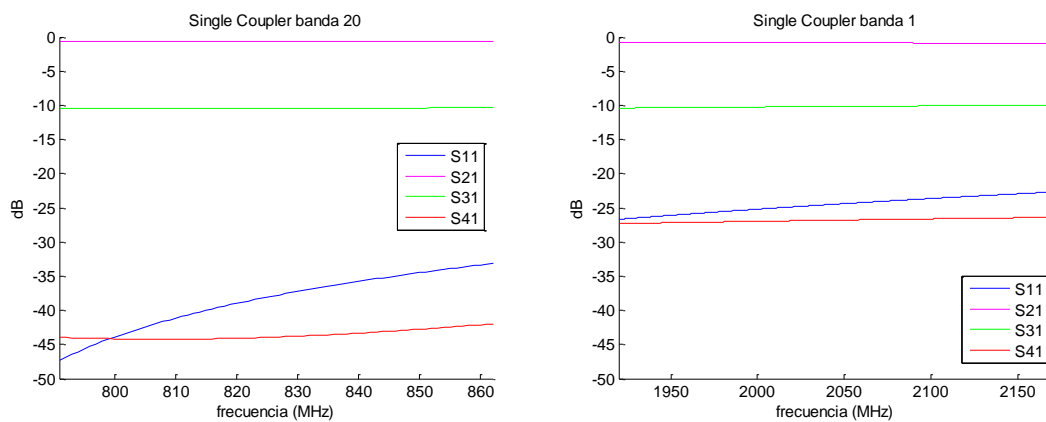


Figura 3.15: Parámetros S de los acopladores de banda estrecha

Para caracterizar una red de cuatro puertas, se necesita una matriz de parámetros S de dimensión 4×4 . Sin embargo, gracias a la simetría de esta estructura, la caracterización se reduce solo a la de una de las puertas, por lo que solo será necesario conocer la primera fila o columna.

$$S_{simétrica} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{11} & S_{14} & S_{13} \\ S_{13} & S_{14} & S_{11} & S_{12} \\ S_{41} & S_{13} & S_{12} & S_{11} \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

Tabla 3.7: Especificaciones acopladores de banda estrecha

Banda	$S = (S_{11} \ S_{12} \ S_{13} \ S_{14})$	Directividad
20	$S_{825MHz} = (0.012e^{j149^\circ} \ 0.93e^{j55^\circ} \ 0.3e^{j145^\circ} \ 0.006e^{-j26^\circ})$	12.88dB
1	$S_{2060MHz} = (0.061e^{j124^\circ} \ 0.91e^{j46^\circ} \ 0.31e^{j134^\circ} \ 0.045e^{j112^\circ})$	10.35dB

Donde la directividad del acoplador se define según la expresión:

$$D_{acoplador} (dB) = S_{13} - S_{14} \quad (3.5)$$

3.2.2 Acoplador Dual

Siguiendo la misma línea de los acopladores de banda estrecha, se añade un segundo par de líneas paralelo-acopladas con sus correspondientes impedancias características para que resuene en una segunda banda. El diseño se basa en la propuesta presentada en [29], donde a partir de un análisis de las matrices ABCD del modo par e impar, se obtienen las expresiones necesarias para conseguir el valor de las nuevas impedancias características para un determinado acoplamiento en dos bandas, y por lo tanto unas nuevas longitudes eléctricas y anchos de pista.

$$\Theta = \frac{\pi}{1 + \frac{f_2}{f_1}} \quad (3.6)$$

$$Zoe_1 = \frac{Z_0 \sqrt{\frac{1 + 10^{C/20}}{1 - 10^{C/20}}}}{\sin(\Theta)} \quad (3.7)$$

$$Zoo_1 = \frac{Z_0 \sqrt{\frac{1 - 10^{C/20}}{1 + 10^{C/20}}}}{\sin(\Theta)} \quad (3.8)$$

$$\frac{Zoe_1}{Zoe_2} = \frac{Zoo_1}{Zoo_2} = \tan^2 \Theta \quad (3.9)$$

Donde Θ es la longitud eléctrica de las líneas, f_1 y f_2 las frecuencias centrales de cada banda, Zoe_1 y Zoo_1 las impedancias características de las líneas acopladas del medio, y Zoe_2 y Zoo_2 las de las líneas externas.

El diseño final queda reflejado en las fig.3.16 y tabla 3.8.

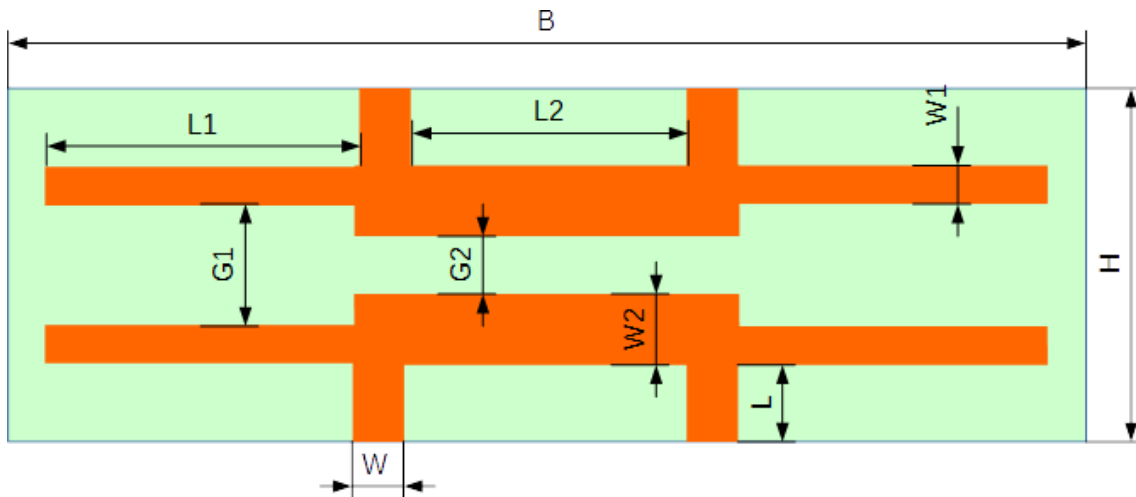


Figura 3.16: Variables acoplador dual

Tabla 3.8: Dimensiones acoplador dual

Variable	B	H	L	L1	L2	W	W1	W2	G1	G2
Valor (mm)	102	22	9	33.4	33	2.6	0.57	1.7	0.66	0.55

El resultado cumple con lo esperado, con un acoplo alrededor de los -10dB deseados en ambas bandas, como se ve en la fig.3.17 y tabla 3.9.

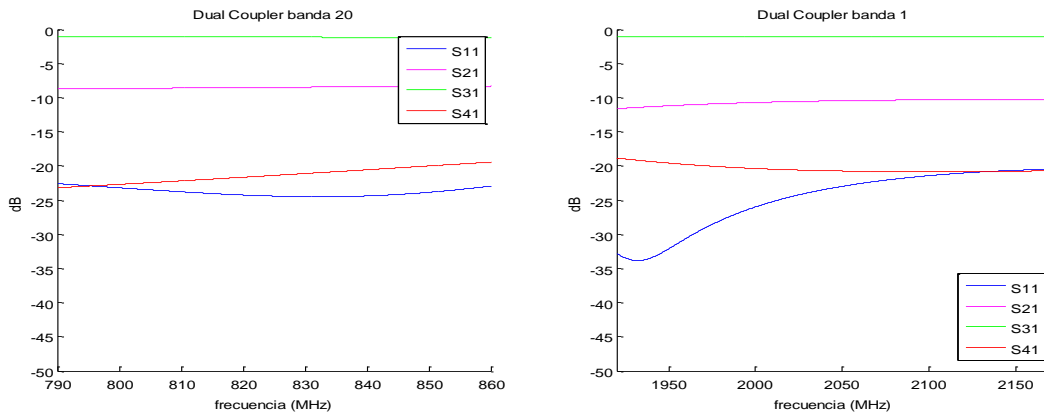


Figura 3.17: Parámetros S acoplador dual

Tabla 3.9: Especificaciones acoplador dual

Banda	$S = (S_{11} \ S_{12} \ S_{13} \ S_{14})$	Directividad
20	$S_{825MHz} = (0.06e^{-j163^\circ} \ 0.88e^{-j135^\circ} \ 0.37e^{j134^\circ} \ 0.085e^{-j46^\circ})$	12.77dB
1	$S_{2060MHz} = (0.074e^{j98^\circ} \ 0.88e^{-j9^\circ} \ 0.3e^{j98^\circ} \ 0.091e^{-j85^\circ})$	10.36dB

3.2.3 Efecto de los acopladores

El estudio principal del proyecto se centra en estudiar como la variación de la impedancia de la antena afecta al rendimiento del amplificador, sin embargo para poder realizar la medida se conecta un acoplador entre ambos elementos. En este apartado se estudia cómo afecta el acoplador a la impedancia de carga que presentaría junto a la antena al amplificador.

El esquema de montaje es el mostrado en la fig.3.18.

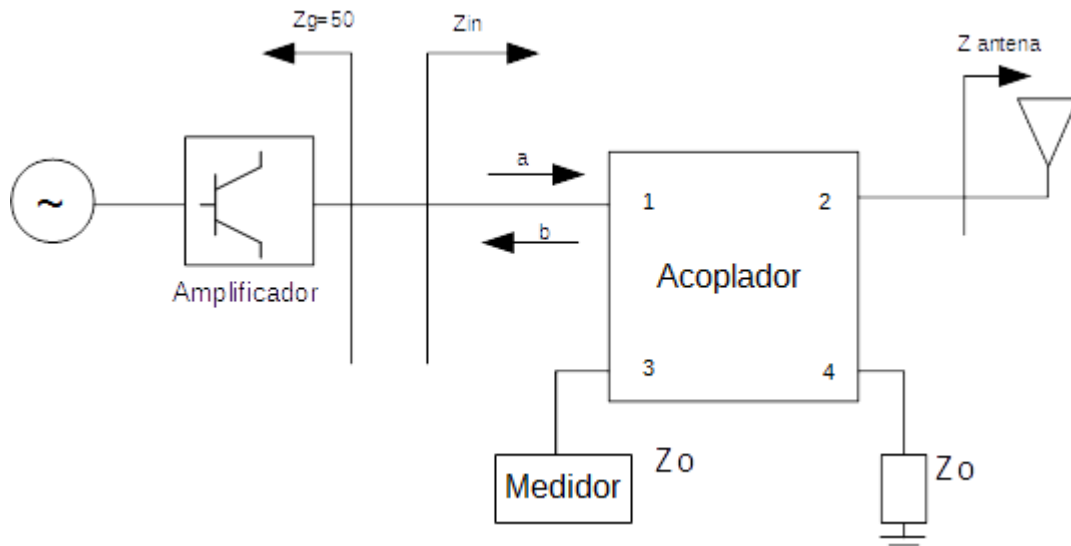


Figura 3.18: Esquema de montaje final

Se obtienen las siguientes ecuaciones mediante el análisis por ondas de potencia, haciendo uso de los parámetros S del acoplador.

$$b_1 = a_1 \cdot S_{11} + a_2 \cdot S_{12} + a_3 \cdot S_{13} + a_4 \cdot S_{14} \quad (3.10)$$

Siendo 4 la puerta aislada, $S_{14}=0$, y estando su carga adaptada al igual que en 3, se asume que $a_3=a_4=0$. Luego se simplifica a un análisis de una red de dos puertas.

$$a_2 = b_2 \cdot \Gamma_{ant} = (a_1 \cdot S_{21} + a_2 \cdot S_{22}) \cdot \Gamma_{ant} \quad (3.11)$$

$$S'_{21} = \frac{b_2}{a_1} = S_{21} \cdot \left(1 + \frac{S_{22} \cdot \Gamma_{ant}}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_{ant}} \right) \quad (3.12)$$

Suponiendo buena adaptación en las puertas, $S_{11}=S_{22}=0$, se demuestra que la impedancia de antena no afecta a la componente de potencia que llega a la salida directa. Por último se debe calcular Γ_{in} del acoplador, que corresponderá con el coeficiente de reflexión de la carga que verá el amplificador.

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \left(\frac{S_{21} \cdot S_{12} \cdot \Gamma_{ant}}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_{ant}} \right) \quad (3.13)$$

Además de las entradas bien adaptadas, siendo $S_{21} \approx 1$, podemos asumir que la impedancia de entrada del acoplador corresponde con la misma que presenta la antena. Para los acopladores diseñados, a las frecuencias de diseño, se presenta la impedancia de entrada de la tabla 3.10.

Tabla 3.10: Impedancia de entrada del acoplador con la antena en carga

Banda	20	20	1	1
Acoplador	Banda estrecha	Dual	Banda estrecha	Dual
Γ_{Antena}	$0.005e^{-j128^\circ}$	$0.005e^{-j128^\circ}$	$0.171e^{-j151}$	$0.171e^{-j151}$
Γ_{IN}	$0.007e^{j140^\circ}$	$0.05e^{-j160^\circ}$	$0.08e^{-j61^\circ}$	$0.15e^{j140^\circ}$

3.3 Efecto del usuario sobre la impedancia de antena

A continuación se estudia cómo afecta a la impedancia de entrada de la antena todo aquello que la rodea y afecta a su estructura electromagnética, ya que en la realidad no está suspendida en el vacío como se ha supuesto hasta ahora en el simulador HFSS.

3.3.1 Funda de plástico

Actualmente, la tendencia es poner fundas a nuestros terminales móviles con motivo de darles un toque personal, estas fundas suelen estar fabricadas de PVC [30]. También tendríamos que tener en cuenta el efecto de la propia carcasa que cubre el móvil, pero por simplicidad pondremos ambas superficies juntas en una sola capa de 3mm de grosor que distará 5mm de la posición de la antena, quedando como en la fig.3.19 el esquemático a simular.

Tabla 3.11: Características PVC

PVC	
ϵ_r	2.84
Densidad	1400 Kg/m ³

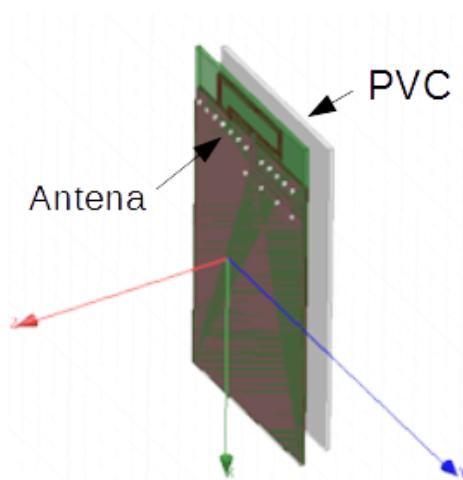


Figura 3.19: Antena con funda

Como podemos apreciar en la fig.3.20, el efecto de la funda de plástico es casi inapreciable, sin desplazar la frecuencia de resonancia ni empeorar en exceso la adaptación en ninguna de las dos bandas.

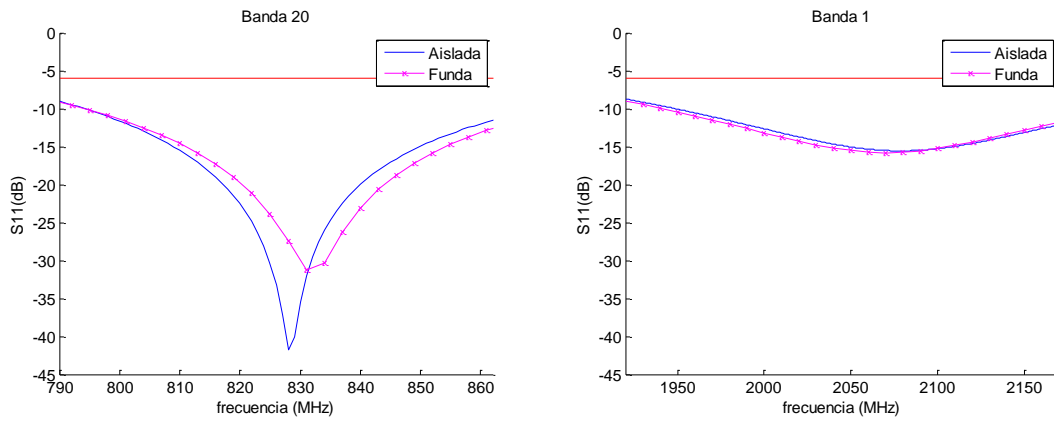


Figura 3.20: Banda 1 y 20 con funda PVC

3.3.2 Efecto del cuerpo humano

Una vez colocada la funda en el terminal móvil, el siguiente caso, y más común, es la desadaptación que se produce al coger el dispositivo con nuestra mano. Esta situación se produce principalmente durante el envío de datos mientras usamos aplicaciones multimedia e interactivas, o simplemente se está agarrando el móvil son usarlo.

En la fig.3.21, se recogen las medidas de la mano simulada y como agarra esta el móvil. También se muestra en la tabla 3.12 las propiedades escogidas para simular la piel como un material [31].

Tabla 3.12: Propiedades piel humana

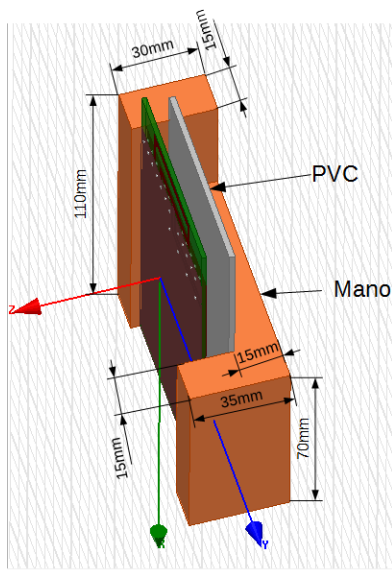


Figura 3.21: Dimensiones mano simulada

Piel	
ϵ_r	8.41
Densidad	1200 Kg/m ³
Conductividad	0.875 s/m

El siguiente caso es el más común del modo llamada, en la que el móvil está junto a la cabeza, pegado a la oreja, aunque últimamente con el uso del manos libres esta situación va desapareciendo. En la fig.3.22 se ve el esquema de simulación para esta situación, donde se ha añadido una esfera de material “carne” de 10cm de radio al lado de la antena.

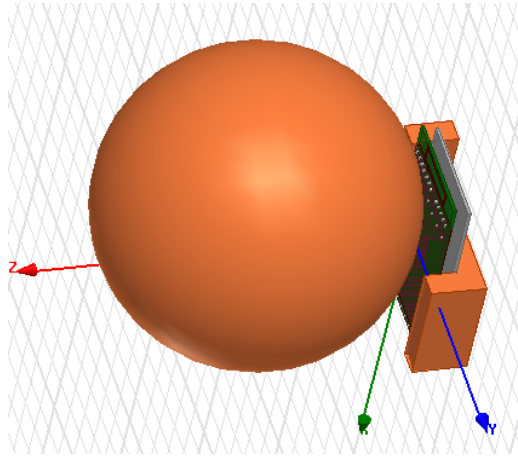


Figura 3.22: Esquemático simulación cabeza+mano

En el caso de la mano, aunque sigue sin verse afectada la frecuencia de resonancia, sí que empeora sensiblemente la adaptación en ambas bandas, hasta tal caso que en la banda 1 el extremo inferior tiene un parámetro S_{11} superior a -6dB. El efecto de la cabeza junto al móvil llega incluso a desplazar la frecuencia de resonancia en la banda 20. Podemos ver estas comparativas en la figura 3.23.

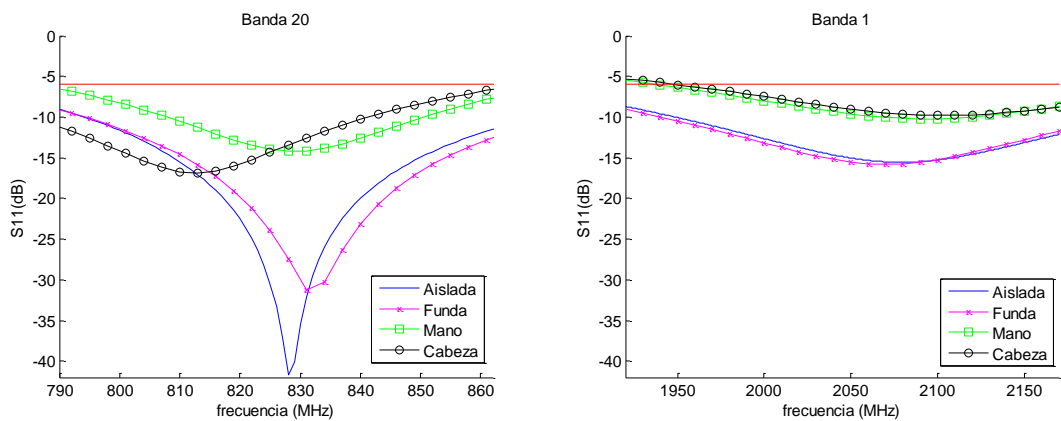


Figura 3.23: Desadaptación de la antena

3.4 Efecto de la impedancia de antena sobre el amplificador

Para acabar este apartado, se comprueba cómo afecta las variaciones de impedancia de la antena que acabamos de analizar al comportamiento del amplificador de potencia (Anexo F).

Para ello se estudia la variación de los parámetros más importantes en un PA: Ganancia, eficiencia, compresión e intermodulación. El amplificador elegido para el estudio se trata del

modelo CGH40006P [32] del fabricante Cree. Se trata de un amplificador HEMT de clase AB, cuyo máximo rendimiento puede alcanzar el 65%, y con el que trabajaremos en el punto Q correspondiente a $V_{dd}=28V$ e $I_q=100mA$.

3.4.1 Análisis de la etapa de potencia

Para poder estudiar el efecto de la desadaptación de la antena en el amplificador, primero se debe conocer sus prestaciones iniciales, suponiendo una carga adaptada a 50Ω conectada a las redes de adaptación del transistor. El esquemático de simulación del transistor, con las redes de polarización y adaptación medidas manualmente e introducidas en Microwave Office (Anexo G) con anterioridad, corresponde con el de la fig.3.24.

