



Universidad
Zaragoza

Trabajo Fin de Grado

Desarrollo de modelos de impedancia de antenas
integradas en dispositivos móviles

Autor

Nerea González Vázquez

Director

Dr. Pedro Luis Carro Ceballos

Escuela de Ingeniería y Arquitectura
Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación
Curso 2013-2014

DESARROLLO DE MODELOS DE IMPEDANCIA DE ANTENAS INTEGRADAS EN DISPOSITIVOS MÓVILES

RESUMEN

Las antenas en los terminales de comunicaciones móviles, debido a la movilidad, tienen un comportamiento dinámico que puede diferir mucho de las prestaciones obtenidas en situaciones estáticas. El entorno en el que se encuentra el terminal y especialmente el usuario tienen un impacto en la antena, capaz de degradar sus prestaciones, que no se puede despreciar.

Con el objetivo de estudiar el efecto del usuario sobre las antenas para comunicaciones móviles se han diseñado varias propuestas de antenas receptoras para el estándar LTE, mediante el análisis de sus pérdidas de retorno, pues permiten estudiar el ancho de banda de la antena.

Posteriormente, se ha simulado el comportamiento de dos de estas antenas ante la presencia del usuario, de forma estática, estudiando la variación de las pérdidas de retorno en diversas situaciones (transcurso de una llamada, uso de datos, etc.) y se ha diseñado un adaptador de impedancia efectiva para compensar el deterioro de las prestaciones de las antenas al intervenir el usuario.

Por último, se han fabricado las antenas diseñadas en sustrato FR4 y se han medido sus prestaciones, comparándolas con los diseños teóricos. Sobre las antenas prototipo se han realizado medidas estáticas de la interacción del usuario y dinámicas llevándose a cabo, finalmente, un estudio dinámico de la variabilidad de la impedancia de entrada de las antenas, para así simplificar el diseño de las redes de adaptación de impedancias reconfigurables que se emplean para mejorar las prestaciones de las antenas.

Índice general

1. INTRODUCCIÓN	15
1.1. Motivación	15
1.2. Objetivos de proyecto	16
1.3. Estructura de la memoria	17
1.4. Desarrollo del proyecto	18
2. ESTADO DEL ARTE	19
2.1. Estándar LTE	19
2.1.1. Estándar LTE-Advanced	21
2.1.2. Tecnología MIMO	21
2.2. Antenas para terminales de usuario en sistemas LTE/LTE-Advanced	21
2.2.1. Antena IFA impresa	22
2.2.2. Diseño de las antenas	23
2.3. Efecto del usuario	25
2.4. Adaptación de antenas bajo efecto del usuario	26
2.4.1. Redes reconfigurables	27
3. ANTENAS LTE BAJO INFLUENCIA DEL USUARIO	29
3.1. Diseño de las antenas	29
3.1.1. Antena <i>Simple</i>	30
3.1.2. Antena <i>Simple MIMO</i>	33
3.1.3. Antena <i>Dual</i>	34

3.1.4.	Antena <i>Dual MIMO</i>	37
3.2.	Influencia del usuario sobre las antenas	39
3.2.1.	Modos de operación y simulaciones	39
3.2.2.	Resultados en S_{11} por simulación y comparativa	44
3.3.	Impedancia efectiva de antena en terminales móviles	48
3.3.1.	Probabilidades propuestas	49
3.3.2.	Adaptador de impedancia efectiva	51
3.4.	Modelado dinámico de impedancias bajo influencia del usuario	58
3.4.1.	Aplicación práctica: balance de potencias	59
4.	RESULTADOS EXPERIMENTALES	61
4.1.	Prototipos	61
4.2.	Presentación del <i>setup</i>	63
4.3.	Medidas clásicas	63
4.3.1.	Comparativa de los resultados numéricos y experimentales	66
4.4.	Medidas estáticas bajo influencia del usuario	67
4.4.1.	Medidas estáticas	67
4.4.2.	Comparativa de los resultados numéricos y experimentales	69
4.5.	Evaluación del adaptador de impedancia efectiva	71
4.6.	Medidas dinámicas bajo influencia del usuario. Análisis dinámico	75
4.6.1.	Medidas dinámicas	75
4.6.2.	Modelo dinámico	76
4.6.3.	Balance de potencias	79
5.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	83
5.1.	Conclusiones	83
5.2.	Líneas futuras	85
	BIBLIOGRAFÍA	90
	ANEXOS	93
A.	ANTENAS MICROSTRIP	93
A.1.	Formas de los parches	94

A.2. Tipos de alimentación	94
B. ANTENAS TIPO IFA	99
B.1. Antena PIFA (Planar Inverted-F Antenna)	99
B.2. Antena IFA impresa (Printed Inverted-F Antenna)	100
C. DESCRIPCIÓN DEL SIMULADOR <i>HFSS</i> v13	103
D. PARÁMETROS BÁSICOS DE ANTENAS	107
D.1. Impedancia, relación de onda estacionaria y adaptación de la entrada	107
D.2. Densidad de potencia radiada, intensidad de radiación y diagrama de radiación	111
D.3. Directividad, ganancia de antena y ancho de banda	114
E. DISEÑO ANTENA <i>SIMPLE</i>	117
E.1. Carga capacitiva	120
E.2. Efecto de la tierra	121
E.3. Elementos parásitos	123
F. DISEÑO ANTENA <i>SIMPLE MIMO</i>	125
G. DISEÑO ANTENA <i>DUAL</i>	127
H. DISEÑO ANTENA <i>DUAL MIMO</i>	131
I. ALGORITMO GENÉTICO	133
I.1. Cromosomas y codificación de parámetros	134
I.2. Estrategias de selección	135
I.2.1. <i>Population decimation</i>	135
I.2.2. <i>Proportionate selection</i>	136
I.2.3. <i>Tournament selection</i>	136
I.3. Función de <i>fitness</i>	137
J. DESCRIPCIÓN DEL SIMULADOR MICROWAVE OFFICE v13	139
K. SUSTRATO FR4	141
L. CONECTOR SMA	143

Lista de Figuras

2.1.	<i>Geometría de una antena IFA impresa, por delante y por detrás.</i>	22
2.2.	<i>Antena basada en línea serpenteante MIMO.</i>	23
2.3.	<i>Antena IFA impresa serpenteante.</i>	23
2.4.	<i>IFA impresa con línea en forma de 'L' y plano de masa ECB, por delante y detrás.</i>	23
2.5.	<i>Red de adaptación basada en un stub serie de longitud θ_1 y otro stub paralelo de longitud θ_2, de impedancia característica Z_0.</i>	26
2.6.	<i>Red de adaptación reconfigurable básica.</i>	27
3.1.	<i>Antena Simple.</i>	31
3.2.	<i>Sistema de coordenadas esféricas.</i>	32
3.3.	<i>Parámetro S_{11} antena Simple.</i>	32
3.4.	<i>Diagramas de radiación antena Simple.</i>	32
3.5.	<i>Antena Simple MIMO.</i>	33
3.6.	<i>Parámetros S antena Simple MIMO.</i>	34
3.7.	<i>Diagramas de radiación antena Simple MIMO.</i>	34
3.8.	<i>Antena Dual.</i>	35
3.9.	<i>Parámetro S_{11} antena Dual banda 20.</i>	35
3.10.	<i>Parámetro S_{11} antena Dual banda 1.</i>	35
3.11.	<i>Diagramas de radiación antena Dual.</i>	36
3.12.	<i>Antena Dual MIMO.</i>	37
3.13.	<i>Parámetro S_{11} antena Dual MIMO banda 20.</i>	37
3.14.	<i>Parámetro S_{11} antena Dual MIMO banda 1.</i>	37

3.15. Diagramas de radiación antena Dual MIMO.	38
3.16. Modos de operación de usuario sobre el terminal (HFSS).	40
3.17. Dimensiones de las manos simuladas (en milímetros).	41
3.18. Dimensiones (en milímetros) del Smartphone Nexus 5 con vista del teclado.	43
3.19. Divisiones del teclado para las simulaciones correspondientes a los modos Datos modo1 y Datos modo2.	44
3.20. Parámetro S_{11} de todas las simulaciones con la antena Simple en función de la frecuencia.	45
3.21. Parámetros S_{11} y S_{22} de todas las simulaciones con la antena Simple MIMO en función de la frecuencia.	45
3.22. Parámetro S_{11} en carta de Smith de todas las simulaciones con la antena Simple a 825 MHz.	46
3.23. Parámetros S_{11} y S_{22} en carta de Smith de todas las simulaciones con la antena Simple MIMO a 830 MHz.	47
3.24. Adaptadores de impedancia propuestos conectados en cascada a la matriz-S de uno de los modos de interacción del usuario con la antena estudiados.	53
3.25. Coeficiente de reflexión para los modos propuestos con la antena Simple.	54
3.26. Coeficiente de reflexión para los modos propuestos con la antena Simple MIMO.	55
4.1. Prototipos.	62
4.2. Puesto de trabajo.	63
4.3. Prototipo antena Simple, parámetro S_{11}	64
4.4. Prototipo antena Simple MIMO, parámetros S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22}	64
4.5. Prototipo antena Dual, parámetro S_{11}	65
4.6. Prototipo antena Dual MIMO, parámetros S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22}	65
4.7. Comparativa de los parámetros S obtenidos para el diseño numérico de las antenas y el prototipo experimental.	66
4.8. Parámetro S_{11} en función de la frecuencia para los modos de operación estudiados en las antenas prototipo.	68
4.9. Parámetro S_{11} en carta de Smith para los modos de operación con la antena Simple a 825 MHz.	69

4.10. Parámetro S_{11} en carta de Smith para los modos de operación con la antena Simple MIMO a 830 MHz.	70
4.11. Coeficiente de reflexión para los modos propuestos con el prototipo Simple.	72
4.12. Coeficiente de reflexión para los modos propuestos con el prototipo Simple MIMO.	73
4.13. Función de densidad de probabilidad de $ \Gamma(n) $ en carta de Smith para la antena Simple.	77
4.14. Función de densidad de probabilidad de $ \Gamma(n) $ en carta de Smith para la antena Simple MIMO.	78
4.15. Variación temporal de $ \Gamma(n) $	79
A.1. Antena microstrip.	93
A.2. Formas de los parches de las antenas microstrip.	94
A.3. Tipos de alimentación de las antenas microstrip.	95
B.1. Antena PIFA.	99
B.2. Disposición de una IFA en tecnología microstrip.	101
C.1. Mallado de una estructura simulada.	104
C.2. Representación del campo eléctrico en la superficie de una antena.	104
C.3. Representación en cartesianas. Pérdidas de retorno de una antena diseñada.	105
C.4. Representación 3D de la ganancia de una antena.	105
C.5. Representación del error en la simulación en HFSS.	106
D.1. Ejemplo línea de transmisión.	109
D.2. Sistema de coordenadas esférico.	111
D.3. Diagramas de radiación en 3D, isótropo, omnidireccional y directivo.	113
D.4. Diagrama de radiación en coordenadas polares.	113
E.1. Diseño 1 IFA Simple.	118
E.2. Diseño 1 IFA Simple, parámetro S_{11}	118
E.3. Diseño 2 IFA Simple.	119
E.4. Diseño 2 IFA Simple, parámetro S_{11}	119
E.5. Diseño 3 IFA Simple.	120
E.6. Diseño 3 IFA Simple, parámetro S_{11}	120

E.7.	<i>Diseño 4 IFA Simple, parámetro S_{11}.</i>	121
E.8.	<i>Diseño 4 IFA Simple, parámetro S_{11} en la banda de interés.</i>	121
E.9.	<i>Diseño 5 IFA Simple.</i>	122
E.10.	<i>Diseño 5 IFA Simple, parámetro S_{11} en la banda de interés.</i>	122
E.11.	<i>Diseño 5 IFA Simple, parámetro S_{11}.</i>	122
E.12.	<i>IFA Simple final.</i>	123
E.13.	<i>Diseño IFA Simple final, parámetro S_{11}.</i>	124
E.14.	<i>Diseño IFA Simple final, parámetro S_{11} en la banda de interés.</i>	124
F.1.	<i>Diseño 1 IFA Simple MIMO.</i>	125
F.2.	<i>Diseño 1 IFA Simple MIMO, parámetros S en la banda de interés.</i>	125
F.3.	<i>IFA Simple MIMO final.</i>	126
F.4.	<i>Diseño IFA Simple MIMO final, parámetros S en la banda de interés.</i>	126
G.1.	<i>Diseño 1 IFA Dual.</i>	128
G.2.	<i>Diseño 1 IFA Dual, parámetro S_{11}.</i>	128
G.3.	<i>Diseño 2 IFA Dual.</i>	129
G.4.	<i>Diseño 2 IFA Dual, parámetro S_{11}.</i>	129
G.5.	<i>IFA Dual final.</i>	130
G.6.	<i>Diseño IFA Dual final, parámetro S_{11}.</i>	130
H.1.	<i>IFA Dual MIMO final.</i>	131
H.2.	<i>Diseño IFA Dual MIMO final, parámetros S en la banda de interés.</i>	132
J.1.	<i>Ejemplo de circuito esquemático en Microwave Office.</i>	140
J.2.	<i>Gráfico en coordenadas cartesianas en Microwave Office.</i>	140
K.1.	<i>Parámetros del sustrato FR4 empleado.</i>	141
L.1.	<i>Fotografía del conector 1115.42.2510.001 de IMS.</i>	143
L.2.	<i>Características técnicas del conector 1115.42.2510.001 de IMS.</i>	144

Lista de Tablas

1.1. <i>Fases del proyecto</i>	18
2.1. <i>Primeras 20 bandas operativas LTE (frecuencias en MHz)</i>	20
3.1. <i>Dimensiones antena Simple (en milímetros)</i>	31
3.2. <i>Prestaciones antena Simple</i>	32
3.3. <i>Dimensiones antena Simple MIMO (en milímetros)</i>	33
3.4. <i>Prestaciones antena Simple MIMO</i>	34
3.5. <i>Dimensiones antena Dual (en milímetros)</i>	35
3.6. <i>Prestaciones antena Dual</i>	36
3.7. <i>Dimensiones antena Dual MIMO (en milímetros)</i>	37
3.8. <i>Prestaciones antena Dual MIMO</i>	38
3.9. <i>Parámetros de la piel humana para mano, pierna y cabeza</i>	39
3.10. <i>Probabilidades de ocurrencia de los modos de operación durante el tiempo de uso de una antena a lo largo de un día</i>	51
3.11. <i>Parámetros optimizados para el adaptador de las antenas Simple y Simple MIMO</i>	53
3.12. <i>Coefficiente de desadaptación medio de la antena Simple según el modo de operación</i> .	56
3.13. <i>Coefficiente de desadaptación medio de la antena Simple MIMO según el modo de operación</i>	57
4.1. <i>Parámetros optimizados para el adaptador de los prototipos Simple y Simple MIMO</i>	71
4.2. <i>Coefficiente de atenuación medio del prototipo Simple según el modo de operación</i> .	74

4.3.	<i>Coefficiente de atenuación medio del prototipo Simple MIMO según el modo de operación.</i>	74
4.4.	<i>Valores de $E [\Gamma_{E_i}(n) ^2]$ dependiendo del estado para las antenas Simple y Simple MIMO.</i>	80
4.5.	<i>Probabilidades de ocurrencia de los estados propuestos.</i>	80
4.6.	<i>Pérdida de potencia debida al efecto del usuario para las antenas Simple y Simple MIMO.</i>	81
A.1.	<i>Comparativa de los tipos de alimentación para antenas microstrip.</i>	96
B.1.	<i>Influencia de los parámetros de la PIFA sobre sus características de funcionamiento.</i>	100
E.1.	<i>Dimensiones IFA Simple final (en milímetros).</i>	123
F.1.	<i>Dimensiones IFA Simple MIMO final (en milímetros).</i>	126
G.1.	<i>Dimensiones IFA Dual final (en milímetros).</i>	130
H.1.	<i>Dimensiones IFA Dual MIMO final (en milímetros).</i>	131

INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación

Desde sus inicios, en el sector de la telefonía móvil ha existido una clara tendencia a reducir el tamaño de los terminales de usuario, lo cual es un factor determinante en las dimensiones de sus antenas. Sin embargo, en la actualidad los dispositivos de mayor tamaño son los que dominan el mercado y la tendencia actual es reducir el grosor de los terminales lo máximo posible, con lo que sus antenas han de ser necesariamente de muy bajo perfil (antenas impresas).

En los últimos años se ha dado una creciente demanda de mayor calidad de servicio y mayores tasas de transmisión que las soportadas por las redes de comunicaciones existentes. Debido a esto, surge la nueva red móvil LTE con elevadas tasas de transferencia de datos, lo requiere la utilización de antenas con un ancho de banda mucho mayor que las usadas para las redes anteriores (GSM, UMTS, etc).

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 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 y fluctuar, con lo que la eficiencia del PA así como su linealidad pueden reducirse de forma dramática.

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 de 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 de este modo, simplificar en la medida de lo posible el diseño de redes de adaptación de impedancias reconfigurables o el dimensionado de redes de comunicaciones móviles.

Dada la escasez de análisis de este tipo en la literatura especializada, se va a comenzar por un análisis estático sencillo de la variabilidad de la impedancia, a partir del cual se diseñara un adaptador de impedancia efectiva. Este tipo de circuito nos permitirá observar las ventajas de la adaptación de impedancias, dentro de las limitaciones del proyecto.

Para poder realizar estos análisis se van a diseñar varias antenas para las bandas frecuenciales de los sistemas de comunicaciones LTE, atendiendo a su compactación y prestaciones, y posteriormente se modelará la impedancia de forma estática por simulación con especial énfasis en la interacción antena-usuario. Para ello, se utilizará un simulador electromagnético y *Matlab* como herramienta de análisis estadístico.

Una vez diseñadas, las distintas antenas se fabricarán para su verificación experimental, usando un sustrato FR4 con un espesor de 1.56 mm. Sobre los prototipos se realizará el modelado dinámico y se verificarán las medidas estáticas, rediseñándose el adaptador de impedancia efectiva si procede.

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 estándares de 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.

En el tercer capítulo, 'Diseño y análisis de antenas para LTE bajo influencia del usuario', se exponen la geometría y prestaciones de cuatro antenas diseñadas, en este proyecto, para el estándar LTE y se presenta un estudio estático mediante simulación del efecto del usuario sobre las antenas. A continuación se muestra una posible solución de adaptador de impedancias a partir de los resultados de las simulaciones, en base a un modelo de probabilidad. Finalmente, se expone de forma teórica un modelado dinámico de impedancias como aportación para mejorar los diseños de radiofrecuencia (fuera del alcance del proyecto). Además, como aplicación práctica sencilla de los modelos dinámicos, se introduce la estimación de la pérdida de potencia debido al efecto del usuario, lo cual se puede utilizar para mejorar los cálculos del balance del enlace que se realizan en el dimensionado de redes de comunicaciones móviles.

En el capítulo 4, 'Resultados experimentales', se presentan los prototipos de las antenas diseñadas en el capítulo anterior y las prestaciones obtenidas, comparándolas con las de los diseños por simulación. Además se han realizado medidas estáticas y dinámicas sobre los prototipos bajo influencia del usuario, así como una comparativa con los resultados teóricos; tras esto se procede a la reevaluación del adaptador de impedancias diseñado en el capítulo 3. Para concluir se realiza un estudio dinámico de la variabilidad de la impedancia de entrada de las antenas, que es el objetivo principal de este proyecto, y se lleva a cabo la estimación de la pérdida de potencia debido al efecto del usuario, introducida en el capítulo 3.

Por último, en el capítulo 5 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 definidos en la memoria de este proyecto y se realiza una descripción detallada del procedimiento que se ha seguido para el diseño de las antenas.

1.4. Desarrollo del proyecto

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

Tabla 1.1: *Fases del proyecto*

<i>Tarea realizada</i>	<i>Fecha</i>	<i>Duración</i>
Documentación sobre las antenas LTE para terminales de usuario, prestando especial interés en las antena tipo IFA	Octubre y Noviembre 2013	50 horas
Aprendizaje del uso del simulador electromagnético HFSS, practicando con antenas de un manual de HFSS	Diciembre 2013	30 horas
Iniciación en el diseño de antenas tipo IFA con HFSS practicando con antenas propuestas en distintos artículos especializados	Enero 2014	40 horas
Diseño de las antenas tipo IFA expuestas en la memoria de este proyecto	Febrero - 19 Abril 2013	150 horas
Documentación sobre la influencia del usuario en antenas para terminales móviles, simulación de diferentes posiciones del usuario sobre dos de las antenas diseñadas y evaluación de resultados	20 Abril - 15 Mayo 2014	50 horas
Diseño de un adaptador de impedancias sencillo basado en las simulaciones del efecto del usuario con un algoritmo de optimización	15 Mayo - 31 mayo 2014	50 horas
Medida de las prestaciones de las antenas tras su fabricación, así como medidas estáticas y dinámicas del efecto del usuario sobre éstas	4 Julio 2014	10 horas
Comparativa de los resultados numéricos y experimentales, reevaluación del adaptador de impedancias basado en las medidas estáticas del efecto del usuario y realización de un estudio dinámico de variabilidad de la impedancia de entrada de las antenas	5 Julio - 15 Julio	50 horas
Escritura de la memoria	15 Julio - 31 Agosto	150 horas

El tiempo total aproximado invertido en la realización de este proyecto ha sido de 580 horas, o 310 horas sin contar las fases de documentación, iniciación en HFSS y escritura de la memoria.

ESTADO DEL ARTE

En este capítulo se presentan los estándares de comunicaciones móviles LTE y LTE-Advanced, sus características y novedades frente a los estándares anteriores, así como las antenas típicas para terminales móviles utilizadas en LTE.

También se comenta la influencia de los usuarios sobre las antenas y se exponen los modelos de impedancia que se utilizan actualmente para adaptar las antenas bajo estos efectos.

2.1. Estándar LTE

LTE (Long Term Evolution) o E-UTRAN (Evolved Universal Terrestrial Access Network) es un estándar de comunicaciones móviles de la norma 3GPP [1].

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 para mejorar la experiencia del usuario.
- Ancho de banda escalable (1.4 a 20 MHz) fácil de introducir en cualquier banda frecuencial.
- 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; las redes planas se caracterizan por pocos elementos de red, baja latencia, gran flexibilidad y coste de operación bajo [2].

Tabla 2.1: *Primeras 20 bandas operativas LTE (frecuencias en MHz).*

<i>Banda</i>	<i>Uplink</i>	<i>Downlink</i>	<i>Alias</i>	<i>Regiones</i>
1	1920-1980	2110-2170	UMTS, IMT 2100	Europa, Asia
2	1850-1910	1930-1990	PCS1900	América, Asia
3	1710-1785	1805-1880	DCS1800	Europa, Asia, América
4	1710-1755	2100-2155	AWS	América
5	824-849	869-894	Cellular850, LTE850	América, Corea del Sur, Israel
6	830-840	875-885	UMTS800	Japón
7	2500-2570	2620-2690	IMT-E2600	Europa, Asia, Canadá, Corea del Sur
8	880-915	925-960	E-GSM & EGSM900	Europa, Japón, Sudamérica
9	1749.9-1784.9	1844.9-1879.9	UMTS1700/ Japan DCS	Japón
10	1710-1770	2100-2170	UMTS, IMT2000	Sudamérica
11	1427.9-1452.9	1475.9-1500.9	PDC	Japón (KDDI)
12	698-716	728-746	lower SMH Blocks A/B/C	EEUU (C Spire & US Cellular)
13	777-787	746-756	upper SMH Block C	América (Verizon)
14	788-798	758-768	upper SMH Block D	América (D-Block, Public Safety)
15	1900-1920	2600-2620	Reservada	
16	2010-2025	2585-2600	Reservada	
17	704-716	734-746	lower SMH Blocks B/C	América (AT&T)
18	815-830	860-875	Japan lower 800	Japón (KDDI)
19	830-845	875-890	Japan upper 800	Japón (NTT docomo)
20	832-862	791-821	EU Digital Dividend	Europa

En la tabla 2.1 se pueden observar algunas de las bandas frecuenciales en las que puede operar LTE; cada banda se divide en dos subbandas, una para el enlaces ascendente (*Uplink*) y otra

para el descendente (*Downlink*). En este proyecto las bandas que se van a usar son la 20 y la 1, ambas utilizadas en Europa [3,4].

2.1.1. Estándar LTE-Advanced

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].

2.1.2. Tecnología MIMO

Tanto el estándar LTE como LTE-Advanced usan la tecnología MIMO (Multiple Input Multiple Output) ó 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. 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. LTE soporta la tecnología MIMO como una opción [6] mientras que en LTE-Advanced es de uso obligado.

2.2. Antenas para terminales de usuario en sistemas LTE/LTE-Advanced

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 (la mayoría duales) y que hacen uso de la tecnología MIMO. En su mayoría encontramos antenas impresas en línea microtira (Anexo A), que utilizan como antena básica la denominada Printed Inverted-F Antena o Printed-IFA (Anexo B), aunque en muchos casos también se utiliza la Planar Inverted-F Antena (PIFA), que explota el espacio tridimensional y no es plana [7–16].

2.2.1. Antena IFA impresa

Se trata de una antena impresa sobre un sustrato dieléctrico en tecnología microtira habitualmente, cuya longitud eléctrica se corresponde con $\lambda_g/4$ siendo λ_g la longitud de onda en la guía de transmisión [17], en lugar de $\lambda_g/2$ (parche microstrip corriente) lo cual es una reducción importante, pues en los terminales móviles se dispone de un tamaño máximo fijo y reducido para la antena. En la figura 2.1 se puede observar la estructura de la antena:

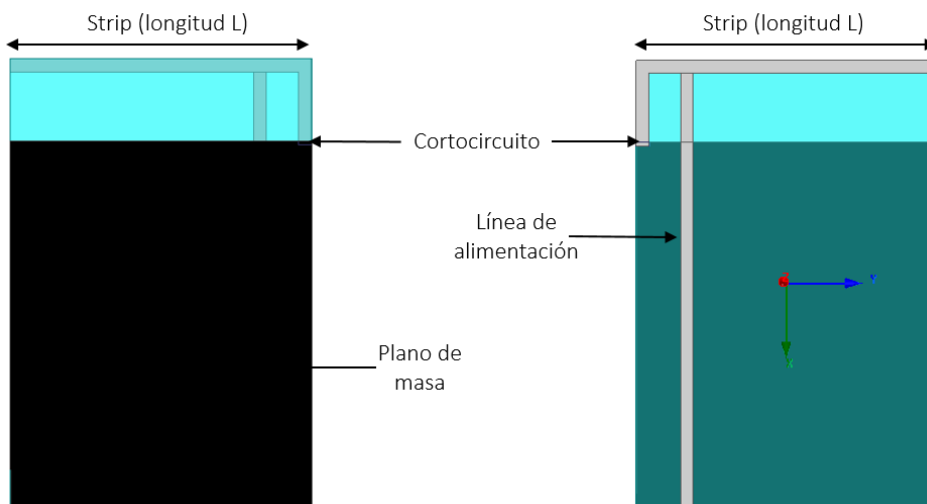


Figura 2.1: Geometría de una antena IFA impresa, por delante y por detrás.

Aunque se utiliza la IFA como base para muchas antenas LTE, los estudios más novedosos incluyen líneas de transmisión serpenteantes [7], como ranuras dobladas sobre la IFA [8] para tener una frecuencia de resonancia adicional por cada ranura y conseguir así el comportamiento multibanda (figuras 2.2 y 2.3). Estas antenas son difíciles de diseñar pues cada ranura nueva que añadimos afecta al resto de la antena y hay que resintonizar cada vez. También se suelen añadir líneas en forma de ‘L’ que funcionen a una frecuencia diferente en relación a la antena básica, o incluso estructuras de *electromagnetic band-gap* (ECB) como plano de masa [9] (figura 2.4).

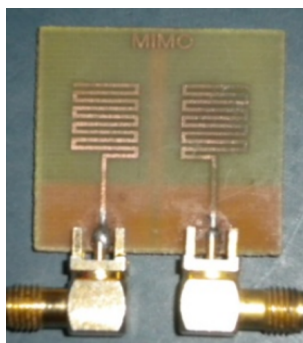


Figura 2.2: Antena basada en línea serpenteante MIMO.

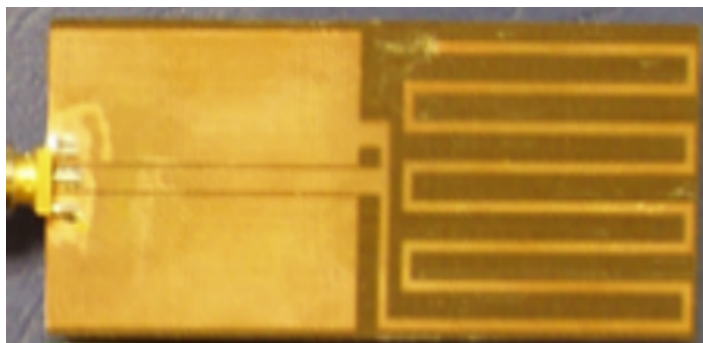


Figura 2.3: Antena IFA impresa serpenteante.

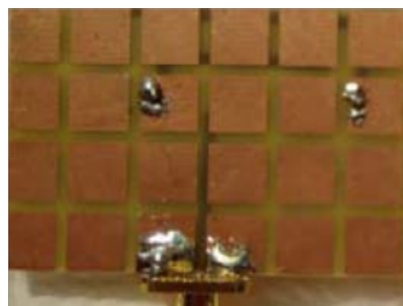
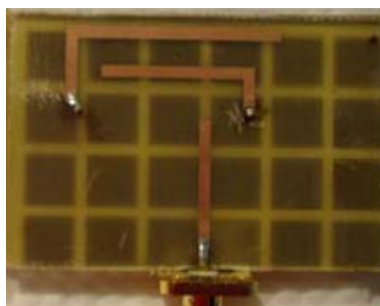


Figura 2.4: IFA impresa con línea en forma de 'L' y plano de masa ECB, por delante y detrás.

Las antenas para dispositivos móviles cuentan con una limitación muy importante: el tamaño. Contamos con unas dimensiones máximas fijas que no puede sobrepasar la antena para poder integrarse dentro del dispositivo. Así, a veces es necesario utilizar técnicas de reducción cuando la frecuencia de diseño es baja, pues el tamaño de la antena es proporcional a la longitud de onda y, por tanto, inversamente proporcional a la frecuencia. Las técnicas más utilizadas son el uso de parches o cargas capacitivas en un extremo de la antena o añadir elementos parásitos.

Para LTE-Advanced aparecen estructuras más complejas que buscan facilitar la agregación de portadoras entre bandas que se emplea en esta norma, por ejemplo se utilizan antenas basadas en elementos acoplados de forma capacitiva [10].

2.2.2. Diseño de las antenas

Actualmente, el flujo de diseño de una antena para cualquier sistema de comunicaciones consiste en dos fases:

1. Cálculo mediante un simulador electromagnético: puesto que las geometrías propuestas no son canónicas, un método analítico es en muchos casos 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.
2. Construcción y verificación experimental: una vez satisfechas las especificaciones del diseño por simulación se procede a construir el prototipo y a su medida mediante equipos adecuados (analizadores de redes, cámaras anecóicas, etc).

Los parámetros más usados para evaluar las prestaciones de las antenas son los parámetros de dispersión o parámetros S. Así, si la antena es de un sólo puerto se utiliza el parámetro S_{11} para medir las prestaciones del dispositivo, pues es el coeficiente de reflexión de la tensión del 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 fijarse en los parámetros S_{21} y S_{12} .

En un radio transmisor o receptor, para entregar la potencia a la antena, la impedancia de éste y de la línea de transmisión deben estar bien adaptadas a la impedancia de la antena (Anexo D.1). El coeficiente de onda estacionaria *VSWR* (*Voltage Standing Wave Ratio*) describe cómo de bien adaptada está la impedancia de la antena al transmisor/receptor o línea de transmisión a la que está conectada. El parámetro *VSWR* es una función del coeficiente de reflexión (Γ), que mide la potencia reflejada por la antena, como se puede ver en la ecuación 2.1.

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

$$Pérdidas\ de\ retorno = 20 \log_{10} (|\Gamma|) \quad (2.2)$$

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 está 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 nunca va a ser 50

ohmios en toda la banda. Típicamente, el $VSWR$ es menor que 3 ($S_{11}=-6$ dB aprox.), siendo 2 muy aceptable ($S_{11}=-10$ dB aprox.).

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 actuar como un reflector o, incluso, absorber la señal por completo, desplazándose en todo caso la frecuencia de diseño de la antena. Por ello, será importante evaluar en la medida de lo posible el impacto en las prestaciones.

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 [18]; en cuanto a la influencia del usuario durante el uso de datos no se encuentra apenas información pues no hay investigaciones muy detalladas al respecto [19], por ello, en este TFG se intentará aportar un estudio completo sobre el efecto del usuario en ese caso.

Para paliar la degradación de la eficiencia se utilizan técnicas de adaptación y síntesis de impedancia (redes de adaptación de impedancias); el estudio de la variación de impedancias es relevante para simplificar dicha arquitectura y mejorar la duración de la batería del terminal. Debido a esto, se suele realizar un modelado clásico en estático midiendo la variación de la antena para todas las posibles posiciones del usuario respecto al terminal para un posterior diseño de la red de adaptación en base a esas medidas.

El problema es que durante el transcurso de una llamada o una conexión de datos, el usuario puede moverse o variar su forma de sujetar el terminal. Así pues, existe otro tipo de modelado, dinámico, que consiste en determinar cómo varía la impedancia de entrada de la antena a lo largo del tiempo durante un uso prolongado del terminal. Tras este estudio se tendrá información de todos los posibles estados que se pueden dar y que se deberán adaptar, así como su probabilidad de ocurrencia. De este modo, se podrá simplificar el diseño de la red de adaptación y mejorar la conmutación de ésta, pues se conocerán no sólo los posibles estados sino también las posibles transiciones entre éstos así como su probabilidad. En el estado del arte apenas se encuentran estudios dinámicos, por ello el objetivo principal de este proyecto es realizar un estudio de este tipo.

2.4. Adaptación de antenas bajo efecto del usuario

Para disminuir la degradación de la eficiencia de la antena bajo el efecto del usuario se utilizan habitualmente redes de adaptación de impedancias. Estas redes se pueden dividir en dos categorías fundamentales:

- Redes basadas en elementos concentrados (bobinas, condensadores).
- Redes basadas en elementos distribuidos (líneas de transmisión).

Cada uno de estos tipos va a tener un rango de impedancias adaptables y una región prohibida o de impedancias no adaptables, siendo el primer tipo válido únicamente en la banda UHF (300 a 3000 MHz según la ITU). Este trabajo se centra en la segunda categoría pues las redes basadas en elementos concentrados sólo permiten adaptar en una fracción de la carta de Smith, además ya que las antenas LTE suelen ser impresas en tecnología microtira así se utiliza la misma tecnología para el adaptador.

Las redes de adaptación basadas en líneas de transmisión constan de una serie de *stubs* serie y paralelo, que pueden estar terminados en cortocircuito o circuito abierto. Los *stubs* finalizados en circuito abierto son más fáciles de realizar en tecnología microtira y además son los más comunes.

Si contamos con una estructura con un *stub* en serie y un *stub* en paralelo acabado en circuito abierto (figura 2.5), con una impedancia característica de 50 ohmios, esta topología permite una cobertura total de la carta de Smith [20].

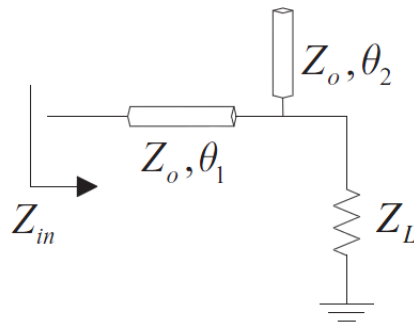


Figura 2.5: Red de adaptación basada en un *stub* serie de longitud θ_1 y otro *stub* paralelo de longitud θ_2 , de impedancia característica Z_0 .