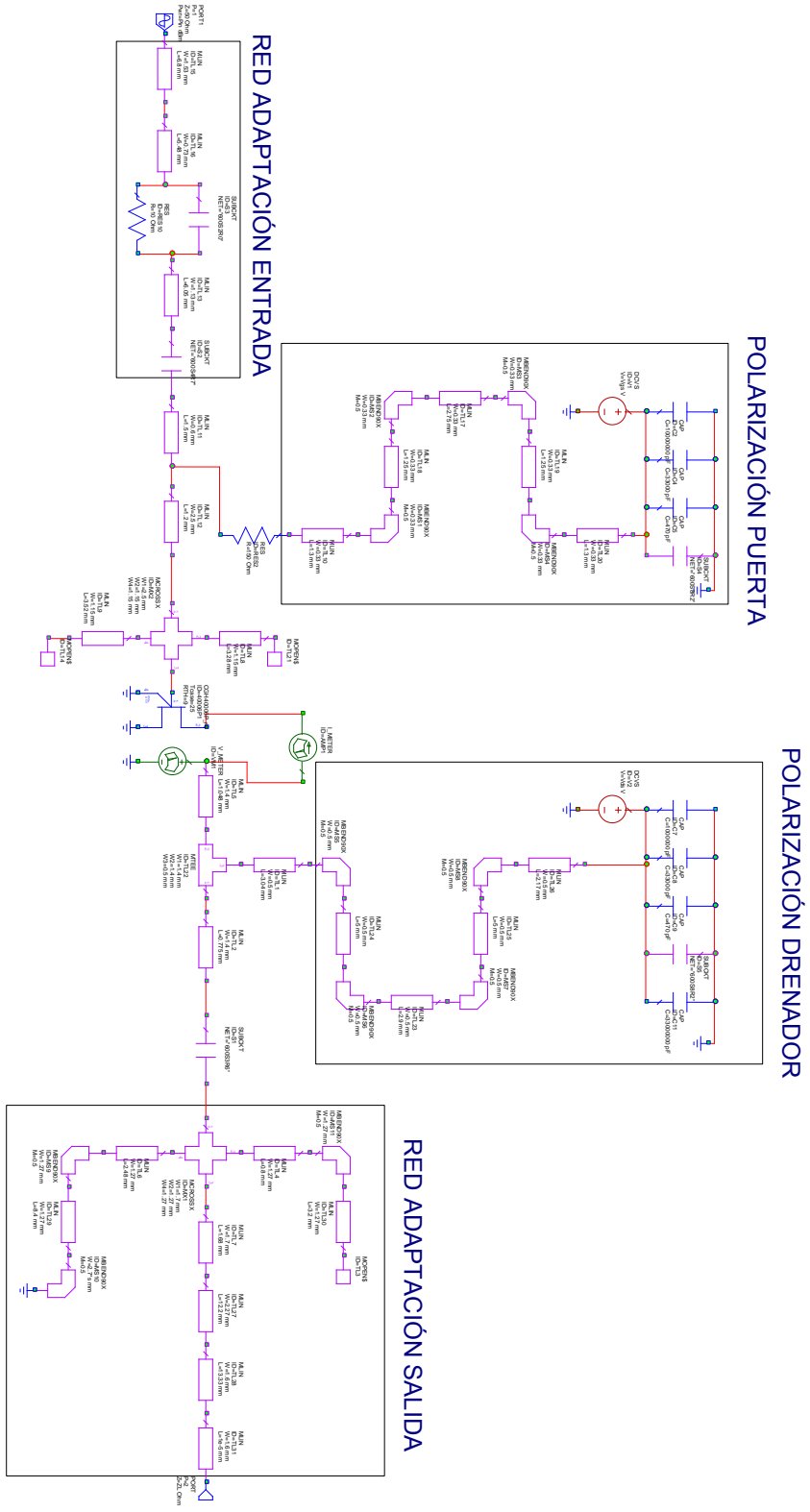


Figura 3.24: Esquemático simulador MWO del amplificador

Para ambas bandas, la ganancia, curva AM/AM y la Eficiencia de Potencia Añadida, PAE a partir de ahora, se muestran en la figura 3.25.

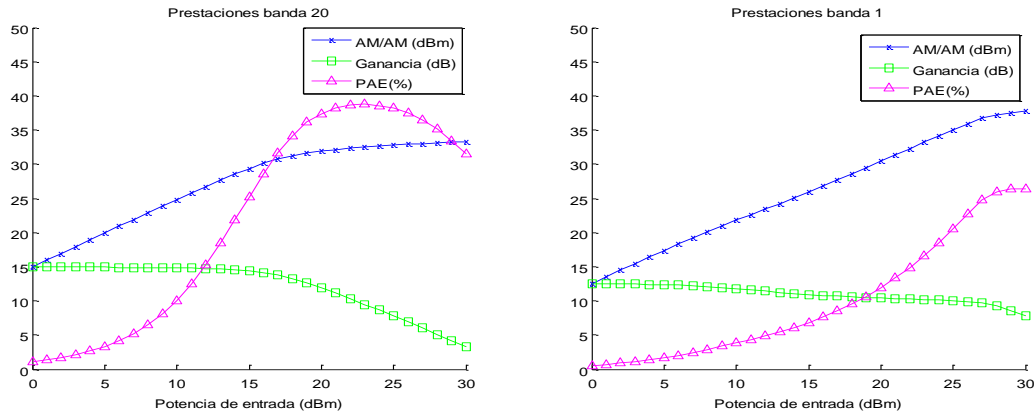


Figura 3.25: Prestaciones amplificador

Se observa la amplia diferencia entre las dos bandas. En la banda inferior el amplificador ofrece más ganancia y mayor eficiencia, a expensas de un punto de compresión más bajo, pues la zona linealidad termina a 18dBm mientras que en la banda 1 podemos trabajar hasta 28dBm sin saturar el amplificador con más de 1dB de pérdida de ganancia. Se puede decir entonces, que con la red de polarización implementada, se tendría un amplificador clase AB para la banda 20 con alta eficiencia y uno más cercano a la clase A en la banda 1 con menor PAE pero mayor linealidad.

Se hace primero hincapié en las prestaciones del amplificador para un IBO elevado en un punto de trabajo lineal, para ello se hace uso de sus parámetros de *Scattering*, representados en la fig.3.26.

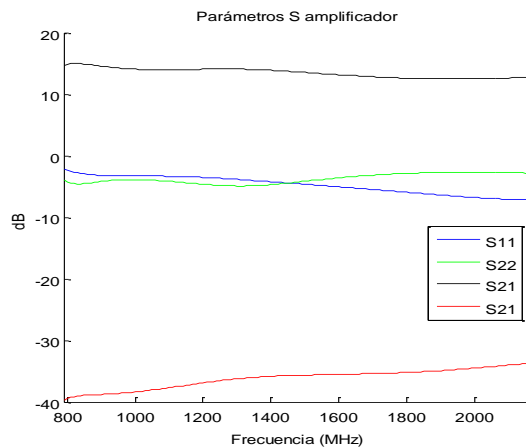


Figura 3.26: Parámetros S amplificador

Como se ve, el transistor con las redes de adaptación del fabricante es estable en toda la banda de interés, pues ningún coeficiente de reflexión está por encima de 0dB en ningún momento.

Para poder predecir el efecto de cambiar la impedancia de carga se hace uso de círculos de potencia y eficiencia sobre la carta de Smith, al igual que los amplificadores lineales con los

que se pueden trazar círculos de ganancia y figuras de ruido. El método de Cripps y posteriores variantes [33] han demostrado teóricamente con modelos lineales como se pueden trazar dichos círculos que se asemejan con los resultados del *Load Pull*. Por sencillez, se realiza un *Load Pull* sobre la impedancia de carga con MWO, obteniendo los círculos para las bandas 1 y 20. En la fig.3.27 se representan los círculos correspondientes al PAE. Se han elegido como potencias de entrada para realizar la simulación algunas en las que el amplificador trabajase en saturación, por ejemplo en la banda 20 Pin=20dBm y en la banda 1 Pin=28dBm.

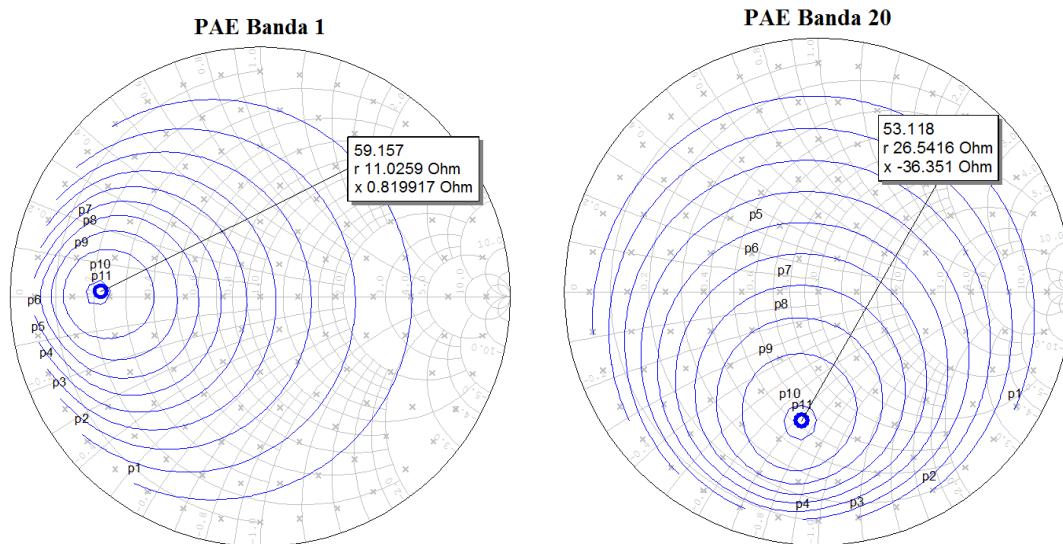


Figura 3.27: Círculos de eficiencia

De 5.1 a 59.1% en la banda 1 y de 6.86 a 53.11% en la banda 20

En ninguna banda las mejores prestaciones coinciden con una impedancia de carga adaptada a 50Ω . Esto se debe a que, como es obvio, la red de adaptación no ha sido diseñada para una sola frecuencia, sino para una banda muy ancha de 5-6GHz, consiguiendo que con una carga adaptada se consiga un buen rendimiento aunque no sea el óptimo.

Esto puede provocar que al variar la impedancia de la antena por la interacción con el usuario incluso mejore el rendimiento del amplificador al acercarse a una de las impedancias óptimas para nuestra frecuencia de trabajo. Además, aunque se diseñase un adaptador para optimizar una sola frecuencia de trabajo, la carga óptima del PAE no coincide con la de ganancia, obligando a buscar un compromiso entre ellas.

Una vez medida la eficiencia, ganancia y el punto de compresión, falta por analizar el último factor importante del amplificador. Para medir la intermodulación, se introducen 2 tonos separados 2 y 20 MHz en la banda 20 y 1 respectivamente. En la figura 3.28 se representa la potencia de la frecuencia fundamental, el tercer armónico y la relación de intermodulación entre ellos. Debido a que el amplificador satura antes en la banda 20 que en la 1, solo simularemos hasta los 20dBm de potencia en dicha banda en lugar de 30dBm.

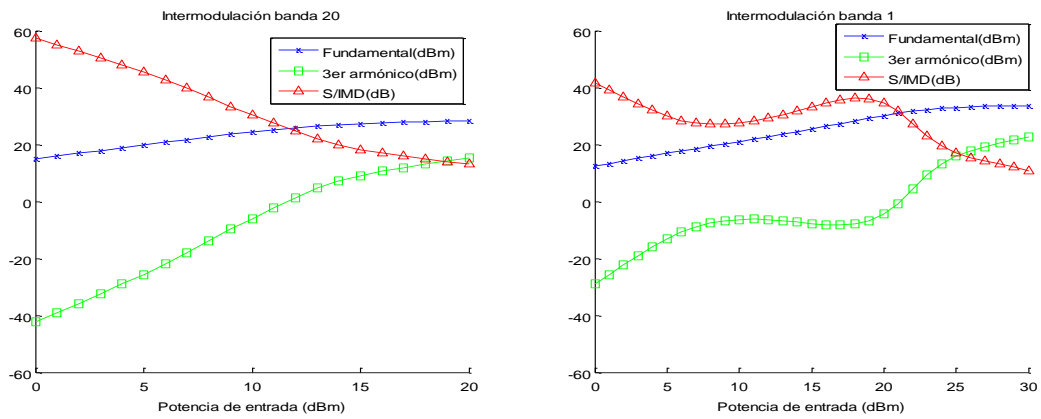


Figura 3.28: Intermodulación del amplificador

Cuando se trabaja en la potencia de entrada que comprime 1dB la ganancia, obtenemos una relación señal a intermodulación de 13.07dB para la banda 1 y 14.94dB para la banda 20, aunque esta última mantiene mejor linealidad hasta su P_{1dB} .

3.4.2 Efecto del usuario sobre el PA

Se procede a dibujar el esquemático de la fig.3.29 en MWO, conectando a la salida del amplificador el acoplador, con la antena en su salida directa y las otras dos salidas adaptadas.

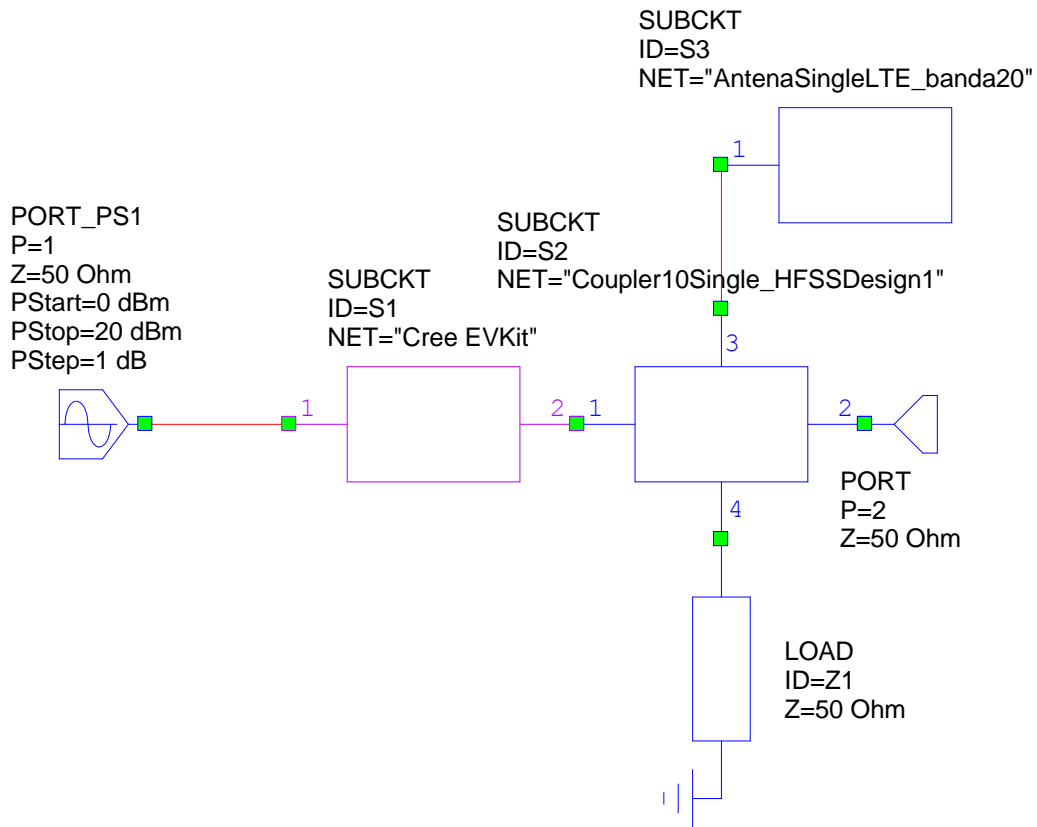


Figura 3.29: Esquemático en MWO

Antes de analizar las degradaciones que produce el usuario sobre el amplificador, se estudia cómo este desplaza la impedancia de la antena sobre la carta de Smith, para intentar predecir el comportamiento del PA según los círculos de eficiencia sacados anteriormente.

Las impedancias de carga, correspondiente a la de entrada del acoplador con la antena, bajo el efecto de la mano y la cabeza se representan en las cartas de Smith de la fig.3.30.

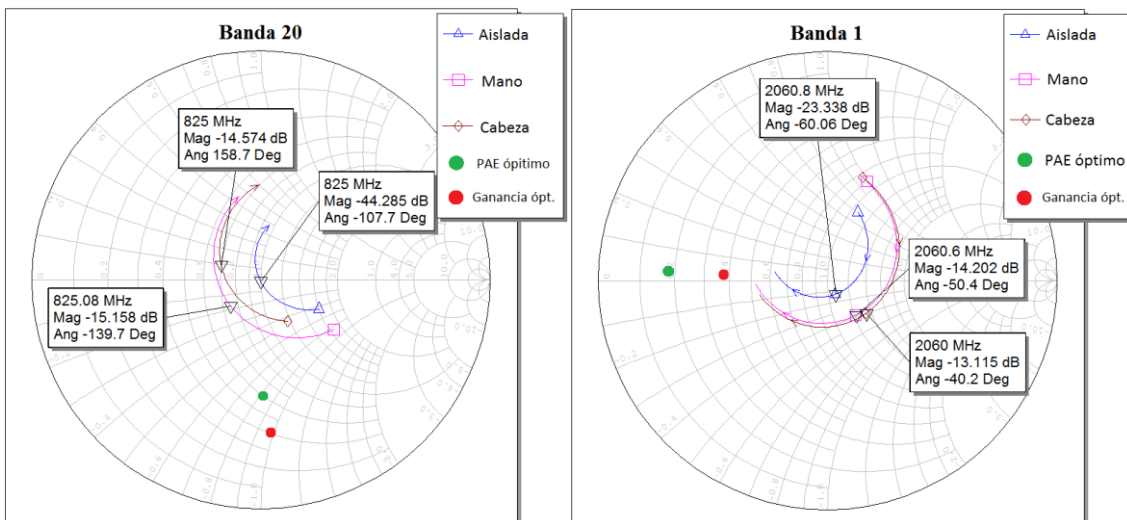


Figura 3.30: Impedancia de carga bajo efecto del usuario

En la banda inferior, la desadaptación sobre la antena aleja su impedancia de las óptimas de eficiencia y ganancia al acercar el terminal móvil a la cabeza en el modo llamada, luego es de esperar que sus prestaciones empeoren respecto a la antena aislada, sin embargo el efecto de la mano acerca la impedancia de carga al óptimo, por lo que en las potencias de saturación se tendrá un mejor rendimiento. Caso contrario se da en la banda superior, donde el efecto del usuario deja la frecuencia central a una distancia ligeramente mayor de dichos puntos que la antena aislada. Así pues, en esta banda deberían darse unas prestaciones parecidas a la antena aislada pero con unas pequeñas degradaciones.

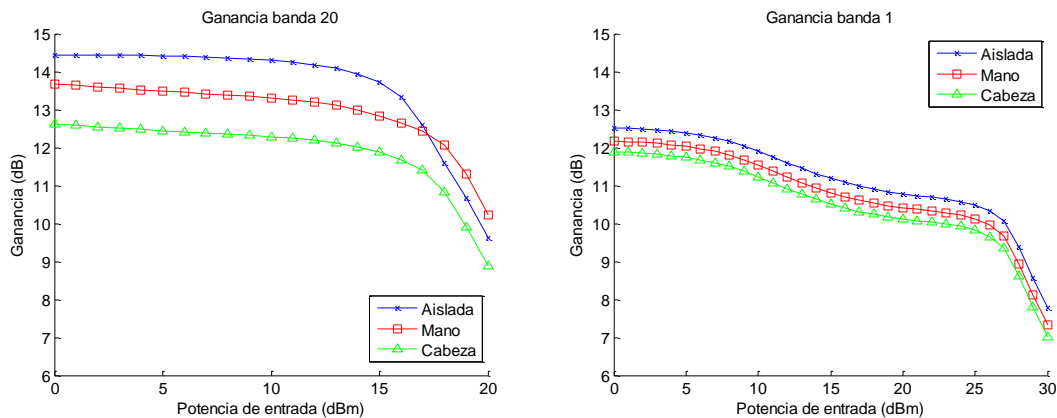


Figura 3.31: Ganancia bajo efecto del usuario

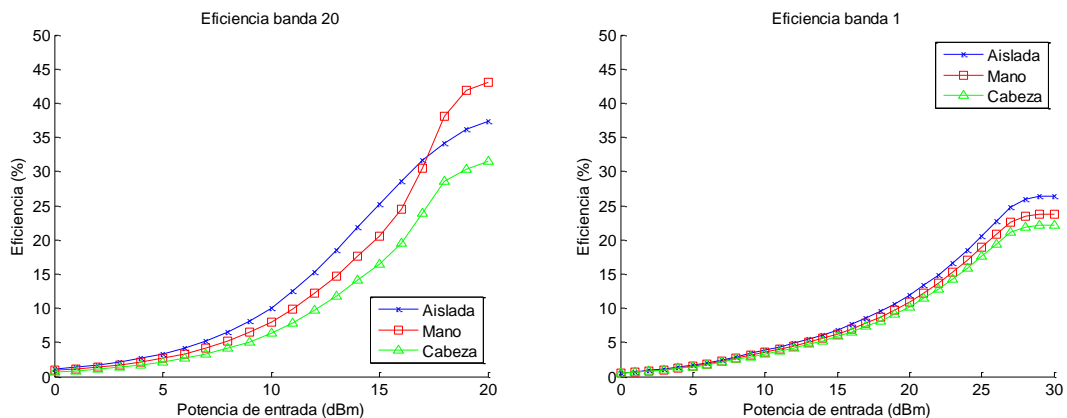


Figura 3.32: Eficiencia bajo efecto de usuario

En las fig.3.31 y 3.32 se contrasta lo predicho sobre las prestaciones en cada banda. En la banda 20 el efecto de la mano provoca un mejor rendimiento, mientras que en la banda superior se sufren unas degradaciones poco notorias.

Por último se ve el efecto sobre la intermodulación en la fig.3.33. Como es de esperar, al ser el amplificador el único elemento activo de nuestro esquema, la potencia del tercer armónico dependerá solo de dicha ganancia.

Así pues, en la banda 1 donde la ganancia prácticamente no se ve afectada, la intermodulación es la misma para los 3 casos.

Sin embargo, en la banda 20 la ganancia de la antena aislada es mayor que bajo el efecto del usuario hasta que se satura el PA. En la zona lineal la potencia del fundamental es

linealmente proporcional a la ganancia mientras que la del tercer armónico tiene una relación cuadrática, luego tenemos una mejor relación señal a intermodulación cuando la antena se aproxima al usuario. Sin embargo conforme nos acercamos a la zona de saturación, es un comportamiento no lineal y no predecible, pero es lógico que tanto el fundamental como el tercer armónico convergerán a un mismo punto de potencia máxima proporcionada por el amplificador y la relación S/IM tenderá al mismo valor para los 3 casos.

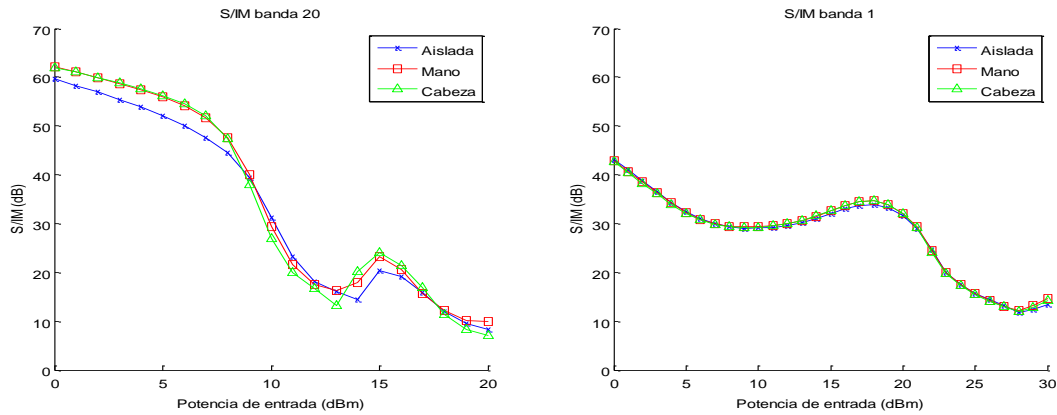


Figura 3.33: Intermodulación bajo efecto del usuario

No obstante, la caracterización de la potencia del tercer armónico, aunque siempre es un parámetro a tener en cuenta, pierde fidelidad cuanto mayor es el ancho de banda de la señal. Para estos casos se hace uso de la técnica *Multisine* o Multitono, que consiste en introducir N tonos equiespaciados en la banda frecuencial de trabajo y observar el ensanchamiento de señal que se produce. Sigue sin ser un método totalmente fiable, pero más realista que el estudio del punto de intersección del tercer armónico.

En nuestro caso introduciremos una señal multitono de 20 tonos, ocupando un ancho de canal de 2MHz para la banda 20 y 20MHz para la banda 1. Por temas de convergencia, no se trabaja a la potencia de saturación sino a 3dB menos del P_{1dB} , 15dBm para la banda 20 y 25dBm para la banda 1.

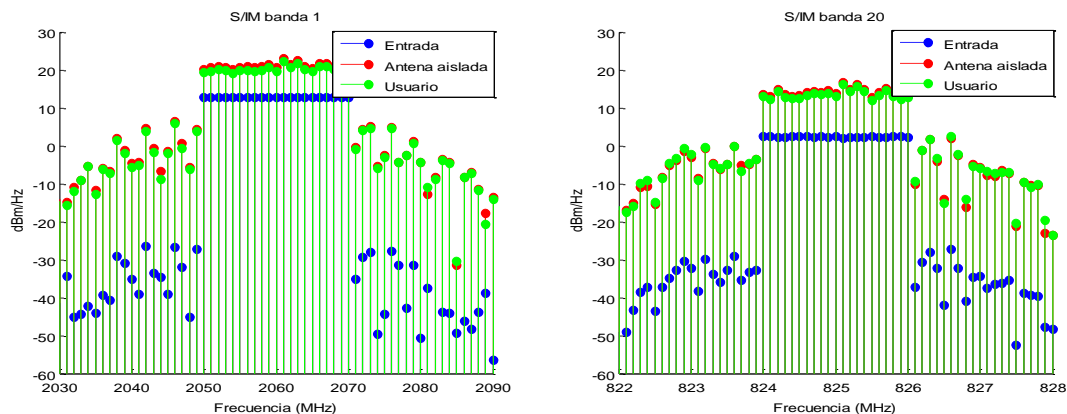


Figura 3.34: Señales entrada/salida multitono para cada banda

En la fig.3.34 se muestra la intermodulación para las distintas bandas. Para calcular la relación señal a intermodulación, calcularemos el cociente entre la potencia en la banda

deseada y la potencia que interfiere en la banda adyacente haciendo uso del teorema de Parseval. $Y[f]$ será espectro discreto de la señal a la salida del amplificador, siendo la entrada la señal de 20 tonos distribuidos uniformemente en frecuencia con la misma potencia, pero fase aleatoria.

$$ACPR (dB) = 10 \log \left(\frac{\sum_{f_i=f_0-\frac{Bw}{2}}^{f_0+\frac{Bw}{2}} Y[f_i]^2}{\sum_{f_i=f_0+\frac{Bw}{2}}^{f_0+3\frac{Bw}{2}} Y[f_i]^2} \right) \quad (3.14)$$

En la tabla 3.9 se muestran los resultados, donde se mide la intermodulación para las dos bandas adyacentes.

Tabla 3.13: Intermodulación con señal multitono

Banda	Situación	ACPR Banda inferior	ACPR Banda superior
20	Antena aislada	19.28 dB	19.14 dB
20	Antena con usuario	18.41 dB	18.14 dB
1	Antena aislada	21.78 dB	22.42 dB
1	Antena con usuario	21.56 dB	21.92 dB

Se corrobora como conforme nos acercamos al punto de trabajo en saturación la proporcionalidad con la ganancia deja de ser lineal y no se cumple lo estudiado respecto al tercer armónico, obteniendo mejores degradación por intermodulaciones cuanto mejor adaptada está la antena. Además, debido al efecto de memoria del amplificador, la potencia esparcida de la banda central a las dos adyacentes no es la misma al tratarse de frecuencias considerablemente distintas, sobretodo en el caso de la banda 1.

Capítulo 4: Resultados experimentales

4. Resultados experimentales

En este capítulo se presentan los prototipos fabricados de las antenas y acopladores que se diseñaron previamente. Se evaluarán las prestaciones de estos y del amplificador de potencia, y se medirá el comportamiento de este último frente a la carga dinámica de la antena. Una vez se tienen estos datos, se compararan con los obtenidos mediante simulación.

4.1 Prototipos de antenas y acopladores

A continuación se muestran las antenas y acopladores fabricados sobre un sustrato FR4 (Anexo H) con una capa de cobre en cada cara que ha sido trabajado mediante una máquina de control numérico.

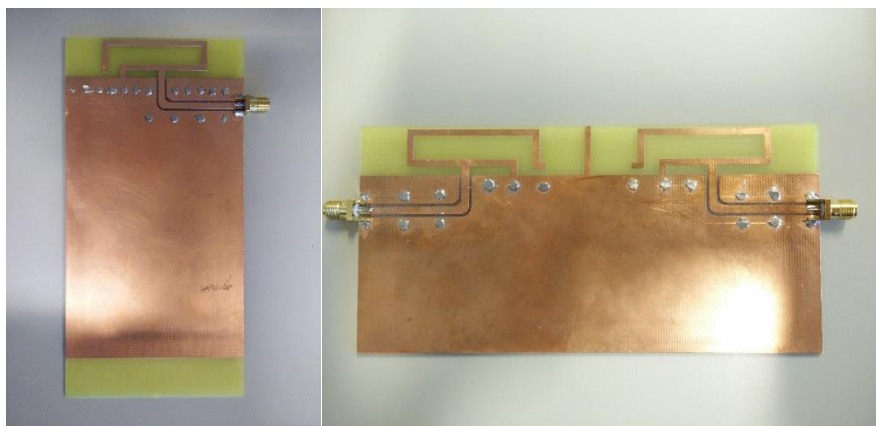


Figura 4.1: Foto de antenas. Izquierda single y derecha MIMO

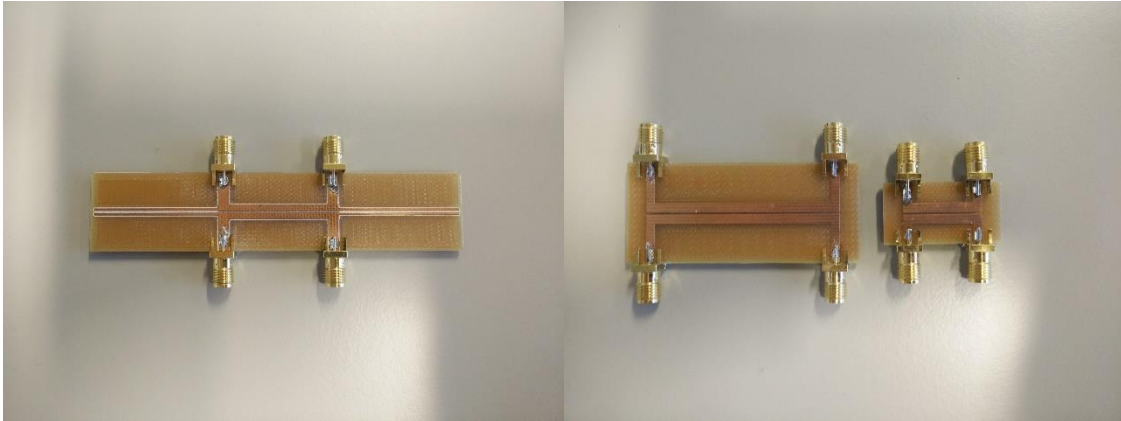


Figura 4.2: Foto acopladores. De izda. a dcha.: Dual, banda 20 y banda 1

4.2 Obtención de medidas

4.2.1 Esquema de montaje

El esquema de montaje para medir los parámetros S de nuestras estructuras corresponde al de la fig.4.3, en el cual se conecta cada prototipo a un analizador de redes vectorial R&S®ZNB8 para conocer sus matrices de dispersión. Previamente, siendo conocidos los parámetros de reflexión de una carga adaptada, circuito abierto y cortocircuito, se ha calibrado el analizador de redes vectorial para una correcta medición en las frecuencias de interés.

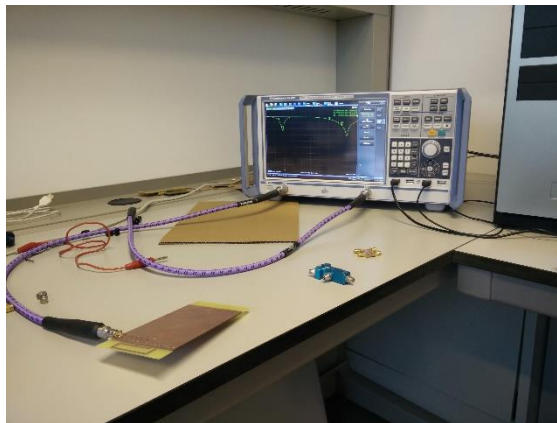


Figura 4.3: Analizador de redes vectorial

En la fig.4.4 se ve montado el esquema correspondiente al de la fig.3.2, donde se usa un osciloscopio Agilent Infiniium DSA90804A en modo analizador de espectros como medidor y un *driver* a la salida del generador de señales para alcanzar las potencias usadas en las simulaciones. Para no saturar el analizador, se coloca un atenuador al final del montaje.

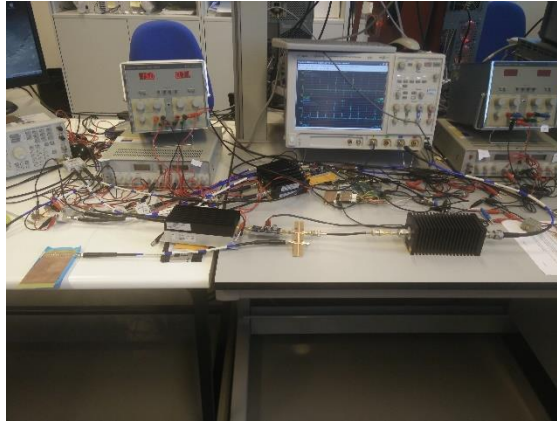


Figura 4.4: Montaje para medidas del amplificador

4.2.2 Medidas experimentales

4.2.2.1 Antenas y acopladores

En las siguientes gráficas, de la fig.4.5 a la fig.4.8, mostraremos la comparativa entre los parámetros S simulados y los obtenidos realmente de cada prototipo.

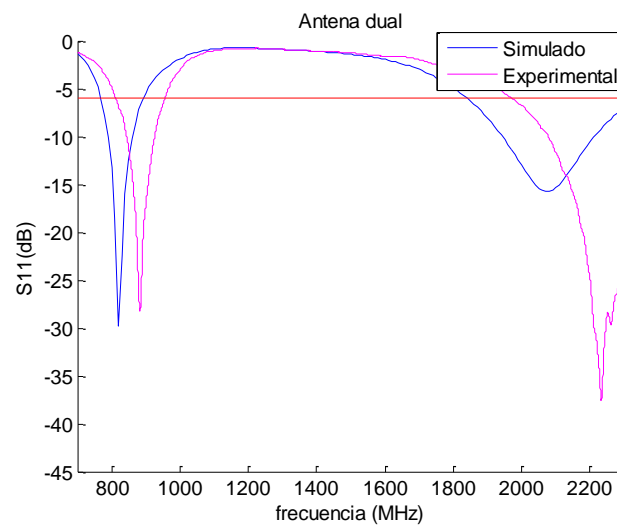


Figura 4.5: Medidas antena dual

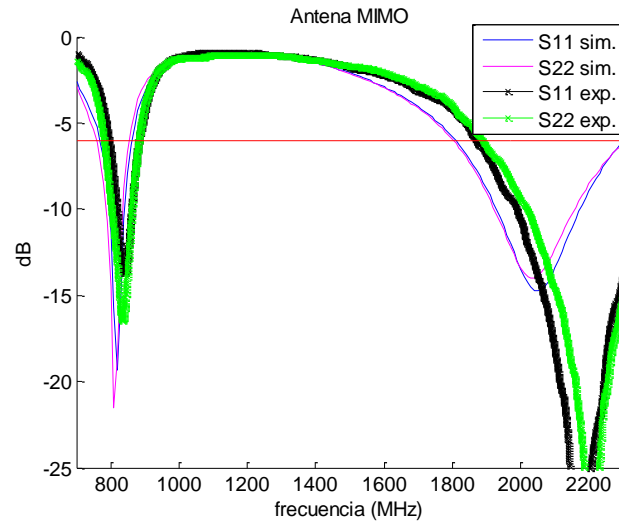


Figura 4.6: Medidas antena MIMO

Las antenas sufren un ligero desplazamiento frecuencial hacia arriba. La banda inferior de la antena dual se desplaza desde los 828MHz hasta los 883MHz, y la banda superior de los 2060 a los 2232MHz, haciendo que las reflexiones en la parte inferior de las bandas esté por encima de -6dB. Sin embargo, la antena MIMO cumple las especificaciones, ya que al sufrir un desplazamiento menor – de 822 a 834Mhz y de 2060 a 2160MHz – la adaptación en la parte inferior de ambas bandas sigue cumpliendo las especificaciones.

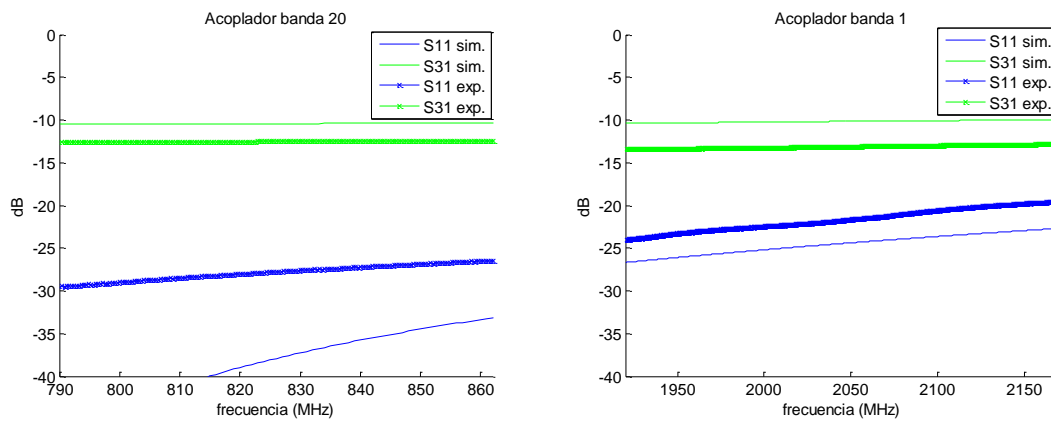


Figura 4.7: Medidas acopladores banda estrecha

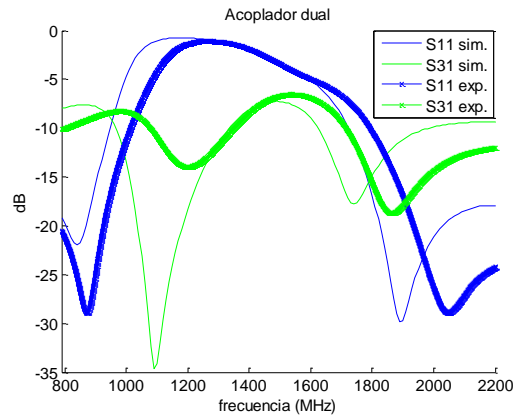


Figura 4.8: Medidas acoplador dual

Se puede apreciar como los acopladores fabricados tienen unos parámetros muy similares a los simulados. Vemos las prestaciones de cada acoplador para las frecuencias centrales en la tabla 4.1, cuyos parámetros S para un puerto es el mismo para los demás debido a su simetría:

Tabla 4.1: Comparación de los parámetros S simulados y medidos de los acopladores

Caso	$S = (S_{11} \ S_{12} \ S_{13} \ S_{14})$	Directividad
Dual simulado	$S_{825MHz} = (0.06e^{-j163^\circ} \ 0.88e^{-j135^\circ} \ 0.37e^{j134^\circ} \ 0.085e^{-j46^\circ})$	12.77dB
Dual medido	$S_{825MHz} = (0.06e^{-j134^\circ} \ 0.89e^{-j150^\circ} \ 0.32e^{-j59^\circ} \ 0.12e^{j128^\circ})$	8.6dB
Dual simulado	$S_{2060MHz} = (0.074e^{j98^\circ} \ 0.88e^{-j9^\circ} \ 0.3e^{j98^\circ} \ 0.091e^{-j85^\circ})$	10.36dB
Dual medido	$S_{2060MHz} = (0.03e^{j130^\circ} \ 0.88e^{j126^\circ} \ 0.21e^{-j145^\circ} \ 0.19e^{j36^\circ})$	1.13dB
Estrecho simulado	$S_{825MHz} = (0.012e^{j149^\circ} \ 0.93e^{j55^\circ} \ 0.3e^{j145^\circ} \ 0.006e^{-j26^\circ})$	12.88dB
Estrecho medido	$S_{825MHz} = (0.04e^{j121^\circ} \ 0.94e^{-j143^\circ} \ 0.23e^{-j53^\circ} \ 0.042e^{-j138^\circ})$	14.9dB
Estrecho simulado	$S_{2060MHz} = (0.061e^{j124^\circ} \ 0.91e^{j46^\circ} \ 0.31e^{j134^\circ} \ 0.045e^{j112^\circ})$	10.35dB
Estrecho medido	$S_{2060MHz} = (0.084e^{j92^\circ} \ 0.93e^{j175^\circ} \ 0.22e^{-j96^\circ} \ 0.01e^{-j130^\circ})$	26.42dB

A continuación se compara la adaptación en las situaciones en las que se puede encontrar la antena (Dentro de una funda, en la mano y cerca de la cabeza) simuladas con las adaptaciones medidas en el laboratorio, que se recogen en la fig.4.9.

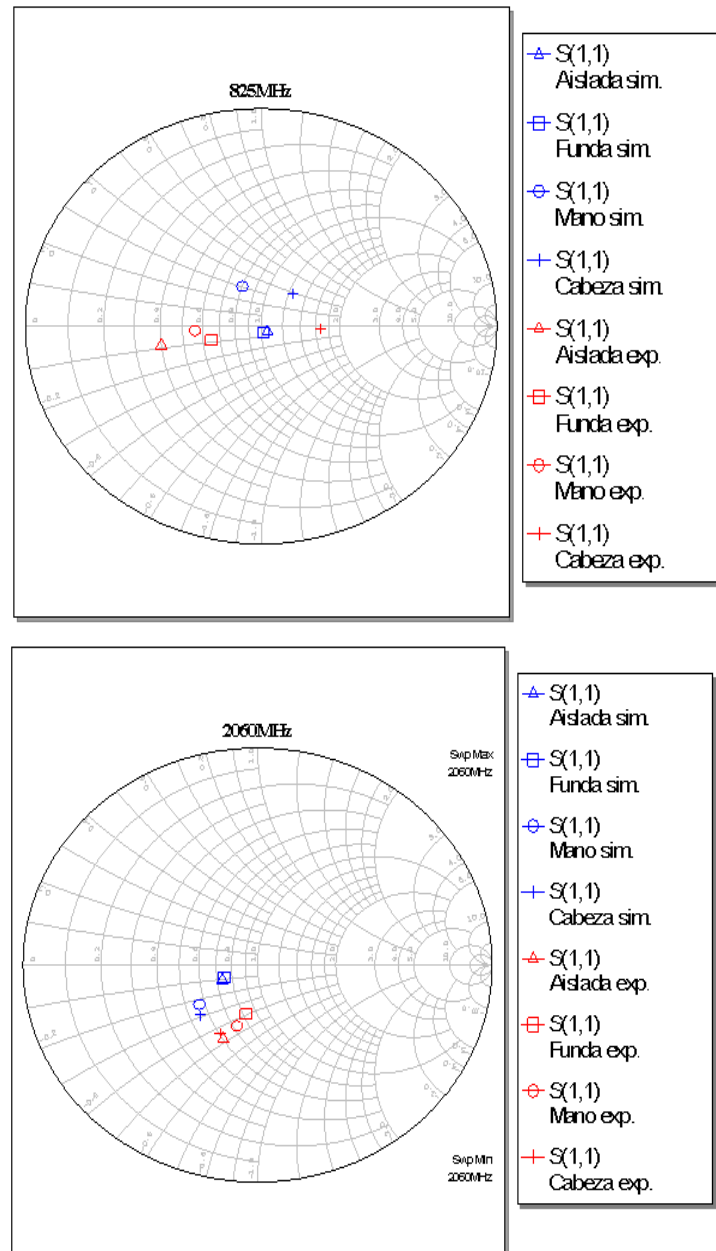


Figura 4.9: Adaptación en las frecuencias de resonancia

Debido al desplazamiento frecuencial que sufren los prototipos fabricados respecto las antenas simuladas, la adaptación de la impedancia de antena a la frecuencia central empeora notablemente. Además el comportamiento frente al efecto de la piel o el PVC junto a la antena, aunque se asemeja, tampoco coincide con el simulado, pudiéndose deber a una mala caracterización de las propiedades de dichos materiales.

La carga presentada al amplificador, compuesta por la unión del acoplador y la antena, queda representada en la fig.4.10 y tabla 4.2. Donde el parámetro S_{11} es la reflexión de entrada a dicho conjunto y S_{12} mide la porción de potencia del amplificador que se verá en el analizador de espectros. Este último parámetro, para la frecuencia de resonancia de la banda 20 valdrá -10.77dB y -11.85dB para la de la banda superior.