2.4.1. Redes reconfigurables

A la hora de diseñar una red de adaptación de impedancias para un dispositivo móvil se necesitará diseñar una red reconfigurable, ya que con un único adaptador no es posible cubrir todos los estados posibles en que interacciona el usuario con la antena y conseguir una buena adaptación en todos los casos.

Son muy utilizadas redes basadas en semiconductores, y se pueden encontrar tanto en forma de IC (RFIC o MMIC) [21] como en circuitos con componentes concentrados y/o distribuidos [22]. Las frecuencias de funcionamiento suelen ir desde UHF hasta decenas de GHz, y suelen estar limitadas fundamentalmente por los parásitos en los encapsulados de los componentes discretos (bobinas, condensadores, varactores, diodos PIN).

En la literatura también se encuentra la tecnología MEMS, que ofrece la posibilidad de utilizar partes móviles mecánicamente a escalas micrométricas, que pueden ser controladas de manera electrónica, con aplicaciones en RF y microondas [23].

En la figura 2.6 se puede observar el esquema de una red reconfigurable básica. Se trata de una red de adaptación en ‘pi’ basada en elementos concentrados sintonizables electrónicamente, esto es, un inductor y dos condensadores variables.

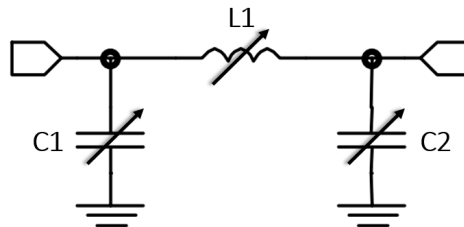


Figura 2.6: Red de adaptación reconfigurable básica.

DISEÑO Y ANÁLISIS DE ANTENAS PARA LTE BAJO INFLUENCIA DEL USUARIO

En este capítulo, se presentan la geometría y prestaciones de cuatro antenas diseñadas para el estándar LTE y se expone un estudio estático mediante simulación del efecto del usuario sobre las antenas, ya que como se ha comentado anteriormente puede afectar seriamente a las prestaciones de éstas. A continuación se muestra una posible solución de adaptador de impedancias a partir de los resultados de las simulaciones, en base a un modelo de probabilidad. Finalmente, se expone de forma teórica un modelado dinámico de impedancias como aportación para mejorar los diseños de radiofrecuencia. Además, como aplicación práctica sencilla de los modelos dinámicos, se introduce la estimación de la pérdida de potencia debida al efecto del usuario, lo cual se utiliza para mejorar los cálculos del balance del enlace que se realizan en el dimensionado de redes de comunicaciones móviles.

3.1. Diseño de las antenas

En este proyecto se ha llevado a cabo el diseño de cuatro antenas de bajo perfil tipo IFA (Anexo B) impresas en tecnología microtira (Anexo A) para LTE, pues se trata de una geometría sencilla y ampliamente extendida en los terminales móviles actuales. Se ha utilizado un sustrato FR4 de 1.56 mm de espesor en todos los diseños, con una constante dieléctrica de 4.55 y una

tangente de pérdidas de 0.02. La restricción inicial es que el tamaño de las antenas no supere los $70 \times 140 \text{ mm}$, pudiendo así adaptarse sobre todo a los nuevos *Smartphone*, de gran tamaño.

La línea de alimentación utilizada es también de tipo microtira en las cuatro antenas para homogeneizar el diseño y por facilitar la simulación del alimentador.

La simulación y cálculo de las estructuras radiantes se ha llevado a cabo con *HFSS* (*High Frequency Structural Simulator*), un conocido software comercial de simulación electromagnética (Anexo C), para obtener el comportamiento frecuencial de éstas, además del análisis de otros parámetros electromagnéticos que permiten decidir el buen diseño de las antenas planteadas (Anexo D), como por ejemplo la ganancia de la antena, que se define a partir de la directividad ($D(\theta, \phi)$) y la eficiencia de radiación (η_t) de la antena, como se observa en la ecuación 3.1. En el diseño de las antenas se han intentado conseguir bajas pérdidas de retorno en el mayor ancho de banda posible a parte del requerido, pues en el proceso de fabricación la frecuencia de resonancia suele desplazarse unas decenas de MHz respecto a la frecuencia original de diseño.

$$G(\theta, \phi) = \eta_t D(\theta, \phi) \quad (3.1)$$

A continuación se presenta el diseño y los resultados obtenidos en las simulaciones con el programa *HFSS*, para las cuatro antenas: *Simple*, *Simple MIMO*, *Dual*, y *Dual MIMO*. El proceso detallado de diseño y sintonización se encuentra en los anexos E, F, G y H.

3.1.1. Antena *Simple*

La primera antena propuesta es la base para el resto de antenas llevadas a cabo y está diseñada para la banda 20 de LTE (791-862 MHz). Se elige esta banda pues, de las que se usan en Europa, es la más baja en frecuencia con lo que se reducen las pérdidas en el dieléctrico [24] y, especialmente, las pérdidas de propagación en espacio libre, que obedecen a la ecuación 3.2:

$$A_{tEL} = \left(4\pi \frac{d}{\lambda}\right)^2 \quad (3.2)$$

donde d es la distancia entre el terminal y el repetidor más cercano o la estación base y λ la longitud de onda de diseño del terminal. Como se puede ver, estas pérdidas dependen de la

frecuencia (inversamente proporcional a λ) al cuadrado [25]; así pues, al tener menores pérdidas de este tipo, en esta banda se podrá obtener mayor cobertura.

En la figura 3.1 y en la tabla 3.1 se recogen la geometría y dimensiones del diseño final para esta antena. Se observa la topología IFA descrita en el capítulo 2; se ha añadido además un parásito resonador para aumentar el ancho de banda de la antena (Anexo E).

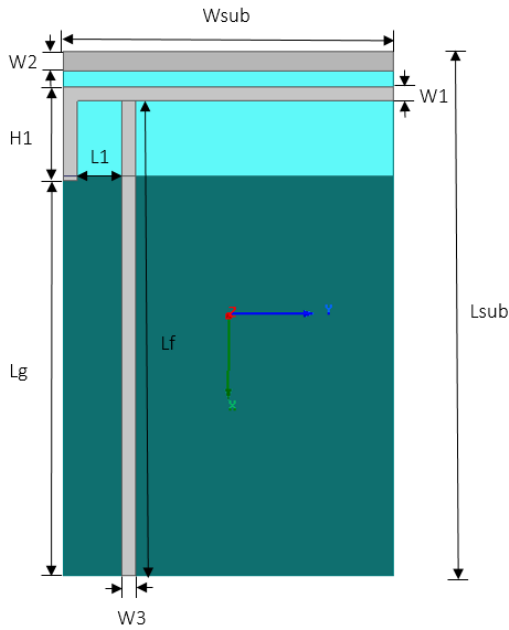


Tabla 3.1: Dimensiones antena Simple (en milímetros).

L_{sub}	L_g	L_f
111.5	85	101
$L1$	$H1$	W_{sub}
9.5	20	70
$W1$	$W2$	$W3$
3	4	2.8

Figura 3.1: Antena Simple.

El comportamiento del parámetro S_{11} en toda la banda de interés, como se observa en la figura 3.3, es inferior a -10 dB, con lo que el diseño propuesto por simulación satisfaría las especificaciones iniciales. Además, la impedancia de entrada de la antena en la frecuencia de resonancia es prácticamente 50Ω , a tenor del valor de las pérdidas de retorno en la misma. A la derecha, en la tabla 3.2, se resumen todas las prestaciones obtenidas con el simulador *HFSS* y en la figura 3.4 se muestra la directividad según las componentes $\phi(\phi)$ y $\theta(\theta)$ en plano XZ ($\phi=0$), YZ ($\phi=90$) y XY ($\theta=90$) a la frecuencia de resonancia (f_r) correspondiente. En la figura 3.2 se puede ver el sistema de coordenadas utilizado.

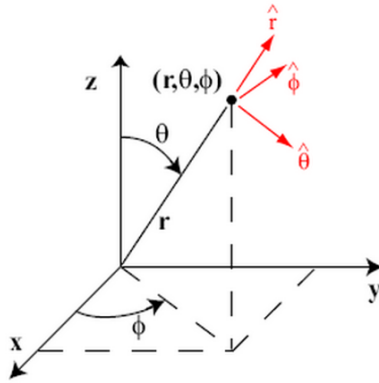


Figura 3.2: Sistema de coordenadas esféricas.

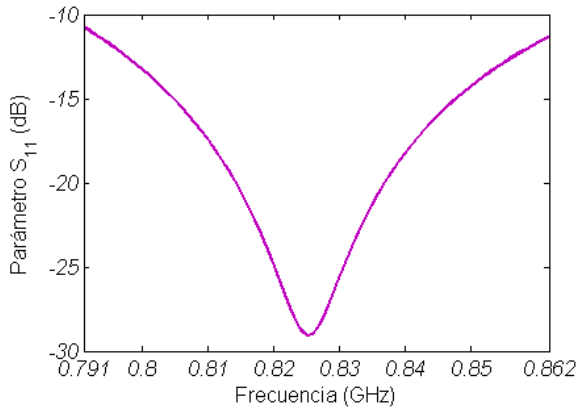
Figura 3.3: Parámetro S_{11} antena Simple.

Tabla 3.2: Prestaciones antena Simple.

Banda frecuencial	791-862 MHz
VSWR	< 1.82 ($S_{11} < -10.74$ dB)
f_r	825 MHz
VSWR en f_r	1.07 ($S_{11} = -29.10$ dB)
Directividad	1.96 dBi
Ganancia	1.62 dBi
Eficiencia	0.925

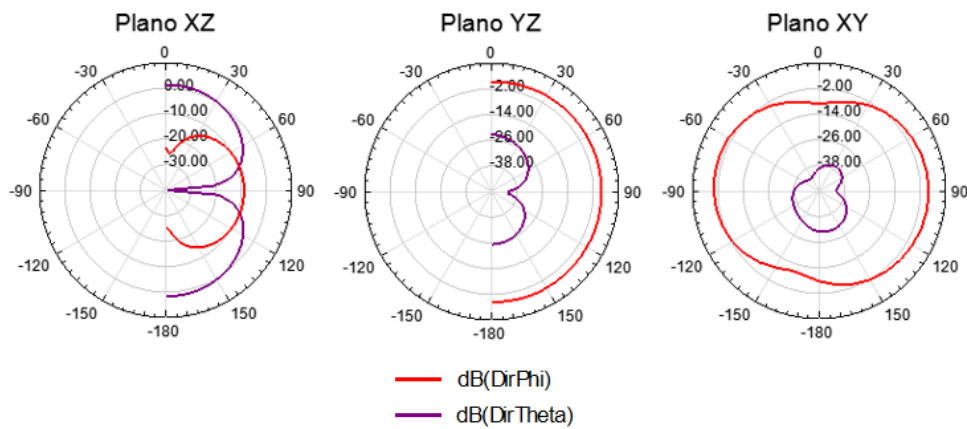


Figura 3.4: Diagramas de radiación antena Simple.

La polarización de la antena diseñada es lineal por propia construcción del sistema de alimentación, lo cual se corrobora a partir de la relación de las componentes de campo radiadas. En la figura 3.4 se puede observar que una de las componentes (ϕ) es mucho mayor que en la otra (θ), que sería la componente de polarización cruzada.

3.1.2. Antena *Simple MIMO*

Con el objetivo de poder utilizar la tecnología MIMO tan usada en LTE, se implementa un prototipo de dos puertos, en base a la estructura simple original. En la figura 3.5 se puede ver la configuración elegida [26] junto con sus dimensiones (tabla 3.3), constando de dos IFAs simples, donde además se ha mantenido la polarización. La duplicación de IFAs requiere una nueva sintonización porque se produce un desplazamiento en la frecuencia de resonancia debido al acoplo mutuo entre los dos elementos (Anexo F).

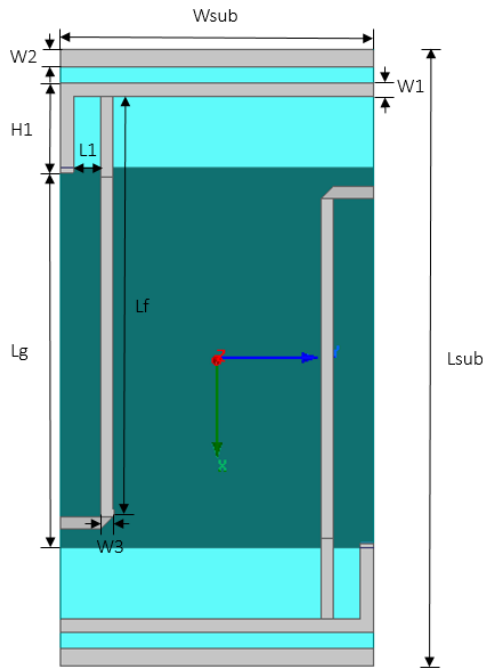


Tabla 3.3: Dimensiones antena *Simple MIMO* (en milímetros).

L_{sub}	L_g	L_f
138	85	94
$L1$	$H1$	W_{sub}
6	20	70
$W1$	$W2$	$W3$
3	4	2.8

Figura 3.5: Antena *Simple MIMO*.

En la figura 3.6 y en la tabla 3.4 se observa que tanto el parámetro S_{11} como el parámetro S_{22} (el equivalente al S_{11} para el elemento duplicado) no llegan a ser inferiores a -10 dB en toda la banda, aunque se encuentran bastante cerca. De todos modos, sí son inferiores a -6 dB con un buen margen, con lo que se puede decir que la antena *Simple MIMO* tiene un comportamiento

acceptable.

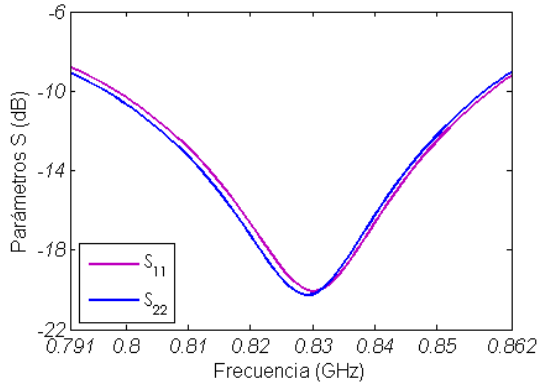


Figura 3.6: Parámetros S antena Simple MIMO.

Tabla 3.4: Prestaciones antena Simple MIMO.

<i>Banda frecuencial</i>	791-862 MHz
<i>VSWR</i>	<2.15 ($S_{11} < -8.77$ dB)
f_r	830 MHz
<i>VSWR en f_r</i>	1.21 ($S_{11} = -20.08$ dB)
<i>Directividad</i>	3.34 dBi
<i>Ganancia</i>	2.52 dBi
<i>Eficiencia</i>	0.828

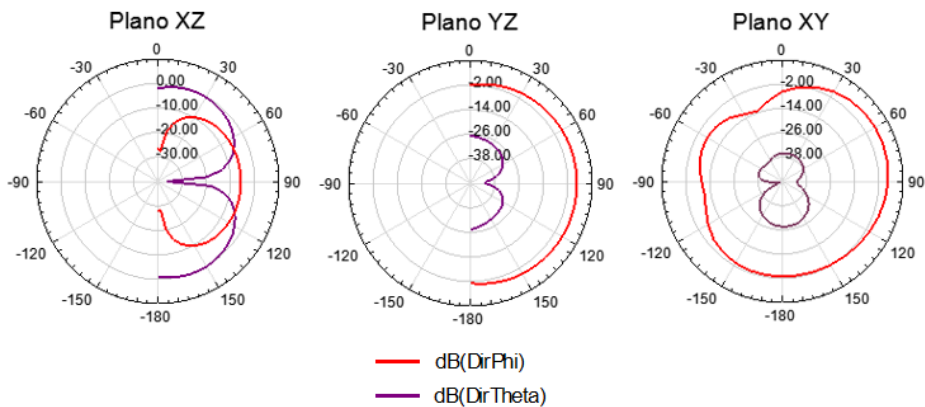


Figura 3.7: Diagramas de radiación antena Simple MIMO.

3.1.3. Antena Dual

Para permitir transmisiones multibanda se presenta una antena dual (figura 3.8, 3.5) diseñada para las bandas 1 (1920-2170 MHz) y 20 (791-862 MHz) de LTE. Esta antena se ha realizado partiendo de la antena *Simple* diseñada para la banda 20, añadiendo dos tiras microstrip más cortas para conseguir la resonancia en la banda 1 (Anexo G).

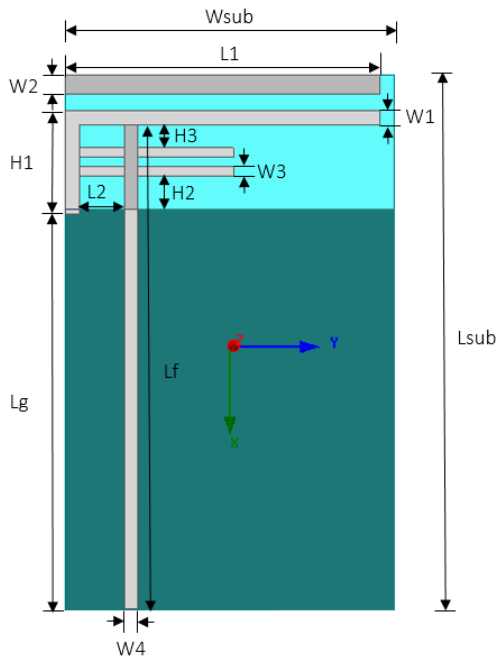


Figura 3.8: Antena Dual.

Tabla 3.5: Dimensiones antena Dual (en milímetros).

L_{sub}	L_g	L_f
113.5	85	103
$L1$	$L2$	$H1$
67	9.5	22
$H2$	$H3$	W_{sub}
7	5	70
$W1$	$W2$	$W3$
3	4	2
$W4$		
2.8		

En las figuras 3.9 y 3.10 se puede ver el comportamiento del parámetro S_{11} tanto para la banda 1 como para la banda 20 de LTE, observando que en ambas bandas se logra el comportamiento típico pues el parámetro S_{11} es siempre inferior a -6 dB, lo cual se corrobora observando la tabla 3.6.

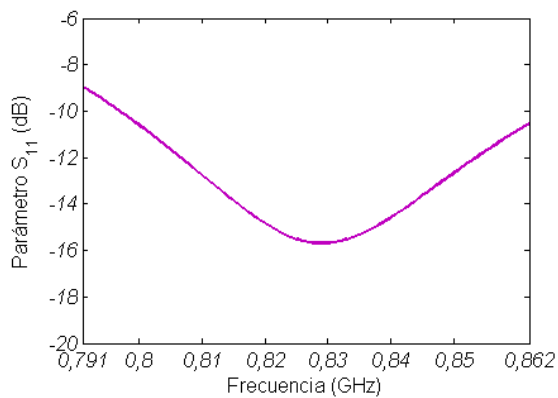


Figura 3.9: Parámetro S_{11} antena Dual banda 20.

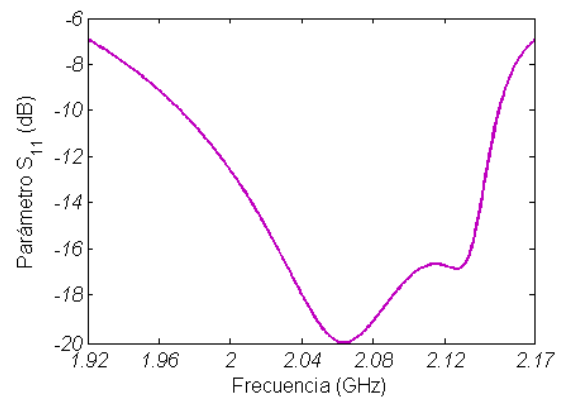
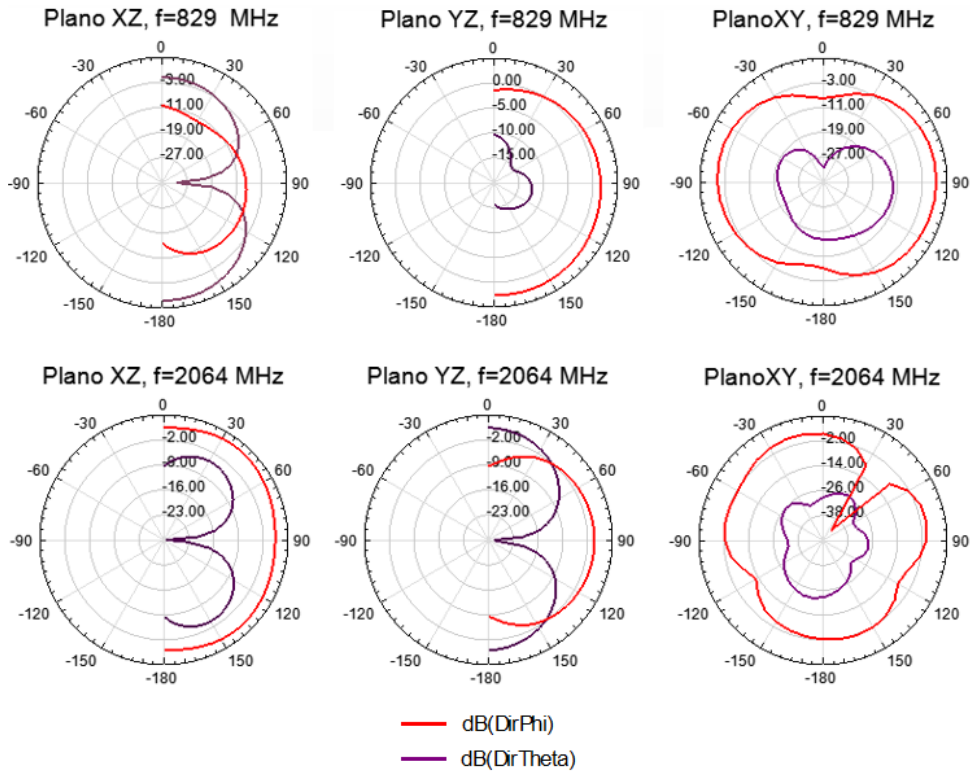


Figura 3.10: Parámetro S_{11} antena Dual banda 1.

Tabla 3.6: *Prestaciones antena Dual.*

<i>Banda frecuencial</i>	<i>791-862 MHz</i>	<i>1920-2170 MHz</i>
<i>VSWR</i>	< 2.11 ($S_{11} < -8.94$ dB)	< 2.64 ($S_{11} < -6.92$ dB)
f_r	<i>829 MHz</i>	<i>2064 MHz</i>
<i>VSWR en f_r</i>	1.39 ($S_{11} = -15.69$ dB)	1.22 ($S_{11} = -20.09$ dB)
<i>Directividad</i>	2.09 dBi	3.51 dBi
<i>Ganancia</i>	1.73 dBi	2.60 dBi
<i>Eficiencia</i>	0.921	0.811

Figura 3.11: *Diagramas de radiación antena Dual.*

En la figura 3.11 se observa que los diagramas de radiación cambian bastante su forma en la banda 20 respecto a los diagramas de las antenas *Simple* y *Simple MIMO*. Esto se debe al acoplo entre los elementos resonantes de cada banda. Los diagramas de radiación tienen además un carácter cuasi-onmidireccional en el plano XY y su directividad es baja, siendo ésta

cuantitativamente comparable a la de una antena cilíndrica (dipolo).

3.1.4. Antena Dual MIMO

Siguiendo el ejemplo del diseño monobanda, se ha extendido la capacidad de la antena *Dual* para incorporar la tecnología MIMO (figura 3.12, tabla 3.7). En el Anexo H se describe el diseño detallado de esta antena.

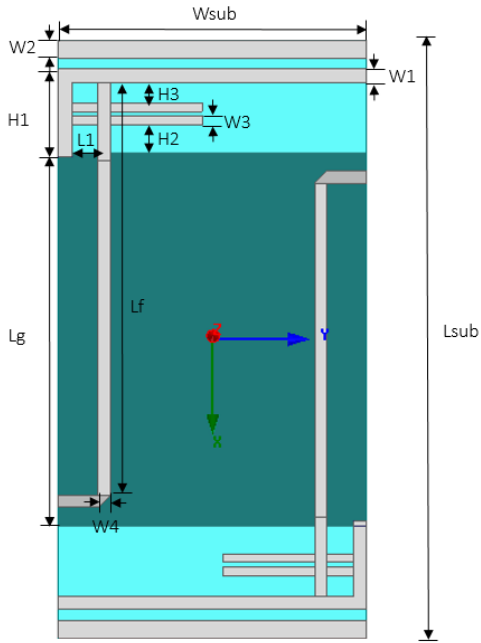


Tabla 3.7: Dimensiones antena Dual MIMO (en milímetros).

L_{sub}	L_g	L_f
136	85	94
L_1	H_1	H_2
6	20	6.3
H_3	W_{sub}	W_1
4.7	70	3
W_2	W_3	W_4
4	2	2.8

Figura 3.12: Antena Dual MIMO.

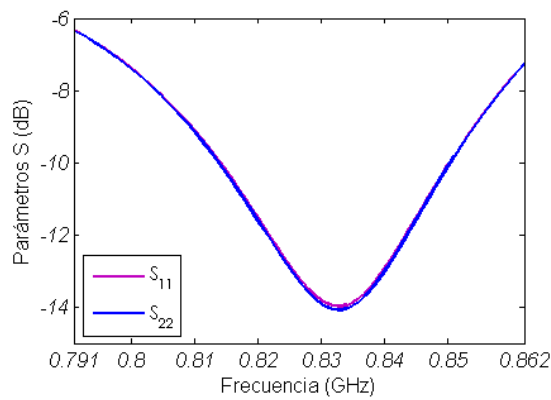


Figura 3.13: Parámetro S_{11} antena Dual MIMO banda 20.

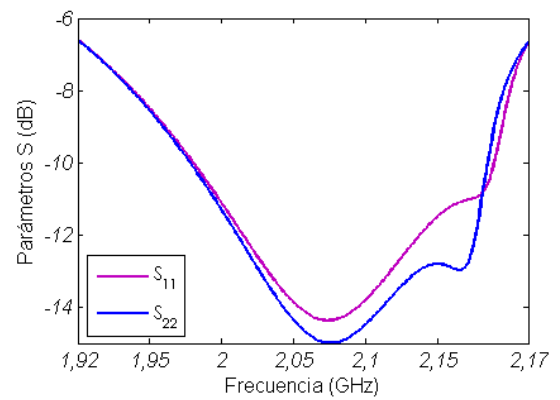


Figura 3.14: Parámetro S_{11} antena Dual MIMO banda 1.

Tabla 3.8: Prestaciones antena Dual MIMO.

<i>Banda frecuencial</i>	<i>791-862 MHz</i>	<i>1920-2170 MHz</i>
<i>VSWR</i>	<i><2.87 (S_{11} < -6.32 dB)</i>	<i><2.76 (S_{11} < -6.60 dB)</i>
<i>f_r</i>	<i>833 MHz</i>	<i>2059 MHz</i>
<i>VSWR en f_r</i>	<i>1.50 (S_{11} = -13.98 dB)</i>	<i>1.47 (S_{11} = -14.37 dB)</i>
<i>Directividad</i>	<i>3.70 dBi</i>	<i>3.98 dBi</i>
<i>Ganancia</i>	<i>2.87 dBi</i>	<i>2.88 dBi</i>
<i>Eficiencia</i>	<i>0.826</i>	<i>0.776</i>

En las figuras 3.13 y 3.14 se puede observar, al igual que en la tabla 3.8, que los parámetros S_{11} y S_{22} son inferiores a -6 dB en toda la banda, con lo que se consiguen cumplir las especificaciones también con esta antena.

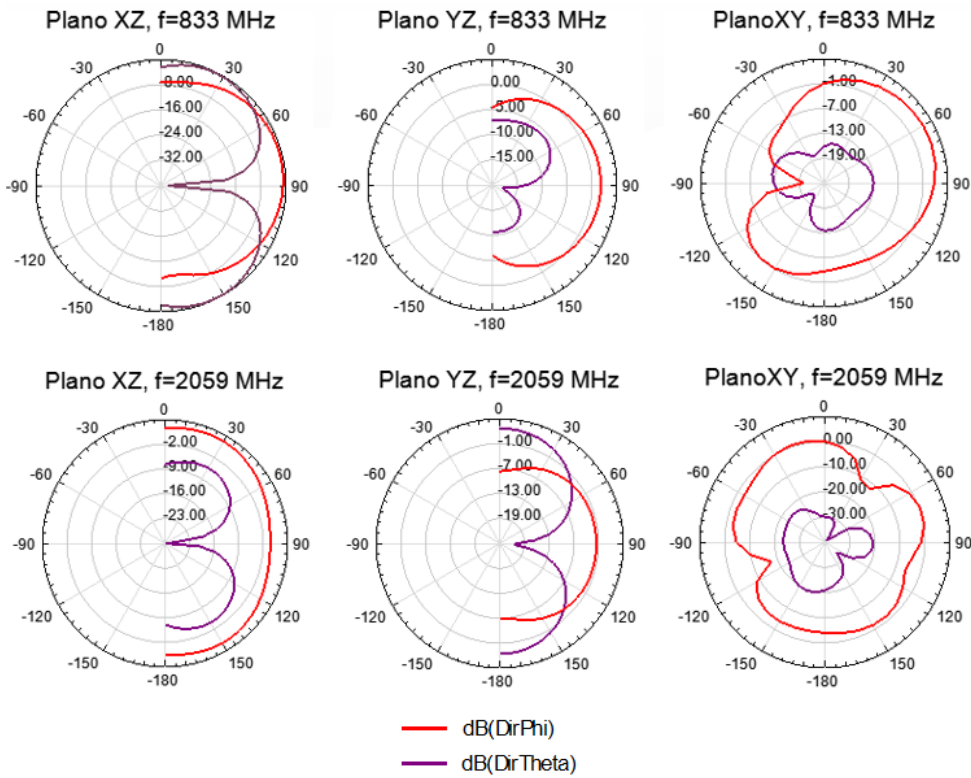


Figura 3.15: Diagramas de radiación antena Dual MIMO.

3.2. Influencia del usuario sobre las antenas

Como ya se ha comentado, un efecto a tener muy en cuenta es la influencia del ser humano en las características de radiación de la antena, ya que éstas pueden verse modificadas. A continuación se va a proceder al estudio de la influencia del usuario en las antenas *Simple* y *Simple MIMO*, pues luego el objetivo será adaptar la antena en los casos estudiados, y en la situación *bibanda* el adaptador sería mucho más complejo.

En esta sección se va a modelar la mano del usuario interactuando con la antena según varios modos de operación propuestos dependiendo del uso del terminal (ya sea para el enlace ascendente o descendente). También se modelará la cabeza de éste o su bolsillo dado el modo de operación oportuno.

Los modelos de mano, cabeza y bolsillo se han diseñado con *HFSS* teniendo en cuenta sólo la presencia de la piel, simulada con su respectiva constante dieléctrica para la frecuencia de diseño (se han usado datos referidos a GSM, 900 MHz, pues la frecuencia es similar). En la tabla 3.9 se pueden observar la constante dieléctrica (ϵ_r), la conductividad ($\sigma[S/m]$) y la densidad volumétrica ($\rho[Kg/m^3]$) correspondientes al diseño de las manos [27], cabeza [28] y bolsillo (mismos parámetros para la pierna que para la mano) con *HFSS*.

Tabla 3.9: *Parámetros de la piel humana para mano, pierna y cabeza.*

	ϵ_r	$\sigma[S/m]$	$\rho[Kg/m^3]$
<i>mano</i>	41.4	0.86	1010
<i>pierna</i>	41.4	0.86	1010
<i>cabeza</i>	41.41	0.87	1080

3.2.1. Modos de operación y simulaciones

Los modos de operación para llevar a cabo las simulaciones se han pensado en base al uso de los terminales que conlleva la emisión o recepción de información, pues es cuando la antena está en funcionamiento y, por tanto, cuando interesa estudiar la influencia del usuario en las prestaciones de ésta. Los modos de operación que se han propuesto son los siguientes (figura 3.16):

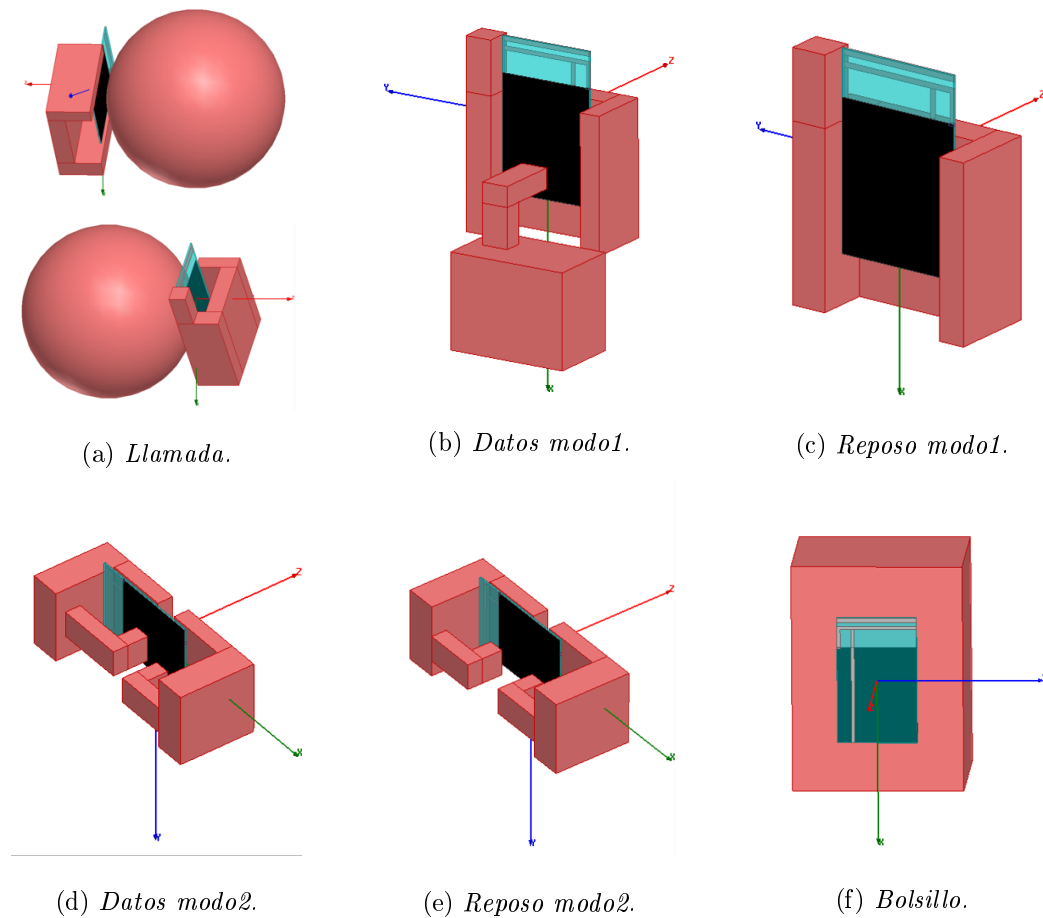


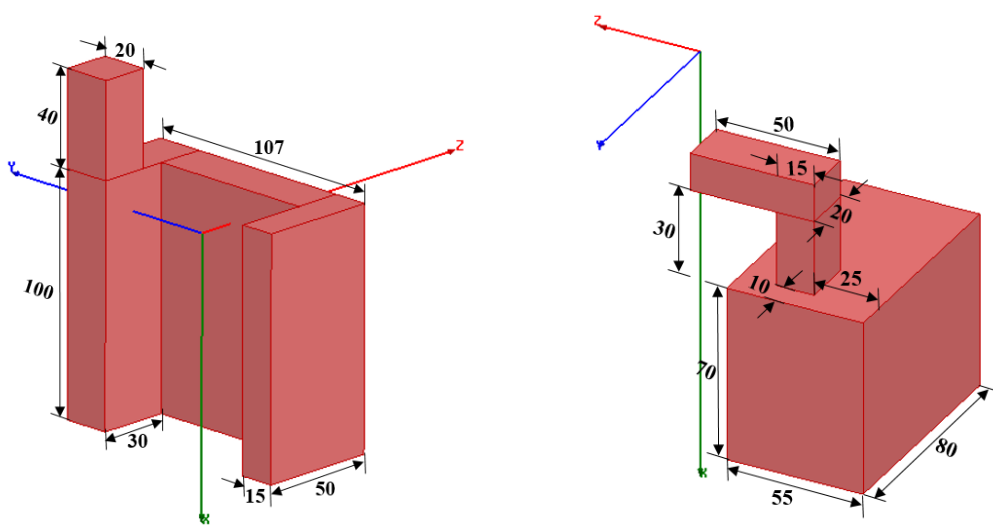
Figura 3.16: *Modos de operación de usuario sobre el terminal (HFSS).*

- ***Llamada.*** Se corresponde con la posición del usuario durante el transcurso de una llamada entrante (*Downlink*) o saliente (*Uplink*) (figura 3.16a).
- ***Datos modo1.*** Representa la interacción activa del usuario durante el envío de datos (*Uplink*) pulsando el botón correspondiente o la recepción de datos (*Downlink*) que se puede dar mientras escribimos con el terminal. Para este modo se escribe o interactúa con el terminal con una única mano y se sujeta mientras con la otra (figura 3.16b).
- ***Reposo modo1.*** Se corresponde con la recepción de datos móviles mientras el usuario se encuentra en posición de reposo, sujetando el terminal con una sola mano (figura 3.16c).
- ***Datos modo2.*** Modo similar a *Datos modo1*, pero en este caso se escribe e interactúa con el terminal con las dos manos (figura 3.16d).
- ***Reposo modo2.*** Idéntico a *Reposo modo1*, pero sujetando el móvil con las dos manos

(figura 3.16e).