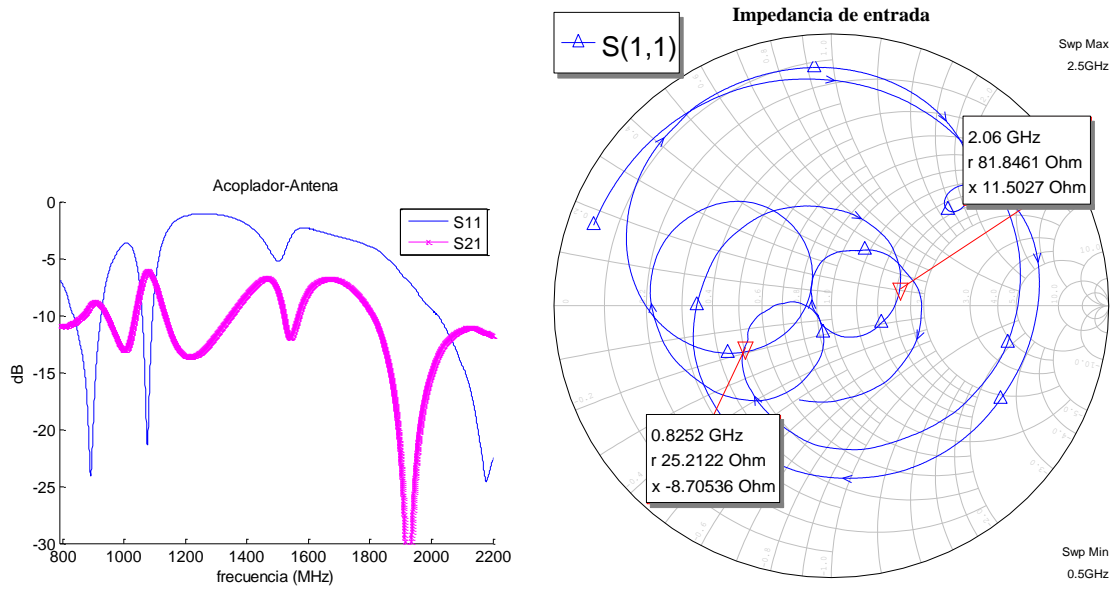


Figura 4.10: Medida acoplador-antena

Tabla 4.2: Prestaciones acoplador-Antena

Frecuencia (MHz)	Acoplamiento (dB)	Γ_{IN}	Γ_{ANTENA}
825	10,77	$0.34e^{-j158^\circ}$ (-9.37dB)	$0.43e^{-j168^\circ}$ (-7.33dB)
2060	11,81	$0.25e^{j15^\circ}$ (-12.04dB)	$0.34e^{-j112^\circ}$ (-9.37dB)

Antes de pasar a los resultados del amplificador, se mide la impedancia del conjunto a la frecuencia central de cada banda durante un minuto en la posición de llamada – Pegada a la oreja – y la de datos – Una o dos manos agarrando el móvil mientras el dedo se mueve sobre la antena –. Todas las posibles impedancias que puede presentar al amplificador para cada posible situación se recogen en las cartas de Smith de la fig.4.11.

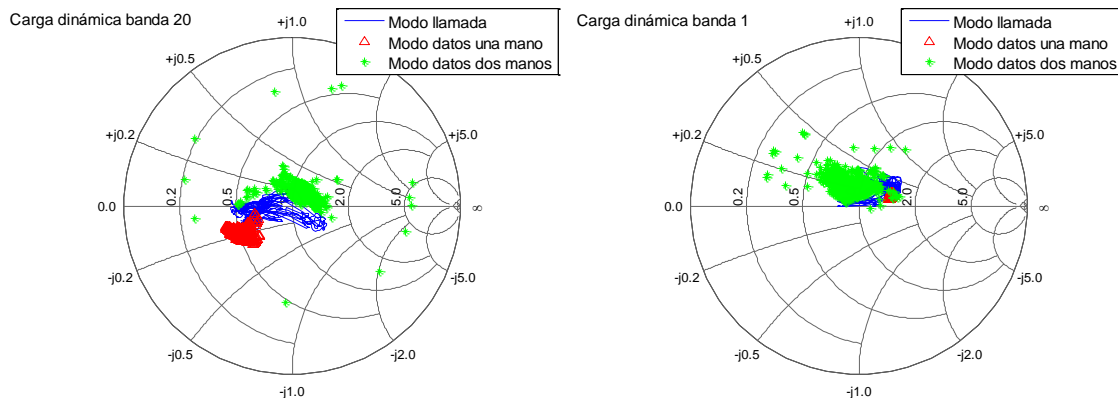


Figura 4.11: Carga dinámica del conjunto acoplador+antena sobre carta de Smith

Se observa cómo usando dos manos, debido a que una está en constante movimiento cerca de la antena e incluso puede haber llegado a tocar la misma a través de la abertura para el objetivo de la cámara, la impedancia varía de una manera más abrupta que en los otros casos. Para cuantificar estas variaciones, haremos uso de sus densidades de probabilidad y los ajustes

de las mismas a una distribución Gaussiana en las fig.4.12 y 4.13, mostrando los resultados relevantes en la tabla 4.3.

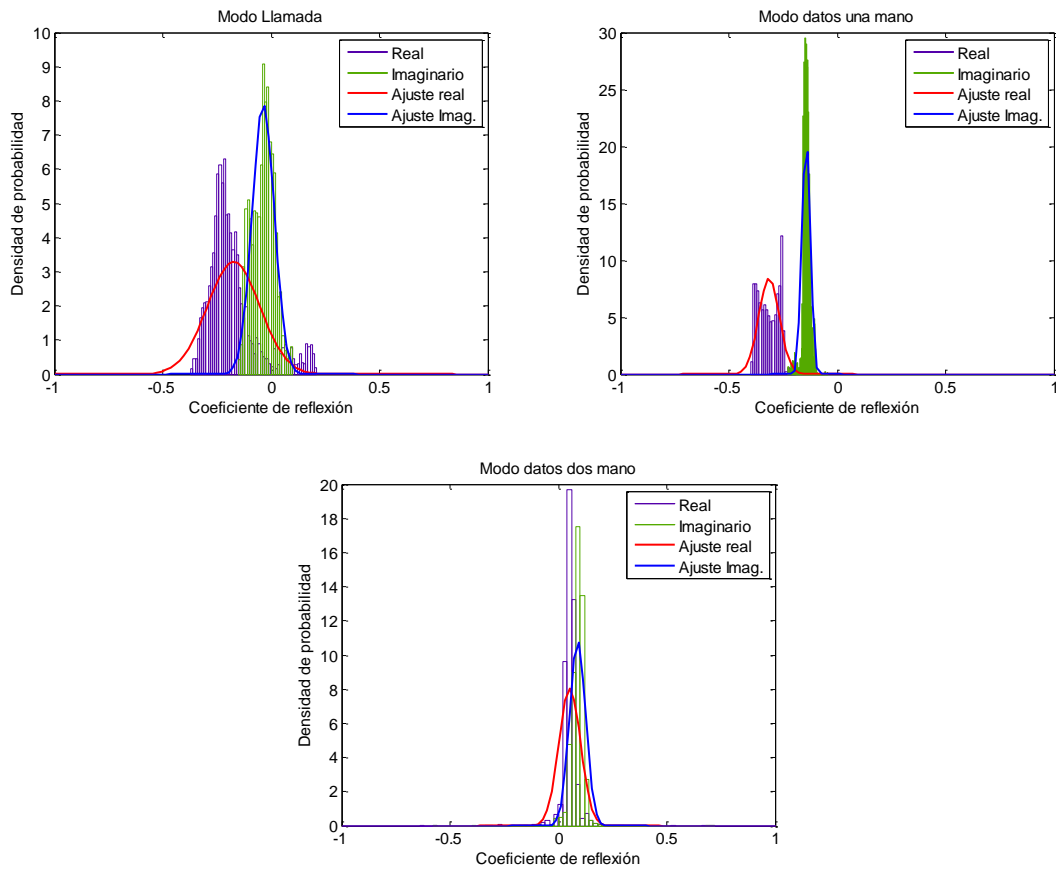


Figura 4.12: Densidad de probabilidad banda 20

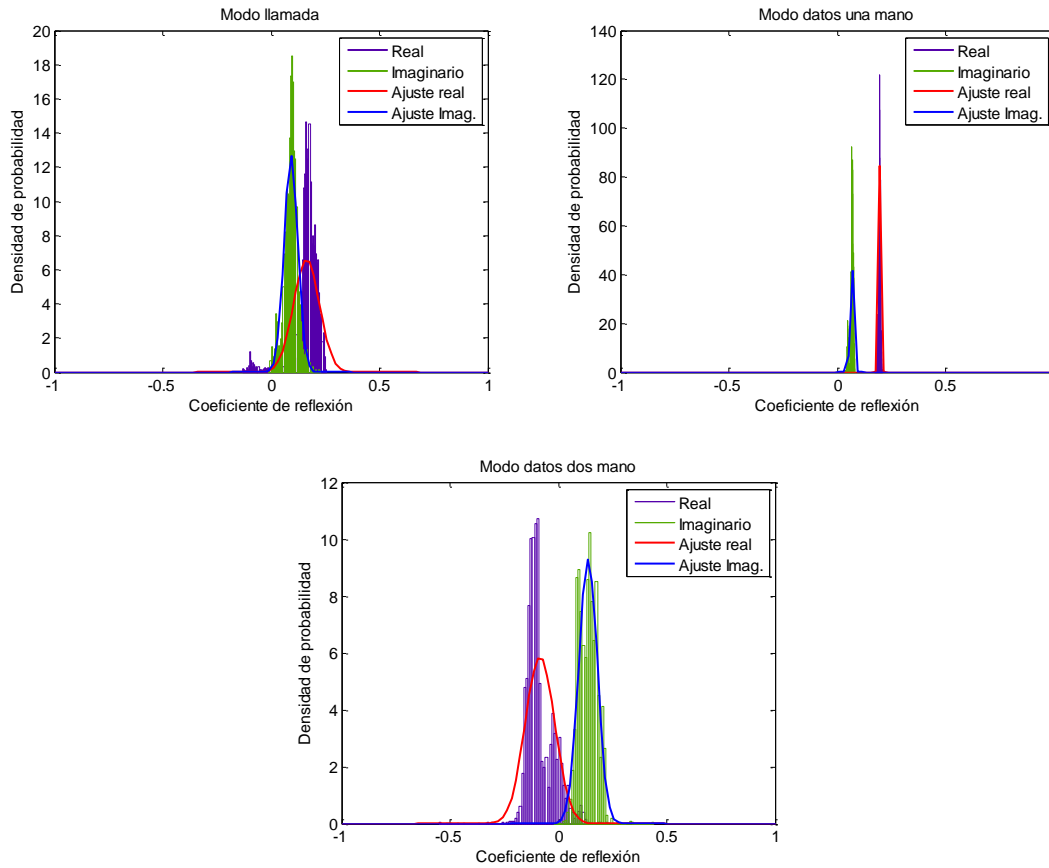


Figura 4.13: Densidad de probabilidad banda 1

Tabla 4.3: Variación de impedancia de entrada antena+acoplador

Banda	Situación	$\bar{\Gamma}$	σ	Intervalo confianza		CEP 50%	
				I1(Ω)	I2(Ω)	Centro(Ω)	Radio
20	Llamada	-0.1726 -0.0361i	0.1312	9.3846 -16.288i	56.0344 +48.651i	32.9090 -2.1809i	0.0858
1	Llamada	0.1628 + 0.0913i	0.0681	44.8915 -10.302i	79.7102 +60.603i	69.3141 +13.5949i	0.0460
20	Datos una mano	-0.3147 -0.1425i	0.0507	15.5250 -13.165i	36.0126 +0.7141i	25.0976 -8.1303i	0.0328
1	Datos una mano	0.1949 + 0.0672i	0.0091	69.8601 +5.740i	76.7014 +15.391i	73.4376 +10.5609i	0.0062
20	Datos dos mano	0.0520 + 0.0884i	0.0619	37.5568 -7.5187i	66.1634 +41.768i	54.6631 +9.6398i	0.0433
1	Datos dos mano	-0.0845 +0.1364i	0.0805	24.9395 -5.9435i	48.7741 +44.292i	39.3344 +11.1557i	0.0555

En la tabla superior, se indica el valor medio del coeficiente de reflexión en cada situación, junto su desviación típica, parámetros que nos permiten ajustar las funciones de densidad a un modelo Gaussiano. También está representado el intervalo de confianza, los dos valores entre los que variará el 99% del tiempo la impedancia del conjunto, representado como $I_{\Gamma} = [\bar{\Gamma} \pm 3\sigma]$, y posteriormente $I_Z = 50 * \frac{1+I_{\Gamma}}{1-I_{\Gamma}}$. Por último se da el centro y radio del Círculo

de Error Probable, cuyos límites engloban el 50% de las muestras tomadas. Tanto el radio del círculo, como la desviación típica, es claramente menor en la situación de modo datos con solo una mano, ya que se interactúa menos con la antena que en las demás situaciones.

En la fig.4.14 se representan las medias de las impedancias de cada caso. Atendiendo a las impedancias óptimas calculadas en el apartado anterior, el desplazamiento frecuencial en la banda inferior acerca la antena aislada al óptimo, y el efecto del usuario lo aleja de dicho punto, por lo que es de esperar que cuando tengamos la antena cargada el rendimiento mejore respecto al caso de una carga adaptada. Caso contrario se da en la banda 1, donde la proximidad del cuerpo humano desplaza la impedancia de carga hacia el punto óptimo.

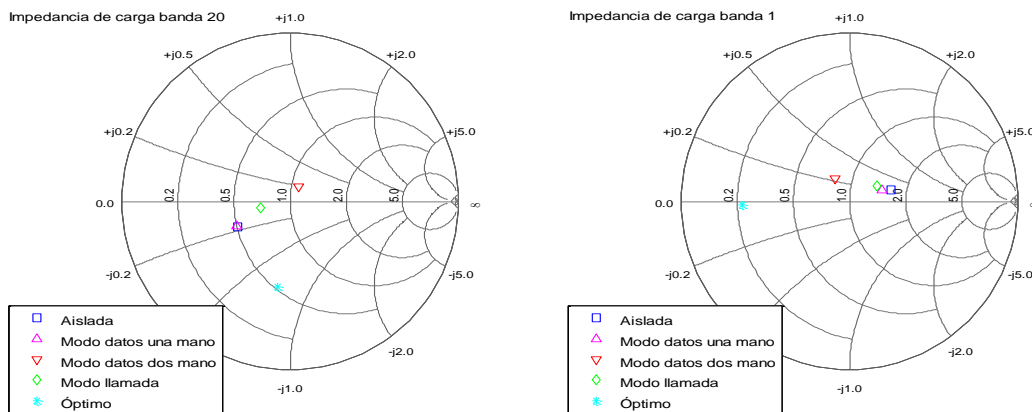


Figura 4.14: Impedancia en la carga del amplificador

4.2.2.2 Medidas amplificador

En primer lugar, se miden las prestaciones del amplificador en ambas bandas, y se compara con los datos simulados en MWO con el modelo circuital de dicho PA en la fig.4.15.

Aunque la ganancia se asemeja bastante a lo simulado, no lo hacen las potencias a las que se satura el amplificador. Debido a que cuando la linealidad empieza a disminuir la corriente del drenador aumenta, luego también lo hace la potencia consumida, el tener puntos de saturación simulados distintos a los reales altera el resultado de la eficiencia. Las medidas tomadas coinciden con los datos dados en la hoja de características del fabricante.

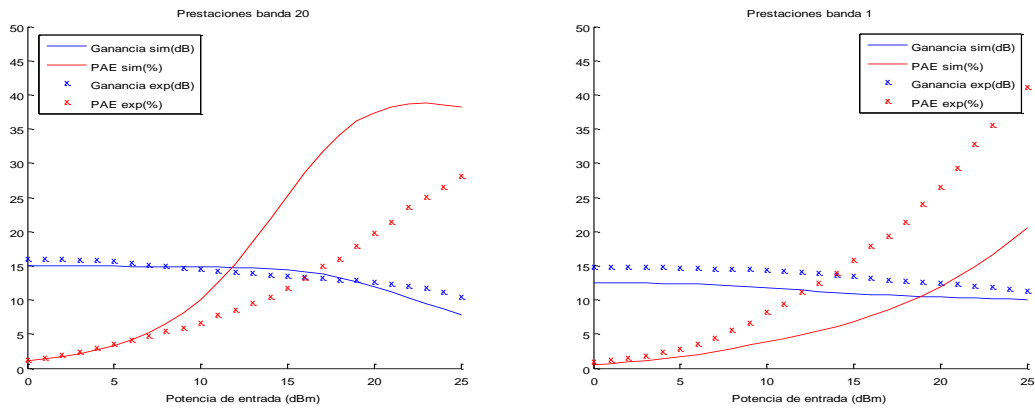


Figura 4.15: Prestaciones medidas amplificador

Para ambas bandas, escogiendo los puntos a 1dB y 3dB de compresión, y otras potencias de entrada aleatorias que saturan el amplificador, se calcula la intermodulación que se produce al introducir 2 tonos y se compara con dicha intermodulación simulada en MWO en la tabla 4.4. En la fig.4.16 se observa un ejemplo de cómo cambia la densidad espectral de la señal tras pasar por el amplificador. Al diferir tanto las potencias de saturación en la banda 20, los productos de intermodulación también salen diferentes respecto a las simulaciones en cuanto la potencia de entrada se aleja de la zona lineal.

Tabla 4.4: Intermodulación experimental contra simulada

Banda	Potencia entrada	IMD experimental	IMD Simulada
20	8 dBm(P_{1dB})	33.5 dB	35.9 dB
20	19 dBm(P_{3dB})	28.7 dB	15.1 dB
20	22 dBm	23.28 dB	12.2 dB
1	14 dBm(P_{1dB})	38.32 dB	31.84 dB
1	18 dBm(P_{3dB})	36.9 dB	36.16 dB
1	21 dBm	34.9 dB	31.4 dB
1	24 dBm	32.21 dB	19.42 dB

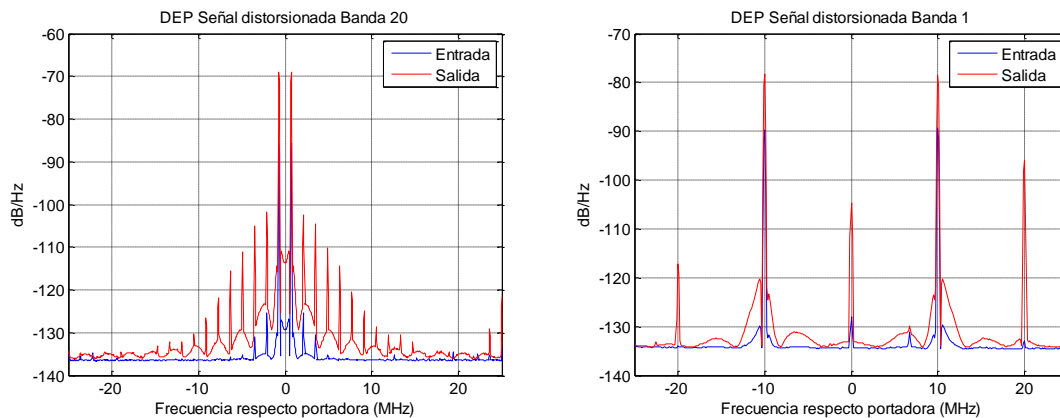


Figura 4.16: DEP Señales entrada/salida del amplificador

4.2.2.3 Medidas amplificador bajo efecto del usuario

Para finalizar el apartado de medidas experimentales, se muestra la curva AM/AM en las distintas situaciones de influencia del usuario para dos potencias de saturación en las fig.4.17 y 4.18. También se compara el rendimiento del amplificador bajo el efecto del usuario medido con el simulado en la tabla 4.3. Para la realización de estas medidas, se ha cogido una pequeña muestra temporal de las señales de entrada y salida de 20ms. Debido al ensanchamiento de la curva AM/AM por las variaciones de amplitud de la señal sinusoidal durante los 20ms, se calcula una curva que modele el comportamiento del amplificador mediante una regresión por mínimos cuadrados. Siendo a_n los coeficientes del polinomio que modela el comportamiento del amplificador, $x(t)$ la señal a la entrada del amplificador e $y(t)$ la señal a la salida, podemos modelar la salida del amplificador con la expresión:

$$y(t) = a_0x(t) + a_1x(t)^2 + a_2x(t)^3 + \dots + a_{n-1}x(t)^n \quad (4.1)$$

De esta manera, el termino a_0 señala la ganancia en la frecuencia de interés a la salida, por lo que se busca que dicho coeficiente sea lo mayor posible. Por el contrario, el resto de coeficientes aumentan la amplitud de los armónicos y las interferencias provocadas, así que interesa minimizarlos. Los coeficientes resultantes de aplicar una regresión cúbica para cada caso se recogen en la tabla 4.5.

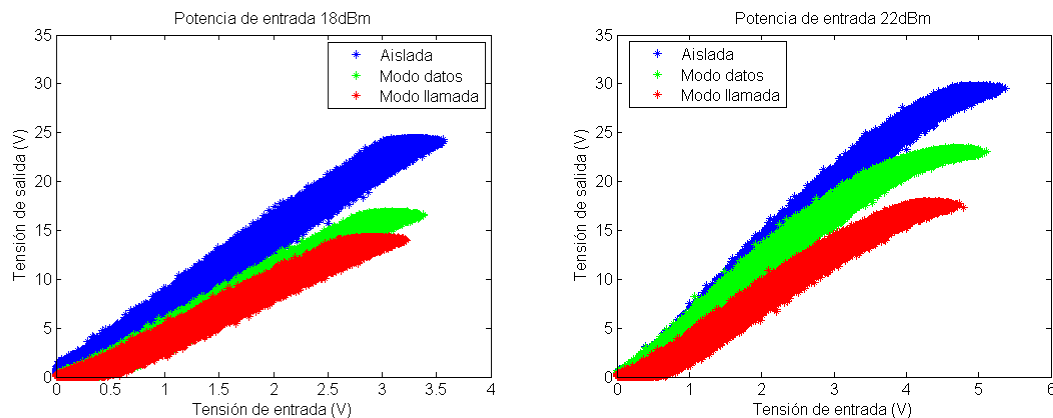


Figura 4.17: Curvas AM/AM bajo efecto del usuario

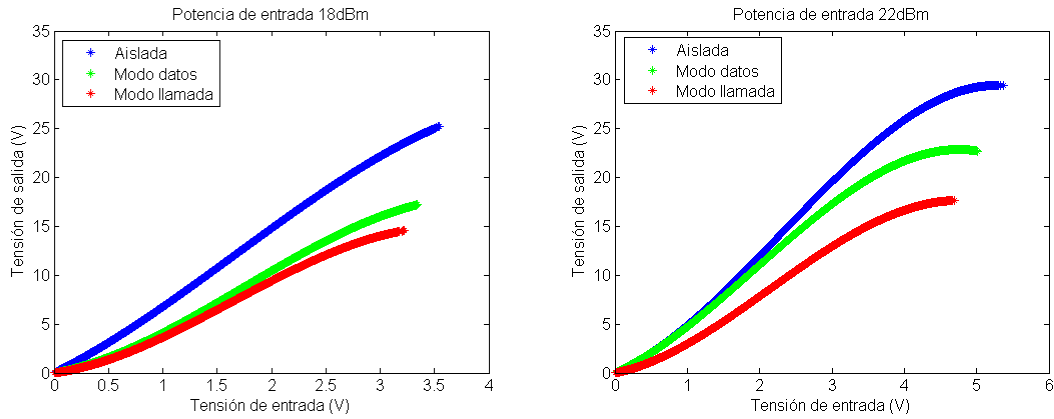


Figura 4.18: Curvas AM/AM bajo efecto del usuario tras regresión cúbica

Tabla 4.5: Coeficientes del modelado mediante regresión cúbica

Posición\Potencia entrada Coeficientes	18dBm			22dBm		
	a ₀	a ₁	a ₂	a ₀	a ₁	a ₂
Aislada	5.99	1.29	-0.26	4.69	1.4	-0.22
Modo datos	2.88	2.06	-0.4	4.56	1.16	-0.22
Modo llamada	2.24	2.21	-0.45	2.42	1.35	-0.22

Tabla 4.6: Medidas experimentales del amplificador bajo efecto del usuario

Banda	Pin	Posición	G med.	G sim.	IMD med.	IMD sim.	Eficiencia
20	18dBm	Aislada	15.57dB	11.6dB	22.15dB	12.44dB	42.4%
20	18dBm	Datos	13.66dB	12.07dB	13.46dB	12.78dB	26.57-30.52%
20	18dBm	Llamada	12.65dB	10.82dB	10.29dB	12.09dB	20.52-24.72%
20	22dBm	Aislada	14.0.1dB	9.61dB	22.43dB	8.58dB	48.67%
20	22dBm	Datos	13.64dB	10.22dB	22.15dB	10.06dB	41.79-43.83%
20	22dBm	Llamada	11.61dB	8.87dB	15.43dB	6.97dB	26.45-28%
1	21dBm	Aislada	11.12dB	10.73dB	17.47dB	24.1dB	24.64%
1	21dBm	Datos	11.42dB	10.37dB	21.44dB	24.1dB	22.81-25.74%
1	21dBm	Llamada	10.71dB	10.08dB	19.57dB	24.1dB	18.8-20.44%
1	24dBm	Aislada	8.85dB	10.58dB	14.05dB	17.28dB	19.9%
1	24dBm	Datos	10.01dB	10.22dB	16.63dB	17.28dB	31.1-34.87%
1	24dBm	Llamada	10.49dB	9.92dB	16.56dB	17.28dB	39.75%-42.2%

Tanto en las curvas AM/AM como en la tabla 4.6 se puede ver como la curva de ganancia se comprime más bajo el efecto del usuario que cuando la antena se encuentra aislada tal y como se ha predicho para la banda 20 según las posiciones de las impedancias carga en la carta de Smith respecto al óptimo, teniendo un mayor efecto de compresión la cabeza en el modo llamada que solo la mano en el modo datos. De la misma manera se acierta con el comportamiento esperado en la banda 1, donde, por lo general, el efecto del usuario produce un mayor rendimiento sobre el amplificador que la antena aislada.

Junto a los resultados de la tabla, es evidente que el efecto del usuario no puede despreciarse, pues el cambio en la impedancia de carga que produce altera sensiblemente el funcionamiento del amplificador. Además de la ganancia e intermodulación, se ve cómo cambia la eficiencia ampliamente para una misma situación por el efecto de la carga dinámica del usuario sobre la antena y la variación de la corriente del drenador que eso conlleva.

Capítulo 5: Conclusiones y líneas futuras

5. Conclusiones y líneas futuras

5.1 Conclusiones

En este proyecto se ha estudiado la variación de las prestaciones de un amplificador de potencia cuando la impedancia de la antena que tiene en la carga se encuentra bajo el efecto del usuario. En primer lugar se han diseñado dichas antenas, una dual que resuena en las bandas 1 y 20 del estándar LTE y a partir de esta se realizó el diseño de otra con tecnología MIMO. En las simulaciones con HFSS ambas antenas cumplían con holgura la especificación de que el coeficiente de reflexión fuese menor de -6dB para toda la banda, sin embargo las antenas fabricadas sufrieron un desplazamiento frecuencial respecto a las diseñadas. Dicho desplazamiento no fue perjudicial para la antena MIMO, pues no era muy significativo y tenía una adaptación aceptable en ambas bandas, sin embargo en la antena single el desplazamiento fue mayor y la parte inferior de las bandas se encontraban desadaptadas. Esto se puede atribuir al margen de error del simulador electromagnético, así como la precisión a la hora de la fabricación de los prototipos.

Para poder medir en el laboratorio la señal de salida del amplificador que recibe la antena, se tuvo que introducir un acoplador direccional entre medio, el cual también hubo que diseñar. Los acopladores son elementos muy conocidos y estudiados, por lo que su diseño fue mucho más sencillo que el de las antenas. Sus prototipos fabricados no diferían mucho del diseño, se puede deber a la sencillez de su estructura en comparación con la de las antenas.

Antes de pasar al estudio del amplificador, hubo que hacer un estudio sobre la carga dinámica de la antena creada por la interacción con el usuario. Con el mismo simulador de momentos electromagnéticos, se modela una mano, una cabeza y una funda de plástico. Una vez creadas, se colocan junto a la estructura de la antena y se simula como varía el coeficiente de reflexión. Al contrastarlo con las mismas medidas experimentales, se confirma que el efecto del usuario es muy significativo, aunque una mala caracterización de los materiales PVC y piel en el simulador electromagnético hace que no se prediga correctamente el desplazamiento en la carta de Smith.

A continuación se estudió el comportamiento del amplificador de potencia a partir del modelo circuital dado por el fabricante en el simulador Microwave Office. Para las redes de adaptación, se disponía de un esquemático con las líneas de transmisión y elementos reactivos que las componen, los cuales estaban medidos manualmente sobre la misma placa del

amplificador. Aunque es una buena aproximación, los errores en dichas mediciones provocan que algunos parámetros no se asemejen con eficacia a los reales. Por lo general, los parámetros S y la ganancia simulados se asemejaban con lo medido, pero las potencias que saturaban el amplificador no. Esto provocó que la eficiencia y los productos de intermodulación no se asemejasen con la realidad. También se comprobó cómo, al ser un amplificador de banda ancha de 5-6GHz, las cargas óptimas no se corresponden con 50Ω , sino que con dicha impedancia se consigue unas buenas prestaciones en toda la banda aunque no sean óptimas. Por lo que, una impedancia de antena que se desadapte, podría dar mejores prestaciones que una adaptada a 50Ω , siendo el caso de alguna de nuestras simulaciones.

Por último, se carga el amplificador de potencia con la carga dinámica de antena. Se comprueba cómo, en las simulaciones, empeora el funcionamiento del amplificador salvo en una situación. No es el mismo caso en los resultados experimentales, ya que al haberse desplazado la frecuencia central en los prototipos fabricados, el efecto del cuerpo humano o la funda de plástico puede desplazar beneficiosamente la impedancia al centro de la carta de Smith. Esto, unido al hecho de que la carga adaptada de 50Ω no es siempre la óptima, hace que obtengamos unas prestaciones del simulador diferentes a las simuladas. Sin embargo, se verifica la amplia variación en la impedancia de antena y prestaciones del amplificador que provoca el usuario. Incluso para una misma situación, la impedancia de antena está en constante variación, así como la corriente consumida por el amplificador.

Como el estudio del proyecto se centra en el comportamiento del amplificador, el hecho de haber usado unas antenas que se han sufrido un desplazamiento frecuencial en el proceso de fabricación no es relevante, pues se ha comprobado el importante efecto a tener en cuenta que provoca la interacción de la antena con el entorno, que altera significativamente el funcionamiento de su etapa amplificadora.

5.2 Líneas futuras

Según lo visto en este proyecto, se puede hablar de dos líneas futuras: Una sobre los amplificadores de potencia y otra sobre las antenas de terminales móviles.

El trabajo ha sido centrado alrededor de las prestaciones de un amplificador en un teléfono móvil, una posible línea futura sería la investigación de un modelo más complejo con fuentes de polarización controladas por la potencia de RF, o estructuras de amplificadores equilibrados y modelos Doherty.

Otra parte se ha centrado en el diseño de antenas, y como afectaba el hecho de cargar el amplificador con ellas. Las líneas futuras en este apartado tratarían sobre el uso de adaptadores reconfigurables o multibanda para estudiar su eficiencia en adaptación y la reducción de pérdida de potencia en la etapa amplificadora. En este proyecto las antenas han sufrido un desplazamiento frecuencial, por lo que también se propone rediseñar las antenas modificando la frecuencia de resonancia de tal modo que compensen el desplazamiento que sabemos que sufrirán en el proceso de fabricación.

Bibliografía

- [1] V. Teppati, A. Ferrero, U. Pisani, «Recent Advances in Real-Time Load-Pull Systems,» *IEEE Trans. on Inst. and Meas.*, vol. 57, nº 11, pp. 2640-2645, 2008.
- [2] C. Cripps, «A theory for the prediction of GaAS FET load-pull power contours,» Watkins-Johnson Company, Palo Alto.
- [3] Walker, J. L. B., High Power Amplifier Wireless Communication, Artech House, 1999.
- [4] J. Lim, C. Park, J. Koo, D. Ahn, «A Balanced Power Amplifier Utilizing the Reflected Input Power,» *IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology*, pp. 88-91, 2009.
- [5] T. Fowler, K. Burger, N.-S. Cheng, A. Samelis, S. Rohfling, «Efficiency improvement techniques at low power levels for linear CDMA and WCDMA power amplifiers,» *IEEE RFIC Symp*, pp. 41-44, 2002.
- [6] G. Hanington, P. Chen, P. Asbeck and L. Larson, «High-efficiency power amplifier using dynamic,» *IEEE Transaction Microwave Theory*, pp. 1471-1476, 1999.
- [7] H. Kim, S. Noh, G. Kim, S. Park, «An MMIC Smart Power Am Mer Of 21 YO PAE At 16 dBm Power Level,» *Microwave Symposium*, vol. 2, pp. 181-185, 2004.
- [8] M. Iwamoto, A. Williams, P. Chen, «An Extended Doherty Amplifier With High Efficiency,» *IEEE Trans. on microwave theory and tech.*, vol. 49, nº 12, pp. 2472-2478, 2001.
- [9] N. Srittana, A. Raghvan, D. Heo, E. Allen and J. Laskar, «Analysis and Design of a High-Efficiency Multistage Doherty Power Amplifier for Wireless Communications,» *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 53, nº 3, pp. 852-861, 2005.
- [10] K. Chen & D. Peorulis, «Design of Adaptive Highly Efficient GaN Power Amplifier for Octave-Bandwidth Application,» *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 60, nº 6, pp. 1829-1837, 2012.
- [11] M. Thorsell, K. Andersson & C. Fager, «Characterization Setup for Device Level Dynamic Load Modulation Measurements,» *IEEE MIT-S Intenational*, pp. 1197-1200, 2009.
- [12] C. Fager, H. Cao & H. Zirath, «High Efficiency Transmitter Using Varactor Based Dynamic Load Modulation,» Gothenburg, 2010.
- [13] J. Ruiz, J. Masa, Antenas y Circuitos de Alta Frecuencia, Madrid: Universidad Autónoma de Madrid, 2007.

- [14] J. Jiménez, J. M. Rodríguez, V. González, «Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas,» 2001.
- [15] S. Sharawi, S. Faouri, and S. Iqbal, «DESIGN OF AN ELECTRICALLY SMALL MEANDER ANTENNA FOR LTE MOBILE TERMINALS,» de *IEEE Conference and Exhibition*, Dubai, 2011.
- [16] M. Elsheakh and A. Abdallah, «Compact Multiband Multifolded-Slot Antenna Loaded With Printed-IFA,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1478-1482, 2012.
- [17] Y. Size and C. -C. Chang, «Circularly Polarized Square Slot Antenna With a Pair of Inverted-L Grounded Strips,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 149-152, 2008.
- [18] C. Rowell and Y. Lam, «Mobile Phone Antenna Design,» *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 54, nº 4, pp. 14-35, 2012.
- [19] M. Koohestani, N. Pires, A. Skriverki and A. Moreira, «Influence of the Human Body on a New Coplanar-fed Ultra-Wideband Antenna,» de *European Conference on Antennas and Propagation*, 2011.
- [20] J. Ilvonen, R. Valkonen and V. Viikari, «Design Strategy for 4G Handset Antennas and a Multiband Hybrid Antenna,» *IEEE Trans. on Antennas and Prop.*, vol. 62, nº 4, pp. 1918-1928, 2014.
- [21] Q. Shen and N. S. Barker, «Reconfigurable Matching with a 10-30 GHz Distributed RF-MEMS Tuner,» University of Virginia, 2005.
- [22] «ANSYS HFSS,» [En línea]. Available: http://www.ansys.com/es_es/Productos/Flagship+Technology/ANSYS+HFSS.
- [23] «Microwave Office AWR,» [En línea]. Available: <http://www.awrcorp.com/es/products/microwave-office>.
- [24] «3GPP Frequency bands,» 2012. [En línea]. Available: <http://www.awt-global.com/resources/lte-e-utran-bands/>.
- [25] W. -C. Weng, F. yang and Z. Elshebeni, «Linear Antenna Array Synthesis Using Taguchi's Method,» *IEEE Trans. on Antennas and Prop.*, vol. 55, nº 3, pp. 723-728, 2007.
- [26] S. Blanch, J. Romeu and I. Corbella, «System Diversity Performance from Input Parameter Description,» *Electronic Letters*, vol. 39, nº 9, pp. 705-707, 2003.
- [27] A. Eroglu and J. K. Lee, «The Complete Design of Microstrip Directional Couplers Using the Synthesis Technique,» *IEEE Trans. on Inst. and Meas.*, vol. 57, nº 12, pp. 2756-2761, 2008.

- [28] S. Akhtarzard, T. R. Rowbotham & P. B. Johns, «The Design of Coupled Microstrip Lines,» *IEEE Trans. and microwave theory and Tech.*, vol. 23, nº 6, pp. 586-492, 1975.
- [29] X. Wang, W. Yin, «A Dual-Band Coupled-Line Coupler With an Arbitrary Coupling Coefficient,» *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 60, nº 4, pp. 945-951, 2012.
- [30] «Características técnicas del PVC,» [En línea]. Available: <http://www.plasticbages.com/caracteristicaspvc.html>.
- [31] M. F. Ali, S. Mukherjee, and S. Ray, «SAR analysis in human head model exposed to mobile base-station antenna for GSM-900 band,» *Antennas and Propagation Conference*, pp. 289-292, 2009.
- [32] «CGH40006P CREE,» [En línea]. Available: <http://www.cree.com/~media/Files/Cree/RF/Data%20Sheets/CGH40006P.pdf>.
- [33] J. C. Pedro, L. C. Nunes, M. Cabral, «A Simple Method to Estimate the Output Power and Efficiency Load–Pull Contours of Class-B Power Amplifiers,» *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 63, nº 4, pp. 1239-1249, 2015.

ANEXOS

A. Líneas de transmisión CPW

La línea de transmisión CPW es una guía de ondas que está formada por dos ranuras, las cuales dividen la metalización del sustrato dieléctrico sobre el que se fabrica. De modo que quedan definidas tres zonas de metalización sobre la misma cara del sustrato: dos planos de masa a ambos lados exteriores de las ranuras y un conductor central entre estos.

También existen las líneas de transmisión *Grounded-CPW* [1], en la cual se añade un tercer plano de masa, pero esta vez ubicado en la cara posterior en lugar de la frontal.

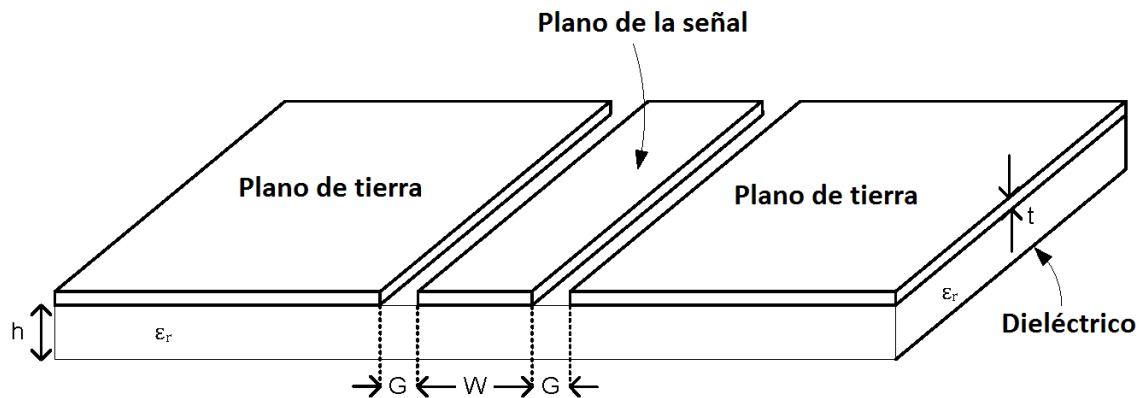


Figura A.1: Alimentación CPW

La tecnología coplanar y la microstrip son las más utilizadas a día de hoy [2], las principales diferencias entre ellas son las siguientes:

- CPW tiene menos pérdidas que microstrip, ya que en la última parte de la señal tiende a radiarse en el aire.
- CPW se ve más afectado por el contacto con la piel, puesto que el campo se concentra en la propia superficie.
- CPW solo necesita usar una cara del sustrato.
- CPW no necesita perforar el sustrato si se precisase cortocircuitar la línea de transmisión en algún momento.
- CPW tiene más variables para controlar Z_0 , como la separación entre conductores.
- CPW requiere de menos tamaño de guía para la misma impedancia característica.

Entre CPW Y GCPW, la principal diferencia es que el segundo propaga más confinado el campo que el primero. También la impedancia característica de CPW disminuye cuanto mayor es el grosor del dieléctrico, caso inverso a GCPW.

Si una guía de ondas tiene N planos conductores, el posible número modos a propagarse es $N-1$. El principal problema de las guías de onda coplanares entonces es que existe la posibilidad de que se propague un modo distinto al par [3].

El modo par se caracteriza por ser un modo Quasi-TEM, por lo que es poco dispersivo y la Z_0 y velocidad de propagación tienen poca dependencia con la frecuencia. Los planos de tierra tienen el mismo potencial y de signo contrario al del conductor central, por lo que las líneas de campo se concentran entorno a dicha línea, que es la que nos interesa para alimentar la carga.

Caso contrario el del modo impar, un modo No-TEM y por tanto con un comportamiento dispersivo y cuya Z_0 y velocidad de propagación no son constantes con la frecuencia. En los planos de masa circulan corrientes de sentido opuesto para cada uno, sin haber una corriente neta circulando por el conductor central.

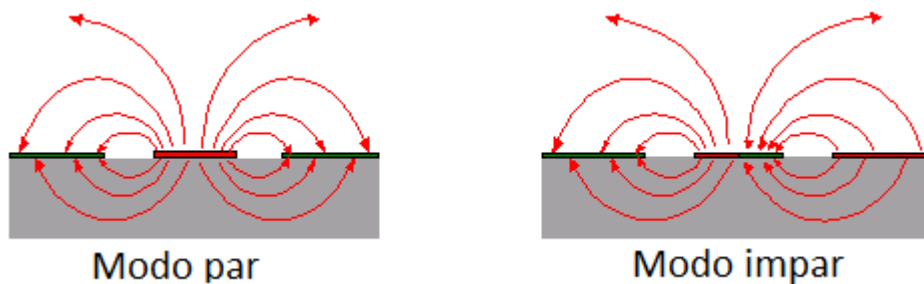


Figura A.2: Modos par e impar en CPW

Por lo tanto, en los diseños con tecnología CPW debemos asegurarnos de mantener el mismo potencial en todos los planos de masa. Así pues, el principal inconveniente de GPCW frente CPW es el aumento de posibles modos propagándose que no sea el par y la necesidad de perforar el sustrato para unir los planos de masa de ambas caras.

B. Estándar LTE

LTE (Long Term Evolution) o E-UTRAN (Evolved Universal Terrestrial Access Network) es un estándar de comunicaciones móviles de la norma 3GPP [4].

LTE nace ante la gran demanda por parte de los usuarios de los servicios de comunicaciones móviles, y la consiguiente necesidad de tasas de datos mayores y gran eficiencia espectral, que el estándar predecesor (UMTS) no podía lograr. Además se requieren servicios de alta calidad con lo que es necesario reservar frecuencias específicas para garantizarlos, así como una infraestructura más económica que la predecesora, reduciendo el número de elementos de la red.

La capa física de LTE se basa en OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), robusto frente a las múltiples interferencias y más sencillo que el sistema de multiplexación WCDMA usado en UMTS cuya alta complejidad resulta en un equipamiento más caro. LTE también utiliza modulaciones de alto orden (hasta 64QAM) y grandes anchos de banda (hasta 20 MHz); gracias a esto es capaz de lograr altas tasas de datos. En el enlace ascendente de la comunicación el máximo teórico en el canal de transporte sería 75 Mbps, mientras que el enlace descendente, usando multiplexación espacial, se podrían conseguir hasta 300 Mbps. Así pues las mejoras que presenta LTE frente al estándar anterior son las siguientes:

- Mayores tasas de datos y menor latencia.
- Ancho de banda escalable (2 a 20 MHz).
- Aumento de la eficiencia espectral, es decir, mayor tasa de datos por portadora y por celda.
- Disminución de la complejidad de la red: una novedad es que tenemos una arquitectura plana escalable basada en IP caracterizada por pocos elementos de red, baja latencia, gran flexibilidad y un coste de operación bajo.