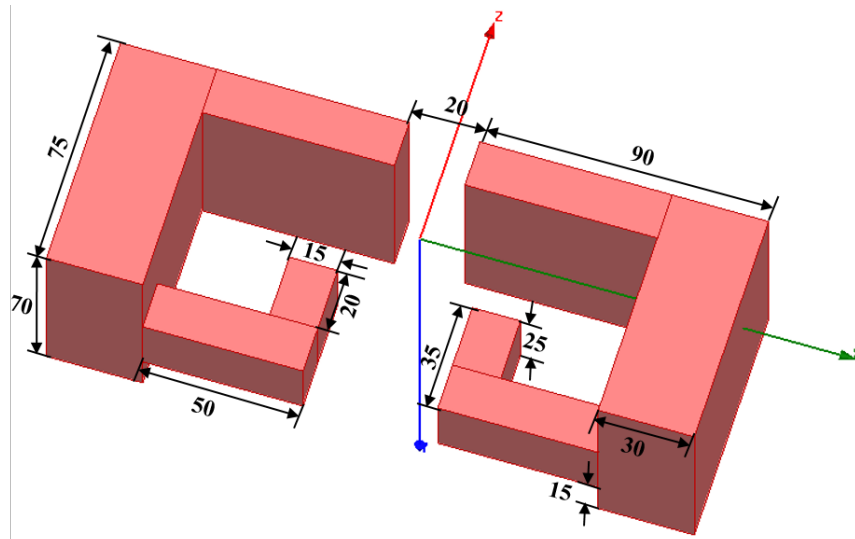
- **Bolsillo.** Se corresponde con la posición del usuario con el terminal en el bolsillo (dibujamos un trozo de pierna); se tiene en cuenta este caso pues mientras el móvil está en el bolsillo se pueden recibir (*Downlink*) datos o llamadas entrantes (figura 3.16f).

A continuación, en la figura 3.17 se presentan las dimensiones de las manos que se han diseñado para las simulaciones.



(a) Mano izquierda modo 1.

(b) Mano derecha modo 1.



(c) Manos modo 2.

Figura 3.17: Dimensiones de las manos simuladas (en milímetros).

El posicionamiento de las antenas respecto a las manos de la figura 3.17 es el siguiente:

- Para el modo1 la antena se encuentra separada 15 mm de la palma de la mano de la figura 3.17a, pues al coger el móvil se hace un pequeño arco, además también hay que tener en cuenta el espacio entre la antena y la carcasa. Por ello los laterales de la mano no llegan a tocar la antena, dejándose 1 mm entre ellos. Se coloca la mano de tal forma que el límite superior de ésta esté alineado con el límite del dedo pulgar de la mano. La mano derecha (figura 3.17a) se separará 3.44 mm de la antena para las posiciones de escribir, simulando el espacio entre la carcasa y la antena.
- Para el modo2 la antena se coloca de forma horizontal, pegada a la mano izquierda dejando 1 mm de espacio y sobresaliendo 10 mm por encima de ambas manos.

En cuanto al modo *Llamada* se dibuja una esfera de radio 100 mm como cabeza, separada 5 mm de la mano en sus puntos más próximos respectivamente. La mano para este modo se dibuja igual que para el caso *Reposo modo1*, pero simulando la mano derecha (simétrica respecto a la correspondiente a *Reposo modo1*), y situándola 10 mm más atrás respecto al móvil (para que no choque con la cabeza). La mano con la antena se encuentra girada 45° , imitando la forma de coger el terminal al realizar una llamada.

Por último, para el modo *Bolsillo* se dibuja un prisma rectangular a modo de trozo de pierna, de dimensiones $150 \times 200 \times 150 \text{ mm}$. La antena se ha colocado centrada y separada 5 mm del paralelepípedo.

Una vez definidos los modos de operación que se van a utilizar y el diseño de las manos, cabeza y bolsillo necesarios para tal fin, se procede a enunciar las simulaciones que se han llevado a cabo.

- **Simulaciones para los modos *Llamada*, *Reposo modo1*, *Reposo modo2* y *Bolsillo*.**

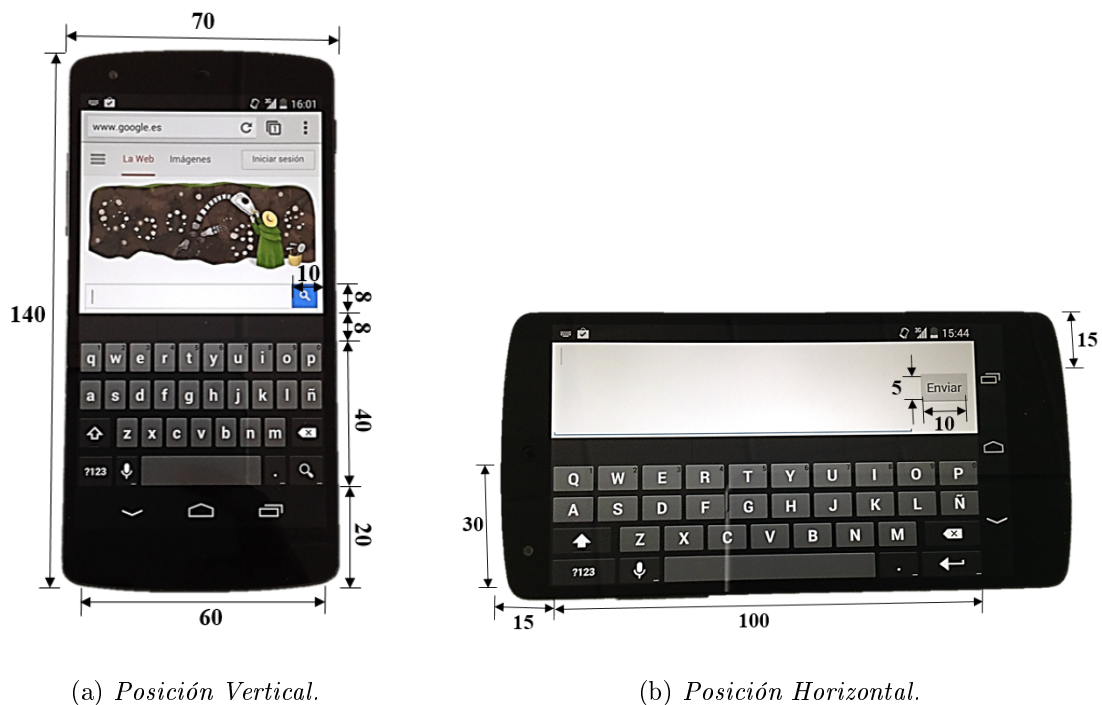
Se ha realizado una única simulación, tanto con la antena *Simple* como con la *Simple MIMO*, para cada uno de estos modos pues se considera que no habrá una gran variación en la posición del usuario respecto a las posiciones básicas descritas anteriormente para cada uno de estos modos.

- **Simulaciones para los modos *Datos modo1* y *Datos modo2*.**

En cuanto a los modos *Datos modo1* y *Datos modo2* se han realizado un total de 17 simulaciones (con una antena y luego con la otra) para cada uno: una simulación pulsando

la tecla *enviar*, siendo la posición correspondiente al envío de datos y 16 simulaciones con la mano correspondiente sobre diferentes posiciones del teclado emulando la escritura, ya que se pueden recibir datos mientras se está escribiendo. La razón de hacer varias simulaciones es ver si hay mucha variación o no según las posibles posiciones del usuario dentro de estos modos, pues aunque la antena se coloca mirando a la carcasa trasera del terminal también radia hacia atrás.

Para trasladar las posiciones del teclado o de la tecla *enviar* de un móvil a nuestra antena se ha utilizado como modelo el *Smartphone Google Nexus 5* (figura 3.18).



(a) Posición Vertical.

(b) Posición Horizontal.

Figura 3.18: Dimensiones (en milímetros) del Smartphone Nexus 5 con vista del teclado.

- Simulaciones para *Datos modo1*.

Se divide el teclado vertical, de dimensiones 60×40 mm como se ve en la figura 3.18a, en 4×4 partes iguales, que se pueden observar en la figura 3.19a, con lo que las dimensiones de cada área son 15×10 mm; se han realizado 16 simulaciones, en cada una moviendo la mano derecha (la que escribe) de forma que el dedo se encuentre centrado en una de estas áreas. En cuanto a la simulación en modo *enviar*, el botón correspondiente, de 10×8 mm (figura 3.18a), se encuentra 8 mm por encima del

teclado, de modo que se centrará ahí el dedo para esta simulación.

- Simulaciones para *Datos modo2*.

Se divide el teclado horizontal en 16 celdas (figura 3.19b), con lo que a cada mano le corresponden 8 casillas de $25 \times 7,5$ mm cada una, pues en este modo se escribiría a dos manos; así pues, para este modo el dedo que escribe se acerca 10 mm al teclado respecto al modo *Reposo modo2* y se va acortando o alargando, subiendo o bajando, según la posición en el teclado, centrando el dedo en ésta. Para la simulación en modo *enviar*, el botón, de 10×5 , mm (figura 3.18b) está ubicado a 15 mm de la parte superior del terminal, con lo que se centrará ahí el dedo.

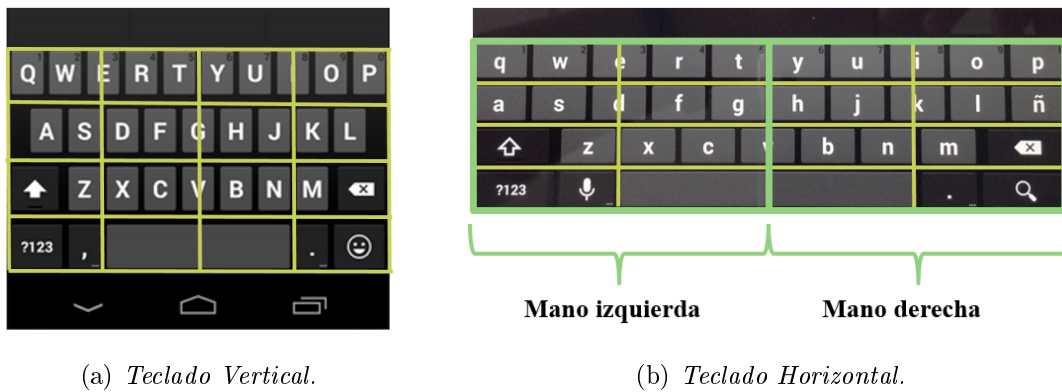


Figura 3.19: Divisiones del teclado para las simulaciones correspondientes a los modos *Datos modo1* y *Datos modo2*.

3.2.2. Resultados en S_{11} por simulación y comparativa

En este punto se van a analizar los datos de las simulaciones para ser conscientes de la degradación en las prestaciones de una antena cuando se encuentra bajo el efecto del usuario.

Primero se representa en la misma gráfica el parámetros S_{11} obtenido en cada simulación con la antena *Simple* y el S_{11} y S_{22} con la *Simple MIMO* respecto a la frecuencia; así se puede observar en que medida se desplaza la frecuencia de resonancia según la interacción del usuario, así como las pérdidas de retorno en la banda de interés (791-862 MHz).

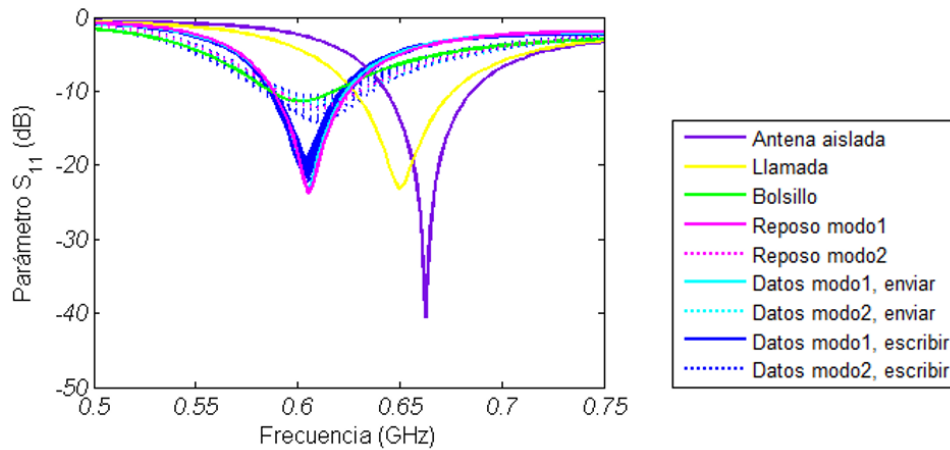


Figura 3.20: *Parámetro S_{11} de todas las simulaciones con la antena Simple en función de la frecuencia.*

Para la antena *Simple*, en la figura 3.20 se observa que el modo *Llamada* es el que menos se desplaza en frecuencia, mientras que el resto de modos se desplazan bastante, aproximadamente -100 MHz, con lo que en la banda de interés se tienen muchas pérdidas de retorno. Esto puede deberse a que en la posición de llamada una parte de la potencia reflejada en la mano, al sujetar el terminal, vuelve a reflejarse en la cabeza y contribuye positivamente a la radiación.

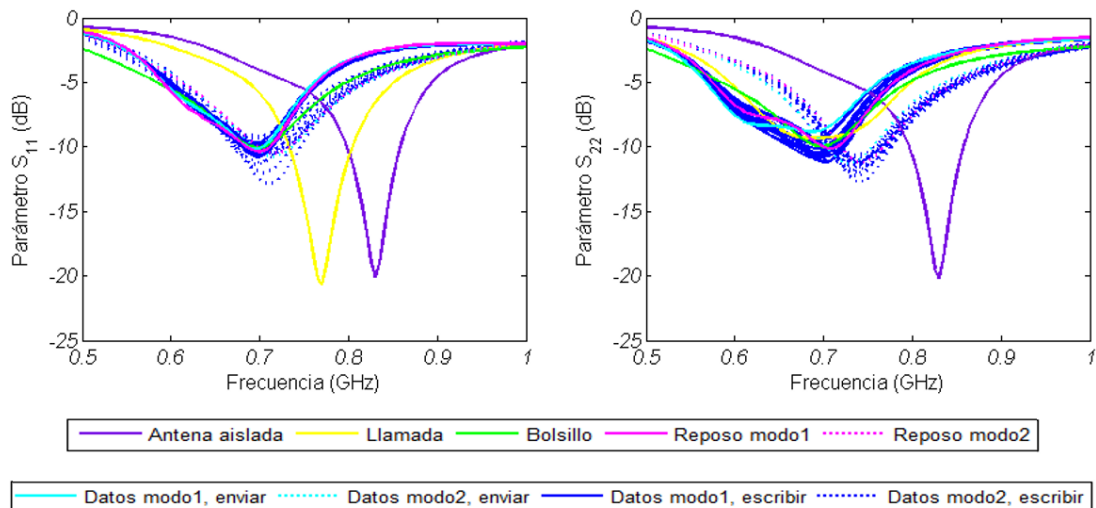


Figura 3.21: *Parámetros S_{11} y S_{22} de todas las simulaciones con la antena Simple MIMO en función de la frecuencia.*

En cuanto a las curvas para la antena *Simple MIMO* se observa que el parámetro S_{11} es

similar al de la antena *Simple* para todos los modos salvo el modo *Llamada* que se encuentra más desplazado en frecuencia, posiblemente debido al acoplo que ejerce la antena duplicada. En cuanto al parámetro S_{22} , en modo *Llamada* se ha desplazado bastante pues se está midiendo el puerto 2, en la parte inferior del terminal donde se encuentra la IFA duplicada, con lo que las reflexiones en la cabeza se minimizan mucho. Además, para el *modo2* en el puerto 2 hay un desplazamiento frecuencial menor que en el puerto 1, lo que puede deberse a que el teclado horizontal está más cerca de la parte superior vertical de la antena donde se encuentra el puerto 1 (figura 3.21).

A continuación, en las figuras 3.22 y 3.23 se representan los parámetros S a la frecuencia de resonancia, en carta de Smith, tanto para la antena *Simple* ($f_s=825$ MHz) como para la antena *Simple MIMO* ($f_s=830$ MHz); con los resultados de cada una de las simulaciones llevadas a cabo en la misma carta. Se utiliza este tipo de representación para ver la variación en las simulaciones de un mismo modo y comparar el comportamiento entre modos diferentes.

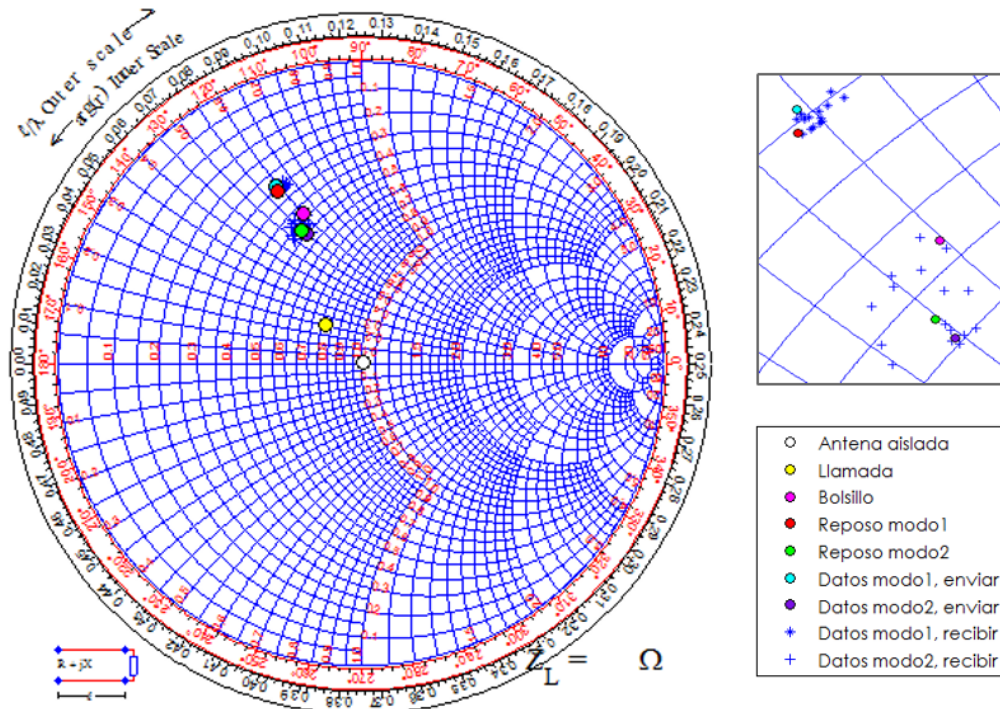


Figura 3.22: Parámetro S_{11} en carta de Smith de todas las simulaciones con la antena *Simple* a 825 MHz.

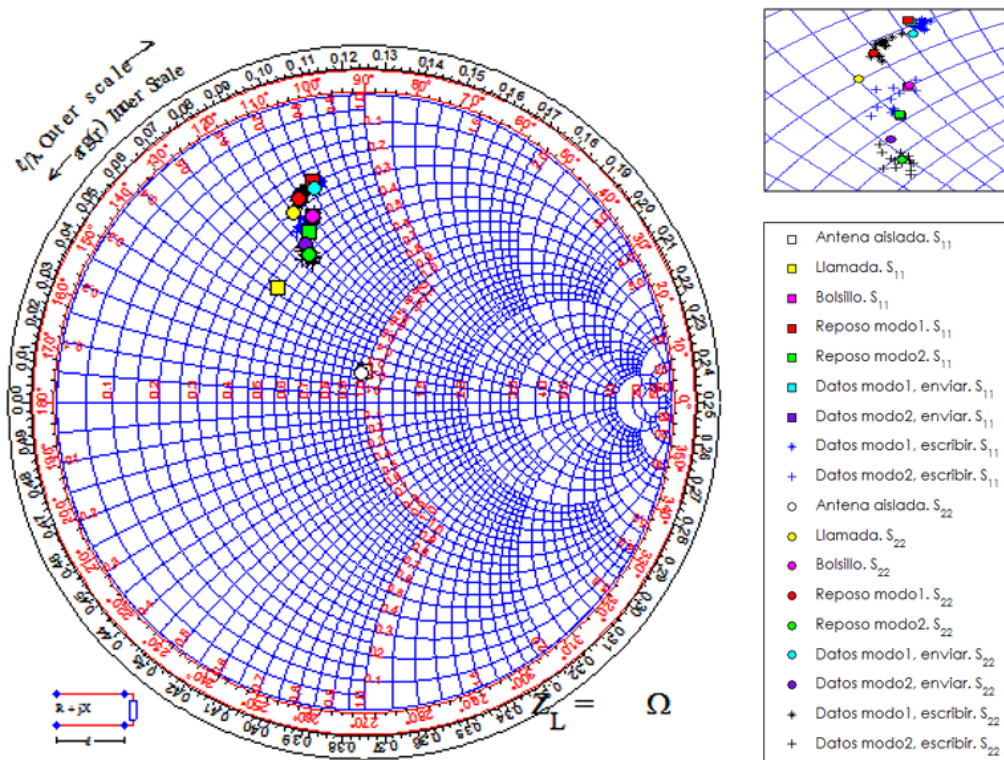


Figura 3.23: *Parámetros S_{11} y S_{22} en carta de Smith de todas las simulaciones con la antena Simple MIMO a 830 MHz.*

En ambas cartas se tiene en color blanco la impedancia de la antena aislada, que como se observa se encuentra en el centro de la carta (impedancia de entrada de la antena de parte real 50 ohmios y parte imaginaria nula), con lo que se puede decir que está muy bien adaptada. Para todas las simulaciones realizadas con interacción del usuario se observa un desplazamiento respecto a este punto, lo que se traduce en una desadaptación de la antena.

En la figura 3.22 se pueden distinguir cuatro grupos con un comportamiento muy similar (*clusters*) bien diferenciados:

- *Antena aislada.*
- *Llamada.*
- *Reposo modo1 + Datos modo1.*
- *Reposo modo2 + Datos modo2 + Bolsillo.*

Se observa también que apenas hay variación en los resultados de las simulaciones en las que

se ha ido variando la posición de los dedos sobre la pantalla, lo que puede deberse a que la yema de los dedos no es suficientemente grande como para que sus cambios de posición tengan un gran efecto sobre la antena.

En la figura 3.23 se observa que para la antena *Simple MIMO* hay una distribución más compacta de las diferentes modalidades de interacción con el terminal para el puerto 2, pues en en todos los casos con manos, se cubre de manera similar la parte inferior del terminal, donde se encuentra la IFA correspondiente. En cuanto al puerto 1 se tendrían los mismos *clusters* que en la antena *Simple*, y para el puerto 2 una posible agrupación sería (si bien el último *cluster* se encuentra bastante cerca del anterior):

- *Antena aislada.*
- *Reposo modo1 + Datos modo1.*
- *Reposo modo2 + Datos modo2.*
- *Llamada + bolsillo.*

3.3. Impedancia efectiva de antena en terminales móviles: eficiencia y adaptación

Las medidas estáticas obtenidas demuestran que aunque con un proceso de diseño convencional las estructuras radiantes cumplen las especificaciones en cuanto a pérdidas de retorno, en realidad pueden estar desadaptadas cuando se utilizan en la práctica. Teniendo en cuenta los estados identificados se puede definir un nuevo concepto, el de impedancia efectiva de antena en terminal móvil, que tendrá en cuenta esta nueva realidad. Considérese la antena y el usuario como sistema. A partir de los cálculos numéricos efectuados en las simulaciones se puede definir una impedancia asociada a cada estado,

$$Z_{E_i} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{E_i}}{1 - \Gamma_{E_i}} \quad \Gamma_{E_i} = \frac{Z_{E_i} - Z_0}{Z_{E_i} + Z_0} \quad (3.3)$$

siendo Z_0 la impedancia característica de referencia y Γ_{E_i} el coeficiente de reflexión de la antena asociados al estado i -ésimo E_i .

En un proceso de comunicación móvil, los usuarios irán alternando los estados propuestos, por lo que puede definirse una función de densidad de probabilidad (en este caso discreta) para cada valor de impedancia asociada al estado i -ésimo. Para este modelo, se obtendrá la impedancia efectiva de antena en terminales móviles ζ como

$$\zeta(\omega) = E[Z_a|E_i] = \sum_{i=1}^N p_{E_i} Z_{E_i}(\omega) \quad (3.4)$$

siendo p_{E_i} la probabilidad de ocurrencia del estado i en un conjunto total de N estados identificados.

Notemos que aunque la impedancia es un concepto claramente definido en el dominio de la frecuencia, se entiende que la influencia de usuario es muy lenta en comparación con la frecuencia de la señal, con lo que no hay ninguna ambigüedad en definir este concepto.

Para construir la función ζ son necesarios tanto los valores de las impedancias bajo el efecto del usuario como las probabilidades de ocurrencia. En este proyecto se propone obtener estas probabilidades a partir de la teoría de teletráfico, que precisamente modela entre otras cuestiones los flujos de llamadas y datos en los sistemas de comunicaciones móviles en particular.

3.3.1. Probabilidades propuestas

Primero se presentan los tiempos promedio de tráfico de voz y datos en un periodo de observación de un día.

- **Voz.** Se multiplica el tiempo promedio de una llamada entrante (108.1 s) y una saliente (109.3 s) por el número medio de estas llamadas durante un día, 4.4 y 5.1 respectivamente [29], obteniéndose un tiempo medio de llamadas al día de 1033.07 s.
- **Datos.** La media del total de conexiones a Internet por día a través de la red móvil es 3878 s [30]. Las correspondientes a la red WIFI no se tienen en cuenta pues nuestra antena no opera a esas frecuencias.

A continuación se procede a desglosar estos tiempos para los modos de operación que se han propuesto. El caso de antena aislada sin interacción con el usuario no se tendrá en cuenta en este estudio de probabilidades, pues se trata de una situación ya adaptada con lo que de darse este

caso se podría, por ejemplo mediante un bolómetro seguido de un switch, conectar directamente con la antena sin pasar por el adaptador.

Además, en los casos que proceda se hace una diferenciación entre *Downlink* y *Uplink*, pues al buscar el adaptador de impedancias óptimo se hará la media de las pérdidas de retorno para cada frecuencia de la subbanda correspondiente. Esto se debe a que no merece la pena optimizar un estado para unas frecuencias que no son usadas en ese modo de operación.

- **Llamada.** Se diferencia entre *Downlink* y *Uplink*.
 - *Downlink*. Llamadas entrantes: $4,4 \times 108,1 = 475,64 \text{ s}$
 - *Uplink*. Llamadas salientes: $5,1 \times 109,3 = 557,43 \text{ s}$
- **Bolsillo.** Para este modo se asignan 10 segundos previos a cada una de las 5.5 llamadas entrantes en un día, correspondientes aproximadamente al establecimiento de llamada, con lo que serían 55 segundos en total, pues cuando se recibe una llamada habitualmente se lleva el móvil en el bolsillo durante el establecimiento. Además se asigna un 20 % del tiempo de datos diario (emisión y recepción), correspondientes a una parte de la recepción de datos, que se puede dar en el bolsillo también. Esto hace un total de 830.6 s.
- **Reposo y Datos.** Se asigna el 80 % del tráfico de datos total, 3102.4 s.

Cuando se navega en Internet se suele recibir bastante más información de la que se envía y utilizando Whatsapp también. Por lo tanto, se asignará el 80 % de los 3102.4 s para recepción y el 20 % para envío (a repartir entre *Datos modo1* y *modo2*, enviar).

En el caso de la recepción con el móvil en las manos, se puede estar escribiendo mientras se reciben datos o con las manos en reposo, leyendo por ejemplo. Se asigna el 50 % de los datos recibidos (el caso del bolsillo ya se ha tenido en cuenta) a cada caso, a repartir entre el modo1 y el modo2.

Con todo ello se estiman los siguientes tiempos:

- *Datos modo1, enviar*. $0,5 \times 0,2 \times 3102,4 = 310,24 \text{ s}$
- *Datos modo2, enviar*. $0,5 \times 0,2 \times 3102,4 = 310,24 \text{ s}$
- *Datos modo1, escribir*. $0,5 \times 0,5 \times 0,8 \times 3102,4 = 620,48 \text{ s}$
- *Datos modo2, escribir*. $0,5 \times 0,5 \times 0,8 \times 3102,4 = 620,48 \text{ s}$

- *Reposo modo1, escribir.* $0,5 \times 0,5 \times 0,8 \times 3102,4 = 620,48$ s
- *Reposo modo2, escribir.* $0,5 \times 0,5 \times 0,8 \times 3102,4 = 620,48$ s

El tiempo de observación es un día, pero para el cálculo de las probabilidades se va a utilizar el tiempo total de uso de la antena a lo largo del día, pues es cuando la antena está en funcionamiento y por tanto cuando interesa su comportamiento. Por ello:

$$T_{uso} = T_{voz} + T_{establecimiento} + T_{datos} = 4966,07 \text{ s} \quad (3.5)$$

Dividiendo los tiempos correspondientes a cada modo entre este tiempo total de uso de la antena se obtienen las siguientes probabilidades (tabla 3.10):

Tabla 3.10: *Probabilidades de ocurrencia de los modos de operación durante el tiempo de uso de una antena a lo largo de un día.*

<i>DOWNLINK (791-821 MHz)</i>		
<i>Llamada, entrante</i>	<i>Bolsillo</i>	<i>Reposo modo1</i>
9.5 %	16.75 %	12.5 %
<i>Reposo modo2</i>	<i>Datos modo1, escribir</i>	<i>Datos modo2, escribir</i>
12.5 %	12.5 %	12.5 %
<i>UPLINK (832-862 MHz)</i>		
<i>Llamada, saliente</i>	<i>Datos modo1, enviar</i>	<i>Datos modo2, enviar</i>
11.25 %	6.25 %	6.25 %

En cuanto a las probabilidades de esta tabla, subrayar que para hallar el adaptador de impedancia efectiva, las probabilidades otorgadas a *Datos modo1, escribir* y *Datos modo2, escribir* se desglosarán en las 16 simulaciones que se han realizado para cada uno de estos modos.

3.3.2. Evaluación y mejora de la eficiencia del terminal: adaptador de impedancia efectiva del terminal.

Las técnicas clásicas de adaptación de impedancias no obtendrán claramente la mayor transferencia de potencia desde un punto de visto de antena-usuario. Como aplicación del concepto

propuesto, se va a evaluar la pérdida de eficiencia del terminal simplificado, así como una nueva filosofía de diseño del sistema adaptador, en la que se utilizarán como parámetros de diseño las probabilidades y las impedancias anteriores.

El adaptador se realizará en tecnología microtira y consistirá en una línea con un stub paralelo acabado en circuito abierto. Con un algoritmo de optimización se hallarán los valores de ancho (W) y largo (L) de las dos líneas para los cuales este adaptador sea el óptimo en promedio para los casos estudiados.

El algoritmo minimizará una función de coste que pondera, teniendo en cuenta las probabilidades de ocurrencia, el coeficiente de reflexión (el parámetro S_{11} en este caso) de la cascada formada por el adaptador y cada una de las matrices de parámetros S de los posibles estados.

La optimización para el adaptador de impedancias se implementa en *Matlab* con un algoritmo genético (Anexo I). Con el *RF Toolbox* de *Matlab* se programan las líneas de transmisión a utilizar, dejando el ancho y largo de éstas como variables, que luego le pasaremos al algoritmo genético.

Se ponen en cascada las líneas de dimensiones variables con cada matriz de parámetros S de los modos simulados. Tras pasarle la función de coste al algoritmo, una vez que se ejecute, éste devolverá el valor de los parámetros del adaptador que minimizan esa función. Se hará esto tanto para la antena *Simple* como para la *Simple MIMO*.

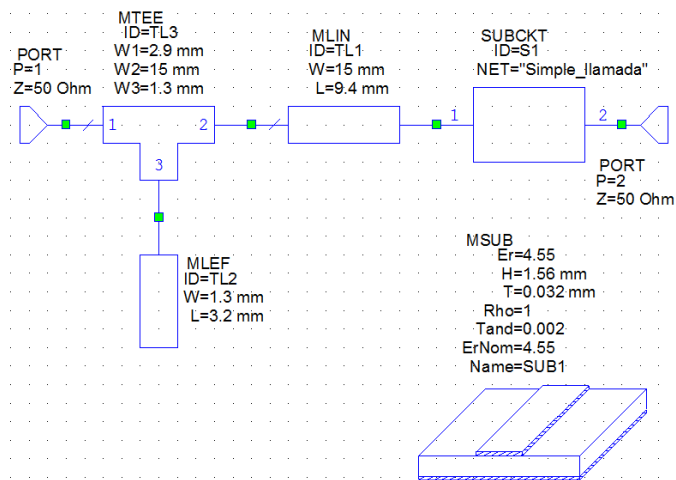
A la función de coste no sólo se le pasan las cascadas con las matrices de parámetros S de cada modo para la frecuencia de resonancia, sino para todas las frecuencias de la subbanda de *Uplink* y *Downlink* según corresponda. Así, la función de coste es la suma ponderada de las medias de los coeficientes de reflexión en estas frecuencias para cada modo.

El algoritmo genético requerirá el rango de valores de largo y ancho de las líneas microtira con los que tiene que ir probando. Con la longitud no hay problema mientras no supere el largo de la antena (140 mm), pero el ancho de las tiras no debería tener una impedancia menor que 15 ni mayor que 150 ohmios para que sean físicamente realizables, lo que se corresponde con un ancho de 0.5 y 15 mm respectivamente.

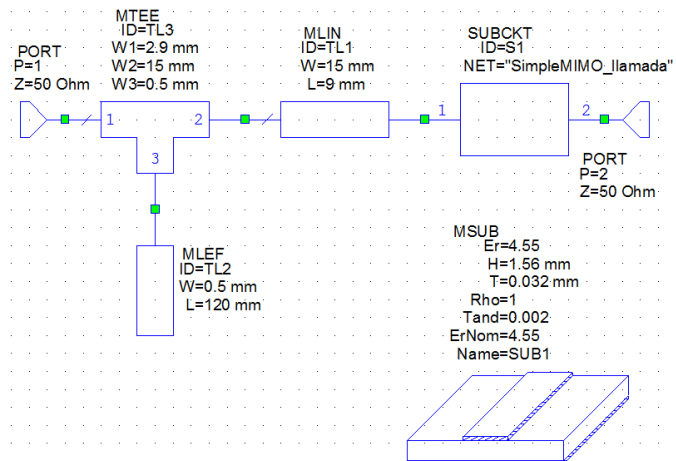
En la tabla 3.11 se presentan los valores devueltos por el algoritmo genético así como el coeficiente de reflexión promedio ($\bar{\Gamma}$) correspondiente para las dos antenas. Una vez obtenidos estos parámetros se procede a dibujar el adaptador con *Microwave Office* (Anexo J) para cada antena y a conectarle las matrices de parámetros S de todos los modos propuestos.

Tabla 3.11: *Parámetros optimizados para el adaptador de las antenas Simple y Simple MIMO*

	$L_{\text{línea}}$	$W_{\text{línea}}$	L_{stub}	W_{stub}	$\bar{\Gamma}$
<i>Simple</i>	9.4 mm	15 mm	3.2 mm	1.3 mm	0.1845 (-14.68 dB)
<i>Simple MIMO</i>	9 mm	15 mm	120 mm	0.5 mm	0.2581 (-11.76 dB)



(a) *Simple.*



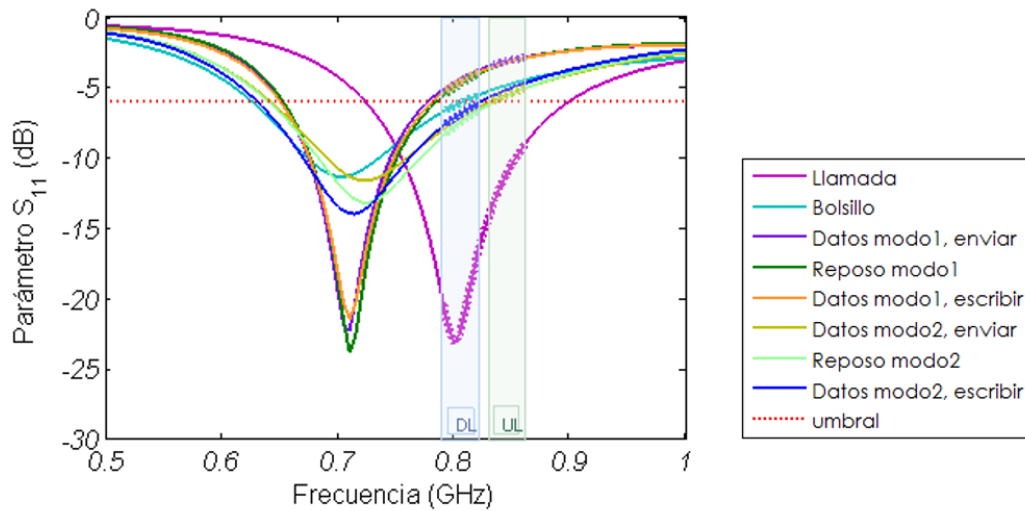
(b) *Simple MIMO.*

Figura 3.24: *Adaptadores de impedancia propuestos conectados en cascada a la matriz-S de uno de los modos de interacción del usuario con la antena estudiados.*

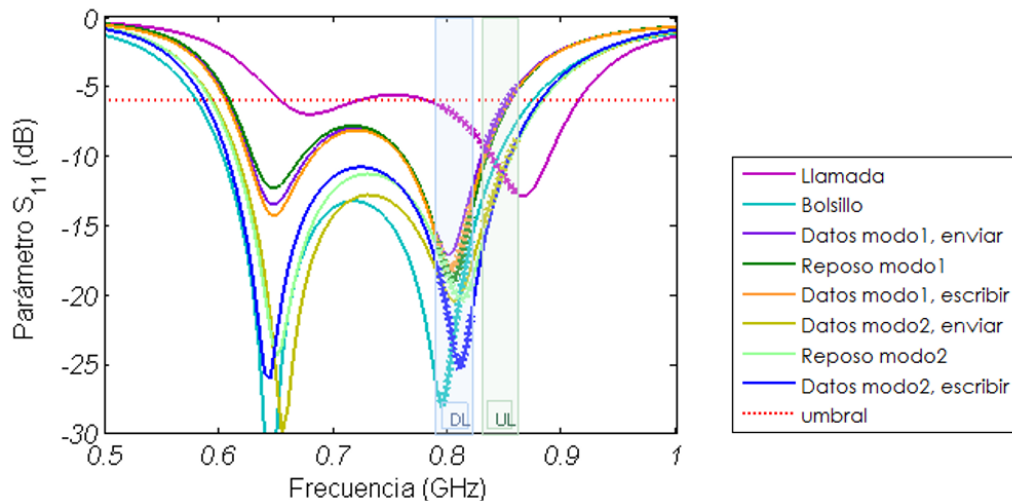
En la figura 3.24 se pueden ver los adaptadores, y en cascada la matriz de parámetros S del

modo *Llamada* como ejemplo, para las dos antenas. Se añade una *Microstrip T-junction* (MTEE) entre las líneas y el puerto 1 para compensar las discontinuidades entre éstos.

Mediante la simulación de estos esquemáticos con *Microwave Office*, para cada uno de los modos estudiados se determina si se ha producido una mejora significativa en las prestaciones de la antena bajo el efecto del usuario y se cuantifica.

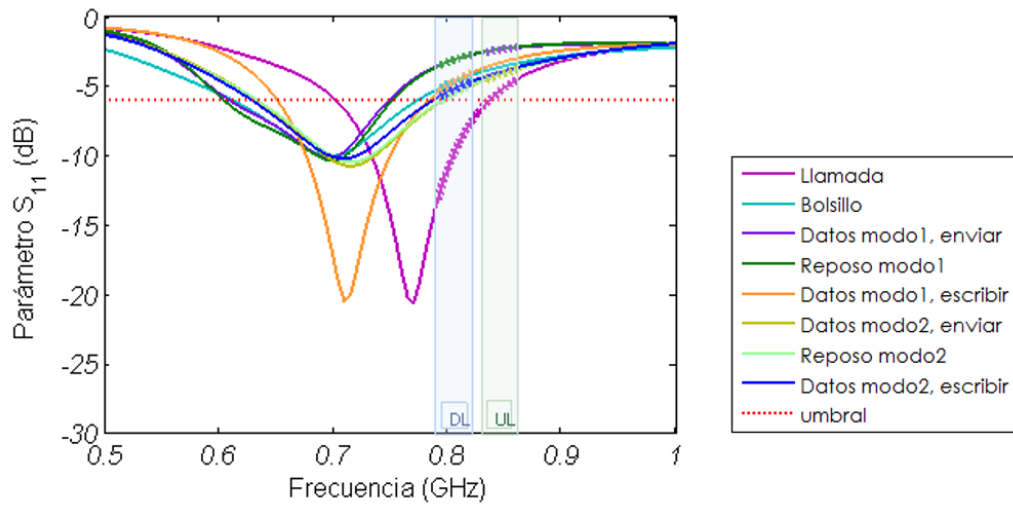


(a) Antena sin adaptador.

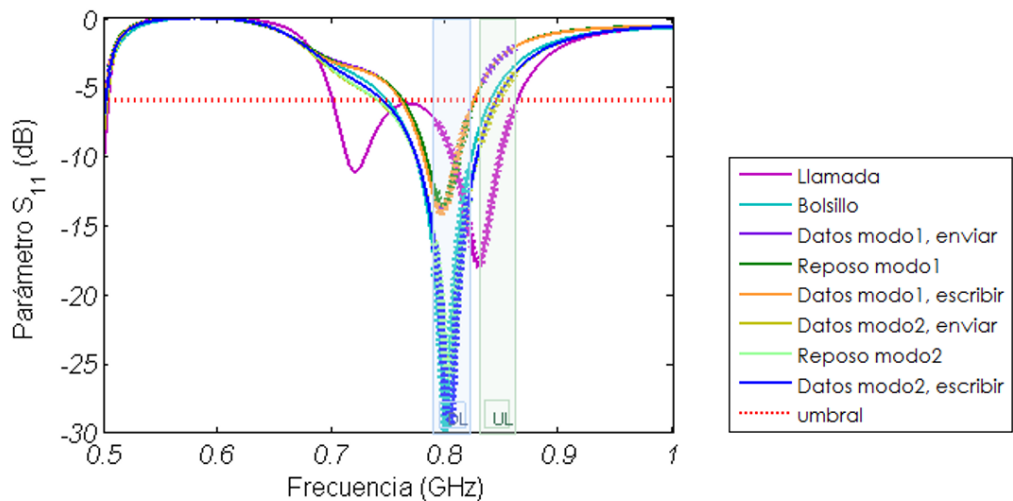


(b) Antena con adaptador.

Figura 3.25: Coeficiente de reflexión para los modos propuestos con la antena Simple.



(a) Antena sin adaptador.



(b) Antena con adaptador.

Figura 3.26: Coeficiente de reflexión para los modos propuestos con la antena Simple MIMO.

En las figuras 3.25 y 3.26 se observa el valor del coeficiente de reflexión (S_{11}) de la antena sin adaptación y con adaptación para los modos propuestos; en cuanto al caso con los modos de *escribir*, sólo se ha representado una de las curvas pues el comportamiento es similar. En las gráficas están marcadas las subbandas de *Uplink* (UL) y *Downlink* (DL) así como el umbral de -6 dB (pérdidas de retorno aceptables por debajo de éste); además se puntea sobre las curvas el trozo correspondiente a la subbanda para el que se ha optimizado dicha curva.

Al incluir el adaptador de impedancias se ha producido una gran disminución de las pérdidas

de retorno en la banda de interés. En cuanto a la antena *Simple*, en la figura 3.25b se puede ver que gracias al adaptador la frecuencia de resonancia se ha desplazado muy cerca de la de diseño consiguiéndose una gran mejora respecto al caso sin adaptar (figura 3.25a). Las pérdidas de retorno en la banda de interés en el caso adaptado se encuentran muy por debajo del umbral, salvo en el modo *Llamada*, que al tener ya de por sí bajas pérdidas no ha experimentado una mejora sino un empeoramiento en favor de la mejora del resto de modos. Cabe destacar también que en el modo *Datos modo1, enviar* aún con adaptación no se consiguen pérdidas de retorno inferiores a los -6 dB en toda la subbanda de interés.

Para la antena *Simple MIMO* (figura 3.26) se observa al igual que para la otra antena una gran mejora en todos los modos, salvo en los de enviar pues, al ser la subbanda de *Uplink* la que se utiliza, se requiere lograr con el adaptador un desplazamiento en frecuencia mayor que para el resto de modos. Para el modo *llamada* en este caso sí ha habido una gran mejora debido a que las pérdidas sin adaptador para este modo eran considerables.

En las tablas 3.12 y 3.13 se cuantifican las prestaciones del adaptador, donde se muestran los valores del coeficiente de desadaptación (C_{at}) medio de la antena para cada uno de los modos, sin adaptador y con adaptador de impedancias, tanto para la antena *Simple* como para la *Simple MIMO*.

Tabla 3.12: Coeficiente de desadaptación medio de la antena *Simple* según el modo de operación.

<i>Modo de operación</i>	$\overline{C_{at}}$ sin adaptador	$\overline{C_{at}}$ con adaptador
<i>LLamada</i>	0.9614	0.8747
<i>Bolsillo</i>	0.7542	0.9904
<i>Datos modo1, enviar</i>	0.5196	0.7848
<i>Reposo modo1</i>	0.6636	0.9760
<i>Datos modo1, escribir</i>	0.6508	0.9724
<i>Datos modo2, enviar</i>	0.7204	0.9206
<i>Reposo modo2</i>	0.8197	0.9864
<i>Datos modo2, escribir</i>	0.7925	0.9925

Tabla 3.13: *Coefficiente de desadaptación medio de la antena Simple MIMO según el modo de operación.*

<i>Modo de operación</i>	$\overline{C_{at}}$ <i>sin adaptador</i>	$\overline{C_{at}}$ <i>con adaptador</i>
<i>LLamada</i>	0.8093	0.9068
<i>Bolsillo</i>	0.6603	0.9737
<i>Datos modo1, enviar</i>	0.4288	0.5100
<i>Reposo modo1</i>	0.5133	0.9009
<i>Datos modo1, escribir</i>	0.6607	0.9009
<i>Datos modo2, enviar</i>	0.6195	0.7370
<i>Reposo modo2</i>	0.7189	0.9797
<i>Datos modo2, escribir</i>	0.6994	0.9811

En coeficiente de desadaptación de una antena en el enlace ascendente es la relación entre la potencia entregada a la antena (P_e) y la potencia disponible en el generador (P_g) (ecuación 3.6). Este coeficiente se puede calcular a partir del coeficiente de reflexión (parámetros S_{11} en este caso), que es el dato del que disponemos (ecuación 3.7). Para el enlace descendente se calcula del mismo modo.

$$P_e = C_{at} \times P_g \quad (3.6)$$

$$C_{at} = 1 - |\Gamma|^2 \quad (3.7)$$

Sabiendo que el valor del coeficiente de desadaptación es igual a 0.749 cuando el de reflexión es -6 dB (umbral), es fácil hacerse una idea de la gran mejora que supone el adaptador de impedancia efectiva. Se trata de una solución bastante simple, pero que aún así da muy buenos resultados.

3.4. Modelado dinámico de impedancias bajo influencia del usuario

Los modos de operación analizados en las secciones anteriores se han estimado teniendo en cuenta una posición fija con respecto a la antena. No obstante, esta posición variará aleatoriamente con respecto al tiempo, lo que provocará una variación temporal en el coeficiente de reflexión de la antena a una frecuencia dada. Mediante un simulador electromagnético no es posible determinar este comportamiento temporal; puesto que además no existe en la literatura ningún estudio referente a esta variación, resulta a priori desde el punto de vista de simulación una tarea compleja. Por ello, en el capítulo siguiente, se adoptará un enfoque práctico en el cual se realizarán las medidas de la variación del coeficiente de reflexión sobre los prototipos de las antenas, y se analizarán las características más relevantes.

Consideramos $\Gamma(n)$, coeficiente de reflexión en tiempo discreto, como un proceso estocástico no estacionario donde se definen unos estados y para cada estado representamos su variación temporal. Así definimos el espacio de estados:

- E_1 . Correspondiente al modo de operación *Llamada*.
- E_2 . Correspondiente al modo *Bolsillo*.
- E_3 . Correspondiente a los modos *Datos modo1* y *Reposo modo1*.
- E_4 . Correspondiente a los modos *Datos modo2* y *Reposo modo2*.

En los estados E_3 y E_4 se unifican los modos de datos y reposo pues se simulará el comportamiento dinámico de la antena durante una sesión de datos de una duración prolongada, con lo que el usuario no interactuará todo ese tiempo de forma directa con el terminal, ya sea escribiendo o enviando datos, sino que también se encontrará a veces en modo reposo, leyendo información en Internet o una conversación de Whatsapp por ejemplo.

Así pues, con un analizador vectorial de redes (VNA) se medirán sobre las antenas *Simple* y *Simple MIMO* los coeficientes de reflexión $\Gamma_{E_1}(n)$, $\Gamma_{E_2}(n)$, $\Gamma_{E_3}(n)$ y $\Gamma_{E_4}(n)$. Es de esperar que aproximadamente dentro de estos estados el proceso sea estacionario, por lo que las propiedades estadísticas se mantendrán a lo largo del tiempo.

Estas medidas pueden ser útiles para mejorar los diseños de adaptadores de impedancia reconfigurables. Además pueden servir para mejorar el dimensionado de las redes de comunicaciones

móviles, ya que se puede estimar la pérdida de potencia por el efecto del usuario y mejorar gracias a ello los cálculos del balance del enlace.

3.4.1. Aplicación práctica: balance de potencias

En el caso del balance de potencias del enlace, la potencia radiada por la antena a lo largo del tiempo ($P_r(n)$) se calcula en función de la potencia entregada a ésta ($P_e(n)$), que depende de la disponible en el generador (P_g).

$$P_r(n) = \eta_t \times P_e(n) \quad (3.8)$$

$$P_e(n) = C_{at} \times P_g \quad (3.9)$$

$$C_{at} = 1 - |\Gamma(n)|^2 \quad (3.10)$$

Suponiendo que la eficiencia de antena η_t no cambia excesivamente por el efecto del usuario, se pueden estimar los efectos de la desadaptación.

$$P_r(n) = \eta_t (1 - |\Gamma(n)|^2) P_g \quad (3.11)$$

Para el caso que nos ocupa, incluyendo estados, siendo E_i el estado i -ésimo y p_{E_i} la probabilidad de ocurrencia de éste, se tendría lo siguiente:

$$\begin{aligned} E [P_r(n)|E_i] &= E [\eta_t (1 - |\Gamma_{E_i}(n)|^2) P_g] p_{E_i} \\ &= p_{E_i} \eta_t P_g E [1 - |\Gamma_{E_i}(n)|^2] \end{aligned} \quad (3.12)$$

Así, teniendo en cuenta todos los estados:

$$E [P_r(n)|E] = \eta_t P_g \left(1 - \sum_{i=1}^4 p_{E_i} E [|\Gamma_{E_i}(n)|^2] \right) \quad (3.13)$$

Si no hubiera variación en la potencia debido al efecto del usuario se tendría que:

$$E [P_r(n)|E] = \eta_t P_g \quad (3.14)$$

Por lo que el efecto de la variación se refleja en:

$$\Delta = 1 - \sum_{i=1}^4 p_{E_i} E [|\Gamma_{E_i}(n)|^2] \quad (3.15)$$

Por lo tanto, se ha de estimar:

$$E [|\Gamma_{E_i}(n)|^2] = \frac{1}{n} \sum_n |\Gamma_{E_i}(n)|^2 \quad (3.16)$$

Esta cantidad se estimará mediante medidas experimentales en el capítulo 4.

La pérdida de potencia Δ se ha definido para el enlace ascendente (*Uplink*), pero para el descendente (*Downlink*) sería equivalente.

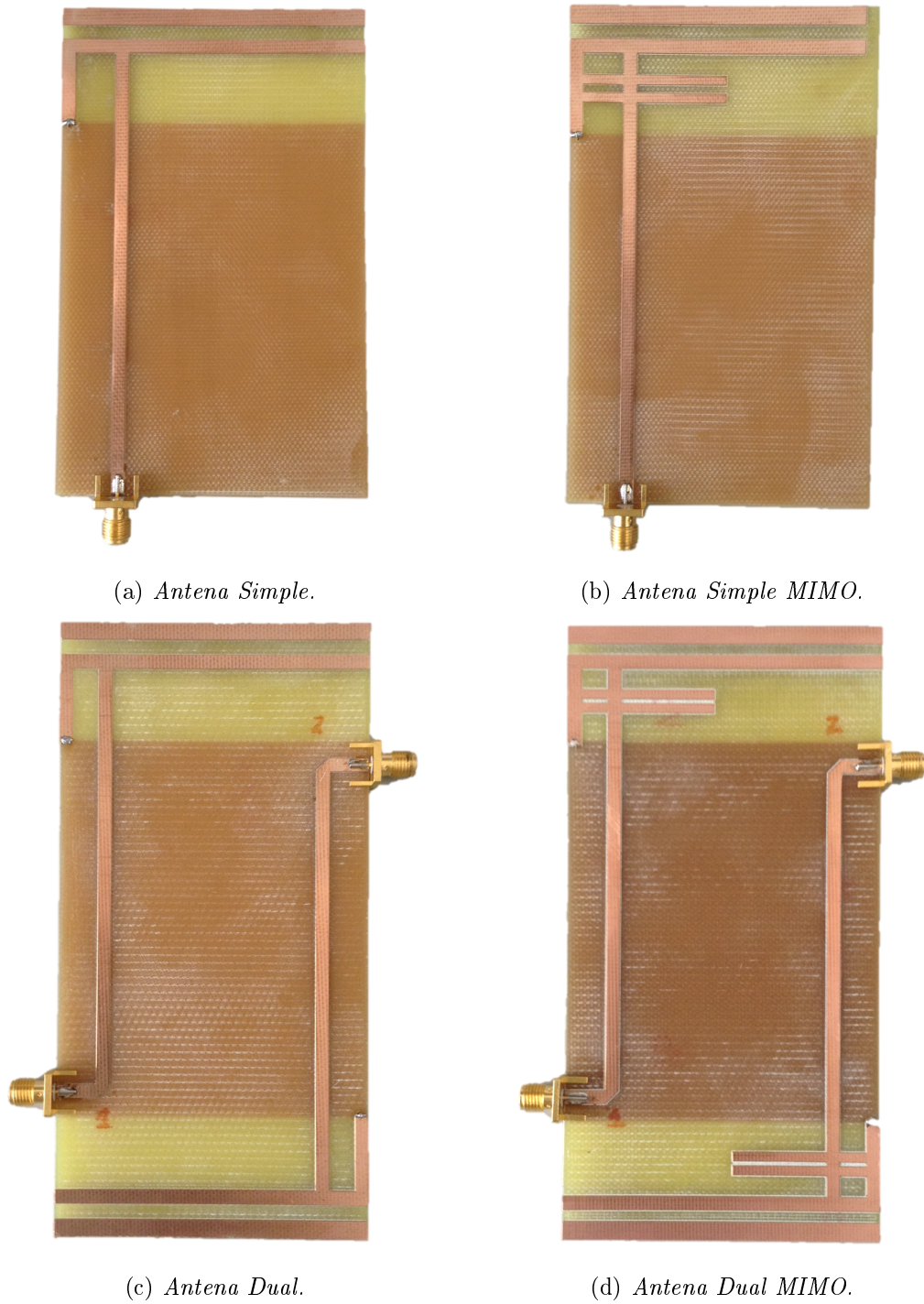
RESULTADOS EXPERIMENTALES

En el capítulo 4 se presentan los prototipos de las antenas del capítulo 3.1, el puesto de trabajo para la caracterización de éstas y las prestaciones obtenidas, comparándolas con las de los diseños numéricos. Además se realizarán medidas estáticas y dinámicas de los prototipos *Simple* y *Simple MIMO* bajo influencia del usuario, así como una comparativa con los resultados teóricos; tras esto se procederá a la evaluación del adaptador promedio diseñado en el capítulo 3.3.2. Finalmente se realizará un estudio dinámico de la variabilidad de la impedancia de entrada de las antenas, que es el objetivo principal de este proyecto, y se llevará a cabo la estimación de la pérdida de potencia debida al efecto del usuario, introducida en el capítulo 3.4.

4.1. Prototipos

En la figura 4.1, se pueden observar los prototipos de las antenas *Simple*, *Simple MIMO*, *Dual* y *Dual MIMO* en sustrato FR4 (Anexo K). Se observa que además de las estructuras simuladas se han incluido los conectores SMA (Anexo L), que no se han modelado electromagnéticamente, lo que puede ocasionar una ligera discrepancia entre los resultados de los cálculos y dimensionamiento de las antenas obtenidos. Esta ligera discrepancia suele traducirse en la práctica con un pequeño retardo temporal que se traduce en el diagrama de Smith mediante una rotación del coeficiente de reflexión.

No obstante, estos efectos podrían eliminarse en el proceso de medida, si fuera necesario, mediante una técnica de inventariado temporal.

Figura 4.1: *Prototipos.*

4.2. Presentación del *setup*

Las antenas fabricadas se caracterizan con un analizador de redes vectorial (*VNA*), midiendo sus parámetros *S*. Para ello lo primero es calibrar el *VNA* y así eliminar el efecto de los cables y conectores.

La calibración consiste en conectar un circuito abierto, cortocircuito y carga adaptada, pues la respuesta es conocida, al cable que va al puerto 1 del *VNA* (calibración de un sólo puerto), o hacerlo también para el cable conectado al puerto 2 midiendo además la transmisión entre puertos (calibración de dos puertos). Para ello se usa una llave de calibración de *Rhode & Schwarz*.

A continuación se expone el puesto de trabajo, con el *VNA*, la llave de calibración y las antenas (figura 4.2).

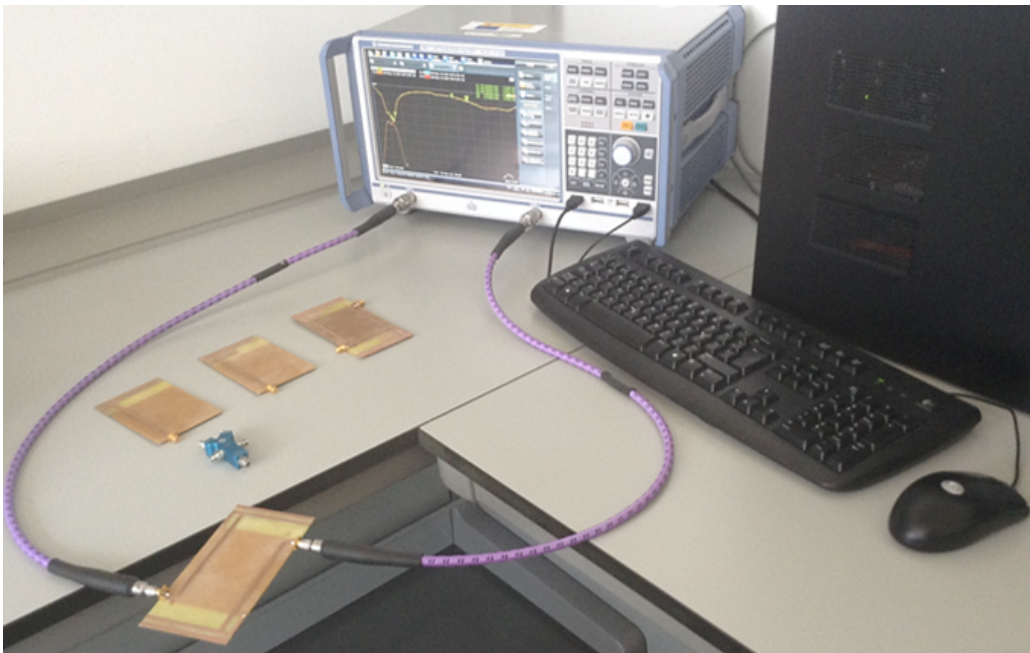


Figura 4.2: *Puesto de trabajo.*

4.3. Medidas clásicas

En este apartado se presentan los parámetros *S* de los prototipos medidos con el *VNA*; en las gráficas sacadas del analizador vectorial se han añadido marcadores en los extremos de las bandas de interés.

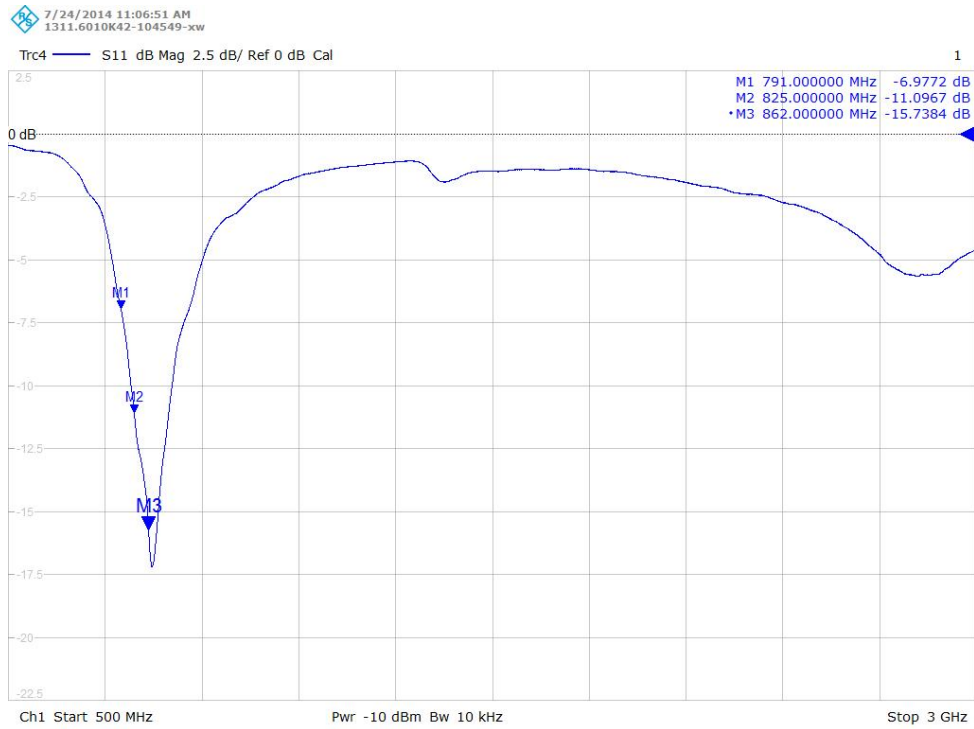


Figura 4.3: Prototipo antena Simple, parámetro S_{11} .

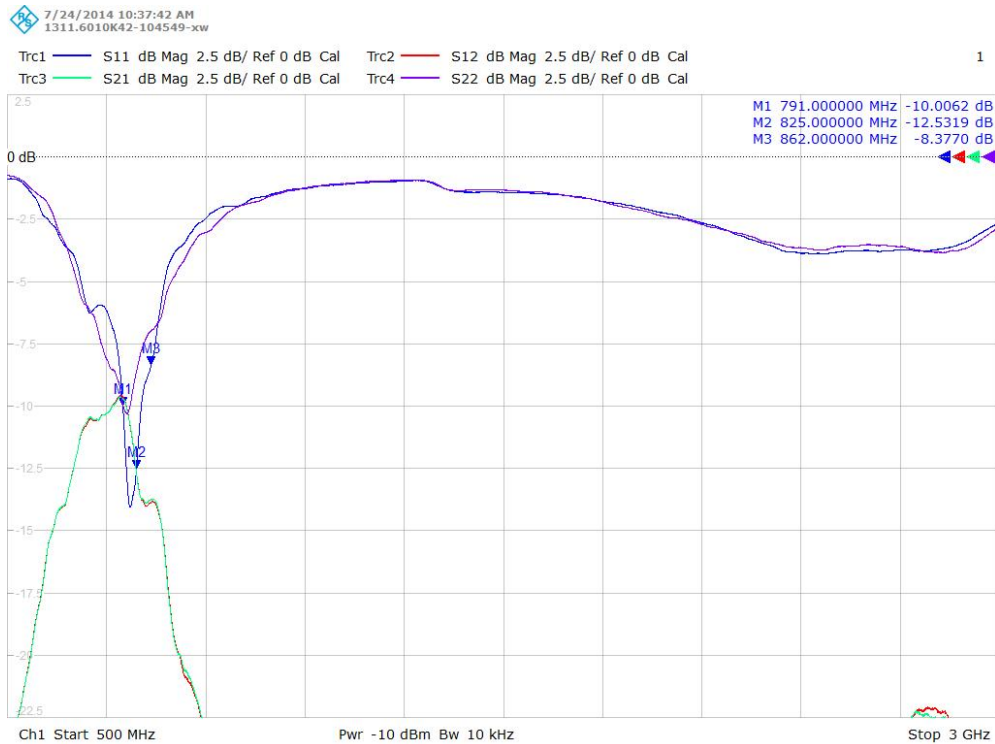


Figura 4.4: Prototipo antena Simple MIMO, parámetros S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22} .

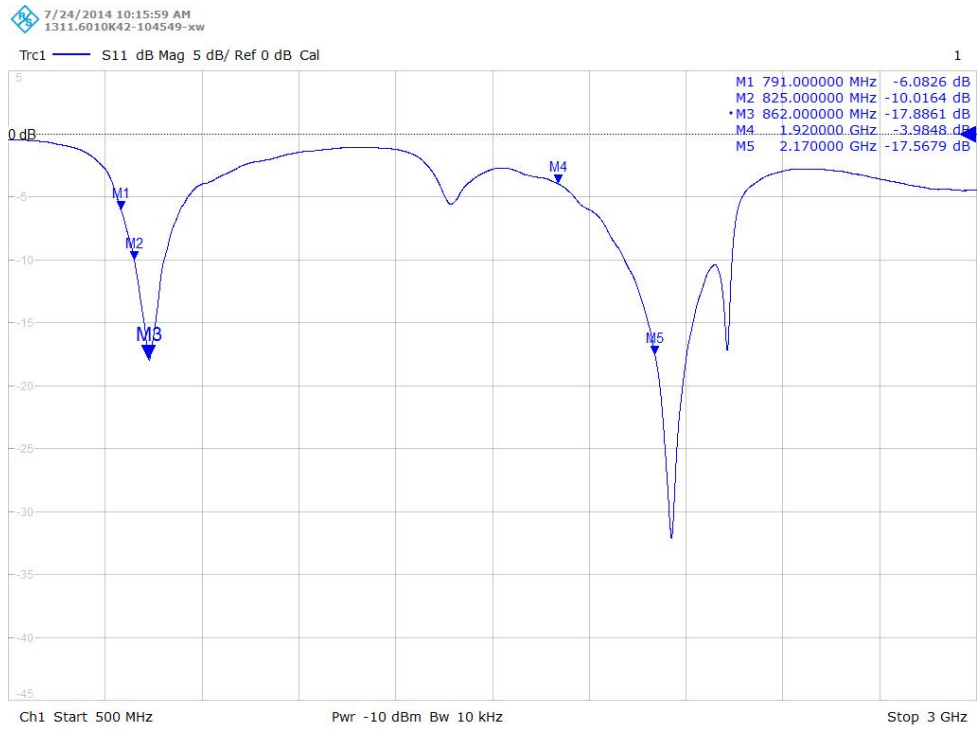


Figura 4.5: Prototipo antena Dual, parámetro S_{11} .

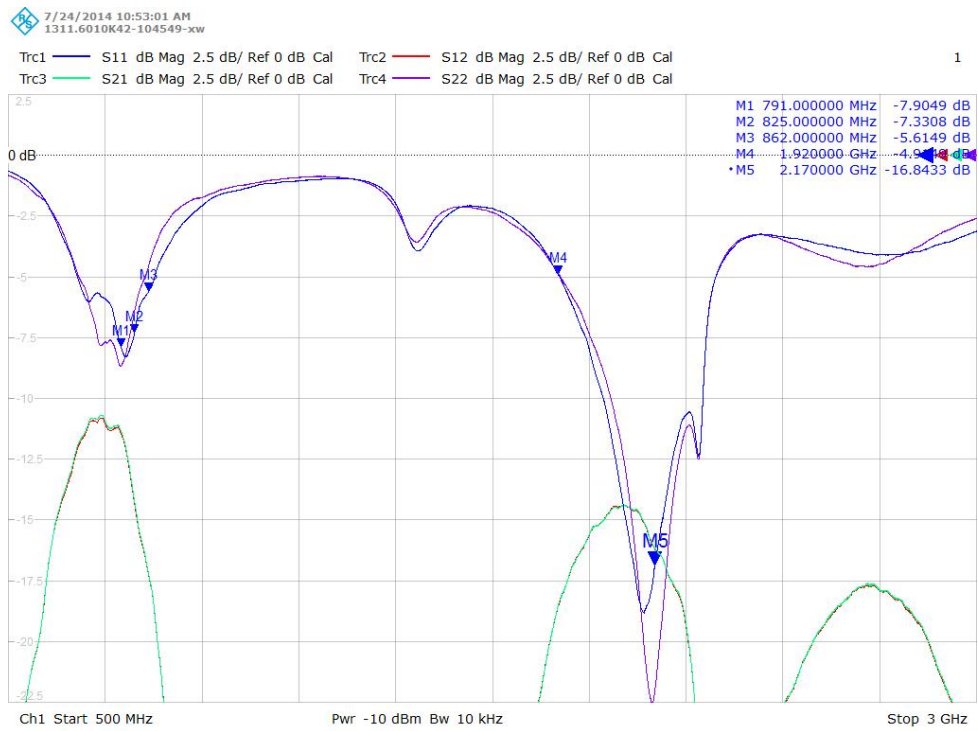


Figura 4.6: Prototipo antena Dual MIMO, parámetros S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22} .