El estándar LTE-Advanced de la norma 3GPP surge como una mejora para el estándar LTE, proporcionando tasas de bit mayores de forma eficiente y además cumpliendo completamente los requerimientos de ITU para IMT Advanced, más conocido como 4G; y todo esto siendo compatible con los equipos de LTE existentes. Las principales mejoras sobre LTE son las siguientes:

- Aumento del pico de tasa de datos: 3 Gbps para Downlink y 1.5 Gbps para Uplink.
- Mayor eficiencia espectral.
- Incremento del número de usuarios simultáneos.
- Entre las nuevas funcionalidades que introduce LTE-Advanced destacan la agregación de portadoras para aumentar el ancho de banda, la mejora en el uso de técnicas multi-antena y el soporte de nodos relay, con los que se mejora la cobertura [5].

El estándar LTE usa la tecnología MIMO (Multiple Input Multiple Output) o multiplexación espacial para aumentar la tasa de bits mediante la transmisión de dos o más flujos de datos a través de dos o más antenas diferentes y siendo recibidos también por dos o más antenas distintas [5].

Los flujos de datos transmitidos usan los mismos recursos frecuenciales y temporales, diferenciándose por el uso de distintas señales de referencia. De este modo, utilizándose múltiples antenas para transmitir y recibir, se puede conseguir una mejora significativa en la capacidad de los sistemas de comunicaciones.

C. Simulador HFSS

En este anexo se muestra una visión del simulador HFSS, obteniendo los datos a través del fabricante de la experiencia de uso [6].

High Frequency Structural Simulator, es un software comercial de Ansys creado para la resolución de estructuras electromagnéticas mediante el método de elementos finitos o de ecuaciones integrales. Es uno de las muchas herramientas comerciales para diseño de antenas y el diseño de complejos circuitos electrónicos de radiofrecuencia, tales como filtros o líneas de transmisión. El simulador también permite extraer parámetros de la matriz de dispersión (parámetros S, Y, Z), visualizar campos electromagnéticos en 3D (de campo cercano y de campo lejano) y generar modelos ANSYS Full-Wave SPICE que enlazan con simulaciones de circuitos. En los trabajos de integridad de señal se utiliza HFSS dentro de los flujos de diseño EDA establecidos para evaluar la calidad de la señal, incluyendo las pérdidas de señal, las pérdidas debidas a desajustes de impedancia, acoplado parasitario y radiación.

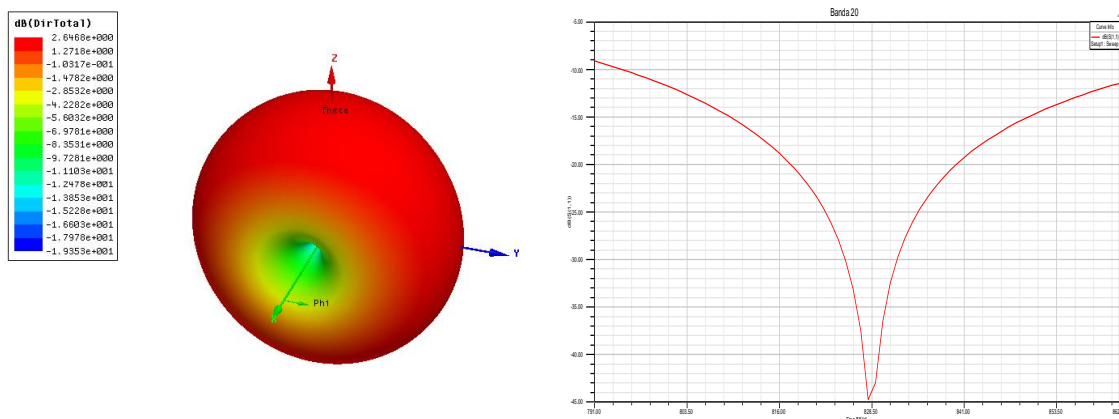


Figura C.1: Diagrama de radiación y reflexión a la entrada de una antena en HFSS

Cada *solver* HFSS está basado en un proceso de solución potente y automatizado, que sólo requiere especificar la geometría, las propiedades del material y el resultado deseado. A partir de estos datos, HFSS generará automáticamente la malla adecuada formada por tetraedros, eficiente y precisa para solucionar el problema utilizando la tecnología de solución seleccionada. Con HFSS, la física define la malla; no es la malla la que define la física, aumentando el número de tetraedros en la malla hasta que el error converge en un valor especificado.

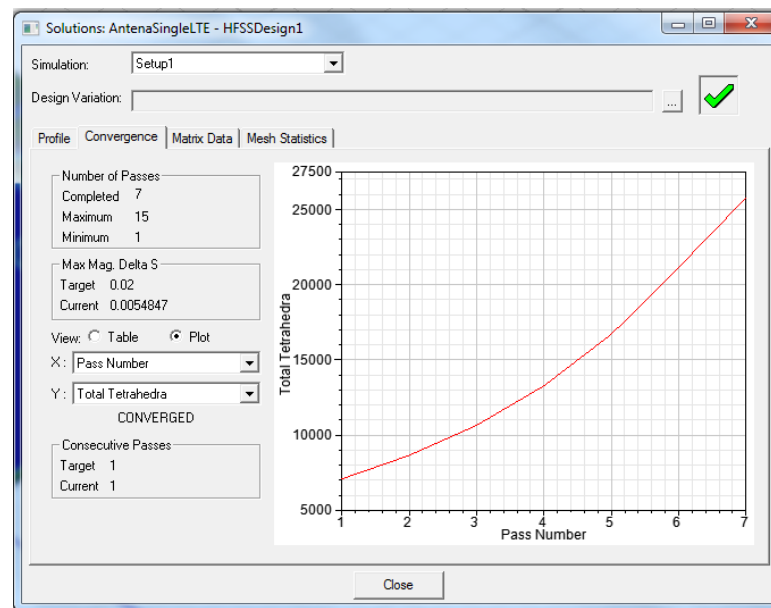


Figura C.2: Número de tetraedros en la malla en cada paso de convergencia

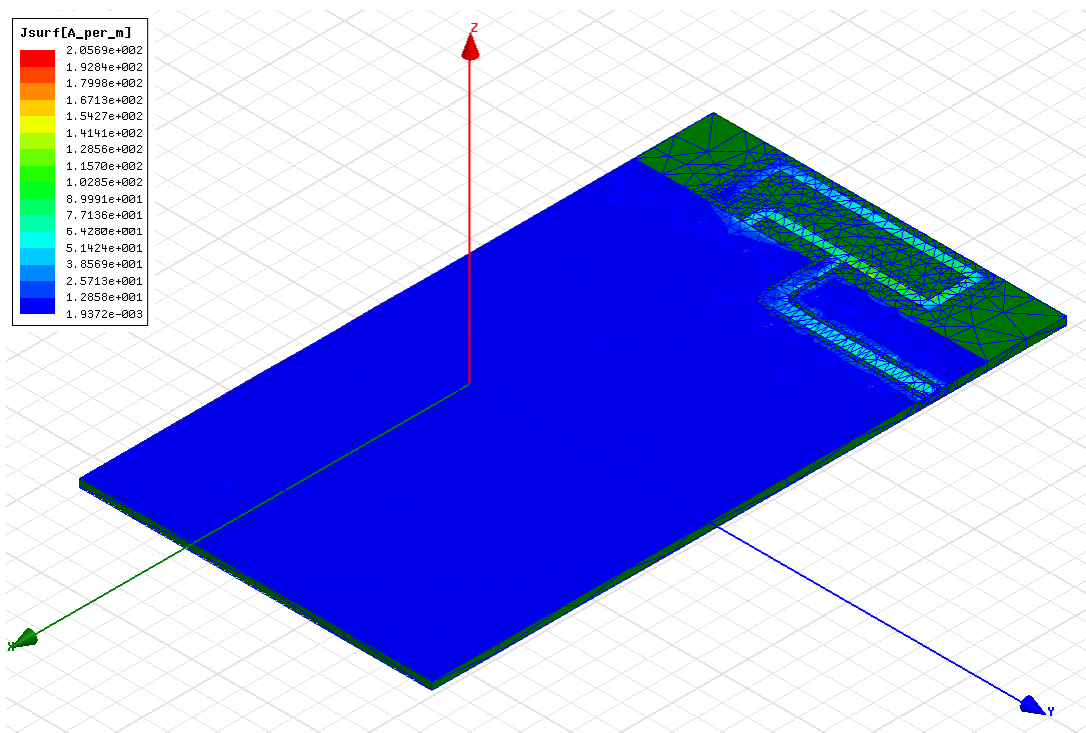


Figura C.3: Mallado de una estructura en HFSS

Proporciona también varias ventajas al usuario como la exportación de las matrices de los datos resultado, como el plano de la estructura en formato Gerber para su posterior fabricación como placa impresa.

D. Diseño de la antena dual

La antena a diseñar se basa en la estructura inicial de una IFA haciendo uso de la tecnología *Grounded-Coplanar* para su alimentación. Se parte del modelo simple [7] de la fig.D.1, al que se le ha añadido un segundo brazo sobre la IFA, y se escala para acercar la resonancia a nuestra banda de trabajo: Calculando la relación entre las longitudes de onda correspondientes a la frecuencia original y la deseada, y multiplicando cada parte de la antena por dicha constante.

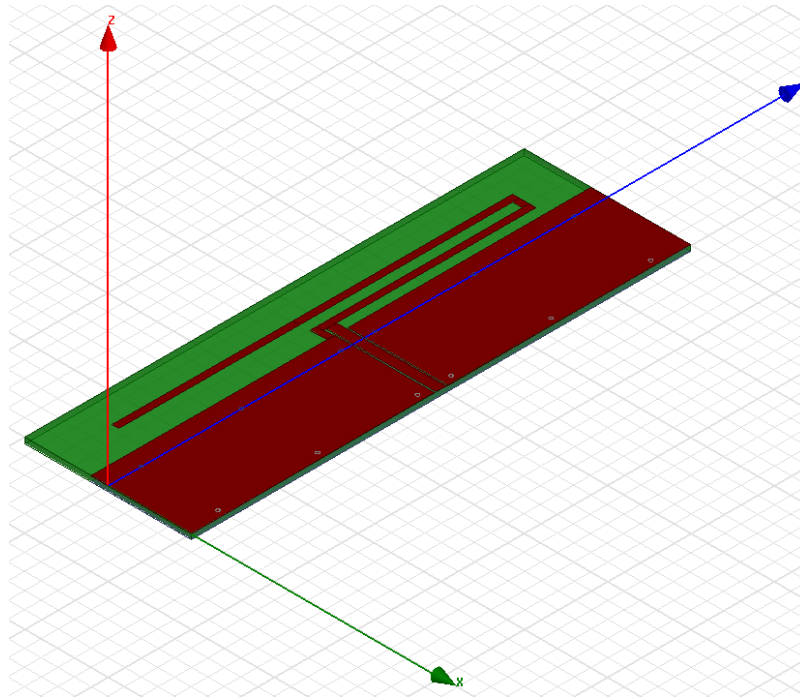


Figura D.1: Prototipo antena dual

Antes de proceder al diseño de la estructura radiante, debemos asegurarnos que debido al uso de CPW no se esté propagando otro modo que no sea el par. Para eso, se mira la distribución de campos a lo largo de la estructura, como se ve en la fig.D.2.

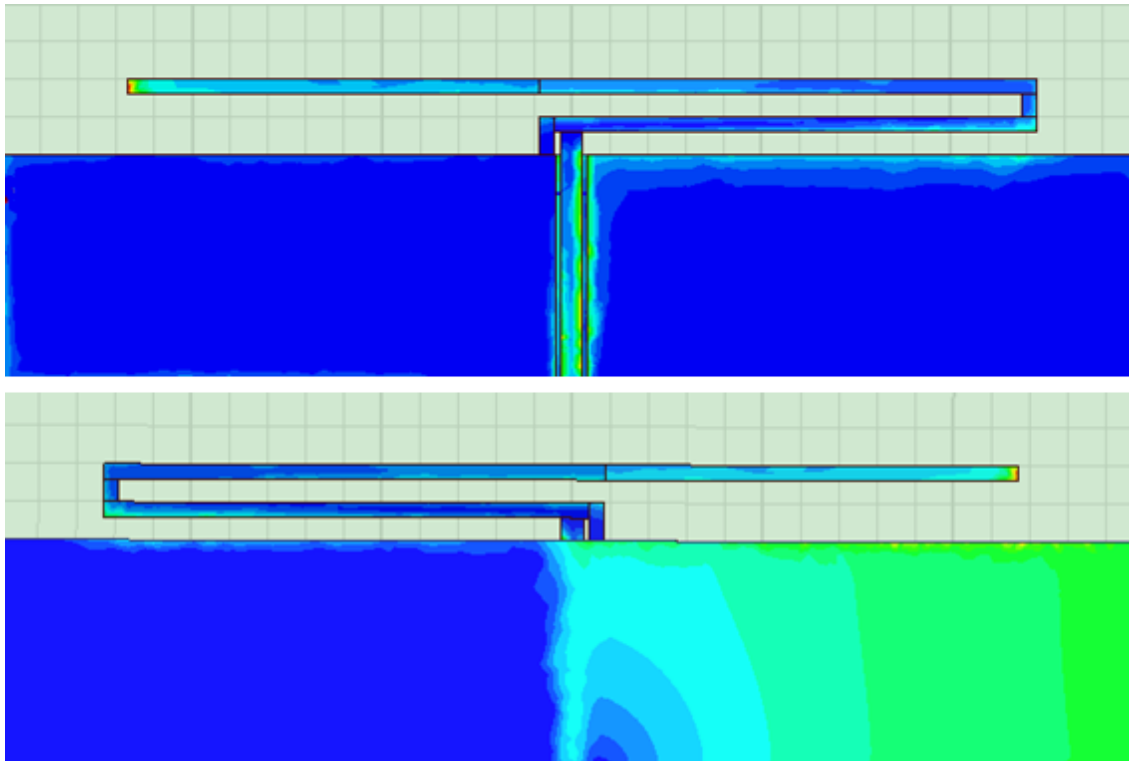


Figura D.2: Distribución de la tensión en la estructura

Claramente no existe el mismo potencial en todos los planos de masa, luego no estamos propagando el modo par desde el puerto hasta la antena. Por lo tanto, además del escalado, habrá que unir los planos de tierra con unas vías a través del sustrato. El primer prototipo de la antena queda entonces como el de la fig.D.3.

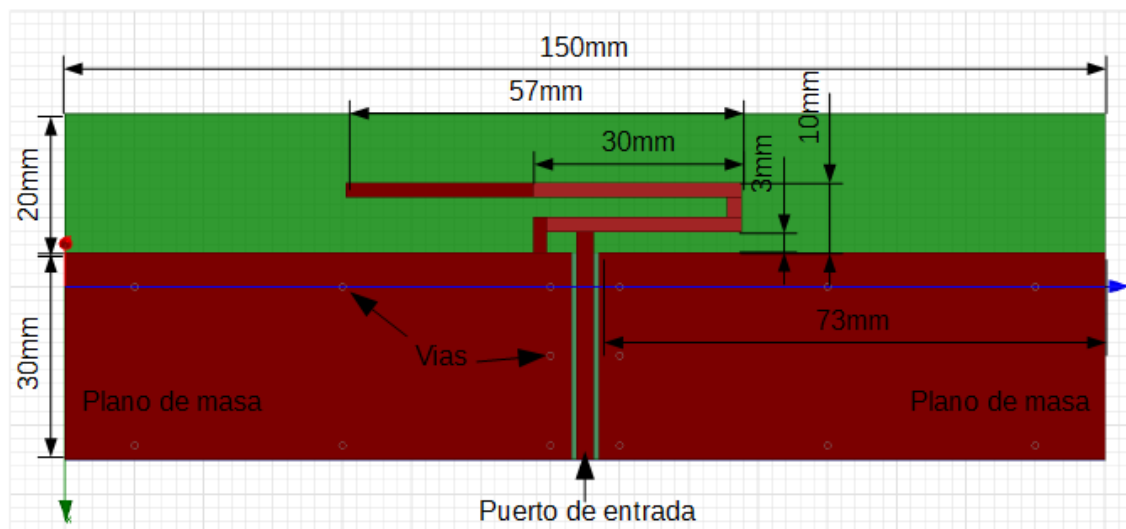


Figura D.3: Escalado de la antena

Tras el escalado y asegurarnos que se propaga el modo par, se comprueban las adaptaciones en las dos bandas LTE.

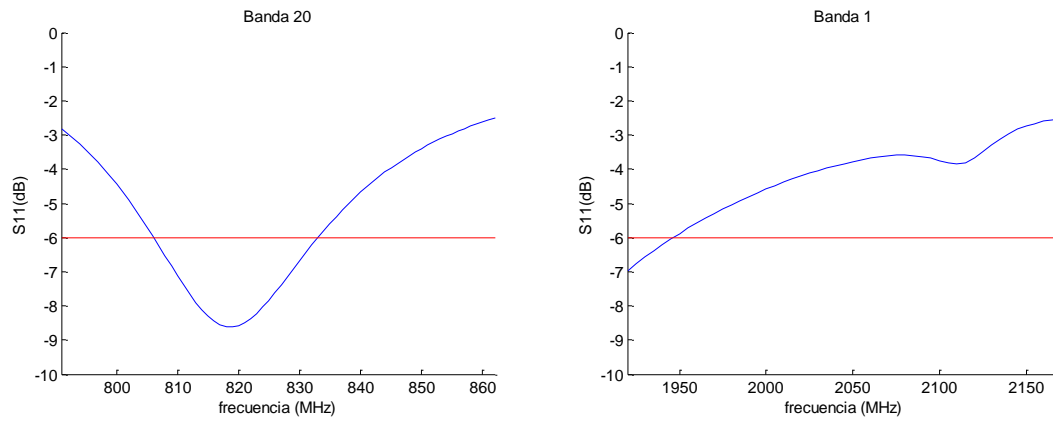


Figura D.4: Coeficiente de reflexión tras el escalado

Para saber el funcionamiento de radiación de esta estructura, se procede a representar la distribución de corrientes a lo largo de la antena.

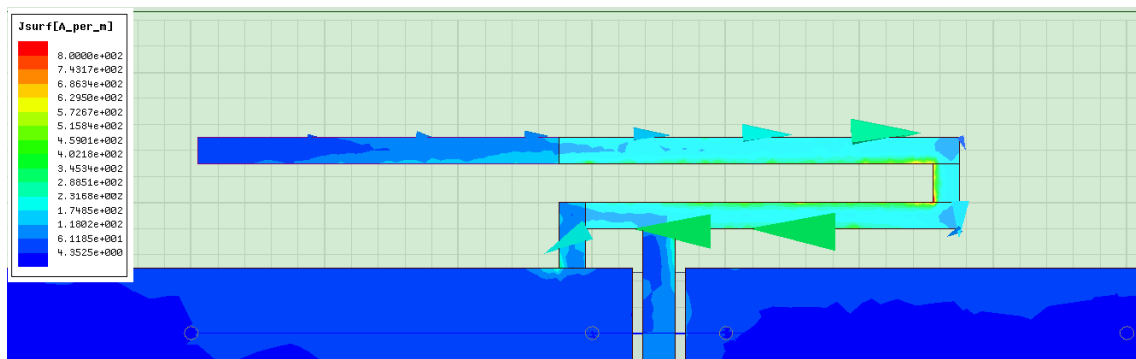


Figura D.5: Distribución de corrientes en la banda 20

Como vemos en la imagen superior, fig.D.5, la densidad de corriente decrece uniformemente a lo largo de toda la antena. Partiendo del cortocircuito, donde intensidad y tensión están desfasadas 90° y por lo tanto tenemos un máximo de corriente y un nulo en voltaje, hasta el extremo final del brazo superior que finaliza en un circuito abierto, dándose el caso contrario al cortocircuito y originando un nulo de intensidad. De esta manera, tenemos sobre un plano de tierra una distribución de corrientes que empieza en un máximo y acaba en un cero, por lo que nos encontramos ante un monopolo doblado resonante $\lambda/4$.

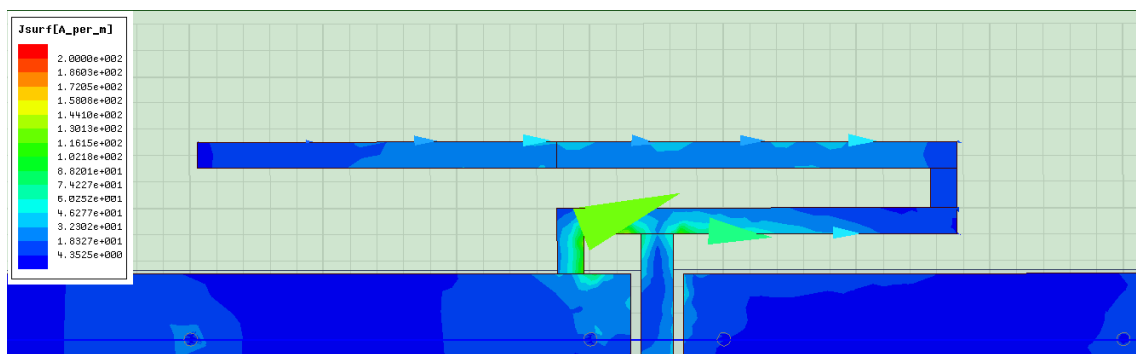


Figura D.6: Distribución de corrientes en la banda 1

Sin embargo, como se ve en la fig.D.6, la distribución de corrientes cambia para la banda superior. Para esta frecuencia, las esquinas por las que se dobla la estructura producen una admitancia de *choke*, que produce altas impedancias para las altas frecuencias, aislando los dos brazos de la antena. En este caso, la longitud del monopolo resonante $\lambda/4$ empieza en el cortocircuito y acaba en dicho recodo. No obstante, se ve influido por el brazo superior mediante un efecto de acoplo electromagnético, por lo que también habrá que tenerlo en cuenta a la hora del diseño.

Antes de centrar las frecuencias, se intenta conseguir los anchos de banda necesarios. Como aumentar el ancho de banda es más costoso en frecuencias bajas que altas, se empezará por conseguir los 71MHz necesarios en la banda 20. Para ello, empezaremos por aumentar la longitud del plano de tierra [8] [9], lo cual mejora la adaptación en banda y aumenta la frecuencia de resonancia, cosa que necesitamos para ambas frecuencias. La longitud de la antena será tal que coincida con la máxima dimensión permitida, guardando un espacio para la posterior duplicación de la antena que se necesita en MIMO, quedando como en la fig.D.7.

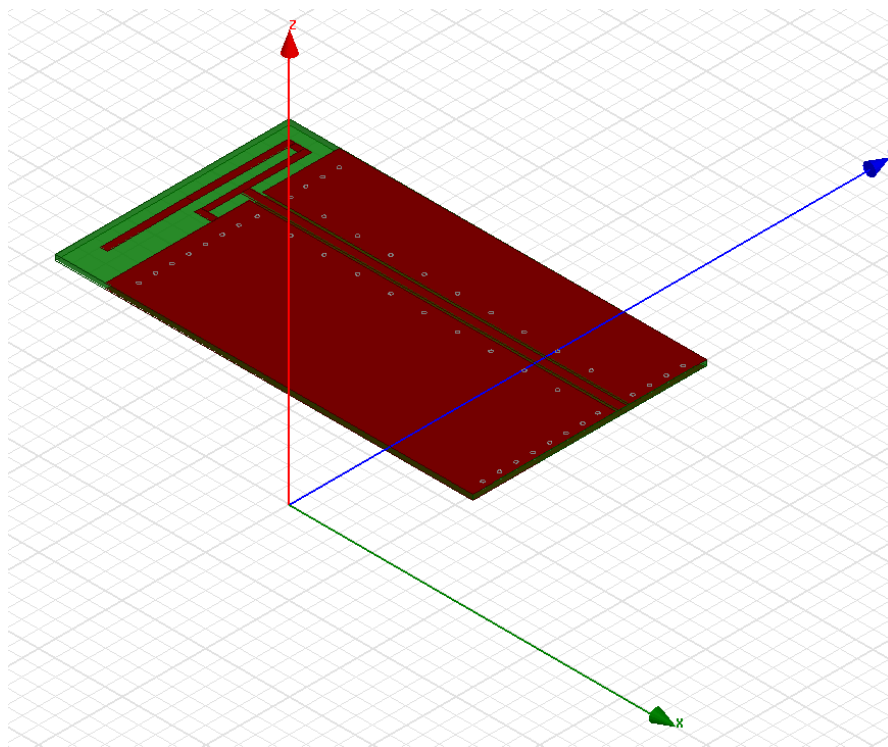


Figura D.7: Antena dimensionada para el teléfono móvil

A la hora de modificar las longitudes de la estructura para conseguir las pérdidas de retorno especificadas, debemos tener en cuenta los siguientes factores:

- La longitud total de toda la antena afecta a la banda inferior.
- La banda superior se ve afectada principalmente por el brazo corto, pero alterar el brazo superior también cambiará su comportamiento por el acoplo.
- La distancia entre la alimentación y el cortocircuito produce una admitancia, que ha de compensar la reactancia capacitiva creada por la cercanía de la IFA a la tierra, el recodo y el circuito abierto. Eliminando la parte imaginaria, solo nos quedaría la parte real de la impedancia de la antena que coincidiría con la del puerto de entrada,

50Ω, consiguiendo una buena adaptación. Se podría expresar como el circuito equivalente de la fig.D.8.

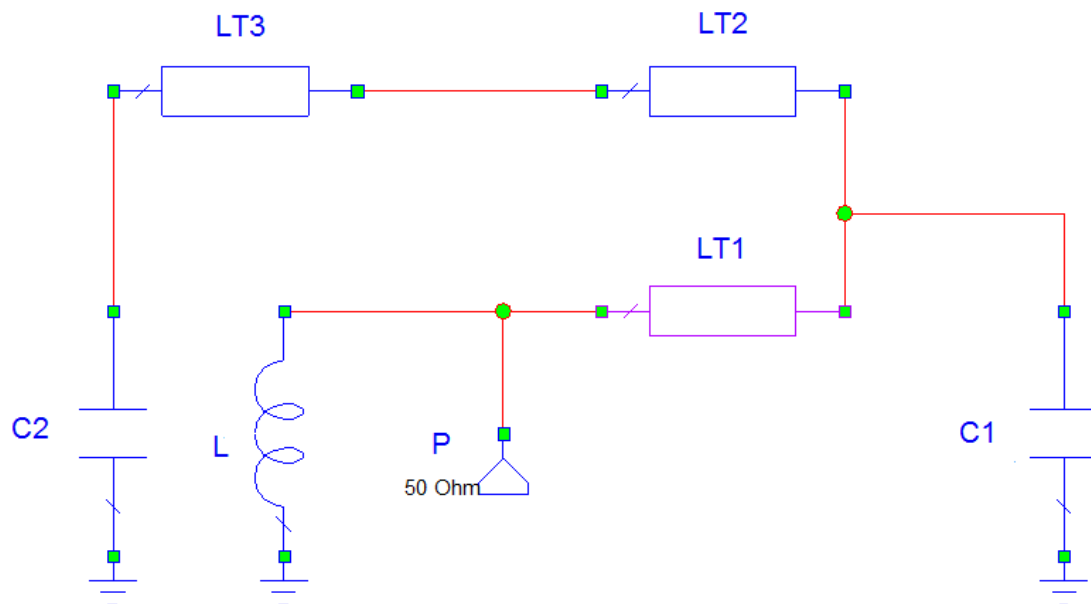


Figura D.8: Modelo circuital de la antena

De esta manera, tras alargar el plano de tierra y ajustar las longitudes pertinentes de la estructura, se obtienen estas nuevas prestaciones.

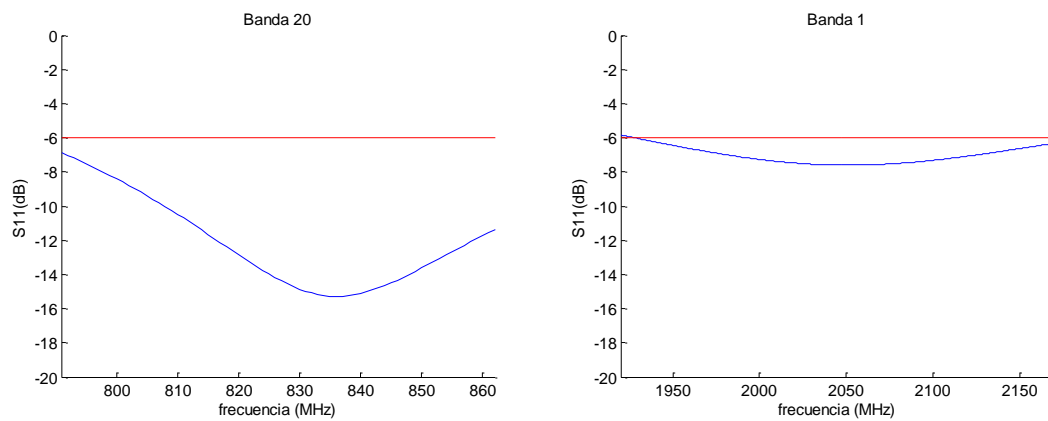


Figura D.9: S11 tras la primera modificación

La adaptación ha mejorado enormemente en ambas bandas, así como los anchos de banda, no obstante las frecuencias todavía no se encuentran centradas. Debemos disminuir ambas, para ello podemos hacer uso de un parásito encima de la antena, o doblar el brazo largo hacia la tierra como en la fig.D.10. Como las capacitancias tienen su mayor efecto al final de la estructura donde el campo eléctrico de la antena es mayor, optaremos por esta última opción.

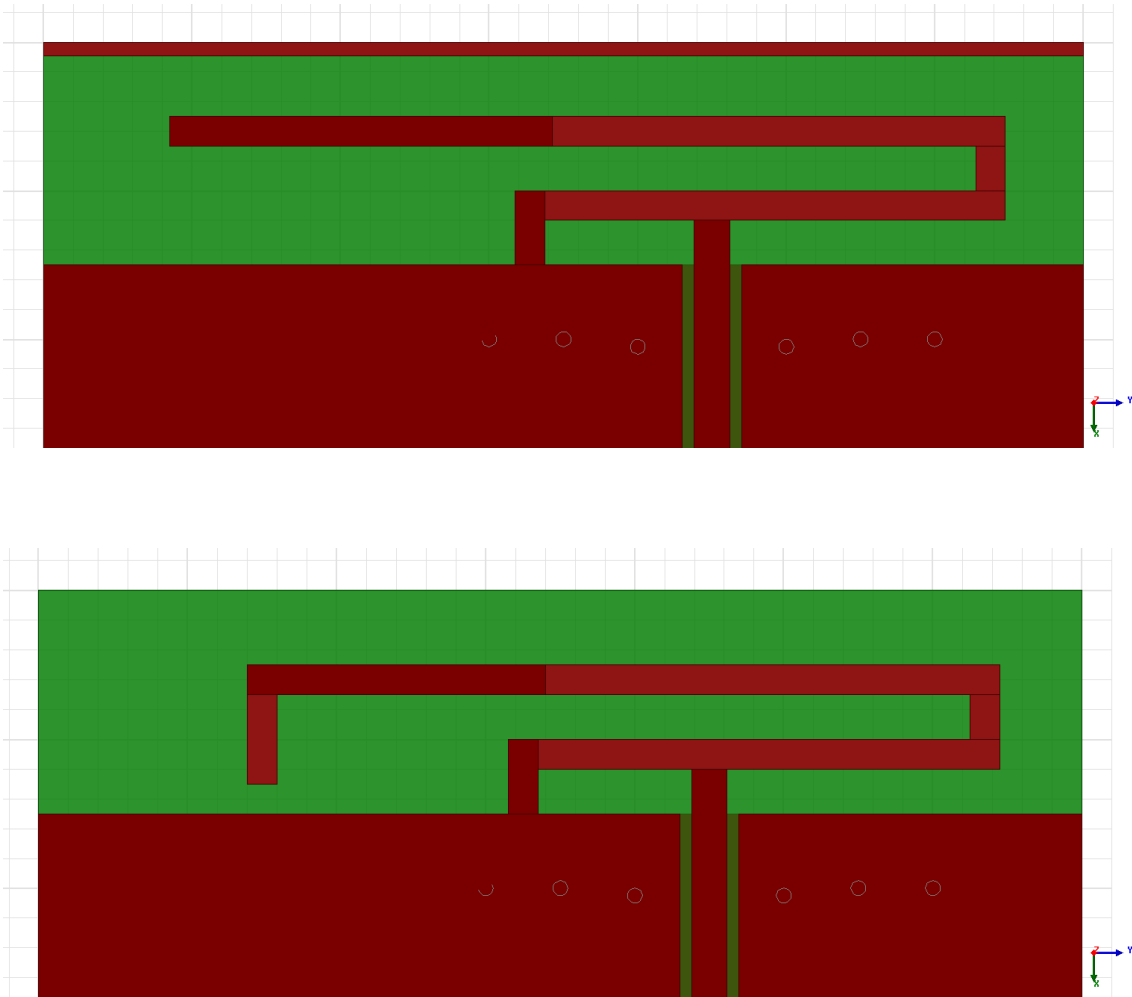


Figura D.10: Parásito (Figura superior) y brazo doblado (Figura inferior)

Con el brazo doblado hacia tierra, obtenemos las siguientes pérdidas de retorno.

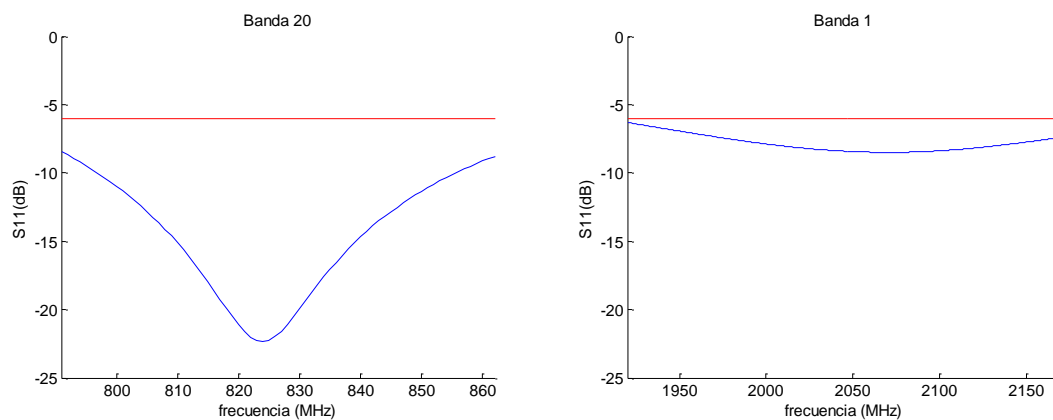


Figura D.11: S11 tras doblar el brazo superior

Sin embargo la adaptación en la banda superior, aun estando por debajo de -6dB la reflexión en la entrada, sigue sin tener una buena adaptación, luego hay que disminuir más esa reflexión en la banda. Además, la línea de alimentación no puede cruzar de lado a lado la PCB, ya que dicha placa va a estar ocupado por los dispositivos que contiene el teléfono móvil, sin contar las pérdidas que introduce la propagación por la larga guía de onda.

Así pues, se decide acortar dicha línea de transmisión, usando un inglete [10] como el de la fig.D.12 para reducir las reflexiones en la esquina.

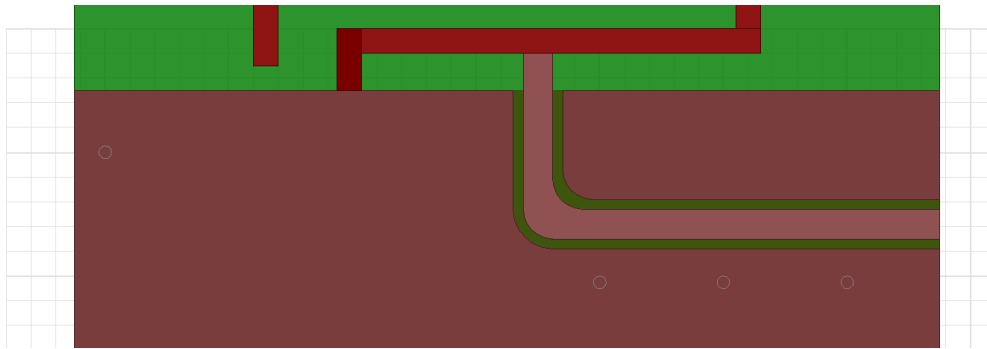


Figura D.12: Modificación de la línea de alimentación

En último lugar, se separa lo máximo posible ambos brazos, de tal manera que el acoplo sea lo mínimo posible y se tenga la máxima independencia entre bandas a la hora de modificarlas. Una vez tenemos la máxima independencia posible, optimizamos las longitudes de cada brazo y la distancia del cortocircuito a la alimentación mediante el método de Taguchi [11], obteniendo el diseño final de la antena dual.

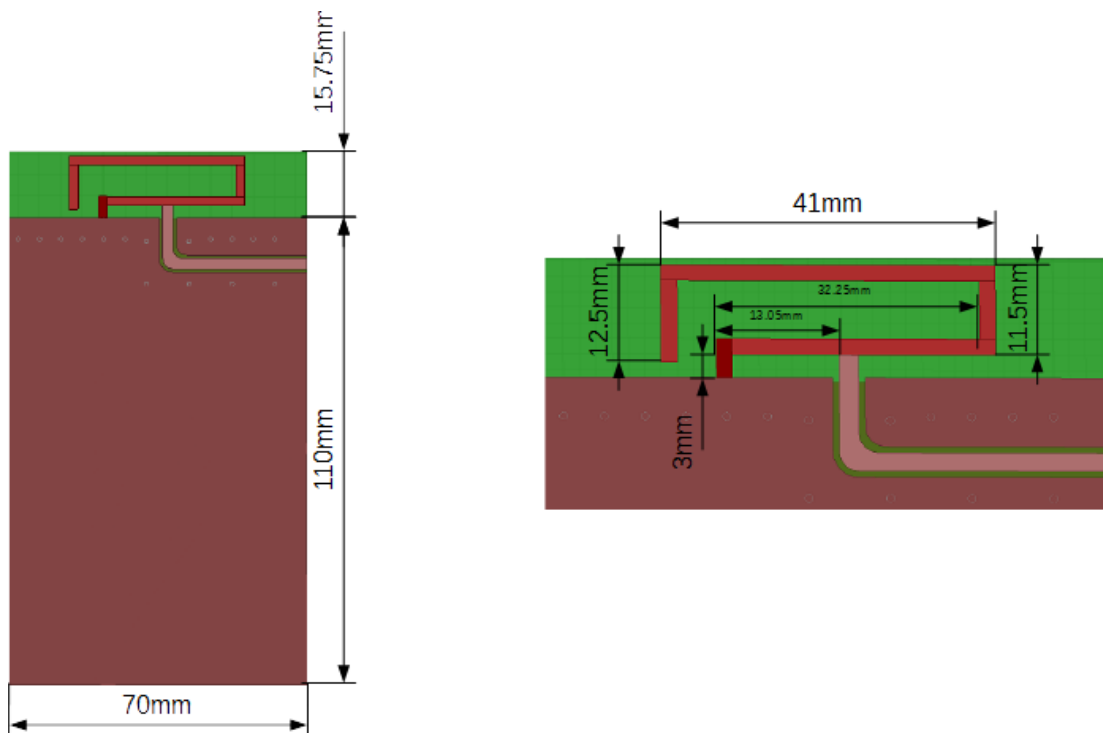


Figura D.13: Diseño definitivo antena dual

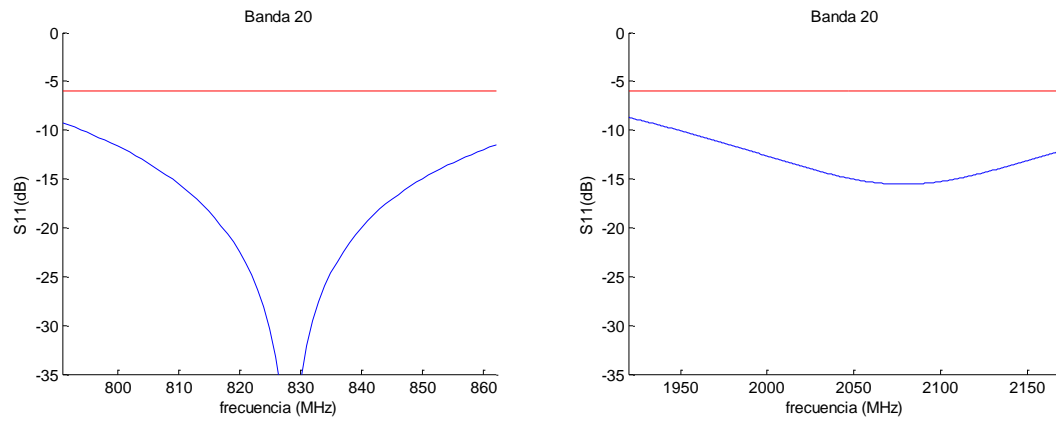


Figura D.14: Parámetro S11 definitivo

E. Diseño de la antena MIMO

Para el diseño de la antena MIMO, se replicará la antena dual que se ha diseñado, buscando minimizar la correlación entre las dos antenas e intentando que su adaptación en frecuencia no empeore y se parezca lo máximo posible la una a la otra.

Se simularán distintas ubicaciones para cada antena a lo largo y ancho de la PCB, y se elegirá aquella combinación que posea menos correlación entre ambas manteniendo sus correctas prestaciones en las dos bandas LTE.

Para medir la correlación entre los dos dispositivos [12], se hace uso de los parámetros S de la antena de dos puertos y se define la correlación como:

$$\rho = \frac{|S_{11}^* \cdot S_{12} + S_{21}^* \cdot S_{22}|^2}{(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2))(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))} \quad (\text{E.1})$$

Antena MIMO 1:

Se replica la antena original en el otro extremo de la PCB, como vemos en la fig.E.1.

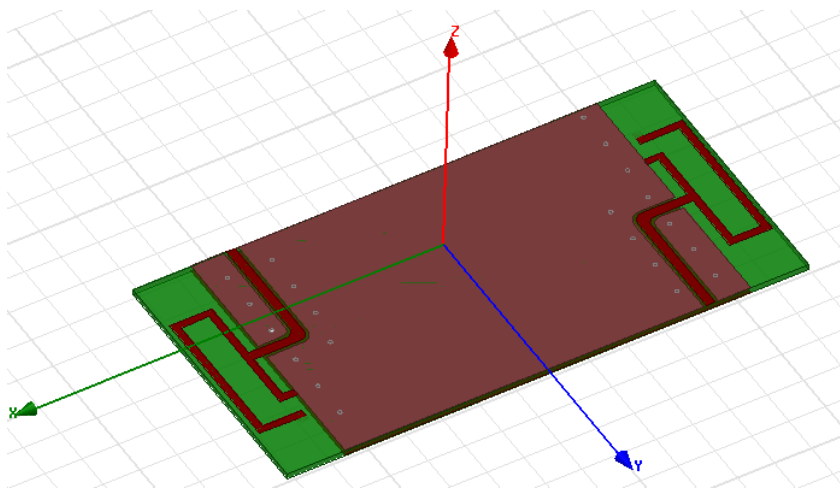


Figura E.1: MIMO Modelo 1

Para la banda inferior, la distancia en términos de λ entre las dos antenas no es lo suficientemente grande como para despreciar los efectos de acoplo. Dicho acoplo mutuo produce que la frecuencia de resonancia aumente como vemos en la fig.E.3. Para solventar este problema, se opta por añadir un capacitivo de 2x2mm en el extremo final del brazo de la antena, como el que vemos en la fig.E.2.

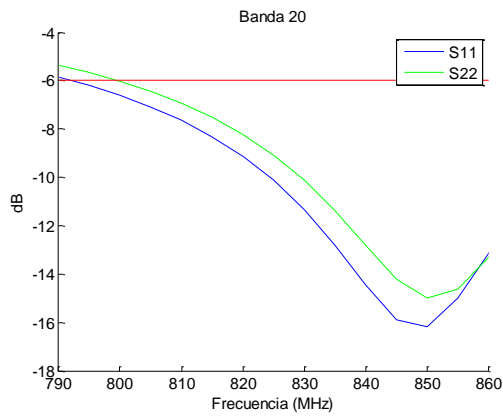


Figura E.3: Efecto del acoplo en banda 20

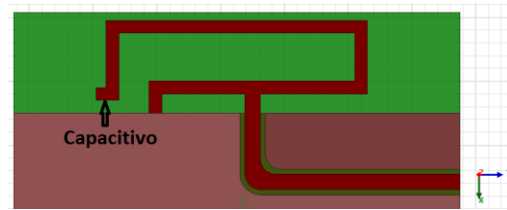


Figura E.2: Capacitivo para MIMO

Este capacitivo, al situarse al final del brazo largo que es el que afecta a la banda inferior y no cerca del brazo corto, disminuye y mejora la frecuencia de resonancia en la banda 20 sin afectar a la 1, obteniendo los siguientes parámetros S y correlaciones.