En las figuras 4.3 y 4.4 se puede observar que los prototipos de las antenas *Simple* y *Simple MIMO* cumplen las especificaciones para terminales móviles pues en toda la banda de interés el parámetro S_{11} es inferior a -6 dB. En cuanto a la antena *Dual* (figura 4.5) sólo se cumplen las especificaciones en la banda 20, y en la *Dual MIMO* (figura 4.6) en ninguna de las bandas.

4.3.1. Comparativa de los resultados numéricos y experimentales

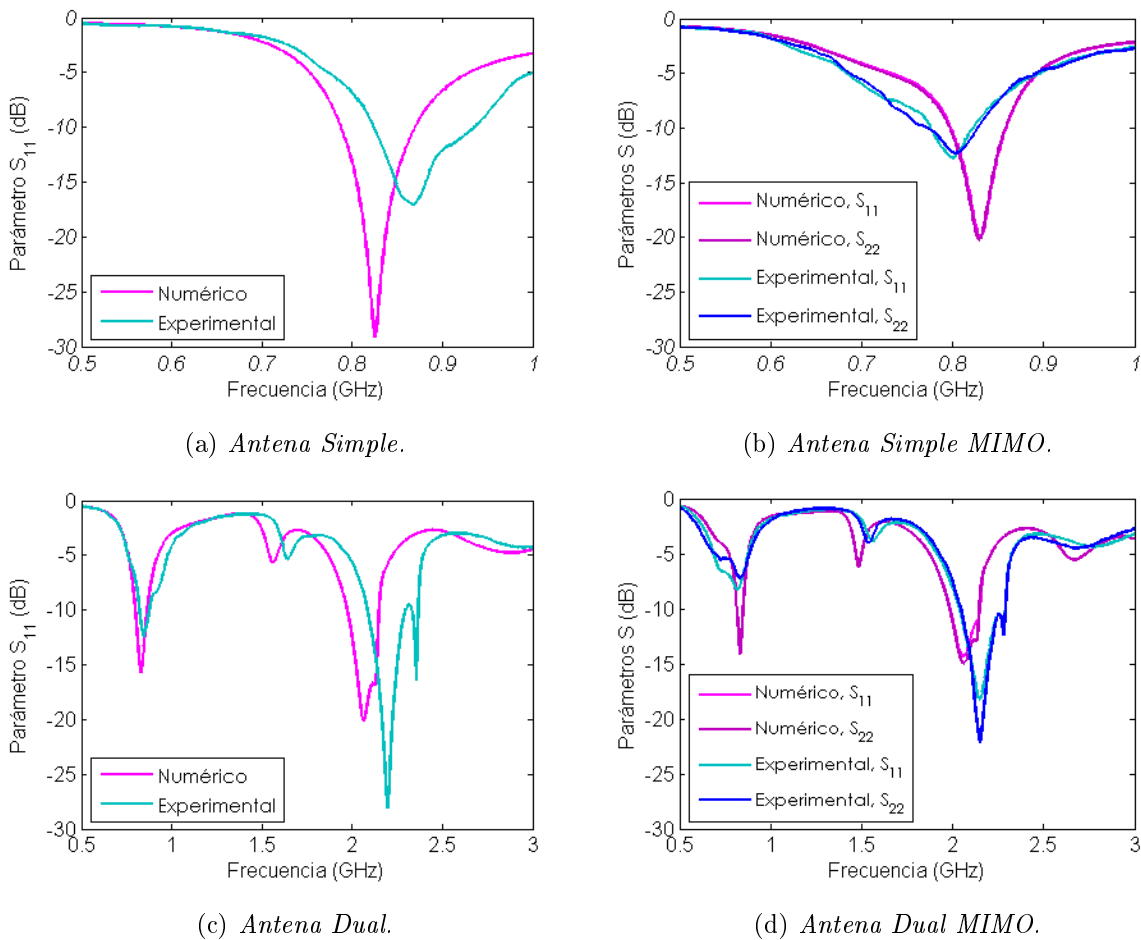


Figura 4.7: Comparativa de los parámetros S obtenidos para el diseño numérico de las antenas y el prototipo experimental.

En las figuras 4.7a y 4.7c se puede ver que para las antenas *Simple* y *Dual* las frecuencias de resonancia de los prototipos se han desplazado aproximadamente 50 MHz (banda 20) y 100 MHz (banda 1) hacia la derecha respecto a las frecuencias de diseño (en torno a los 825 y 2050 MHz respectivamente). En la figura 4.7d, en la banda 1, también se observa este desplazamiento

mientras que en la banda 20 y en figura 4.7b es bastante menos acusado. El desplazamiento frecuencial se puede deber a imprecisiones del programa de diseño o al proceso de fabricación.

También se puede ver un fuerte empeoramiento de los parámetros S_{11} y S_{22} a la frecuencia de resonancia en las antenas *Simple* y *Simple MIMO* y en la banda 20 de las antenas duales, mientras que en la banda 1 se da una gran mejora; esto realmente no supone ninguna ventaja en este caso, pues la frecuencia de resonancia en esta banda se encuentra muy desplazada de la de diseño.

4.4. Medidas estáticas bajo influencia del usuario

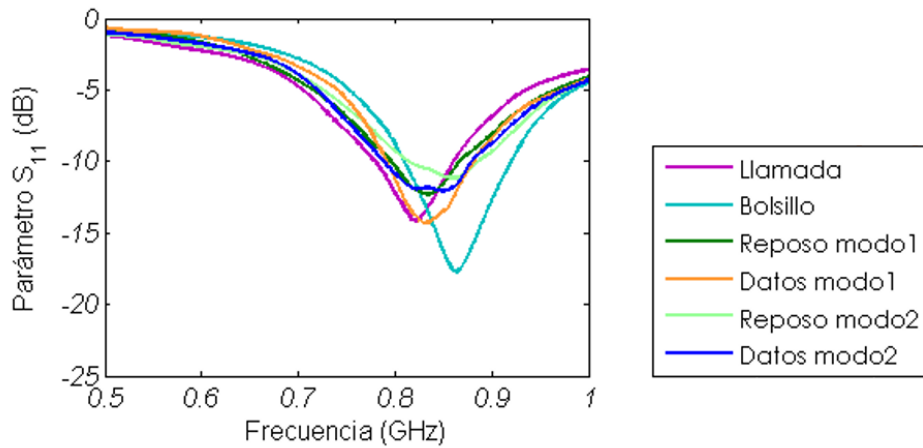
Para los prototipos *Simple* y *Simple MIMO* se han realizado varias medidas bajo efecto del usuario correspondientes con los modos de operación descritos en el capítulo 3.2.1.

4.4.1. Medidas estáticas

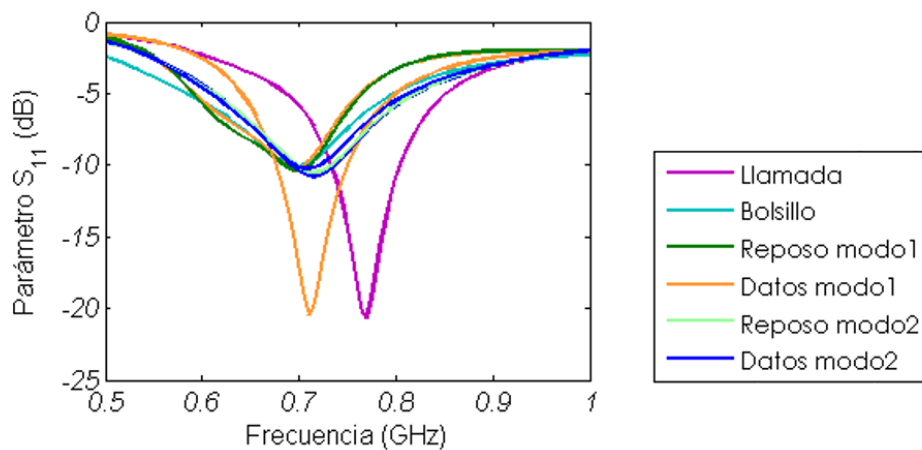
Para cada uno de los modos siguientes se han realizado cinco medidas en estático con dos usuarios diferentes y se ha calculado la media de todas las realizaciones para cada frecuencia:

- *Llamada.*
- *Bolsillo.*
- *Reposo modo1.*
- *Reposo modo2.*
- *Datos modo1.*
- *Datos modo2.*

En cuanto al uso de datos, en estas medidas no se ha diferenciado entre escribir y darle al botón de enviar pues sólo con la antena no podemos controlar bien la ubicación de las teclas. Se desglosará después la media de estas medidas en las subbandas de *Downlink* o *Uplink* y se ponderará por las probabilidades estudiadas en el capítulo 3.3.1. A continuación, en la figura 4.8, se representa el valor del coeficiente de reflexión a la entrada de las antenas (parámetro S_{11}) para los modos de operación anteriores en función de la frecuencia.



(a) Antena Simple.



(b) Antena Simple MIMO.

Figura 4.8: Parámetro S_{11} en función de la frecuencia para los modos de operación estudiados en las antenas prototipo.

En la figura 4.8a se puede observar que para el prototipo de antena *Simple* la frecuencia de resonancia en los modos que se han medido se encuentra muy próxima a la de diseño (825 MHz). Esto se debe a que en la simulación numérica del efecto del usuario la frecuencia de resonancia se desplazaba hacia la izquierda (capítulo 3.2.2) respecto al caso adaptado y como la frecuencia de resonancia del prototipo aislado se ha desplazado hacia la derecha respecto a la de diseño

(apartado 4.3.1) se ha producido una compensación positiva.

En el caso de la antena *Simple MIMO* no se observa este fenómeno pues la frecuencia de resonancia apenas ha sufrido desplazamiento del diseño al prototipo de la antena.

4.4.2. Comparativa de los resultados numéricos y experimentales

Primero, para comparar las medidas estáticas, se procede a representar en carta de Smith el valor del parámetro S_{11} (la variación del parámetro S_{22} es muy similar a la del S_{11} en la antena MIMO) para los modos anteriores a la frecuencia de resonancia; en la misma carta se muestran los datos numéricos y los experimentales.

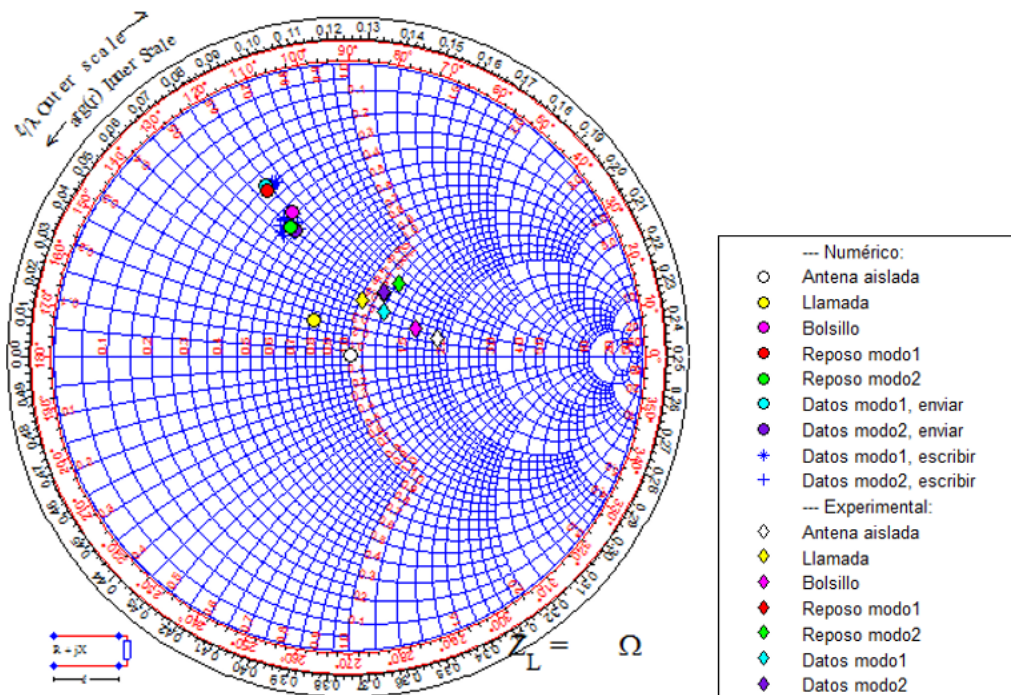


Figura 4.9: Parámetro S_{11} en carta de Smith para los modos de operación con la antena *Simple* a 825 MHz.

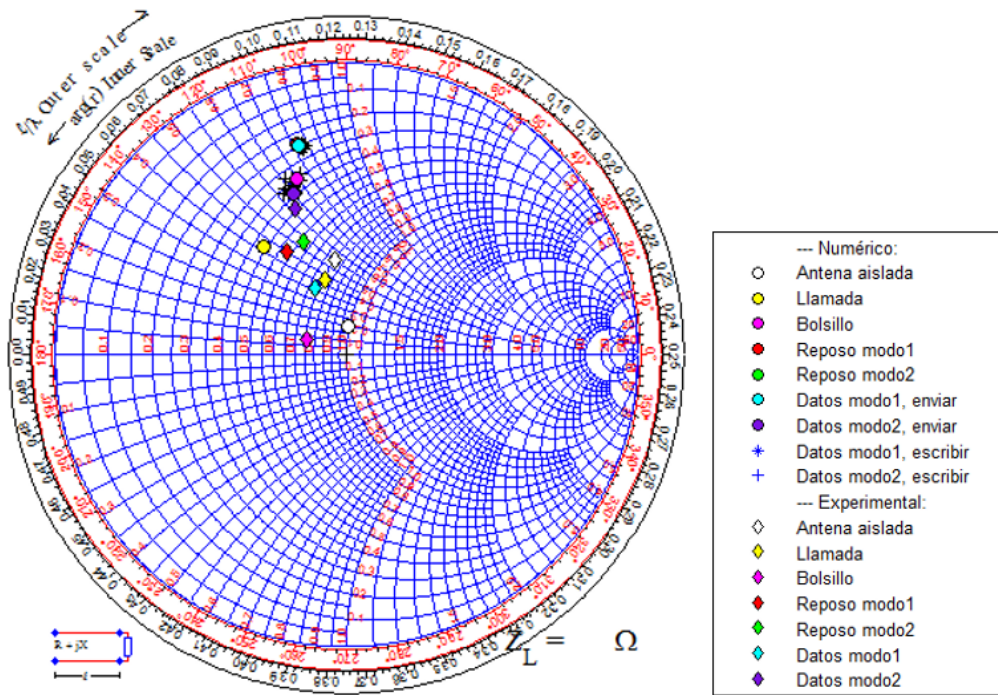


Figura 4.10: Parámetro S_{11} en carta de Smith para los modos de operación con la antena Simple MIMO a 830 MHz.

Al representar en carta de Smith se puede observar la distancia al centro de ésta (situación adaptada) de los datos correspondientes a los diferentes modos medidos en los prototipos y comparar con los medidos en la fase de diseño. Tanto en la figura 4.9 como en la 4.10 se observa una mejora.

Para la antena *Simple* la parte real de la impedancia de entrada se encuentra más cerca de los 50 ohmios y la parte imaginaria disminuye bastante para varios modos respecto al caso numérico. En cuanto a la antena *Simple MIMO* la parte real de la impedancia apenas varía respecto a los casos simulados, sin embargo la parte imaginaria se reduce mucho, con lo que se obtienen menores pérdidas de retorno.

Así, el efecto del usuario sobre las antenas es bien diferente al simulado en la fase de diseño, no sólo por el desplazamiento en la frecuencia de resonancia que sufren los prototipos, sino porque en simulación la representación de la mano o la cabeza del usuario son muy simples y no se han tenido en cuenta los huesos por ejemplo, ni el resto del cuerpo. Por esto, con los parámetros S obtenidos según la posición del usuario respecto a los prototipos de las antenas, se va a proceder al rediseño de nuestro adaptador de impedancia efectiva.

4.5. Evaluación del adaptador de impedancia efectiva

En esta sección se va a diseñar un adaptador de impedancias similar al del apartado 3.3.2 partiendo de las medidas de los modos siguientes sobre las antenas prototipo: *Llamada*, *Bolsillo*, *Reposo modo 1*, *Reposo modo 2*, *Datos modo 1* y *Datos modo 2*. Se cuenta con menos modos que en la fase de simulación, pues no podemos concretar con precisión la posición de las teclas sobre la antena; a los modos que se acaban de enunciar se les asignan las probabilidades descritas en el capítulo 3.3.1, desglosando *Datos modo 1* y *Datos modo 2* en *Uplink* y *Downlink* según las probabilidades correspondientes.

Aunque para el prototipo *Simple* bajo influencia del usuario apenas se observa desplazamiento frecuencial, se diseñará de igual modo un adaptador para esta antena y así mejorar las pérdidas de retorno, que sí sufren un degradación.

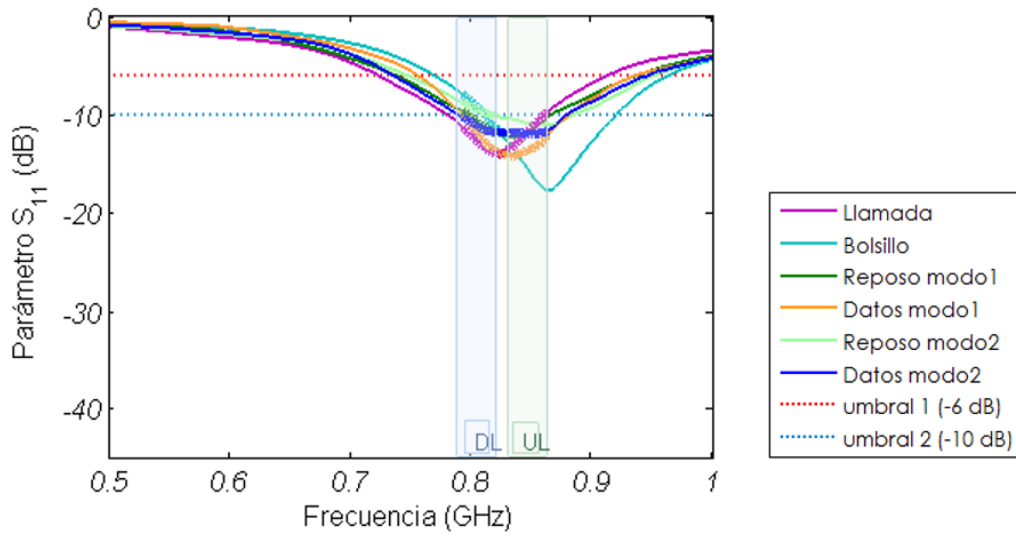
En cuanto a los prototipos aislados, no se van a incluir este caso en el proceso de adaptación, pues si bien ha habido una importante desadaptación de la antena tras la fabricación, en la realidad ésta no se va a encontrar aislada como tal, sino que se ha observado que los elementos del entorno, por ejemplo si se apoya en una mesa, influyen en sus prestaciones. En los modos bajo influencia del usuario también puede interferir el entorno, pero suponemos que el usuario es la máxima influencia sobre la antena despreciando el resto.

Tras aplicar el algoritmo genético se obtienen los siguientes parámetros optimizados:

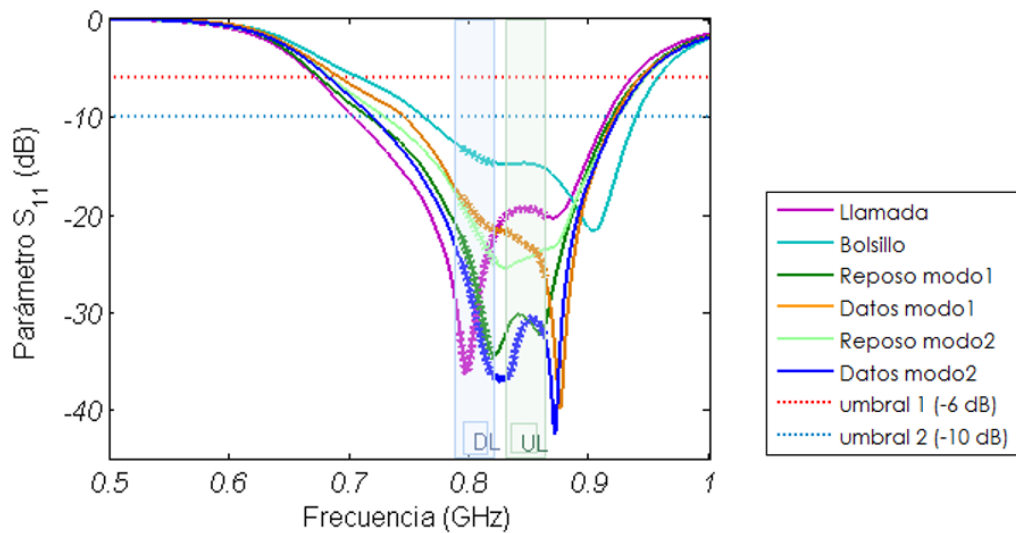
Tabla 4.1: *Parámetros optimizados para el adaptador de los prototipos Simple y Simple MIMO*

	L_{linea}	W_{linea}	L_{stub}	W_{stub}	$\bar{\Gamma}$
<i>Simple</i>	89.8 mm	0.9 mm	101.3 mm	3.2 mm	0.0856 (-21.35 dB)
<i>Simple MIMO</i>	4 mm	13.1 mm	100.3 mm	5 mm	0.1551 (-16.19 dB)

En las siguientes figuras se representa el valor del coeficiente de reflexión (S_{11}) de los prototipos de las antenas *Simple* y *Simple MIMO* sin adaptación y con adaptación para los modos que se han medido.



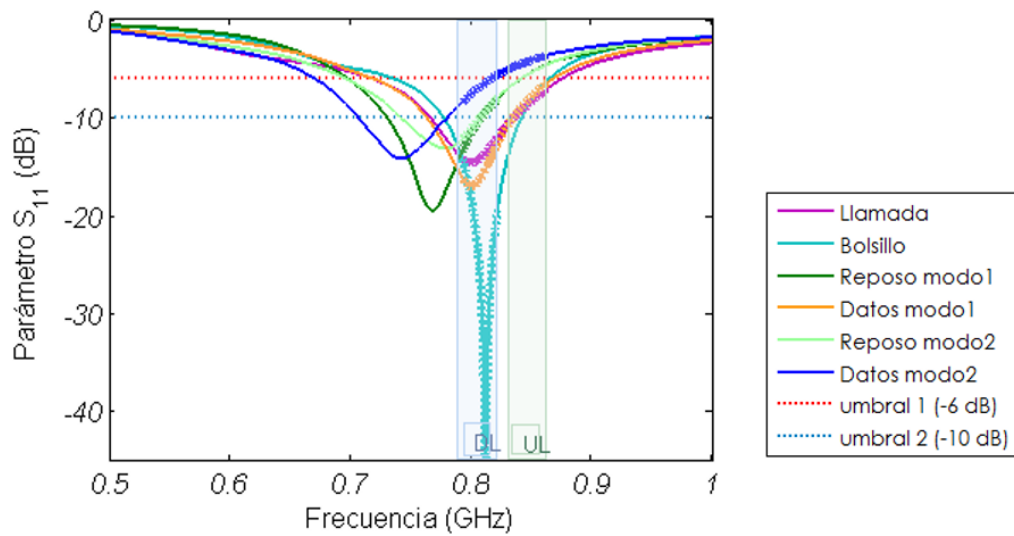
(a) Antena sin adaptador.



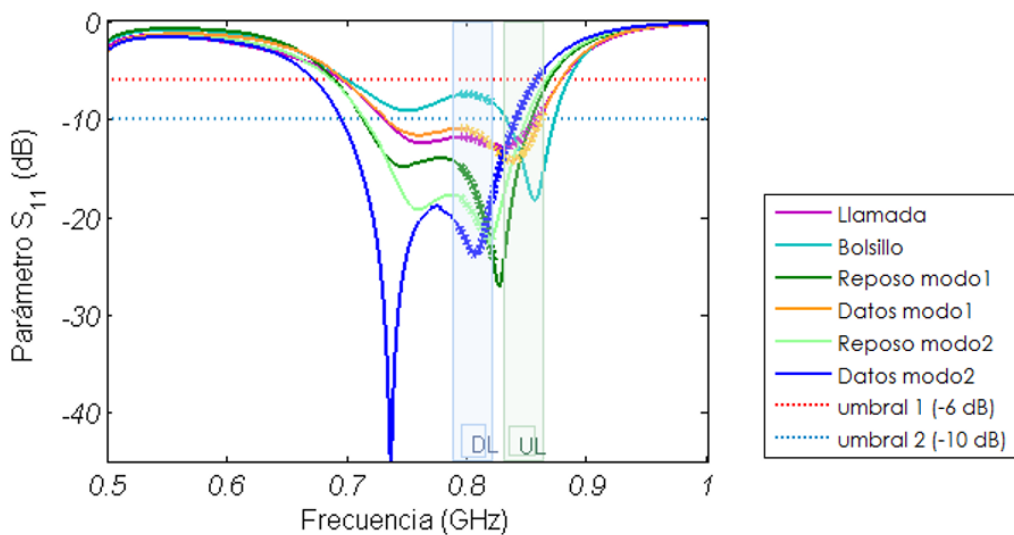
(b) Antena con adaptador.

Figura 4.11: Coeficiente de reflexión para los modos propuestos con el prototipo Simple.

En la figura 4.11 se observa que en el caso de la antena *Simple* si bien las pérdidas de retorno ya eran inferiores a -6 dB para todos los modos (figura 4.11a), incluyendo el adaptador (figura 4.11b) se logra, no sólo no sobrepasar el umbral de -10 dB en ningún modo, sino situarnos muy por debajo de éste en la mayoría de ellos. Así, se tiene una gran disminución de las pérdidas de retorno en la banda de interés al incluir el adaptador de impedancias.



(a) Antena sin adaptador.



(b) Antena con adaptador.

Figura 4.12: Coeficiente de reflexión para los modos propuestos con el prototipo Simple MIMO.

En el prototipo *Simple MIMO* sin adaptador (figura 4.12a), para *Datos modo 2* se sobrepasa aproximadamente en la mitad de la banda de interés el umbral de -6 dB, lo que se logra solventar prácticamente gracias al adaptador (figura 4.12b). Sin embargo, se ve una degradación en el modo *Bolsillo*, antes por debajo de los -10 dB en toda la subbanda de *Downlink*; en el resto de modos sí se observa una mejora respecto al caso sin adaptador aunque no tan considerable como en la antena *Simple*.

A continuación se cuantifican las prestaciones del adaptador en las tablas 4.2 y 4.3, mediante los valores del coeficiente de desadaptación (C_{at}) medio de cada antena prototipo para cada uno de los modos, sin adaptador y con adaptador de impedancias.

Tabla 4.2: *Coficiente de atenuación medio del prototipo Simple según el modo de operación.*

<i>Modo de operación</i>	$\overline{C_{at}}$ <i>sin adaptador</i>	$\overline{C_{at}}$ <i>con adaptador</i>
<i>LLamada</i>	0.9425	0.9943
<i>Bolsillo</i>	0.8889	0.9608
<i>Reposo modo1</i>	0.9181	0.9981
<i>Datos modo1</i>	0.9489	0.9929
<i>Reposo modo2</i>	0.8902	0.9930
<i>Datos modo2</i>	0.9311	0.9993

Tabla 4.3: *Coficiente de atenuación medio del prototipo Simple MIMO según el modo de operación.*

<i>Modo de operación</i>	$\overline{C_{at}}$ <i>sin adaptador</i>	$\overline{C_{at}}$ <i>con adaptador</i>
<i>LLamada</i>	0.9194	0.9358
<i>Bolsillo</i>	0.9924	0.8341
<i>Reposo modo1</i>	0.9104	0.9831
<i>Datos modo1</i>	0.9242	0.9408
<i>Reposo modo2</i>	0.9029	0.9900
<i>Datos modo2</i>	0.7232	0.9466

Sabiendo que el valor del coeficiente de desadaptación es igual a 0.749 cuando el de reflexión es -6 dB (umbral 1) e igual a 0.9 cuando el coeficiente de reflexión es -10 dB (umbral 2), se puede apreciar la gran mejora en el prototipo *Simple* con adaptador, en promedio consiguiéndose casi el coeficiente de desadaptación unidad (caso ideal sin pérdidas por desadaptación) para todos los modos salvo *Bolsillo*, aunque también experimenta gran mejora.

4.6. Medidas dinámicas bajo influencia del usuario. Análisis dinámico

En esta sección se va a realizar el modelado dinámico de impedancias que se introdujo en el capítulo 3.4. Ya que durante el transcurso de una llamada o una conexión de datos el usuario puede moverse o variar su forma de sujetar el terminal, no basta con un estudio estático para caracterizar el efecto del usuario sobre el terminal, sino que se ha de realizar un modelo dinámico, que consiste en determinar cómo varía la impedancia de entrada de la antena a lo largo del tiempo durante un uso prolongado del terminal.

Una ventaja muy importante de este tipo de análisis es que facilita el diseño de las redes reconfigurables de adaptación de impedancias:

- Manteniendo el número de estados: tras un estudio dinámico se conoce la región en la carta de Smith en la que varía la impedancia, con lo que en lugar de adaptar en toda la carta se hace sólo en esa parte. Con esto, si se mantiene el número de estados inicial, tras hacer este estudio, se puede afinar más y reducir el coeficiente de desadaptación en los estados que se vayan a dar. Con esto se maximizaría la potencia entregada a la antena, mejorando así el consumo de la batería.
- Manteniendo la potencia entregada a la antena: si se mantiene la potencia a la entrada de la antena tras realizar el modelado dinámico, se pueden reducir el número de estados simplificando así el adaptador. De este modo el circuito sería más rápido y su coste sería menor.

Ya que el diseño de las redes reconfigurables está fuera del alcance del proyecto, en esta sección se va a realizar otra aplicación práctica más sencilla a partir del estudio dinámico: la estimación de la pérdida de potencia por el efecto del usuario, mejorando así los cálculos del balance del enlace que se realizan en el dimensionado de las redes de comunicaciones móviles.

4.6.1. Medidas dinámicas

Tanto con la antena *Simple* como con la *Simple MIMO* se han realizado las siguientes medidas con el VNA, utilizando un tiempo de muestro de 0.03 segundos.

- *Llamada*. Se ha medido el coeficiente de reflexión a la entrada de la antena con un usuario utilizándola en modo llamada durante 108 s (duración aproximada de una llamada). En ese

periodo el usuario sujetaba la antena cerca de la cabeza la mayoría del tiempo, separando la antena o moviéndose él alguna vez. Esta medida se corresponde al estado E_1 descrito en el capítulo 3.4.

- *Bolsillo*. Durante 60 s, un tiempo simbólico pues el usuario se encuentra bastante tiempo con el móvil en el bolsillo en la realidad, se ha medido el coeficiente de reflexión con la antena cerca de la pierna del usuario, estando éste en reposo, desplazándose o agachándose. Esta medida se corresponde al estado E_2 .

- *Datos modo1*. Durante 216 s, el doble del tiempo de una llamada, se ha medido el coeficiente de reflexión con el usuario sujetando la antena con una mano e interactuando con la otra (escribiendo, enviando o en reposo, leyendo por ejemplo). Esta medida se corresponde al estado E_3 .

- *Datos modo2*. Durante 216 s se ha medido el coeficiente de reflexión con el usuario sujetando la antena con las dos manos e interactuando con una mano u otra o en reposo. Esta medida se corresponde con estado E_4 .

El tiempo de muestreo es aproximado, pues hay un desfase; cuando le se manda un comando al VNA, éste no lo recibe de forma instantánea y además el VNA después de realizar la medida ha de escribir en un fichero.

4.6.2. Modelo dinámico

A continuación se representa la variación de la impedancia de entrada de la antena en carta de Smith, mediante la función de densidad de probabilidad, para cada uno de los cuatro estados y para las dos antenas a la frecuencia de resonancia de diseño. También se representa la variación del módulo del coeficiente de reflexión para cada estado a lo largo del tiempo a esta frecuencia.

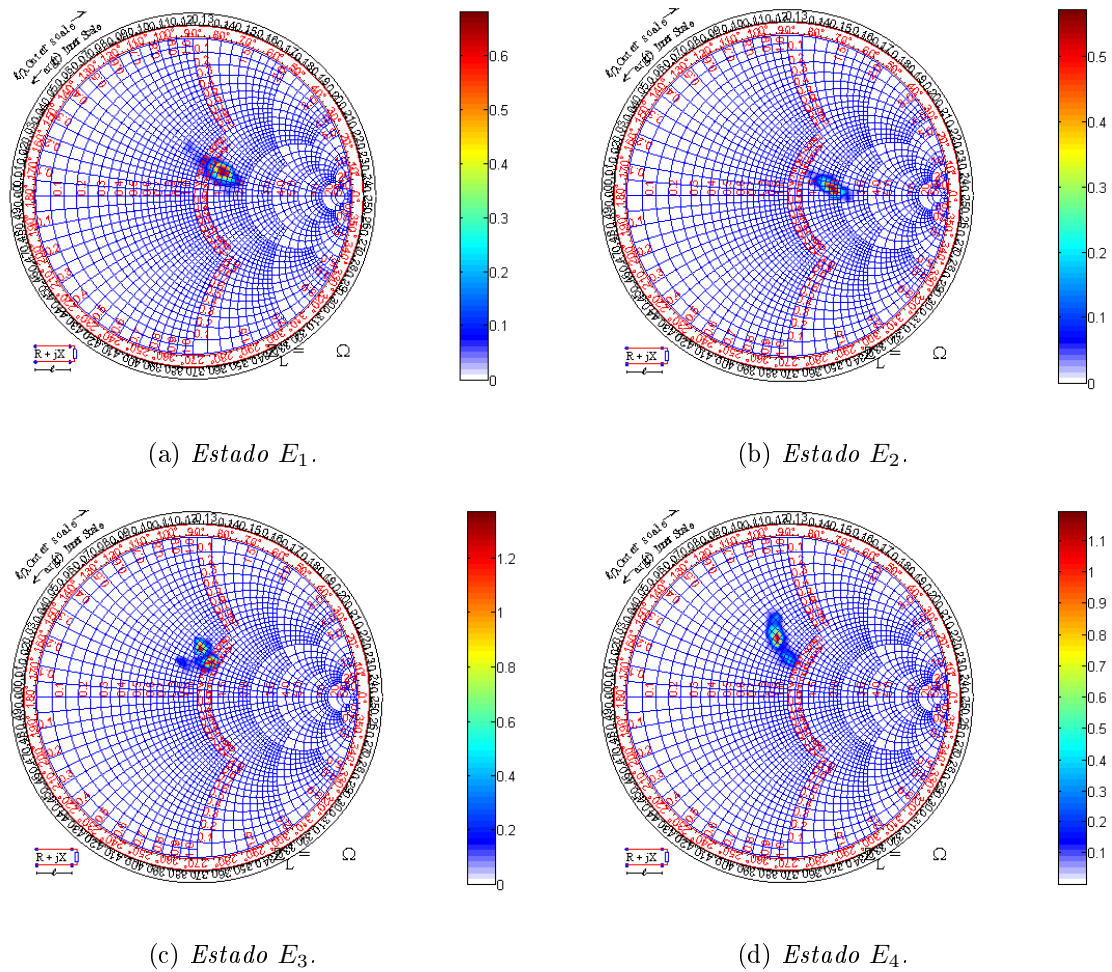


Figura 4.13: Función de densidad de probabilidad de $|\Gamma(n)|$ en carta de Smith para la antena Simple.