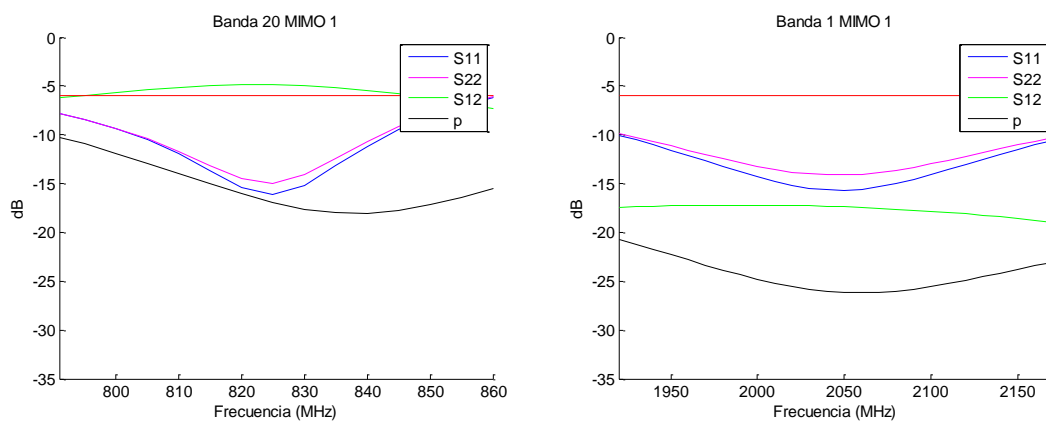


Figura E.4: Prestaciones MIMO modelo 1

Antena MIMO 2:

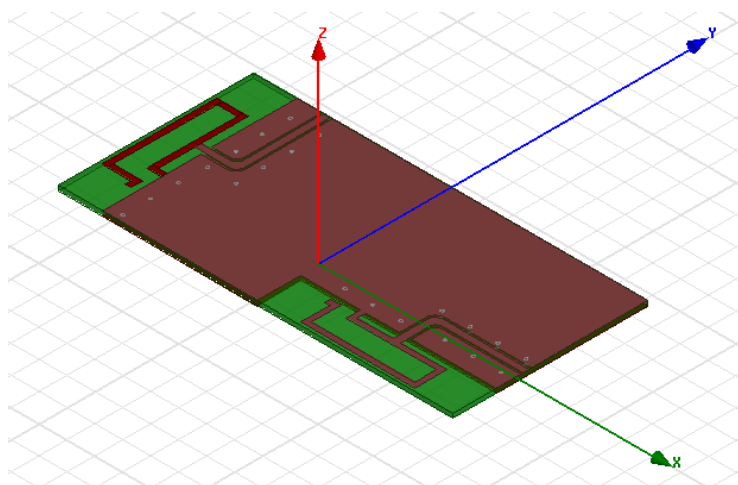


Figura E.5: MIMO Modelo 2

En la distribución de antenas que vemos en la fig.E.5 existe un problema, y es que la longitud del plano de tierra en términos de λ para la banda inferior es muy distinta entre una antena y otra, provocando que sus prestaciones difieran mucho, como vemos en la fig.E.6. Luego esta opción queda descartada como posible solución a nuestro problema.

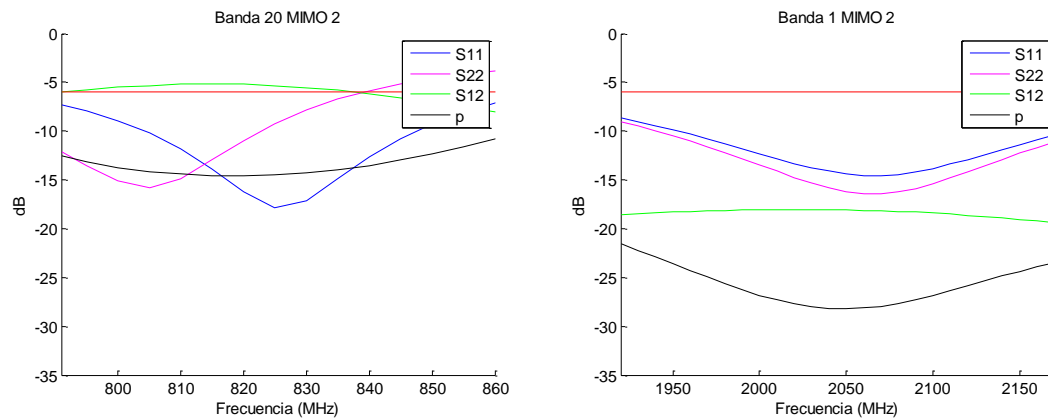


Figura E.6: Prestaciones MIMO modelo 2

Antena MIMO 3:

Tras descartar la anterior opción, se plantea la posible distribución de antenas de la fig.E.7, asegurándonos que las dos tengan la misma distribución del plano de tierra.

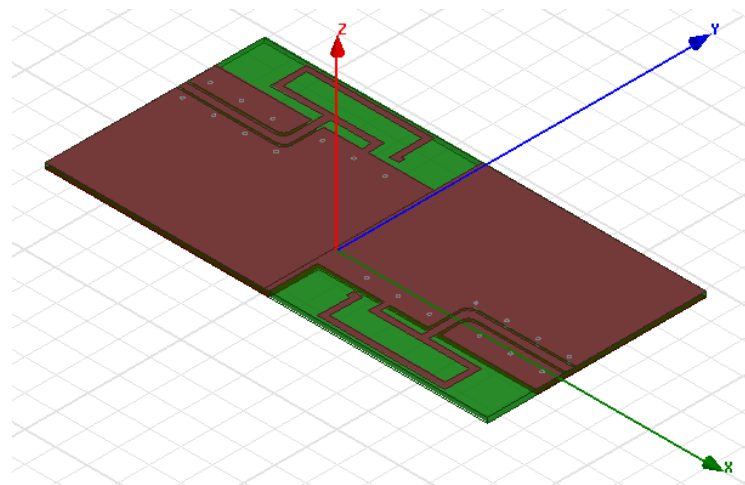


Figura E.7: MIMO Modelo 3

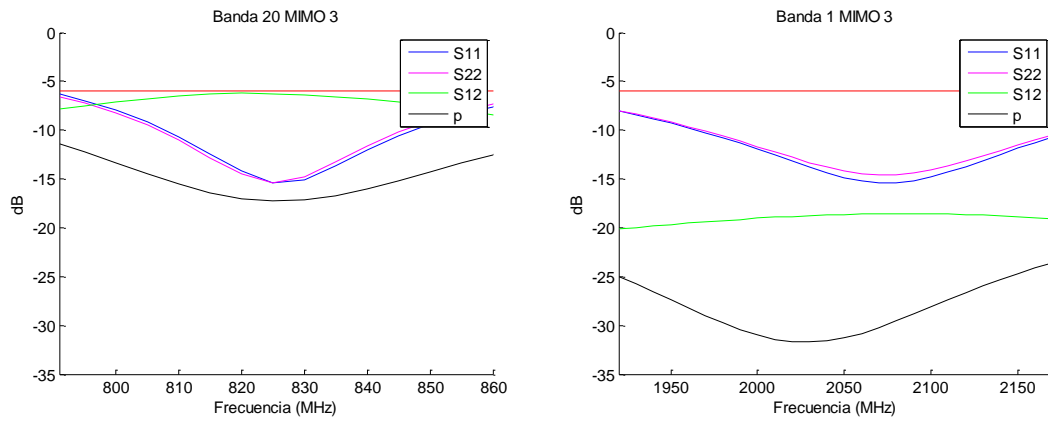


Figura E.8: Prestaciones MIMO modelo 3

Antena MIMO 4:

La última geometría a presentar es la mostrada en la fig.E.9.

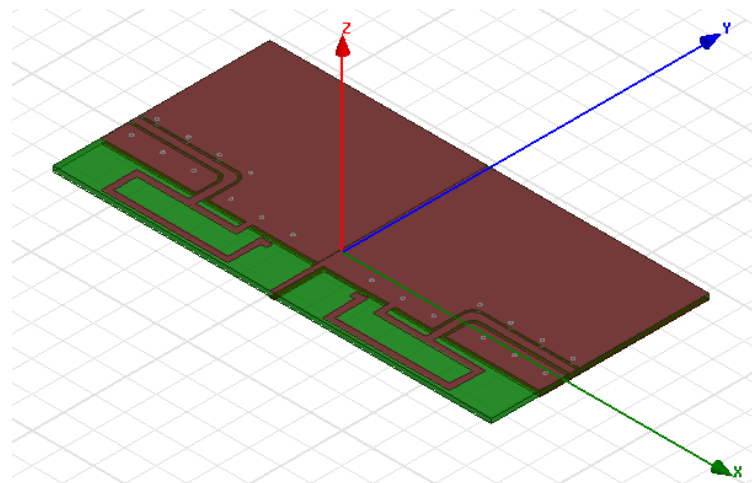


Figura E.9: MIMO Modelo 4

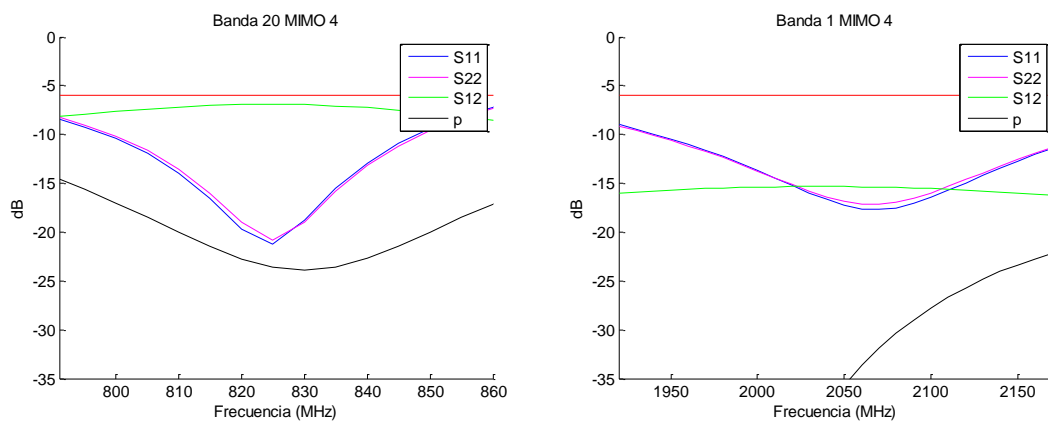


Figura E.10: Prestaciones MIMO modelo 4

Como se puede comprobar en la fig.E.11, la mejor incorrelación en ambas bandas se presenta en esta última distribución de las antenas, siendo también la que mejor adaptación posee, por lo que es la elegida para ser fabricada.

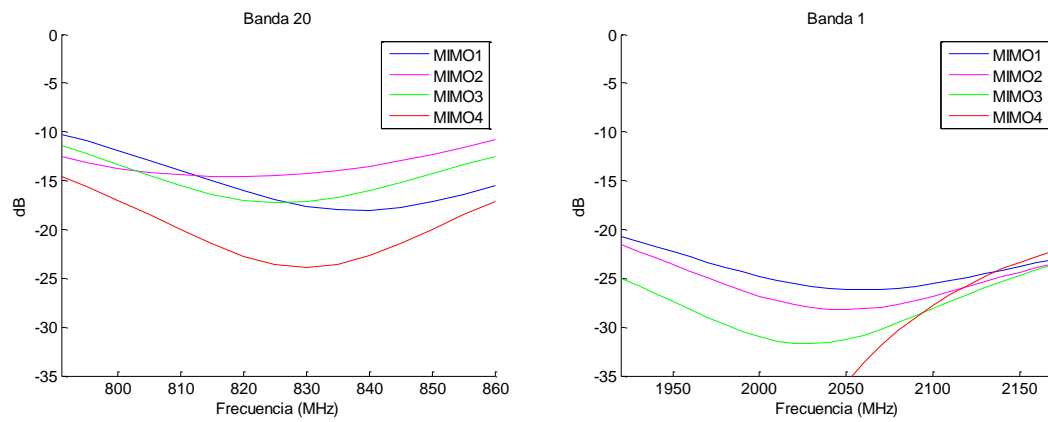


Figura E.11: Correlación de los modelos MIMO

F. Clases de amplificador

No todos los amplificadores poseen las mismas características [13], que marcan la señal a la salida de los mismos. Se diferencian varias clases según sus propiedades:

- Clase A: Son los más comunes debido a su simple diseño. Su punto Q se coloca en mitad de la recta de carga y aunque no haya señal de entrada en la base del transistor siempre hay corriente en ella, conduciendo toda la señal completa. Debido a esto es el que mejor linealidad tiene, disminuyendo la distorsión, pero son los menos eficientes debido a su flujo continuo de corriente. Suele tener una eficiencia del 30%.
- Clase B: No tiene corriente de polarización en su base y solo se activa cuando la señal de entrada supera el umbral de tensión Base-Emisor, situando su punto Q en el extremo inferior de la recta de carga, por lo que posee mejor eficiencia que uno de clase A aunque solo conduce media onda. Para solventar el problema se trabaja con 2 transistores a la vez, uno PNP y otro NPN, de tal manera que uno saque media onda positiva y el otro la negativa. No obstante existe una gran distorsión en su cruce por cero, debido a la zona muerta del transistor cuando la tensión Base-Emisor está entre +0.7 y -0.7V.
- Clase AB: Se trata de una combinación entre la clase A y la clase B, y son de los más usados actualmente. Reciben en la base una pequeña corriente de polarización, subiendo el punto Q en la recta de carga y permitiendo conducir más de medio ciclo de onda cada transistor. De esta manera la no linealidad del segundo semiciclo no tiene un gran impacto al compararse con el mismo semiciclo totalmente lineal que tiene en su salida el otro transistor. Así pues obtenemos un amplificador mucho más eficiente que el de clase A, alrededor del 50-60%, sin las grandes distorsiones de uno de clase B.
- Clase C: Es un diseño de gran eficiencia pero alta distorsión, ya que se encuentra en corte durante más de medio periodo de señal, suele tener un ángulo de conducción aproximadamente de 90 grados. La señal se reconstruye con un resonador LC en el circuito del colector. A pesar de esta gran distorsión, podemos conseguir una eficiencia entorno al 80%, por lo que son muy usados en osciladores y otras aplicaciones de radiofrecuencia.

Existen muchas más clases de amplificadores que continúan en orden alfabético, como por ejemplo la clase D que conmuta permanentemente entre corte y saturación consiguiendo eficiencias cercanas al 90%, pero los más utilizados y estudiados a día de hoy son los cuatro nombrados anteriormente.

G. Simulador MWO

En este anexo, se muestra una visión del simulador Microwave Office 13.0 obteniendo los datos a través del fabricante [14]. El simulador Microwave Office se utiliza para simular circuitos integrados y diseños de RF, así como diferentes sistemas de comunicación. Se basa en técnicas lineales de simulación que utilizan el análisis de nodos.

El análisis de nodos es un método sistemático para desarrollar análisis de circuitos. El procedimiento del análisis de nodos se divide en tres pasos:

- Etiquetar los voltajes de los nodos respecto a tierra.
- Aplicar las leyes de corrientes de Kirchoff para cada uno de los nodos del circuito. Este método es el habitual de resolución de circuitos empleado en Teoría de Circuitos.
- Resolver las ecuaciones establecidas para obtener las tensiones de los nodos desconocidas. Con ello resolveríamos el circuito planteado.

El simulador de Microwave Office usa técnicas orientadas a objetos para resolver los circuitos. Permite obtener soluciones en tiempo real, como la sintonización de elementos circuitales. Además, consta de una herramienta de optimización y análisis de campos.

Para desarrollar una simulación Microwave Office, primeramente, se debe crear un proyecto nuevo al que se le añadirán los diferentes esquemáticos de los circuitos a resolver.

Microwave Office 13.0 posee varias herramientas muy útiles. Una de ellas permite sintonizar un elemento circuital. Gracias a la posibilidad que ofrece el simulador, se pueden obtener resultados en tiempo real a la vez que varía el valor del elemento circuital.

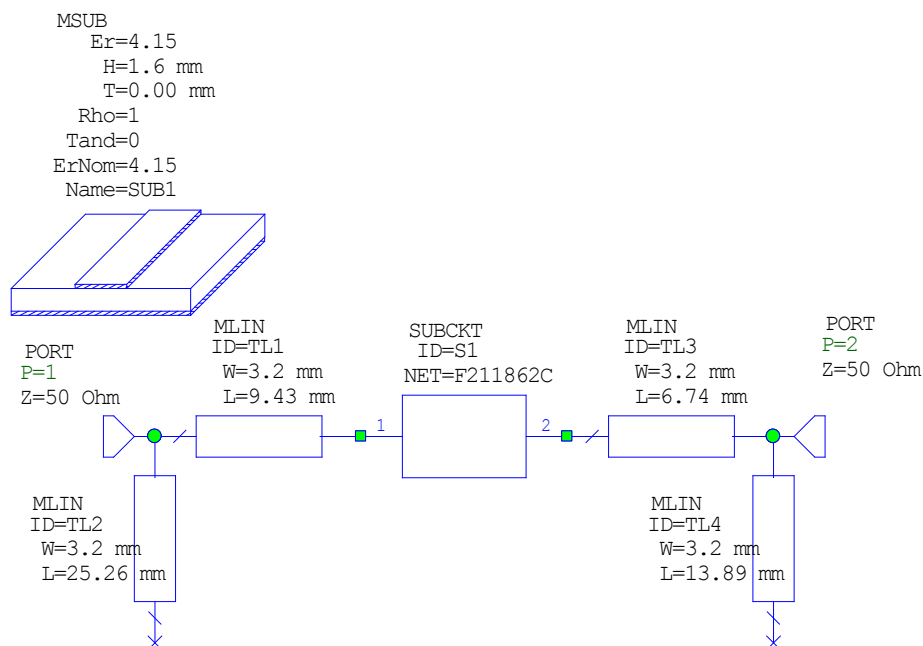


Figura G.1: Ejemplo de esquemático en MWO

H. Sustrato FR-4

El sustrato FR-4 consiste en una resina epoxídica modificada, resistente al fuego, con buenas características térmicas y mecánicas para ser una lámina rígida, delgada, preimpregnada para placas multicapa y laminada sin revestimiento para su uso en aplicaciones electromagnéticas.

NEMA LI-1 FR4 Required Properties

Key Characteristics	Test Method	Units	NEMA Required	Typical Values
Breakdown Voltage Condition A (0.062") Condition D-48/50	ASTM D-229	kV	45 min 40 min	66 65
Permittivity @ 1MHz Condition A (0.062") Condition D-48/50	ASTM D-229	unitless	5.2 max 5.4 max	4.4 4.5
Dissipation Factor @ 1MHz Condition A (0.062") Condition D-48/50	ASTM D-229	unitless	0.025 max 0.035 max	0.014 0.015
IZOD Impact Strength LW CW	ASTM D-229	ft.-lb/in Notched	7.0 min 5.5 min	13 12
Flexural Strength (0.062") LW CW	ASTM D-790	ksi (MPa)	60.0 (414) min 50.0 (345) min	80 (552) 70 (483)
Bonding Strength (0.500") LW CW	ASTM D-229	Lb (kg)	2000 (907) 1,600 (725) min	2,500 (1,133) 1,900 (862)
Moisture Absorption (0.125")	ASTM D-570	%	0.15 max	0.10
Flammability Rating	UL94	Class	V-1	V-0

Additional Engineering Properties

Key Characteristics	Test Method	Units - English (SI)	Typical Values
Tensile Strength (0.125") LW	ASTM D638	ksi (MPa)	62 (430)
Compressive Strength, Flatwise (0.500")	ASTM D695	ksi (MPa)	66 (455)
Flexural Modulus (0.062") LW CW	--	ksi (GPa)	2,900 (20) 2,600 (18)
Shear Strength (punch type, 0.062")	ASTM D732	psi (MPa)	21,500 (148)
Coefficient of Thermal Expansion	--	" / °C x 10 ⁻⁶	15
Temperature Index	--	°C	130
Glow Wire Flame Index & Ignition Temperature	IEC 60695-2-12	°C	960
Hot Wire Ignition	UL 746A	Sec	120
High Current Arc Ignition (3mm)	UL 746A	Arcs	120
Arc Resistance (0.125")	ASTM D495	Sec	140
Comparative Tracking Index (.125")	ASTM D3638*	V	230
Dielectric Strength Condition A	ASTM D149	V/mil	635
Volume Resistivity (0.062")	ASTM D257	Ω – cm	3(10) ¹⁵
High Voltage Arc Resistance	UL 746A	Sec	300
High Voltage Arc Tracking Rate	UL 746A	mm/min	0

*ASTM D3638 & IEC 112 are the same test method - IEC 60112 is slightly different, but the result is similar

Bibliografía anexos

- [1] R. Hartley, «RF/Microwave PC Board Design and Layout,» L-3 Avionics Systems, 2006.
- [2] B. Rosas, «Comparing Microstrip and CPW Performance,» *Microwave Journal*, vol. 55, nº 7, pp. 74-82, 2012.
- [3] I. Dib and P. B. Katehi, «Theoretical Characterization of Coplanar Waveguide Transmission Lines and Discontinuities,» Michigan, 1992.
- [4] LTE. [En línea]. Available: <http://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/98-lte>.
- [5] J. Chen and T. Pratt, «Space-polarization MIMO Testbed,» Indiana, 2013.
- [6] «ANSYS HFSS,» [En línea]. Available: http://www.ansys.com/es_es/Productos/Flagship+Technology/ANSYS+HFSS.
- [7] L. Loizou and J. Buckley, «Design and Analysis of a Dual-Band Inverted-F Antenna With Orthogonal Frequency-Controlled Radiation Planes,» *IEEE Trans. of Antennas and Prop.*, vol. 61, nº 8, pp. 3946-3950, 2013.
- [8] M. Huynh and W. Stutzman, «Ground plane effects on planar inverted-F antenna performance,» *IEEE Proc. Microw. Antennas Prop.*, vol. 150, nº 4, pp. 209-213, 2003.
- [9] M. J. Ammann and M. John, «Optimum Design of the Printed Strip Monopole,» *IEEE Antennas and Prop.*, vol. 47, nº 6, pp. 59-62, 2005.
- [10] R. Garg, *Microstrip Lines and Slotlines*, 2013.
- [11] J. Ko, J. Byun, S. Park and S. Kim, «Robust Design of Dual Band/Polarization Patch Antenna Using Taguchi's Method,» *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 47, nº 5, pp. 1258-1261, 2011.
- [12] S. Banch, J. Romeu and I. Corbella, «System Diversity Performance from Input Parameter Description,» *Electronic Letters*, vol. 55, nº 3, pp. 723-728, 2003.
- [13] «Amplifier Classes,» [En línea]. Available: <http://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amplifier-classes.html>.
- [14] «AWR Design Environment,» [En línea]. Available: <http://www.awrcorp.com/>.