En la figura 4.13 se puede observar que dentro de un mismo estado no hay una variación demasiado grande del coeficiente de reflexión a lo largo del tiempo. Además los diferentes estados se encuentran relativamente cerca en la carta de Smith, solapándose algunas medidas. Así pues, el diseño de una red reconfigurable de adaptación de impedancias, tras tenerse en cuenta este estudio, podría contar con muchos menos estados o manteniendo el número de estados conseguir unas prestaciones muy superiores, pues sólo se necesitaría adaptación aproximadamente en una décima parte de la carta o incluso menos.

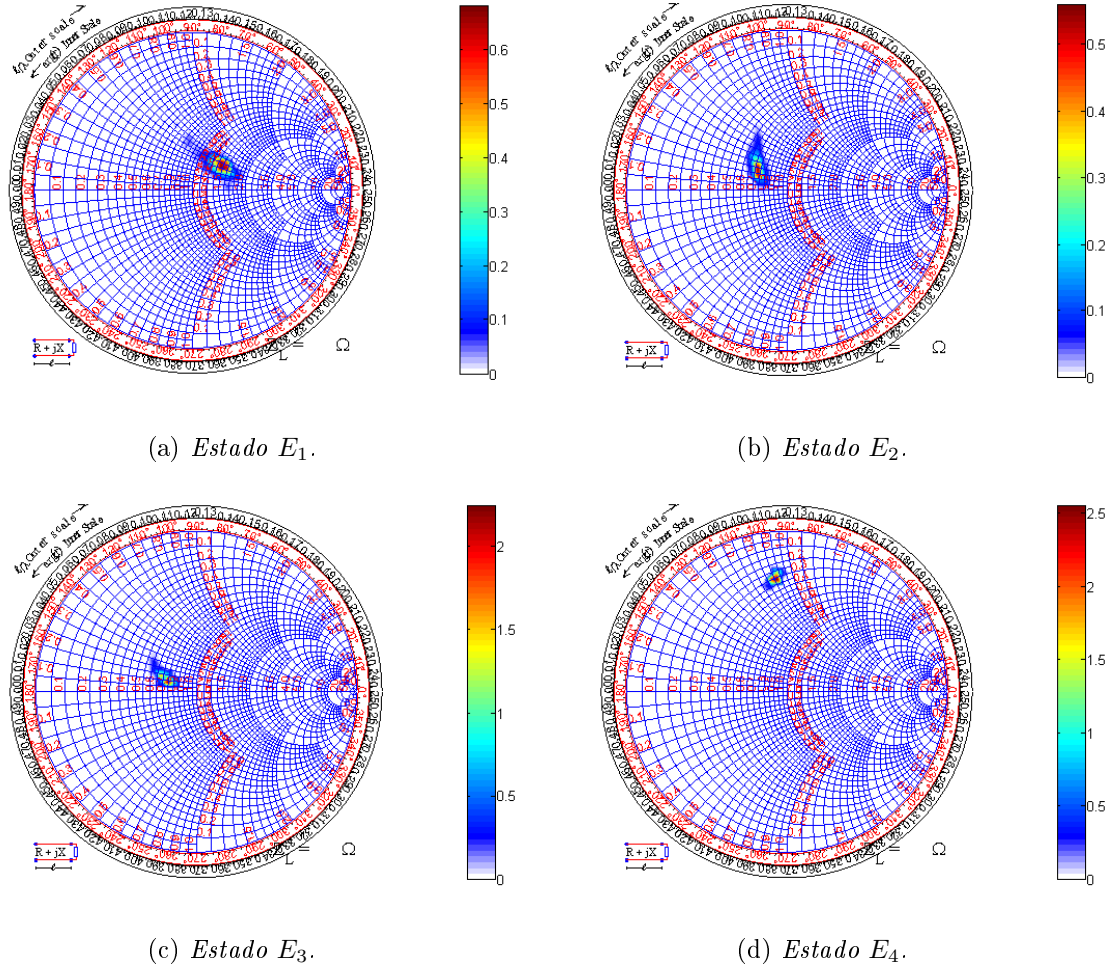
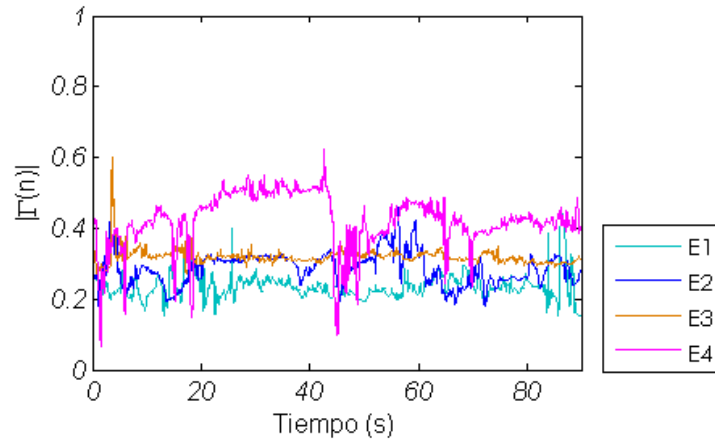
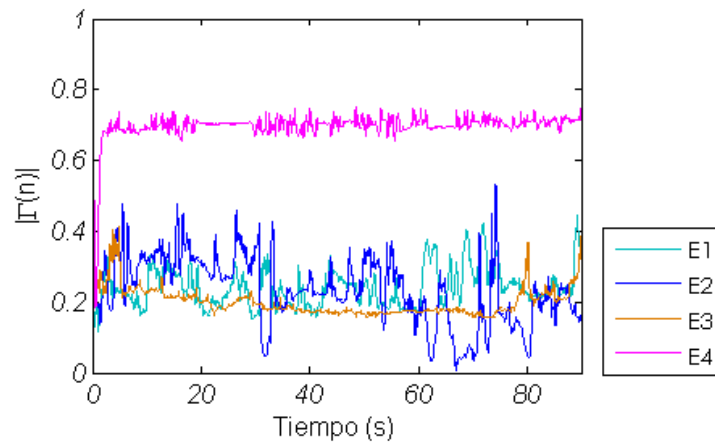


Figura 4.14: Función de densidad de probabilidad de $|\Gamma(n)|$ en carta de Smith para la antena *Simple MIMO*.

En la figura 4.14 se puede ver que para la antena *Simple MIMO* al igual que para la antena *Simple*, en un mismo estado la variación del coeficiente de reflexión no es muy grande. En este caso el estado E_4 se encuentra ligeramente separado del resto.



(a) Antena Simple.



(b) Antena Simple MIMO.

Figura 4.15: Variación temporal de $|\Gamma(n)|$.

En cuanto a la variación temporal de $|\Gamma(n)|$, en la figura 4.15a se observa que con la antena *Simple*, en los estados E_1 y E_3 no hay una gran variación, mientras que en el estado E_4 sí se aprecia bastante variación a lo largo del tiempo.

Para la antena *Simple MIMO* (figura 4.15b) los estados en los que más varía temporalmente $|\Gamma(n)|$ son E_1 y E_2 . En el estado E_4 aunque no hay una gran variación de $|\Gamma(n)|$ sí se observa que el coeficiente de reflexión es bastante superior al del resto de estados, lo cual es negativo.

4.6.3. Balance de potencias

Para calcular la pérdida de potencia debida al efecto de usuarios para el balance del enlace, como se ha visto en el capítulo 3.4.1, primero se ha de estimar la esperanza del cuadrado del coe-

ficiente de reflexión en tiempo discreto para cada estado, a partir de las medidas experimentales. Esto es, hacer la media del cuadrado del coeficiente de reflexión para cada estado en el periodo temporal en el que se ha medido.

$$E [|\Gamma_{E_i}(n)|^2] = \frac{1}{n} \sum_n |\Gamma_{E_i}(n)|^2 \quad (4.1)$$

Se obtienen los siguientes resultados (tabla 4.4):

Tabla 4.4: Valores de $E [|\Gamma_{E_i}(n)|^2]$ dependiendo del estado para las antenas Simple y Simple MIMO.

<i>Antena Simple</i>			
E_1	E_2	E_3	E_4
0.9435	0.9161	0.8973	0.8156
<i>Antena Simple MIMO</i>			
E_1	E_2	E_3	E_4
0.9386	0.9363	0.9586	0.5127

Tras esto se procede al cálculo de la variable Δ , que refleja el efecto de la variación del usuario en la antena.

$$\Delta = 1 - \sum_{i=1}^4 p_{E_i} E [|\Gamma_{E_i}(n)|^2] \quad (4.2)$$

Las probabilidades p_{E_i} se corresponden con las probabilidades propuestas en el capítulo 3.3.1, en la tabla 3.10, sin desglosar los modos de datos y sin diferenciar entre *Downlink* y *Uplink*. Se pueden observar en la tabla siguiente (tabla 4.5).

Tabla 4.5: Probabilidades de ocurrencia de los estados propuestos.

E_1	E_2	E_3	E_4
20.75 %	16.75 %	31.25 %	31.25 %

Si se calcula el valor de Δ se obtienen los siguientes resultados (tabla 4.6), siendo la pérdida de potencia debido al efecto usuario el valor del inverso de Δ en dB.

Tabla 4.6: *Pérdida de potencia debida al efecto del usuario para las antenas Simple y Simple MIMO.*

<i>Antena Simple</i>	
Δ	<i>Pérdida de potencia (dB)</i>
0.8845	0.533 dB
<i>Antena Simple MIMO</i>	
Δ	<i>Pérdida de potencia (dB)</i>
0.8114	0.9078 dB

En el dimensionado de las redes de comunicaciones móviles, la mayoría de los cálculos del balance del enlace se realizan diferenciando entre enlace descendente (*Downlink*) y ascendente (*Uplink*), ya que los elementos que intervienen en cada enlace pueden diferir. En este apartado se da la pérdida de potencia global pues el estudio dinámico se realiza sobre un uso prolongado del terminal, en el que tienen lugar habitualmente tanto el envío como la recepción de información. De este modo, se podría dimensionar el balance del enlace dejando un margen de 0.533 dB en el caso de la antena *Simple* o 0.8114 dB para la antena *Simple MIMO* como mínimo entre *Uplink* y *Downlink* debido a la pérdida de potencia por el efecto del usuario.

Estos cálculos también pueden ser útiles para seleccionar la antena con menor influencia del usuario para un terminal si se dispone de varias antenas con prestaciones similares. En el caso que nos ocupa, la antena *Simple* presenta un comportamiento mejor que la *Simple MIMO* en presencia del usuario. Sin embargo con la tecnología MIMO se consiguen tasas de bit mayores, con lo que existiría un compromiso.

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

5.1. Conclusiones

En este proyecto se han diseñado cuatro antenas para el estándar de comunicaciones móviles LTE, para terminales de usuario. Una antena que funciona en la banda 20 de LTE, otra antena dual para las bandas 1 y 20 de LTE y dos antenas con tecnología MIMO derivadas de las anteriores. El diseño de las cuatro antenas cumple las especificaciones en cuanto a pérdidas de retorno con cierta holgura, mientras que para los prototipos fabricados sólo se cumplen completamente las especificaciones en las antenas *Simple* y *Simple MIMO*, no así en las duales, debido a un desplazamiento en la frecuencia de resonancia respecto a los diseños. Estas discrepancias se atribuyen a las limitaciones del modelo electromagnético, así como a las posibles tolerancias de fabricación de los prototipos.

En cuanto a la influencia del usuario sobre las antenas, para modelar el efecto de éste en simulación sólo se ha tenido en cuenta la presencia de las manos, cabeza y pierna (dependiendo de la simulación) considerando únicamente el efecto de la piel y se han simulado sólo las situaciones más probables, como el transcurso de una llamada o el uso de datos. En las medidas experimentales hemos podido observar una gran variación en el efecto del usuario sobre las antenas respecto a los resultados teóricos que puede deberse a las simplificaciones que acabamos de describir y al desplazamiento frecuencial en las antenas prototipo respecto al diseño. De todos modos en ambos casos se ha visto un gran empeoramiento de las prestaciones de la antena al intervenir el usuario.

También se ha observado que con un adaptador de impedancia efectiva bastante sencillo

se consiguen reducir mucho las pérdidas de retorno en las bandas de interés y compensar el empeoramiento en las prestaciones de las antenas causado por la influencia del usuario, si bien no se consigue cumplir las especificaciones para todos los casos planteados. Así pues, ya que con esta solución tan simple logramos grandes mejoras, se ha avanzado y realizado un estudio dinámico para facilitar el diseño de las redes reconfigurables de adaptación de impedancias, que si bien son más robustas que la solución propuesta, presentan un grado de complejidad mucho mayor.

Al realizar el estudio dinámico de la variabilidad de la impedancia se ha podido comprobar que la impedancia de entrada de las antenas propuestas sólo varía en una pequeña parte de la carta de Smith. De ahí que el diseño de adaptadores reconfigurables, en lugar de realizarse para cubrir todo el rango de impedancias podría restringirse a una zona de la carta de tamaño mucho menor. Manteniendo el número de estados del adaptador se podría ajustar el dominio de impedancias adaptables y lograr una mayor adaptación en todos los estados, reduciendo el consumo de potencia y aumentando así la duración de la batería. Si se prefiere optar por mantener la potencia a la entrada de la antena, tras realizar el estudio dinámico podría reducirse el número de estados y así lograr un circuito más rápido y de menor coste.

El diseño de un adaptador de impedancias reconfigurable es una tarea bastante compleja, por lo que para ilustrar la importancia de los estudios dinámicos sobre variabilidad de la impedancia de entrada de las antenas se ha llevado a cabo una aplicación sencilla. En esta aplicación práctica se ha calculado la pérdida de potencia debida al efecto del usuario a partir del modelo dinámico. Este cálculo se utiliza para dimensionar el balance de potencias de las redes de comunicaciones móviles, y de este modo poder determinar la potencia mínima de transmisión para que la potencia recibida en el terminal o en la estación base superen un determinado umbral.

Tanto el estudio estático como el dinámico se han realizado únicamente para las antenas *Simple* y *Simple MIMO* pues en el caso multibanda la topología del adaptador sería mucho más compleja. Además, dado que los prototipos de estas antenas satisfacen los requerimientos en cuanto a pérdidas por reflexión a la entrada de la antena, podemos decir que estos estudios se han realizado sobre antenas LTE que cumplen las especificaciones para comunicaciones móviles.

5.2. Líneas futuras

Dos son las líneas de trabajo en las que se puede continuar el estudio realizado: solucionar las discrepancias de las prestaciones entre la simulación y el prototipo real y el diseño de adaptadores para las estructuras con capacidad multibanda.

En este proyecto se han diseñado varias antenas para el estándar LTE que experimentalmente presentan un desplazamiento frecuencial respecto al diseño, lo que se ha traducido en un empeoramiento de las prestaciones en la banda de interés e incluso en el incumplimiento de las especificaciones en cuanto a pérdidas de retorno. Para solventar esto, se propone rediseñar las antenas que procedan modificando la frecuencia de resonancia de diseño de modo que se compense el desplazamiento frecuencial que se ha observado tras la fabricación.

Otra futura línea de investigación podría centrarse en los adaptadores de impedancia multibanda, más complejos, y así poder estudiar la influencia del usuario en antenas duales y proponer una solución promedio con un adaptador de este tipo.

Bibliografía

- [1] LTE. <http://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/98-lte>, Online, accessed 15-July-2014.

- [2] ITU/BDT Arab Regional Workshop on “4G Wireless Systems”, *Session 3 : LTE Overview – Design Targets and Multiple Access Technologies*. Enero 2010. http://www.itu.int/ITU-D/arb/COE/2010/4G/Documents/Doc4-LTE%20Workshop_TUN_Session3_LTE%20overview.pdf, Online, accessed 17-July-2014".

- [3] 3GPP TS 36.101 V 8.22.0, *3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (Release 8)*. 3GPP Organizational Partners, Agosto 2013.

- [4] Frequency bands. <http://www.awt-global.com/resources/lte-e-utran-bands/>, Online, accessed 16-July-2014.

- [5] LTE-A. <http://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/97-lte-advanced>, Online, accessed 15-July-2014.

- [6] ITU/BDT Arab Regional Workshop on “4G Wireless Systems”, *Session 3 : LTE Overview – Design Targets and Multiple Access Technologies*. Enero p. 21, 2010. http://www.itu.int/ITU-D/arb/COE/2010/4G/Documents/Doc4-LTE%20Workshop_TUN_Session3_LTE%20overview.pdf, Online, accessed 17-July-2014.

-
- [7] S. S. Phule and A. Y. Kazi, "MIMO antenna system for LTE (4G)," *2012 1st International Conference on Emerging Technology Trends in Electronics, Communication and Networking (ET2ECN)*, pp. 1–5, 2012.
- [8] L. Loizou, J. Buckley, B. O'Flynn, J. Barton, C. O'Mathuna, and E. Popovici, "Design and measurement of a planar dual-band antenna for the Tyndall Multiradio wireless sensing platform," *Sensors Applications Symposium (SAS), 2013 IEEE*, pp. 11–14, 2013.
- [9] D. M. Elsheakh and E. A. Abdallah, "Multiband printed-IFA on electromagnetic band-gap ground plane," *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE*, pp. 1–2, 2012.
- [10] R. Valkonen, A. Lehtovuori, and C. Icheln, "Dual-feed, single-CCE antenna facilitating inter-band carrier aggregation in LTE-A handsets," *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 3954–3958, 2013.
- [11] L. Liu, W. Wang, D. Shi, and Y. Gao, "Design and performance investigation of a 2.6 GHz dual-element MIMO antenna system for LTE terminal," *2012 6th Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics (CEEM)*, pp. 226–232, 2012.
- [12] L. Wang, C. Wei, and W. Wei, "Design of a high isolation dual-band MIMO antenna for LTE terminal," *2013 Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, vol. 02, pp. 881–884, 2013.
- [13] D. M. Elsheakh and E. A. Abdallah, "Compact Multiband Multifolded-Slot Antenna Loaded With Printed-IFA," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 11, pp. 1478–1481, 2012.
- [14] I. Dioum, A. Diallo, S. Farssi, and C. Luxey, "A Novel Compact Dual-Band LTE Antenna-System for MIMO Operation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 1291–2296, 2014.
- [15] R. Valkonen, A. Lehtovuori, and C. Icheln, "Dual-feed, single-CCE antenna facilitating inter-band carrier aggregation in LTE-A handsets," *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 3954–3958, 2013.

- [16] D. M. Elsheakh and A. M. E. Safwat, "Slow-Wave Quad-Band Printed Inverted-F Antenna (IFA)," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 7, pp. 4396–4401, 2014.
- [17] J. A. Ruiz and J. L. Masa, *Antenas y Circuitos de Alta Frecuencia Segunda parte, Tema III , Master en Ingeniería Informática y de Telecomunicación, 2º cuatrimestre, Dpto. de Ingeniería Informática Escuela Politécnica Superior Universidad Autónoma de Madrid*. pp. 30-31, 2012.
- [18] A. Sarolic, D. Senic, Z. Zivkovic, and A. Zorica, "Influence of human head and hand on PIFA antenna matching properties and SAR," *2011 19th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*, pp. 1–5, 2011.
- [19] M. Pelosi, O. Franek, M. Knudsen, G. F. Pedersen, and J. Andersen, "Antenna Proximity Effects for Talk and Data Modes in Mobile Phones," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 52, no. 3, pp. 15–27, 2010.
- [20] C. Sánchez, *Evaluación de Nuevos Mecanismos de Adaptación Basados en Redes Reconfigurables para la Mejora de la Eficiencia en Sistemas de Comunicaciones Móviles*. PhD thesis, Universidad de Zaragoza, 5 p. 40, fig. 2.8, 2012.
- [21] C. E. McIntosh, R. D. Pollard, and R. E. Miles, "Novel MMIC source-impedance tuners for on-wafer microwave noise-parameter measurements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 2, pp. 125–131, 1999.
- [22] J. de Mingo, A. Valdovinos, A. Crespo, D. Navarro, and P. Garcia, "An RF electronically controlled impedance tuning network design and its application to an antenna input impedance automatic matching system," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 2, pp. 489–497, 2004.
- [23] N. Deve, A. B. Kouki, and V. Nerguizian, "A compact size reconfigurable 1-3 GHz impedance tuner suitable for RF MEMS applications," *The 16th International Conference on Microelectronics, 2004. ICM 2004 Proceedings.*, pp. 101–104, 2004.
- [24] P. L. Carro and I. Salinas, *Propagación y medios de transmisión, Tema 1*. p. 57, 2012.

-
- [25] P. García and F. Gutiérrez, *Sistemas de Radiocomunicaciones (SR). Rama de Telecomunicación, Tema 2.* p. 6, 2013.
- [26] M. Pelosi, M. B. Knudsen, and G. F. Pedersen, “Multiple antenna systems with inherently decoupled radiators,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 503–515, 2012.
- [27] A. Sarolic, D. Senic, Z. Zivkovic, and A. Zorica, “Influence of human head and hand on PIFA antenna matching properties and SAR,” *2011 19th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*, pp. 1–5, 2011.
- [28] 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, 2009. LAPC 2009. Loughborough*, pp. 289–292, 2009.
- [29] S. Filiposka and I. Mishkovski, “Smartphone User’s Traffic Characteristics and Modelling,” *Transactions on Networks and Communications*, vol. 1, no. 1, pp. 20, table 1, 2013.
- [30] S. Filiposka and I. Mishkovski, “Smartphone User’s Traffic Characteristics and Modelling,” *Transactions on Networks and Communications*, vol. 1, no. 1, pp. 25, table 3, 2013.

ANEXOS

ANTENAS MICROSTRIP

Las antenas impresas de tipo parche [1–3], también denominadas antenas microstrip, se diseñan a partir de líneas de transmisión o resonadores sobre sustrato dieléctrico, eligiendo las dimensiones de forma que la estructura transforme la potencia de la señal en forma de radiación electromagnética.

Típicamente, la estructura consiste en un parche metálico (dimensiones comparables a λ), sobre un sustrato dieléctrico sin pérdidas, como se observa en la figura A.1. El grosor oscila entre 0.003λ y 0.05λ y la constante dieléctrica relativa (ϵ_r) suele tomar valores entre 2 y 12. En la parte inferior de la estructura se tiene un plano conductor perfecto.

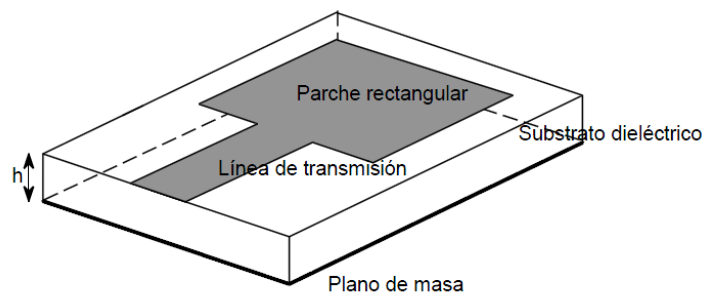


Figura A.1: Antena *microstrip*.

Las ventajas más importantes son: su bajo perfil, su adaptabilidad a la forma de la estructura (plana o curvada), su fabricación sencilla y barata, su robustez, su capacidad de combinarse con circuitos integrados de microondas y, además, es posible diseñarlas para trabajar a diversas frecuencias y con distintas polarizaciones. También presentan algunos inconvenientes como: su baja

eficiencia, alto factor de calidad (inversamente proporcional al ancho de banda) y, pobre pureza de polarización. Además son de banda estrecha y la radiación de las líneas puede modificar los parámetros de las antenas. Sus prestaciones electromagnéticas quedan definidas por dos factores relevantes: la forma geométrica del parche y el tipo de alimentación.

A.1. Formas de los parches

Se encuentran radiadores de las formas más diversas, como muestra la figura A.2, aunque las geometrías más habituales son las circulares y rectangulares debido a que su fabricación es muy fácil y permite una flexibilidad muy amplia en cuanto a la forma.

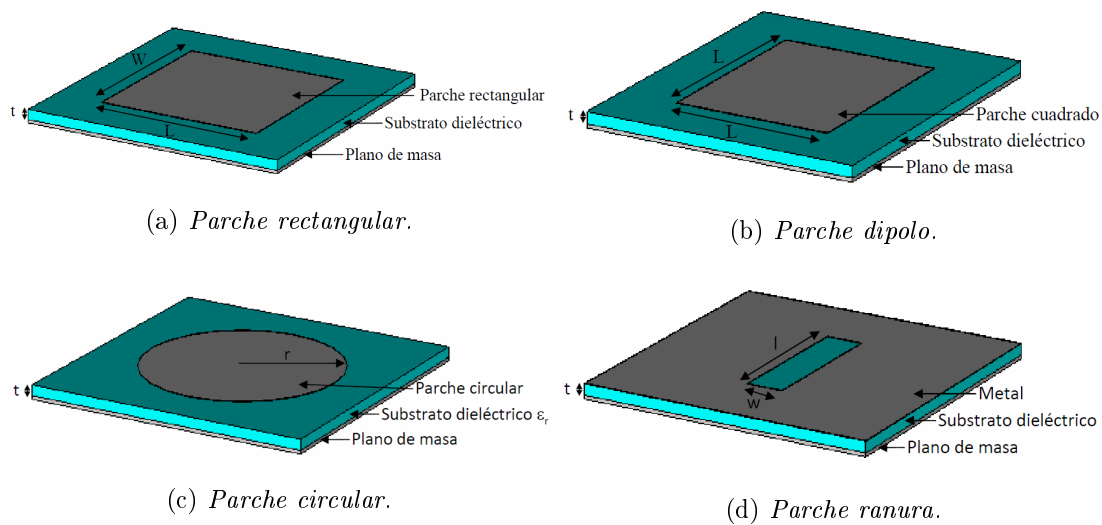
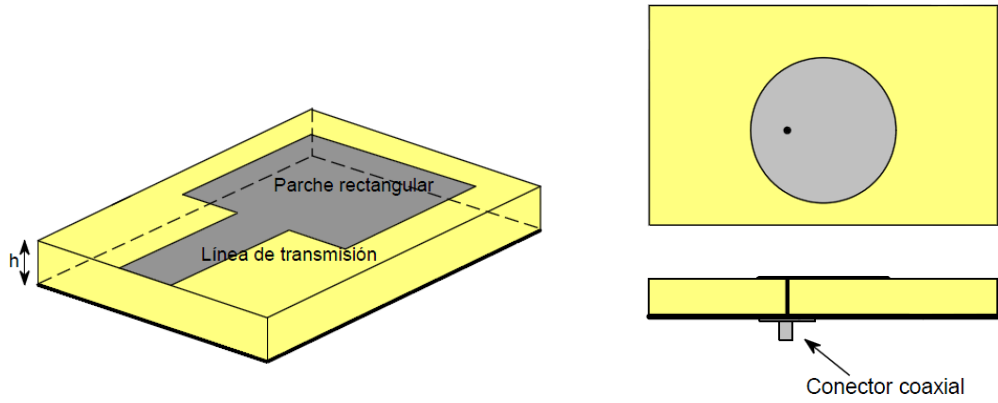


Figura A.2: *Formas de los parches de las antenas microstrip.*

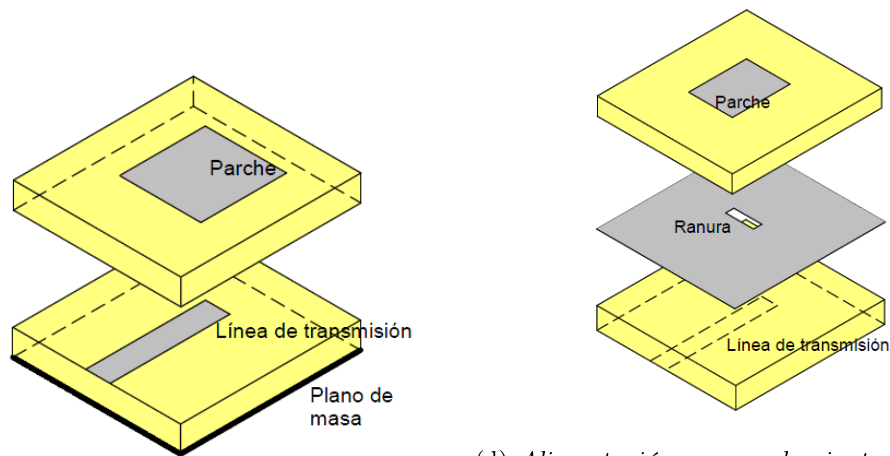
A.2. Tipos de alimentación

Las antenas se alimentan a través de líneas impresas, ranuras, sondas coaxiales o bien por acoplamiento a las cavidades, como se observa en la figura A.3.



(a) Alimentación por línea de transmisión.

(b) Alimentación por coaxial.



(c) Alimentación por proximidad.

(d) Alimentación por acoplamiento a través de ranura.

Figura A.3: Tipos de alimentación de las antenas microstrip.

Los tipos de alimentación se diferencian en dos grupos: por contacto directo y por acoplo de energía. En el primer grupo están los que se alimentan por línea de transmisión y por coaxial, mientras que el otro grupo lo forman los tipos de alimentación de ranura y por proximidad. En la tabla A.1 se observa una comparativa entre ellos:

Tabla A.1: *Comparativa de los tipos de alimentación para antenas microstrip.*

<i>Alimentación por contacto directo</i>	<i>Alimentación por acoplo de energía</i>
Alimentaciones por cable coaxial o línea microstrip adaptadas en muchos casos 50 Ω	No existe conexión física entre la alimentación y el elemento radiante
Dispositivos de banda estrecha	Ausencia de taladros que provoquen difracciones
Radiaciones indeseadas	Menor radiación espuria
Problemas de adaptación	Mejor adaptación a las agrupaciones de antenas
Alto nivel de lóbulos secundarios	Buena supresión de modos de órdenes altos
Alto nivel de polarización cruzada	Buena pureza de polarización
Menor tamaño global de la antena	Indeseable incremento en el espesor global de la antena

Para las antenas consideradas en este proyecto se ha utilizado el tipo de alimentación por contacto directo, es decir, por línea de transmisión o por coaxial. A pesar de tener peores características que el otro grupo, se usan estos tipos debido a la condición de menor espesor global de la antena y, así, reducir el tamaño de las antenas, que era uno de los objetivos.

Las estructuras radiantes utilizadas son antenas impresas en sustratos dieléctricos bi-capa. Al estar situadas en la superficie interfaz entre el aire ($\epsilon_r = 1$) y el dieléctrico ($\epsilon_r > 1$), para facilitar el estudio de dicha estructura se define la constante dieléctrica efectiva ϵ_{eff} . Esta nueva constante modela el escenario de dos medios con ϵ_r distintas con un medio homogéneo de constante dieléctrica igual a ϵ_{eff} .

Para el caso concreto de línea microstrip de ancho de pista W , espesor de sustrato h , de metalización t y constante dieléctrica ϵ_r , la constante dieléctrica efectiva se calcula aplicando la siguiente ecuación.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F\left(\frac{W}{h}\right) - \frac{\epsilon_r - 1}{4,6} \frac{\frac{t}{h}}{\sqrt{\frac{W}{h}}} \quad (\text{A.1})$$

$$F\left(\frac{W}{h}\right) = \begin{cases} \left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04\left(1 - \frac{W}{h}\right)^2, & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}}, & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

ANTENAS TIPO IFA

B.1. Antena PIFA (Planar Inverted-F Antenna)

La antena PIFA [4] consiste en un parche rectangular de longitud $\lambda/4$ cortocircuitado, alimentado convencionalmente por sonda coaxial. No posee sustrato dieléctrico, sino que trabaja únicamente con chapa metálica, como se puede observar en la figura B.1.

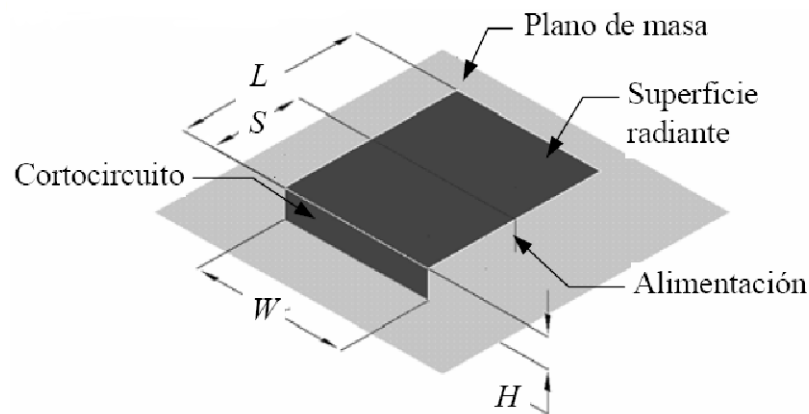


Figura B.1: *Antena PIFA*.

La longitud del parche se reduce de $\lambda/2$ a $\lambda/4$ situando un plano de cortocircuito entre el elemento radiante y el plano de masa siguiendo las líneas de campo eléctrico sin que las características de funcionamiento se vean significativamente afectadas.

La aplicación típica de esta antena es como antena integrada en terminales comerciales de comunicaciones móviles.

Los parámetros importantes para determinar las características de funcionamiento de la antena son los siguientes:

- Tamaño del cortocircuito W_s : afecta en la distribución de corrientes.
- Relación de aspecto entre lados del parche W/L (longitud L y ancho W).
- Altura h del parche sobre el plano de masa.

En la tabla B.1 se puede ver la relación de estos parámetros con el ancho de banda y la frecuencia de resonancia de la antena.

Tabla B.1: *Influencia de los parámetros de la PIFA sobre sus características de funcionamiento.*

Aumento del ancho de banda	Incrementando W/L
	Aumentando h
	Aumentando W_s
Disminución de la frecuencia de resonancia	Disminuyendo W_s

B.2. Antena IFA impresa (Printed Inverted-F Antenna)

La antena IFA impresa o *Printed-IFA* [5] es la versión impresa de la antena PIFA. Se forma doblando el brazo de un monopolo impreso 90° , haciéndolo funcionar paralelo al plano de masa, con lo que la estructura de la antena se hace más compacta.

El efecto de situar una gran parte del brazo del monopolo impreso paralelo al plano de masa es el aumento de capacitancia en la impedancia de entrada de la antena. Para compensar esto una línea de transmisión cortocircuitada (inductiva) se añade a la estructura (figura B.2).

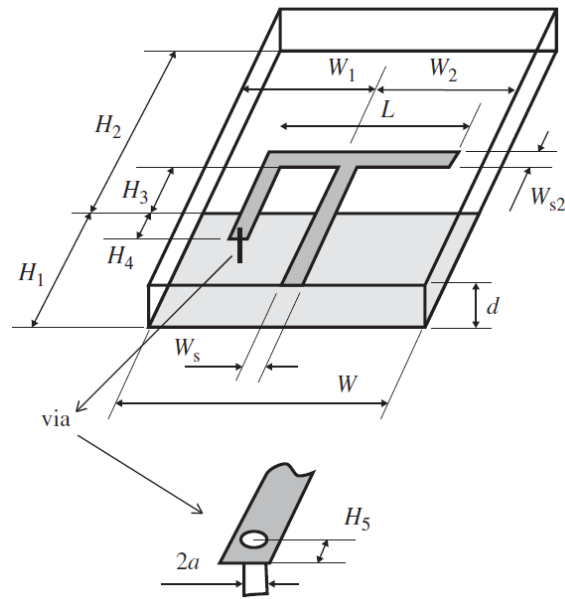


Figura B.2: Disposición de una IFA en tecnología microstrip.

La línea de transmisión está formada por el *strip* de ancho W_{s2} y el plano de masa. El cortocircuito está formado por el *strip* vertical que está conectado al plano de tierra por una vía.

La longitud de la IFA ($H_3 + L$) se corresponde aproximadamente con un cuarto de la longitud de onda, influyendo también el ancho del *strip*, la altura respecto a la tierra, la distancia de la alimentación al cortocircuito de la IFA, etc. Se deberá dimensionar la antena de modo que sea resonante (parte imaginaria de la impedancia de entrada prácticamente nula) a la frecuencia deseada y que la parte real de su impedancia de entrada esté lo más cerca posible de 50 ohmios.

Este tipo de antena es la que se ha usado en este proyecto por el hecho de que, al ser impresa, es más resistente y más fácil de fabricar que la antena PIFA.

DESCRIPCIÓN DEL SIMULADOR *HFSS*

v13

En este anexo, se muestra una visión del simulador *HFSS* 13.0, obteniendo los datos a través del fabricante y de la experiencia de uso [6]. *HFSS* es un programa de simulación de campos electromagnéticos. Ello lo hace muy útil para simular antenas, guías de ondas o los campos presentes en una estructura de interés.

HFSS permite calcular campos eléctricos y magnéticos, corrientes, parámetros S o campos radiados tanto lejanos como cercanos. El modo de simulación empleado se basa en el método de los elementos finitos para generar una solución de campo electromagnético.

En general, el método de elementos finitos divide el espacio del problema completo en cientos de pequeñas regiones y representa el campo en cada sub-región (*elemento*) con una función local.

En *HFSS*, el modelo geométrico se divide automáticamente en un gran número de tetraedros. Esta colección de tetraedros se conoce como la malla de elementos finitos.

Se basa por lo tanto en transformar un cuerpo de naturaleza continua en un modelo discreto aproximado. Por lo tanto, el usuario crea la estructura a simular mediante las herramientas de dibujo del programa, y éste se ocupa de generar el mallado adecuado para obtener la solución. Esto se puede observar en el siguiente ejemplo:

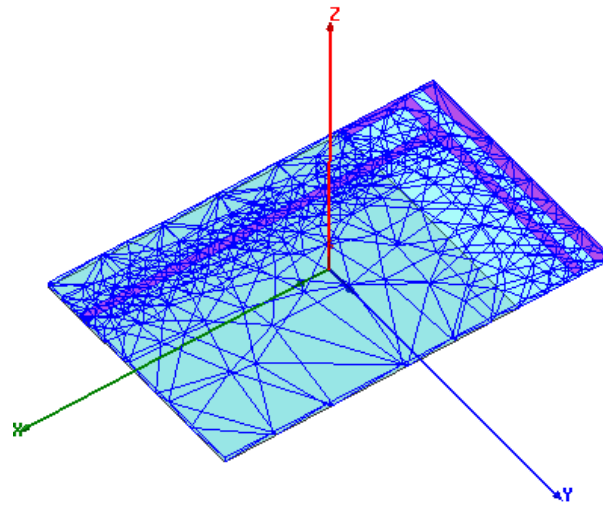


Figura C.1: *Mallado de una estructura simulada.*

El mallado se hará más fino cuanto menor sea el error que se quiera cometer con respecto al cálculo de campos continuos. Una vez que se ha llevado a cabo este mallado, el simulador *HFSS*, permite obtener y representar las soluciones que se han obtenido. Así, se puede representar la corriente superficial o los campos eléctricos o magnéticos en una estructura de 3D:

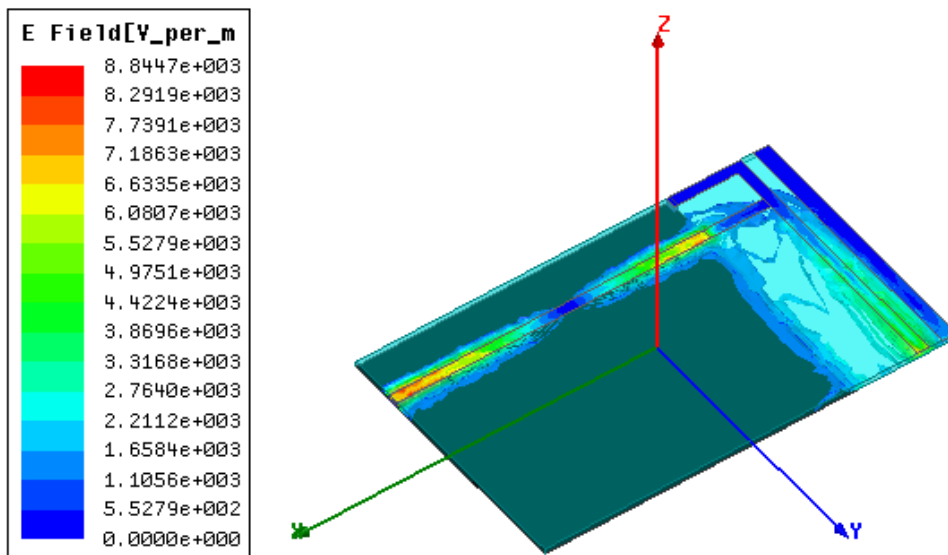


Figura C.2: *Representación del campo eléctrico en la superficie de una antena.*

Para el desarrollo de antenas, el programa permite representar parámetros importantes de las mismas como la ganancia o la eficiencia de radiación. Estas soluciones se pueden igualmente

representar en 2D o 3D y permitirán cuantificar las características de las antenas.

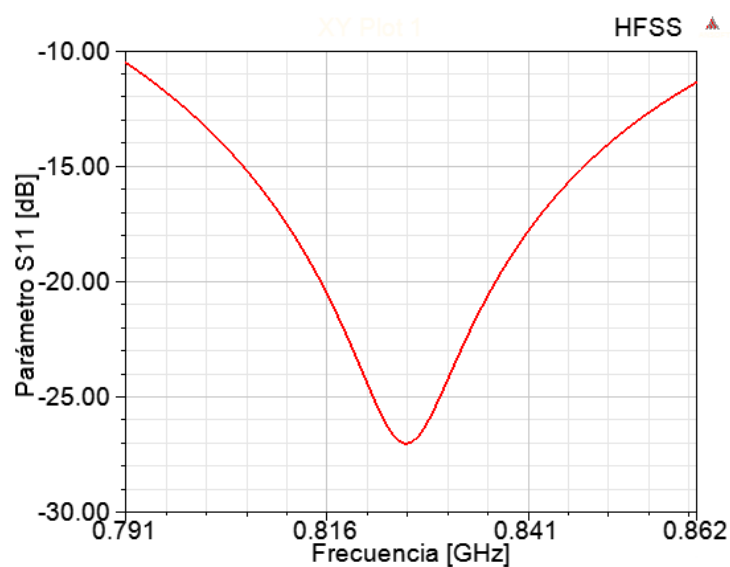


Figura C.3: Representación en cartesianas. Pérdidas de retorno de una antena diseñada.

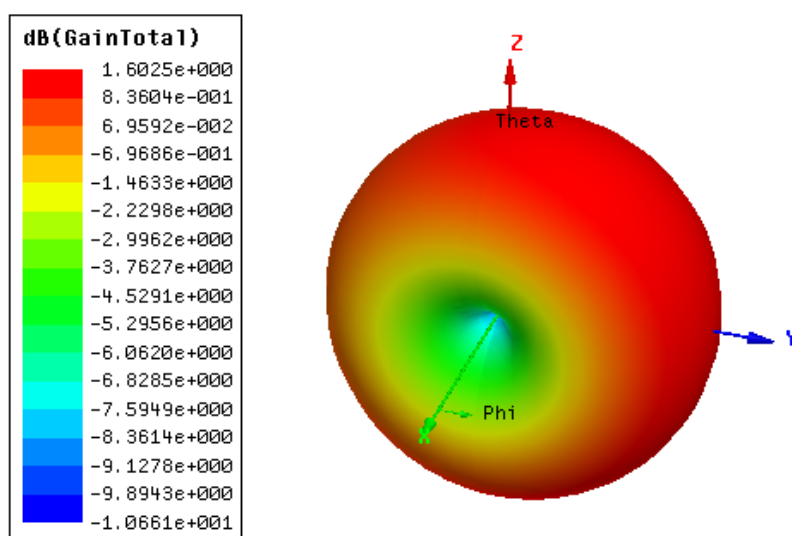


Figura C.4: Representación 3D de la ganancia de una antena.

Además de este tipo de soluciones, el simulador *HFSS* 13.0 permite observar el error cometido en las aproximaciones de la simulación, así como exportar la matriz de parámetros S de la estructura, lo que facilitará el montaje físico posterior.

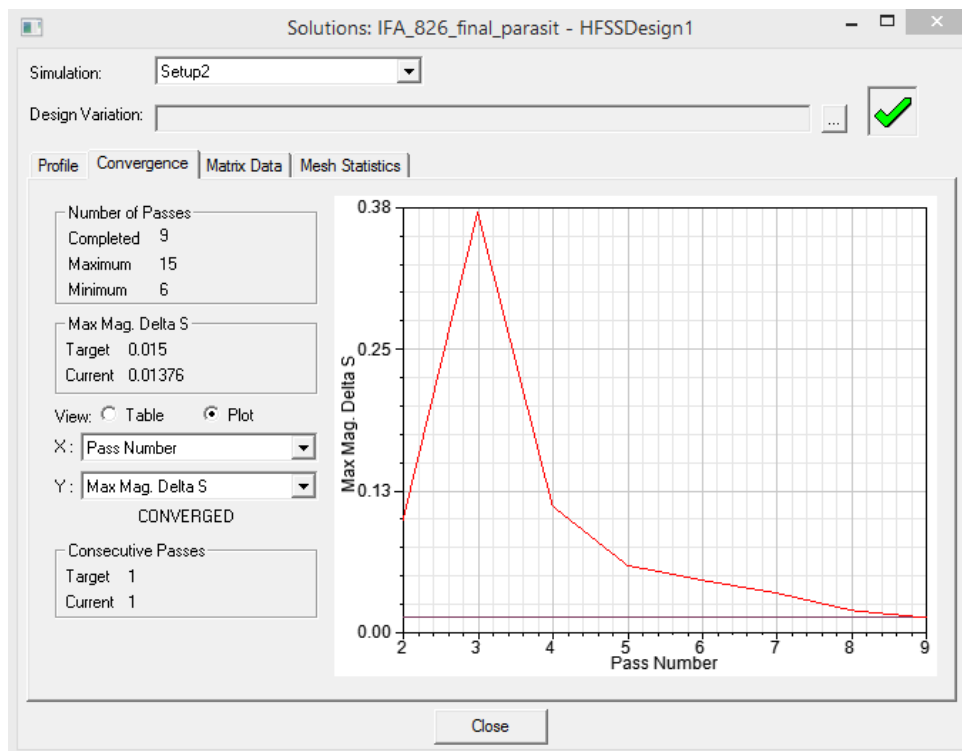


Figura C.5: Representación del error en la simulación en HFSS.

PARÁMETROS BÁSICOS DE ANTENAS

El *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas.

La principal función de una antena es la radiación de una potencia suministrada con las características de directividad deseadas. A continuación, se explican los principales parámetros de las mismas [7].

D.1. Impedancia, relación de onda estacionaria y adaptación de la entrada

La impedancia de entrada de la antena se define como la relación entre corriente y tensión entre terminales. Normalmente, la impedancia de una antena presenta una parte real e imaginaria, que dependen de la frecuencia:

$$Z_A = R_A(w) + jX_A(w) \quad (\text{D.1})$$

Z_A representa la impedancia de la antena, R_A es la parte real de la impedancia de la antena dependiente de la frecuencia y X_A representa la admitancia de la impedancia de la antena dependiente de la frecuencia. De esta definición, se puede descomponer la parte real en dos, una que representa la resistencia de radiación de la antena y otra que representa las pérdidas óhmicas de la misma.

$$R_A = R_r + R_\Omega \quad (\text{D.2})$$

donde R_A es la resistencia de la antena, R_r representa la resistencia de radiación y R_Ω las pérdidas óhmicas en la antena. Esta definición permite establecer la potencia que radia la antena y la que se pierde disipada como calor en la antena. Ambas se definen como:

$$P_r = |I_e|^2 R_r \quad (\text{D.3}) \qquad P_\Omega = |I_e|^2 R_\Omega \quad (\text{D.4})$$

donde P_r es la potencia radiada por la antena, P_Ω es la potencia que se pierde disipada como calor, I_e es la intensidad equivalente suministrada por la fuente, R_r es la resistencia de radiación de la antena y R_Ω es la resistencia óhmica de la misma. Un parámetro importante de la antena será su eficiencia o rendimiento. Se define mediante la relación entre la potencia radiada por la antena y la potencia que entrega el generador a la misma:

$$\eta_t = \frac{P_r}{P_{entregada}} = \frac{|I_e|^2 R_r}{|I_e|^2 (R_r + R_\Omega)} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} = \frac{R_r}{R_A} \quad (\text{D.5})$$

η_t representa la eficiencia de la antena, P_r es la potencia radiada de la antena y $P_{entregada}$ es la potencia que entrega el generador, que se compondrá por la potencia radiada y las pérdidas por calor.

Además de la eficiencia de la antena, también habrá que tener en cuenta la adaptación entre el generador y la antena. En caso de no conseguir una adaptación adecuada entre ambos, se producirán pérdidas en la red que disminuirán considerablemente la potencia que se puede transmitir.

La máxima transferencia de potencia entre generador y antena se da cuando se cumplen las condiciones de adaptación conjugada:

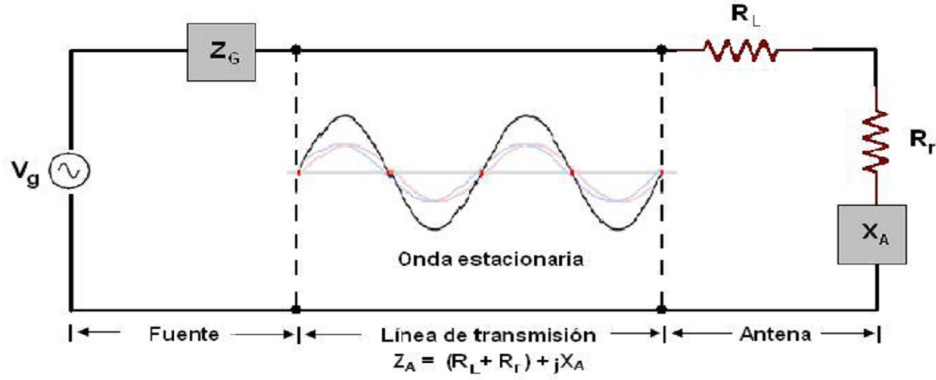


Figura D.1: Ejemplo línea de transmisión.

En el caso de adaptación conjugada la potencia entregada a la antena coincide con la potencia disponible en el generador:

$$Z_A = Z_g^* \Rightarrow \begin{cases} R_A = R_g \\ X_A = -X_g \end{cases} \quad (\text{D.6})$$

Con lo que:

$$P_{entregada} = |I_e|^2 R_A = \frac{|V_g|^2}{(2R_a)^2} R_A = \frac{|V_g|^2}{4R_A} = \frac{|V_g|^2}{4R_g} = P_{disponible} \quad (\text{D.7})$$

$P_{entregada}$ y $P_{disponible}$ son la potencia entregada a la antena y la potencia disponible en la red y R_A y R_g las resistencias de radiación de la antena y la del generador. Si no se cumpliera el criterio de adaptación conjugada ambas potencias ya no coincidirían. En este caso la potencia entregada sería:

$$P_{entregada} = \frac{|V_g|^2}{(R_g + R_a)^2 + (X_g + X_a)^2} R_g = \frac{|V_g|^2}{4R_g} C_{at} \quad (\text{D.8})$$

donde C_{at} es el coeficiente de desadaptación de la antena. Su relación con la potencia disponible es:

$$P_{entregada} = P_{disponible} C_{at} \quad (\text{D.9})$$

$$C_{at} = (1 - |\Gamma|^2) \quad (\text{D.10})$$

Ambas potencias estarían relacionadas a través del coeficiente de reflexión, cuya definición es:

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_g^*}{Z_A + Z_g} \quad (\text{D.11})$$

C_{at} es el coeficiente de desadaptación de la antena, Γ es el coeficiente de reflexión de la antena, Z_A es la impedancia de entrada de la antena y Z_g es la impedancia del generador. Este parámetro da una idea de la transferencia de potencia a la antena. El coeficiente de reflexión de entrada en un cuadripolo coincide con el parámetro S_{11} bajo la condición de que $Z_L = Z_0$, siendo Z_L la impedancia de la carga del cuadripolo en cuestión y Z_0 la impedancia característica de la línea de transmisión.

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (\text{D.12})$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{D.13})$$

Γ_{IN} es el coeficiente de reflexión a la entrada, Γ_L el coeficiente de reflexión de la carga y S_{ab} los parámetros S del cuadripolo, siendo a y b los puertos en cuestión. La relación de onda estacionaria SWR se define como la relación entre el mínimo y el máximo de la onda estacionaria de tensión o corriente que se forma a la salida del generador. En el caso de la onda de tensión, se utilizan las siglas VSWR y está relacionado con la adaptación de la antena:

$$VSWR(f) = \frac{1 + |\Gamma(f)|}{1 - |\Gamma(f)|} \quad (\text{D.14})$$

VSWR, es la relación de onda estacionaria y Γ es el coeficiente de reflexión de la antena, ambas dependientes de la frecuencia. Este parámetro ofrece una idea de la potencia que se ha transmitido a la carga. Será muy útil a la hora de determinar el ancho de banda de la antena.

D.2. Densidad de potencia radiada, intensidad de radiación y diagrama de radiación

Una de las principales características de una antena es la capacidad para concentrar la energía radiada en una determinada dirección. Esta medida debe cuantificarse para poder llevar a cabo una comparación entre antenas.

En primer lugar, se establece el sistema de referencia en el cual está situada la antena. El sistema utilizado habitualmente es el de coordenadas esféricas, en el que una dirección quedará definida a través de los vectores unitarios $\hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\phi}$, que forman una base ortogonal como muestra la figura.

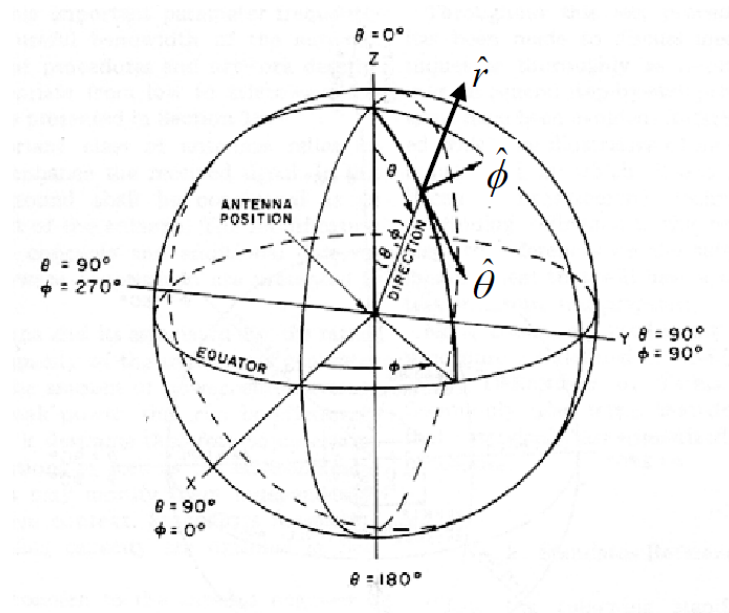


Figura D.2: Sistema de coordenadas esférico.

La onda electromagnética radiada estará formada por una componente de intensidad de campo eléctrico y otra componente de intensidad de campo magnético.

$$\vec{E} = \left[\frac{V}{m} \right] \quad (D.15)$$

$$\vec{H} = \left[\frac{A}{m} \right] \quad (D.16)$$

Así, la densidad de potencia radiada por unidad de superficie vendrá determinada por la

siguiente expresión:

$$\vec{\varphi}(\theta, \phi) = \Re \left(\vec{E}(\theta, \phi) \cdot \vec{H}^*(\theta, \phi) \right) \left[\frac{W}{m} \right] \quad (\text{D.17})$$

La potencia total radiada se podrá obtener integrando la densidad de potencia radiada en una superficie S que encierra a la antena:

$$P_r = \iint_S \vec{\varphi}(\theta, \phi) d\vec{S} \quad (\text{D.18})$$

Para los campos radiados en el espacio libre a una gran distancia de la fuente, el comportamiento a nivel local es el de una onda plana sin componentes radiales, cuyos módulos vienen relacionados por la impedancia intrínseca del medio $\eta = 120\pi$ ohmios.

La densidad de potencia radiada también se podrá definir como:

$$\varphi(\theta, \phi) = |\vec{\varphi}(\theta, \phi)| = \left| \Re \left(\vec{E}(\theta, \phi) \cdot \vec{H}^*(\theta, \phi) \right) \right| = \frac{|\vec{E}(\theta, \phi)|^2}{\eta} = \frac{|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2}{\eta} \quad (\text{D.19})$$

E_θ y E_ϕ son las componentes tangenciales del campo eléctrico, theta y phi.

La intensidad de radiación se puede definir como la densidad de potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección. Su relación con la densidad de potencia radiada es de la forma:

$$K(\theta, \phi) = \varphi(\theta, \phi) r^2 \quad (\text{D.20})$$

$K(\theta, \phi)$ representa la intensidad de radiación. Para grandes distancias, se elimina la dependencia de la distancia a la fuente radiante.

El diagrama de radiación de una antena es la representación gráfica de la densidad de potencia o la intensidad de radiación en las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija.

La representación se suele realizar en un sistema de coordenadas esférico en función de las variables angulares (θ, ϕ) . Los diagramas de radiación admiten varios tipos de representación, como gráficos de 2D o 3D, escala lineal o logarítmica, o representación cartesiana o polar.

D.2 Densidad de potencia radiada, intensidad de radiación y diagrama de radiación

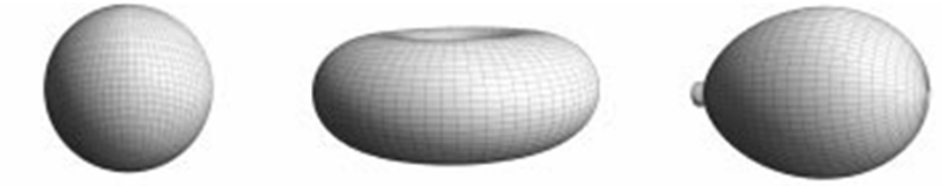


Figura D.3: *Diagramas de radiación en 3D, isótropo, omnidireccional y directivo.*

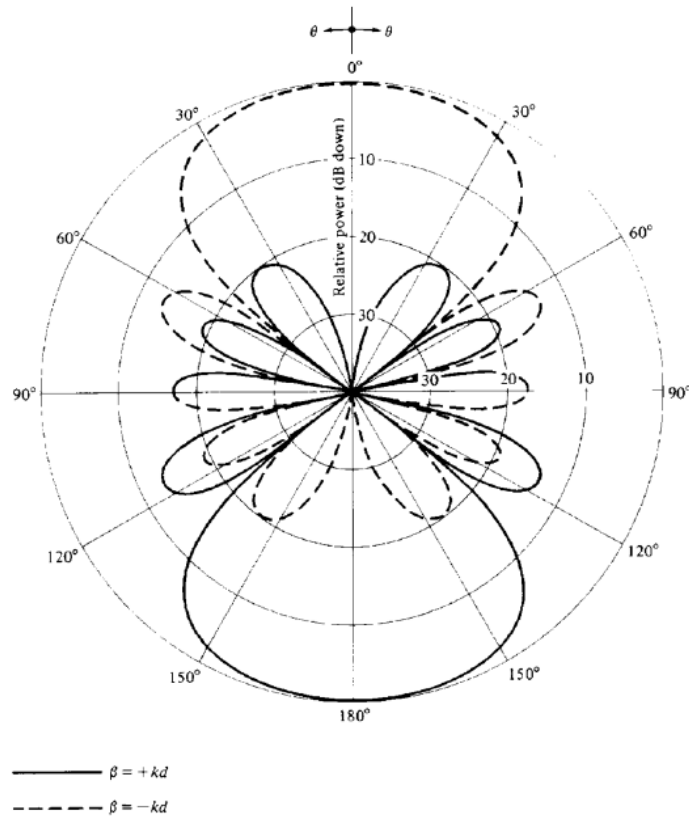


Figura D.4: *Diagrama de radiación en coordenadas polares.*

Los diagramas de radiación suelen representarse normalizados respecto al valor de la dirección del máximo de radiación:

$$t(\theta, \phi) = \frac{\varphi(\theta, \phi)}{\varphi_{m\acute{a}x}} = \frac{K(\theta, \phi)}{K_{m\acute{a}x}} \quad (\text{D.21})$$

$$t(\theta, \phi)|_{dB} = 10 \log_{10} [t(\theta, \phi)|_{lineal}] \quad (\text{D.22})$$

En ocasiones, resulta suficiente con representar los cortes con respecto a los ejes representativos. Así, los más importantes son:

- Plano XY $\Rightarrow \theta = \frac{\pi}{2}$
- Plano XZ $\Rightarrow \phi = 0$
- Plano YZ $\Rightarrow \phi = \frac{\pi}{2}$

También resulta interesante la representación formada por los planos fundamentales E y H. El plano E se define como el formado por la dirección de máxima radiación y el vector de campo eléctrico en dicha dirección, $(\hat{r}_{máx}, \vec{E})$. El plano H se define como el formado por la dirección de máxima radiación y el vector de campo magnético en dicha dirección, $(\hat{r}_{máx}, \vec{H})$.

D.3. Directividad, ganancia de antena y ancho de banda

La directividad se define como la relación entre la densidad de potencia radiada por una antena en una determinada dirección, a una distancia determinada, y la densidad de potencia que radiaría en esa misma dirección y a la misma distancia si la antena fuese isotrópica.

$$D(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \quad (\text{D.23})$$

Si no se especifica la dirección angular se interpreta que es la directividad en la dirección del máximo de radiación o directividad máxima.

$$D = D_{máx} = \frac{\wp_{máx}}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \quad (\text{D.24})$$

$D_{máx}$ es la directividad máxima y $\wp_{máx}$ la densidad de potencia radiada en la dirección donde es máxima. El diagrama de radiación normalizado también se podrá escribir en función de la directividad:

$$t(\theta, \phi) = \frac{D(\theta, \phi)}{D_{máx}} \quad (\text{D.25})$$

La ganancia de la antena se define a partir de la potencia entregada por el generador. La relación entre ganancia de antena y directividad vendrá dada por la eficiencia de antena. Ambas coinciden si la eficiencia de antena es la unidad.

$$G(\theta, \phi) = \frac{\varphi(\theta, \phi)}{\frac{P_{entregada}}{4\pi r^2}} = \eta_t D(\theta, \phi) \quad (\text{D.26})$$

$G(\theta, \phi)$ es la ganancia de la antena en una dirección determinada y η_t la eficiencia de la antena.

El ancho de banda se definirá como el margen de frecuencias para el cual un determinado parámetro se mantiene dentro de unos límites determinados. El criterio más habitual y el que se utiliza en este proyecto es considerar el margen frecuencial para el cual la VSWR (relación de onda estacionaria), es inferior a 2, o las pérdidas de retorno son inferiores a -10 dB.

$$VSWR(f) = \frac{1 + |\Gamma(f)|}{1 - |\Gamma(f)|} \leq 2 \quad (\text{D.27})$$

$$20 \log_{10} (|\Gamma(f)|) \leq -10 \text{ dB} \quad (\text{D.28})$$

DISEÑO ANTENA *SIMPLE*

Se va a diseñar una antena tipo IFA impresa en tecnología microstrip para la banda 20 de LTE (791-862 MHz), cuya frecuencia central, 826.5 MHz será la frecuencia de resonancia objetivo.

Primero, se ha de dimensionar la longitud de la IFA; se elige $L + H = \lambda_g/4$ [4], con λ_g la longitud de onda en el strip en forma de 'F'. En este *strip* la constante dieléctrica efectiva es aproximadamente la del aire, por ello se toma $\epsilon_{eff} = 1,1$.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{0,8265 \times 10^9} = 0,363m \quad (\text{E.1})$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon}} = \frac{0,363}{\sqrt{1,1}} = 0,346m \quad (\text{E.2})$$

$$L + H = \frac{\lambda_g}{4} = 86,5mm \quad (\text{E.3})$$

Se obtiene una longitud de *strip* de 86.5 mm. Debido a la restricción del tamaño de la antena (140 x 70 mm máximo) el *strip* L no puede superar los 70 mm, por ello se comienza asignando L=66.5 mm, teniendo así un ligero margen y H=20 mm. En cuanto al ancho del *strip* se toma W=3 mm (figura E.1).

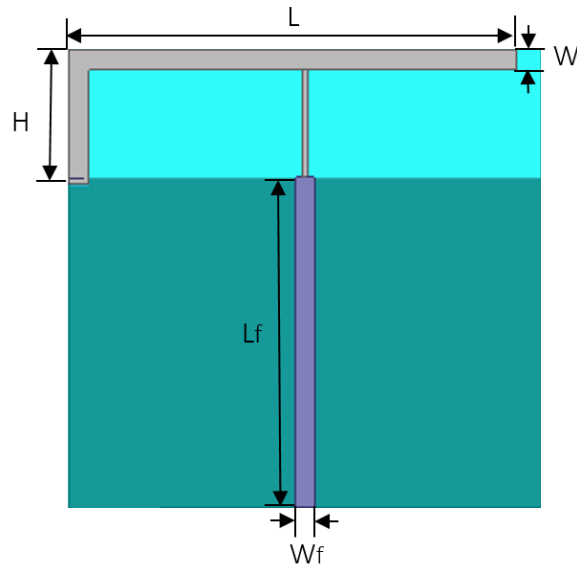


Figura E.1: *Diseño 1 IFA Simple.*

Las dimensiones de la alimentación se han elegido de forma que la línea de transmisión tenga una impedancia característica de 50Ω a la frecuencia de resonancia (cálculos realizados con *Microwave Office*), lo cual facilita la adaptación de la antena; se obtiene un largo (L_f) y ancho (W_f) de 49 mm y 2.8 mm respectivamente. En una primera aproximación se procede a situar la alimentación de la antena en el centro de la placa. La línea que une la alimentación con la IFA se ha tomado de grosor 0.8 mm [8].

Se dibuja este diseño con *HFSS* y se simula el comportamiento del parámetro S_{11} de la antena.

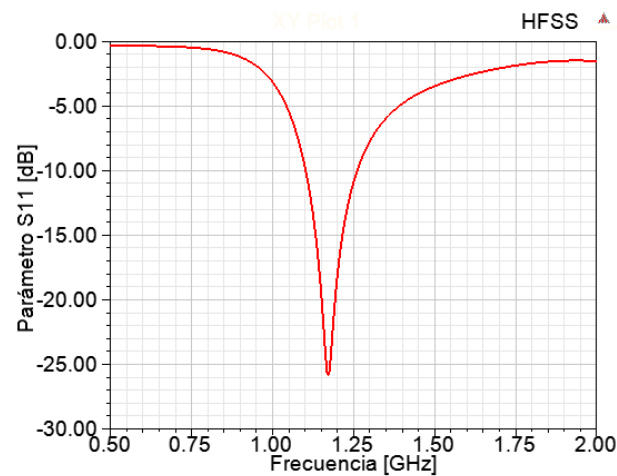


Figura E.2: *Diseño 1 IFA Simple, parámetro S_{11} .*

En la figura E.2 se puede ver que la frecuencia de resonancia es unos 300 MHz mayor que la deseada (826.5 MHz). Para disminuir la frecuencia se debe alargar la antena, lo cual no es posible debido a la restricción de tamaño; tras realizar varias pruebas se procede a buscar otros métodos.

Al situar la línea de alimentación más cerca del *strip* cortocircuitado se observa una reducción en el tamaño de la antena, pero a costa del empeoramiento del ancho de banda y del parámetro S_{11} . Primero se desplaza la línea de alimentación 25 mm hacia la izquierda (figuras E.3 y E.4).

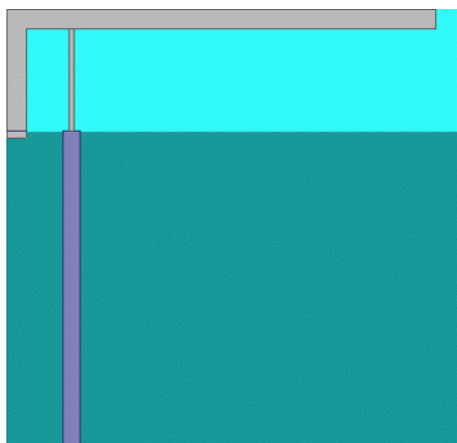


Figura E.3: *Diseño 2 IFA Simple.*

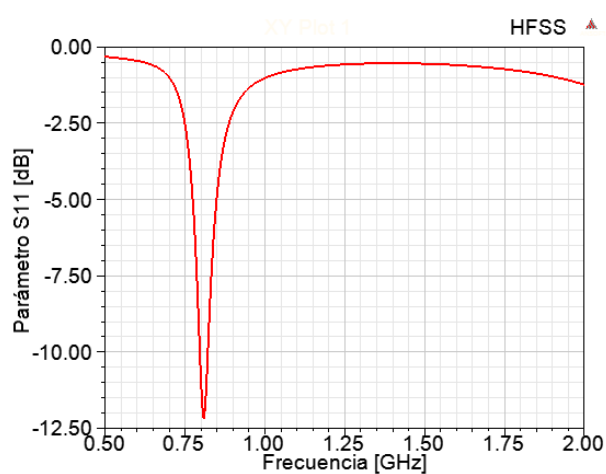


Figura E.4: *Diseño 2 IFA Simple, parámetro S_{11} .*

Se realizan varias pruebas más pero, al reducir la frecuencia de resonancia de este modo, aumentan mucho las pérdidas de retorno. También se experimenta subiendo la antena respecto a la tierra 5 mm, consiguiendo mejorar las pérdidas de retorno pero empeorando el ancho de banda.

La solución sería alargar la antena físicamente para poder separar la alimentación del cortocircuito y bajar la antena manteniendo la frecuencia de resonancia pero no el empeoramiento en las pérdidas de retorno y el ancho de banda. El problema es que el ancho de la antena es limitado.

E.1. Carga capacitiva

Para poder acortar la antena sin tener que hacerlo de forma física, se propone añadir una carga capacitiva al extremo no cortocircuitado del *strip* en forma de 'F' [9] (figura E.5).

Una carga de este tipo baja la frecuencia de resonancia pero empeora la adaptación (se incrementan las pérdidas de retorno), como se puede ver en la figura E.6.

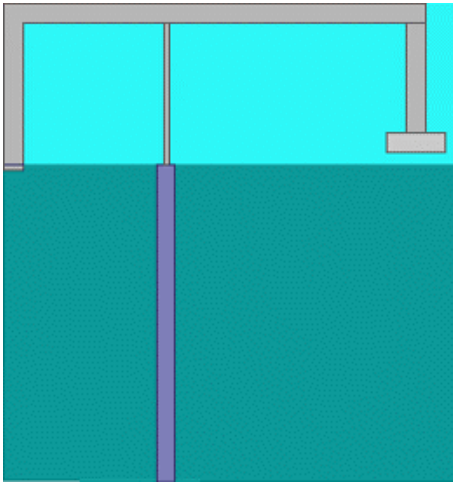


Figura E.5: *Diseño 3 IFA Simple.*

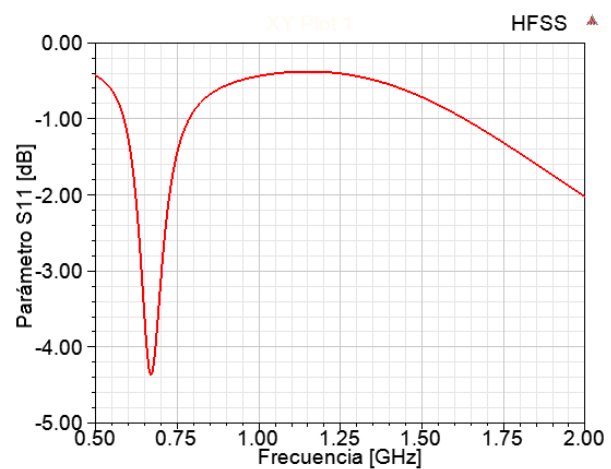


Figura E.6: *Diseño 3 IFA Simple, parámetro S_{11} .*

La longitud del brazo y el plato del capacitor son 17 mm y 9 mm respectivamente.

Tras numerosas pruebas variando el ancho del plato capacitor y la longitud del brazo, observamos el siguiente comportamiento:

- Plato más ancho: menor f_s , peor VSWR (peor adaptación) y menor BW.
- Brazo más largo: mayor reactancia.

El mejor resultado se obtiene con un brazo de 10 mm de longitud y un plato de 9 mm, ambos con un ancho de 3 mm, igual que la IFA (figuras E.7 y E.8).

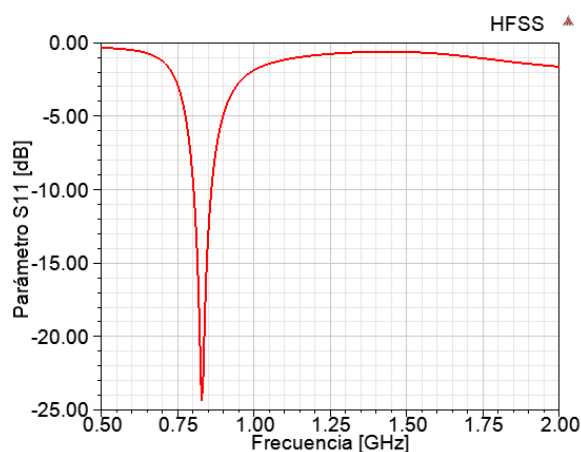


Figura E.7: *Diseño 4 IFA Simple, parámetro S_{11} .*

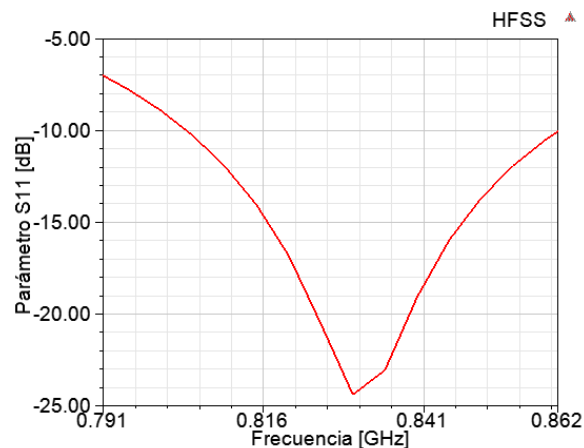


Figura E.8: *Diseño 4 IFA Simple, parámetro S_{11} en la banda de interés.*

En la figura E.8 se observa que el parámetro S_{11} es inferior a -6 dB en toda la banda de interés. Sin embargo, aunque de este modo se cumplirían las especificaciones, un buen diseño debería contar con un parámetro S_{11} inferior a -10 dB en toda la banda. Además, se busca que esta restricción se cumpla en un rango frecuencial más amplio que el de interés pues en el proceso de fabricación suele moverse la frecuencia de resonancia. Debido a esto se desecha el uso del capacitor, ya que se pretende lograr un ancho de banda mayor y a -10 dB.

E.2. Efecto de la tierra

En algunos artículos [10, 11] se encuentra que la longitud del plano de tierra para un ancho de banda óptimo es igual a $0,45\lambda$ (en nuestro caso 155.7 mm). Si se aumenta la longitud de la tierra se podrá mejorar el ancho de banda y además reducir la frecuencia de resonancia.

Si se aprovecha todo el espacio posible, teniendo en cuenta que posteriormente se deberá duplicar la IFA (antena *Simple MIMO*), se consigue una tierra de longitud 85 mm.

Cambiando la longitud del *strip* L , al máximo permitido, 70 mm (H lo mantenemos en 20 mm), asignando el mismo ancho a toda la línea de alimentación y acercándola al extremo cortocircuitado a una distancia de 7.5 mm se obtienen los siguientes resultados.

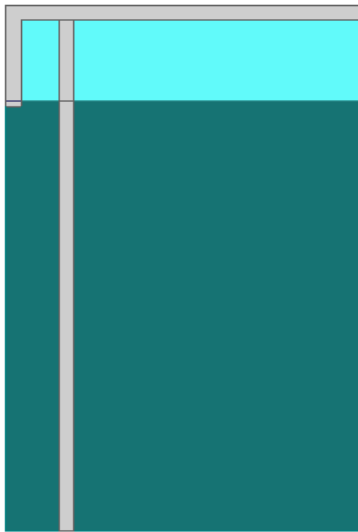


Figura E.9: *Diseño 5 IFA Simple.*

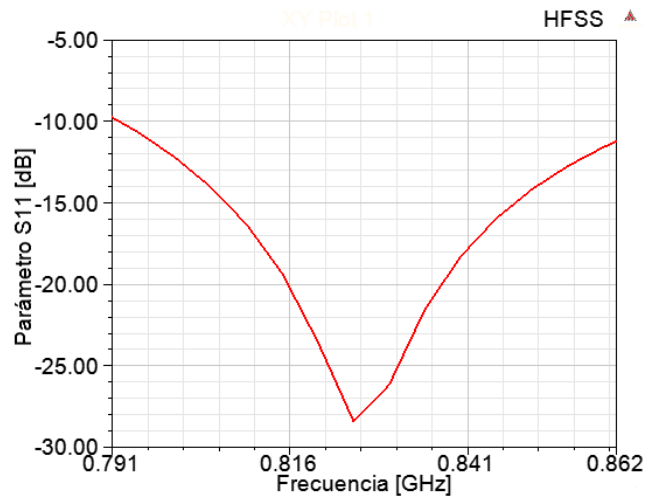


Figura E.10: *Diseño 5 IFA Simple, parámetro S_{11} en la banda de interés.*

En la figura E.10 se puede ver que el parámetro S_{11} es inferior a -10 dB prácticamente en toda la banda y -30 dB aproximadamente a la frecuencia de resonancia, lo cual es un buen resultado.

Sin embargo, en la figura E.11 el S_{11} empeora muy rápidamente al salirnos de la banda de interés, lo cual si se tiene en cuenta el posible desplazamiento frecuencial en el proceso de fabricación, es bastante negativo.

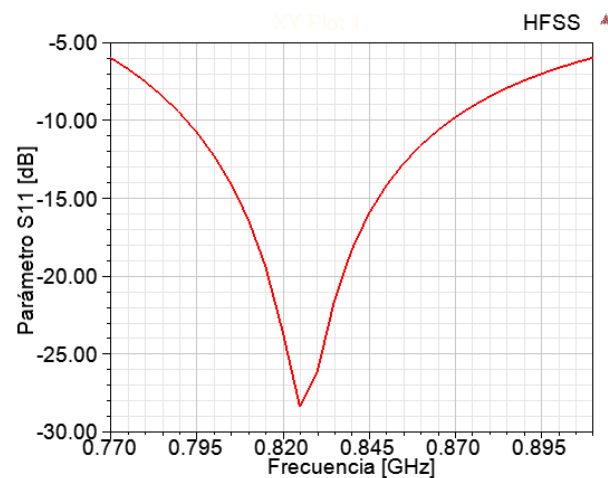


Figura E.11: *Diseño 5 IFA Simple, parámetro S_{11} .*

E.3. Elementos parásitos

A continuación se va a intentar aumentar el ancho de banda de la antena de la sección anterior con el objetivo de tener un margen pues, en el proceso de fabricación es muy probable que se desplace la frecuencia de resonancia unas decenas de MHz.

Si se añade un elemento parásito a la antena se logra aumentar el ancho de banda, pero a costa de empeorar el parámetro S_{11} .

Situando un parásito de longitud 70 mm sobre la antena además de mejorar el ancho de banda y empeorar el S_{11} se logra disminuir la frecuencia de resonancia. Con esto se puede, en lugar de disminuir la longitud de la antena, mover el alimentador hacia la derecha y así aumentar aún más el ancho de banda y principalmente mejorar el S_{11} compensando el efecto sobre éste del parásito.

Finalmente, realizando varias pruebas, con la configuración de la antena de la figura E.12 se obtienen los resultados siguientes:

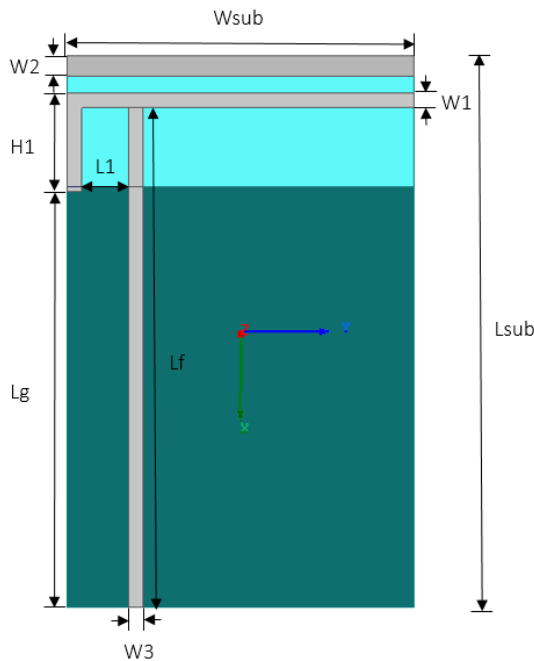


Tabla E.1: Dimensiones IFA Simple final (en milímetros).

L_{sub}	L_g	L_f
111.5	85	101
$L1$	$H1$	W_{sub}
9.5	20	70
$W1$	$W2$	$W3$
3	4	2.8

Figura E.12: IFA Simple final.

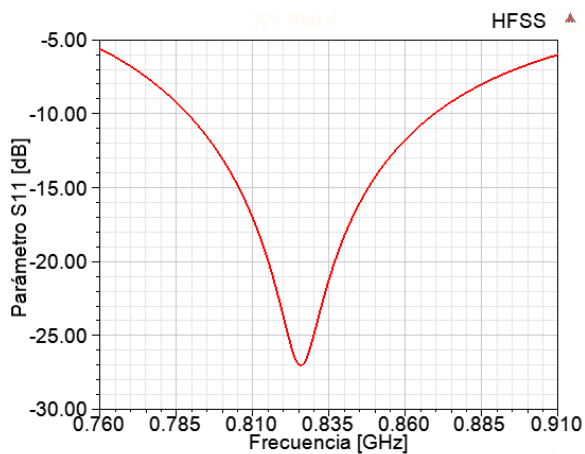


Figura E.13: *Diseño IFA Simple final, parámetro S_{11} .*

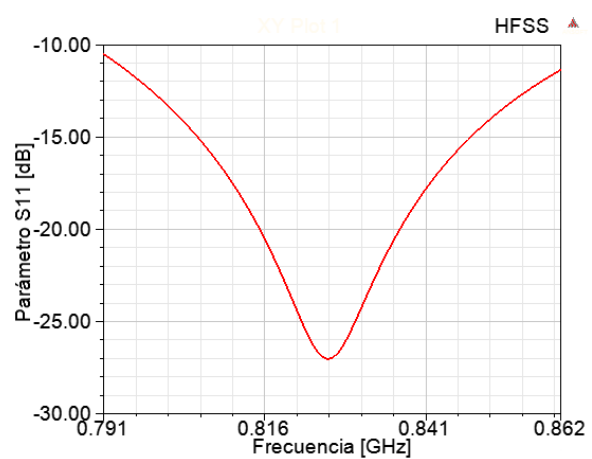


Figura E.14: *Diseño IFA Simple final, parámetro S_{11} en la banda de interés.*

En la figura E.14 se puede ver que se ha logrado aumentar un poco el ancho de banda respecto al caso anterior.

En toda la banda de interés el parámetro S_{11} es inferior a -10 dB, lo que se corresponde con un buen diseño. Además en la figura E.13 se observa que el ancho de banda a -6 dB se cumple aproximadamente hasta 30 MHz a la izquierda (10 MHz más que sin parásito) y 50 MHz a la derecha de los límites de la banda de interés, con lo que si se desplazara la frecuencia de resonancia se podría conseguir que aún así no se superaran los -6 dB en la banda de interés y cumplir las especificaciones.

DISEÑO ANTENA *SIMPLE* MIMO

Se va a diseñar una antena MIMO para la banda 20 de LTE a partir de la antena tipo IFA diseñada para esa misma banda (Anexo E). Esto se logra duplicando la IFA *Simple* en la misma placa, de modo que la antena resultante posea simetría impar respecto al eje Y [12] (figura F.1).

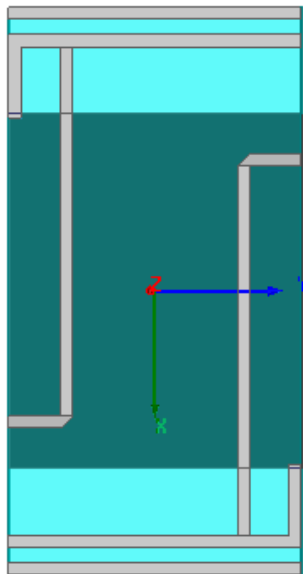


Figura F.1: Diseño 1 IFA Simple MIMO.

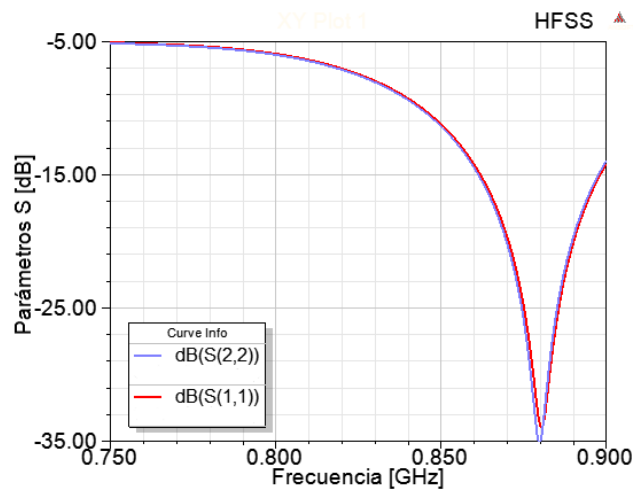


Figura F.2: Diseño 1 IFA Simple MIMO, parámetros S en la banda de interés.

En la figura F.2 se observa que la frecuencia de resonancia aumenta unos 50 MHz respecto a la deseada (825 MHz aprox.), pues las dos IFAs se acoplan. Para disminuirla se procede a acercar el alimentador al extremo cortocircuitado aunque así empeora también el ancho de banda de la antena, que no será tan bueno como en la antena *Simple*.

Finalmente para resintonizar la antena se ha movido el alimentador 3.5 mm a la izquierda.

En la tabla F.1 se pueden ver las dimensiones finales.

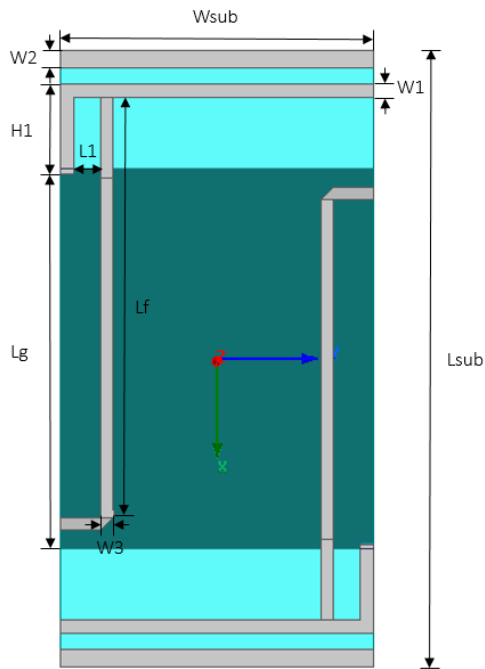


Tabla F.1: Dimensiones IFA Simple MIMO final (en milímetros).

L_{sub}	L_g	L_f
138	85	94
L_1	H_1	W_{sub}
6	20	70
W_1	W_2	W_3
3	4	2.8

Figura F.3: IFA Simple MIMO final.

En la figura F.4 se observa que los parámetros S_{11} y S_{22} prácticamente no superan los -10 dB en la banda de interés.

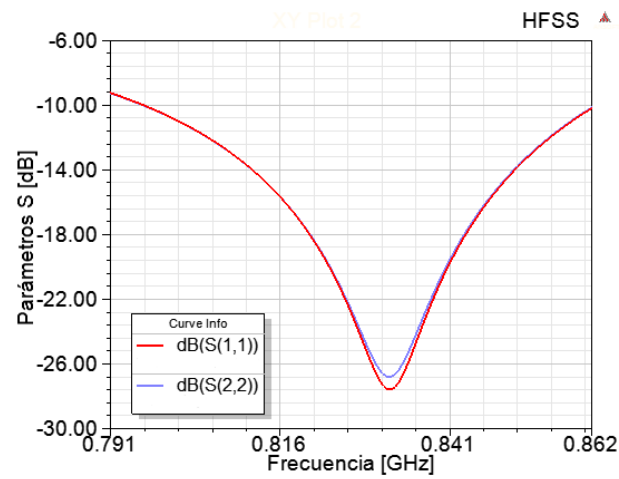


Figura F.4: Diseño IFA Simple MIMO final, parámetros S en la banda de interés.

DISEÑO ANTENA *DUAL*

La antena dual para la banda 1 (1920-2170 MHz) y la banda 20 (791-862 MHz) se ha diseñado partiendo de la antena *Simple* para la banda 20 (Anexo E).

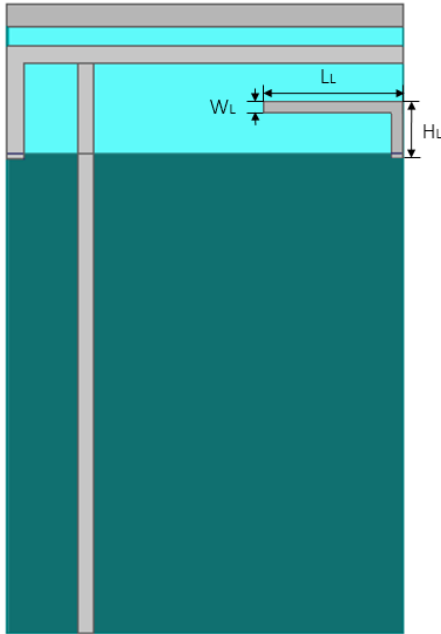
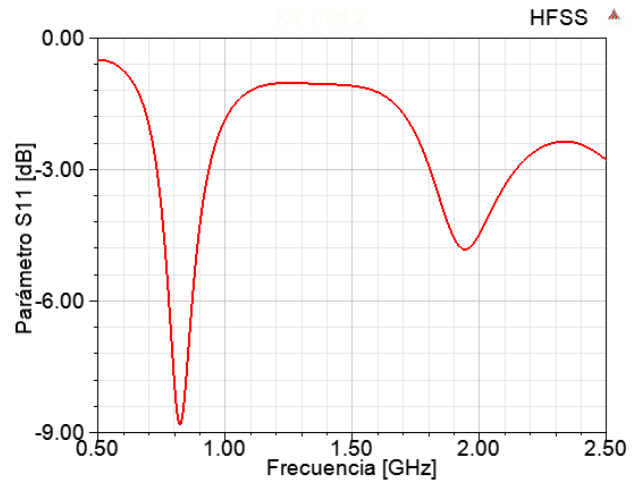
Primero se añade a la IFA *Simple* un strip en forma de 'L' también cortocircuitado que resuene a la frecuencia central de la banda 1 (2045 MHz); se toma su longitud igual a $\lambda_g/4$ [4], con λ_g la longitud de onda en el strip en forma de 'F'. En este *strip* la constante dieléctrica efectiva es aproximadamente la del aire, se toma $\epsilon_{eff} = 1,1$.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{2,045 \times 10^9} = 0,1467m \quad (G.1)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon}} = \frac{0,1467}{\sqrt{1,1}} = 0,140m \quad (G.2)$$

$$L2 + H2 = \frac{\lambda_g}{4} = 35mm \quad (G.3)$$

A continuación se sitúa un *strip* parásito en forma de 'L' con $L_L = 25mm$, $H_L = 10mm$ y $W_L = 2mm$, en el lado opuesto al del *strip* en forma de 'F' (figura G.1).

Figura G.1: *Diseño 1 IFA Dual.*Figura G.2: *Diseño 1 IFA Dual, parámetro S_{11} .*

En la figura H.2 se observa que aunque la frecuencia de resonancia de la banda 20 apenas se ha desplazado al añadir el nuevo *strip*, el parámetro S_{11} ha empeorado mucho. Para la banda 1 los resultados que se obtienen son aún peores.

Tras probar modificando L_L , H_L y W_L , las dimensiones de la IFA inicial o la separación entre los dos *strips* no se logran obtener resultados satisfactorios.

Finalmente, en base a un artículo [13], optamos por otra configuración; se procede a añadir el nuevo *strip* no enfrentado al *strip* principal, sino entre éste y la tierra. Se varía su longitud y su posición respecto al *strip* en forma de 'F' hasta lograr unos buenos resultados (figura G.3), lo cual es complicado pues existe mucho acoplo entre los dos elementos. Con $L_L = 35,8mm$, $H_{1L} = 7mm$ y $H_{2L} = 10mm$ y $W_L = 2mm$ se obtienen los siguientes resultados:

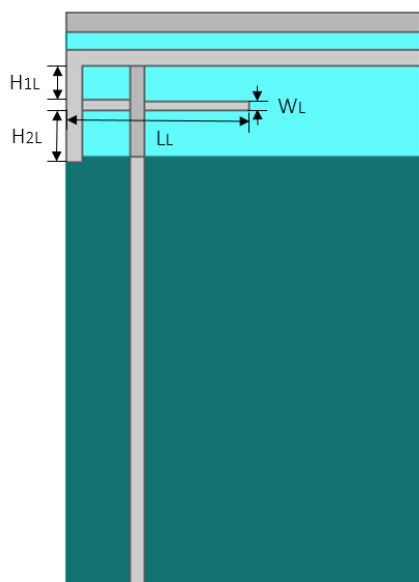


Figura G.3: *Diseño 2 IFA Dual.*

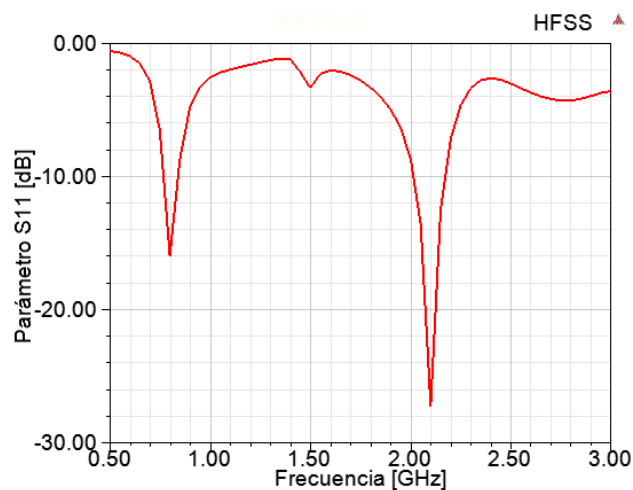


Figura G.4: *Diseño 2 IFA Dual, parámetro S_{11} .*

En la figura G.4 se puede observar que aunque se ha conseguido centrar las curvas en las frecuencias objetivo sin demasiadas pérdidas de retorno, el ancho de banda a -10 dB no se cumple en las bandas de interés y a -6 dB tampoco se cumpliría completamente.

Para aumentar el ancho de banda se añade al segundo *strip* un elemento parásito, como se hizo para la antena *Simple*. Este parásito también va a influir en el resto de componentes de la antena, con lo que se deberá resintonizar modificando ligeramente las dimensiones de todos sus elementos, además de buscar el ancho y la separación óptima del parásito.

En la figura G.5 y en la tabla G.1 se puede ver la configuración y las dimensiones finales de la antena.

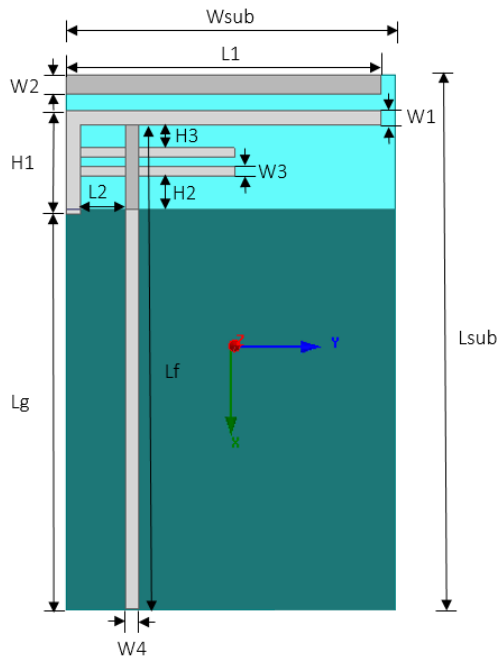


Tabla G.1: Dimensiones IFA Dual final (en milímetros).

L_{sub}	L_g	L_f
113.5	85	103
$L1$	$L2$	$H1$
67	9.5	22
$H2$	$H3$	W_{sub}
7	5	70
$W1$	$W2$	$W3$
3	4	2
$W4$		
2.8		

Figura G.5: IFA Dual final.

Por último en la figura G.6 se observa la mejora en cuanto a ancho de banda sobre todo en la banda 1 respecto al diseño anterior:

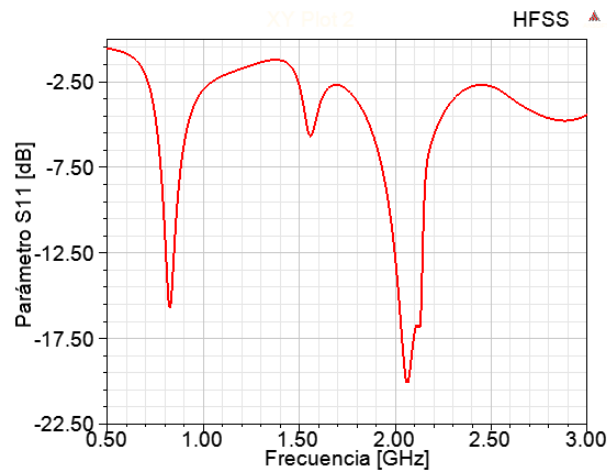


Figura G.6: Diseño IFA Dual final, parámetro S_{11} .

DISEÑO ANTENA *DUAL MIMO*

El diseño de la antena MIMO dual para las banda 1 y 20 de LTE se ha realizado a partir de la IFA *Dual* (Anexo G). Así, se ha duplicado sobre la misma placa la IFA *Dual*, de modo que la antena resultante posea simetría impar respecto al eje Y [12] (figura H.1).

Aunque las dos IFAs se encuentran bastante alejadas existe un pequeño acoplo. Debido a esto, se han de modificar ligeramente las dimensiones de la IFA *Dual* base para poder resintonizar la antena (obtener las frecuencias de resonancia objetivo).

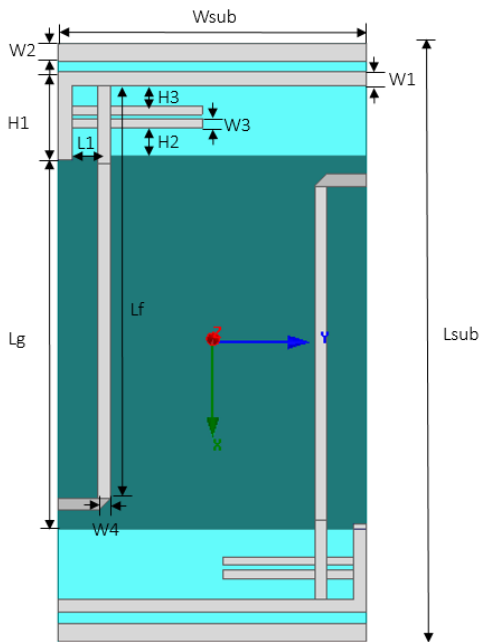


Tabla H.1: Dimensiones IFA *Dual MIMO* final (en milímetros).

L_{sub}	L_g	L_f
136	85	94
L_1	H_1	H_2
6	20	6.3
H_3	W_{sub}	W_1
4.7	70	3
W_2	W_3	W_4
4	2	2.8

Figura H.1: IFA *Dual MIMO* final.

Se prueban combinaciones de pequeñas modificaciones en las dimensiones de la IFA hasta lograr los mejores resultados posibles (tabla H.1), pues debido al acoplo y a que la antenna base también se compone de varias partes, cada modificación de una parte de la antenna provoca un efecto inesperado y afecta a otras partes de ésta. Se obtienen así los siguientes resultados:

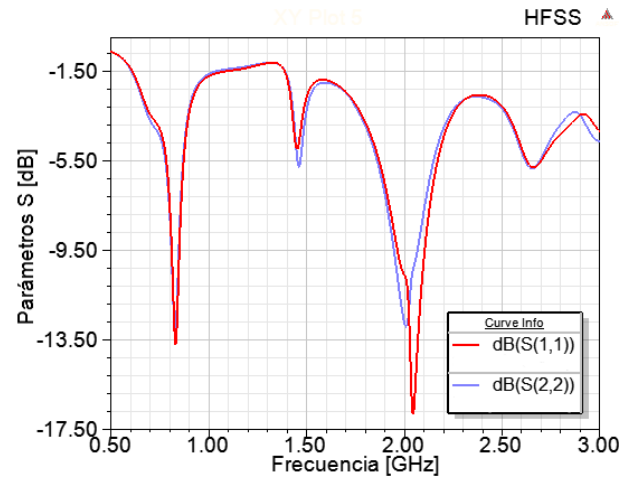


Figura H.2: *Diseño IFA Dual MIMO final, parámetros S en la banda de interés.*

ALGORITMO GENÉTICO

Los optimizadores electromagnéticos por algoritmo genético (GA) [14] son robustos métodos de búsqueda estocástica modelados según los principios y conceptos de la selección natural y la evolución. Como optimizador, el GA es eficaz en la resolución de problemas complejos, combinatorios y afines y particularmente efectivo cuando el objetivo es encontrar un máximo global aproximado en una alta dimensión, dominio de una función multi-modal de una manera casi óptima. Los GAs difieren de las técnicas más convencionales en lo siguiente:

- Operan en un grupo (*population*) de soluciones de prueba en paralelo.
- Normalmente operan en una codificación de los parámetros de la función (un *chromosome*) en lugar de en los propios parámetros.
- Utilizan operadores simples y estocásticos (*selection*, *crossover* y *mutation*) para explorar el dominio de soluciones en busca de una solución óptima.

De acuerdo con la analogía de la selección natural, las *poblaciones* (*populations*) sucesivas de soluciones de prueba se denominan *generaciones* (*generations*). Las *generaciones* siguientes se componen de los *niños* (*children*), producidos a través de la reproducción selectiva de pares de *padres* (*parents*) tomadas de la *generación* actual.

A continuación se presenta una lista de algunos de los términos GA comúnmente relacionados con el problema de optimización.

- *Population*: conjunto de soluciones de prueba.

- *Parent*: miembro de la *generación* actual.
- *Child*: miembro de la siguiente *generación*.
- *Chromosome*: forma codificada de un vector solución de prueba (cadena) que consiste en *genes* hechos de *alelos*¹.
- *Fitness*: número positivo asignado a un individuo que representa una medida de la 'bondad'.

En general un optimizador GA debe ser capaz de desempeñar seis tareas básicas:

- Codificar los parámetros de la solución como *genes*.
- Crear una cadena de los *genes* para formar un *cromosoma*.
- Inicializar una *población* inicial.
- Evaluar y asignar valores de *fitness* a los individuos en la *población*.
- Realizar la reproducción a través de la selección de *fitness* ponderada de los individuos de la *población*.
- Llevar a cabo la recombinación y mutación para producir miembros de la próxima *generación*.

I.1. Cromosomas y codificación de parámetros

Los algoritmos genéticos operan en una codificación de los parámetros, en lugar de los propios parámetros. La codificación es un mapeo del espacio de parámetro al espacio *cromosoma* que transforma el conjunto de parámetros, que por lo general consiste en los números reales, a una cadena de longitud finita. Los parámetros codificados, representados por *genes* en el *cromosoma*, permiten que el algoritmo genético proceda de una manera independiente de los propios parámetros y, por lo tanto, independiente del espacio de soluciones. Típicamente, se usa una codificación binaria, pero cualquier codificación de binario a continua representando los parámetros con números en coma flotante puede ser utilizada.

¹Alelo: una de dos o más formas alternativas de un gen que surgen por mutación y se encuentran en el mismo lugar en un cromosoma.

El algoritmo genético actúa en el *cromosoma* causando una evolución hacia una solución óptima. Los valores de *fitness* proporcionan una medida de la 'bondad' de un determinado *cromosoma* y, por asociación directa, la 'bondad' de un individuo dentro de la *población*. La evaluación del *fitness* implica la decodificación del *cromosoma* para producir los parámetros que están asociados con el individuo, seguido de la evaluación de la función de *fitness* para los parámetros decodificados.

I.2. Estrategias de selección

El proceso de *selección* (*selection*) introduce la influencia de la función de *fitness* en el proceso de optimización del algoritmo genético. La selección debe utilizar la capacidad de un individuo dado, ya que el valor de *fitness* es la medida de la 'bondad' de un individuo. Sin embargo, la *selección* no puede basarse únicamente en la elección del mejor individuo, porque este puede no estar muy cerca de la solución óptima. En su lugar, se debe preservar alguna posibilidad de que se seleccionen los individuos relativamente no aptos para asegurar que los *genes* transportados por estos individuos no se 'pierdan' prematuramente de la *población*. En general, la *selección* implica un mecanismo que relaciona el valor de *fitness* de un individuo con el valor de *fitness* medio de la *población*.

Varias estrategias de *selección* se han desarrollado y utilizado para la optimización del algoritmo genético, que generalmente se clasifican como estocásticas o deterministas. Habitualmente, la *selección* resulta en la elección de los *padres* por haber participado en el proceso de reproducción. Las estrategias de *selección* más importantes y ampliamente utilizadas se discuten a continuación.

I.2.1. *Population decimation*

La estrategia determinista más simple es el *diezmado de la población*, en la que los individuos se clasifican de mayor a menor de acuerdo a sus valores de *fitness*. Se elige de forma arbitraria un valor mínimo de *fitness* como punto de corte, y cualquier individuo con un valor más bajo es eliminado de la *población*. Los individuos restantes son los que se utilizan para generar una nueva *población* a través de emparejamiento aleatorio. El emparejamiento y la aplicación de los operadores de GA se repiten hasta que se llena la nueva *generación*.

La ventaja de esta estrategia es su simplicidad y su desventaja es que una vez que un individuo

ha sido eliminado de la *población*, cualquier característica única de la *población* poseída por ese individuo se pierde. La importancia de esta pérdida se debe a que desafortunadamente los buenos rasgos pueden no estar directamente asociados con el mejor valor de *fitness* en las primeras etapas de evolución hacia una solución óptima.

Cuando una característica se elimina de la *población* por *diezmado de la población* la única forma de que esta sea reintroducida es por *mutación (mutation)*. La *mutación* se usa en los GAs como un medio para explorar porciones del dominio de soluciones. En términos genéticos es una forma de añadir nuevo material genético o características, pero es un mecanismo muy pobre para añadir material genético específico. Lo mejor es mantener buenos *genes* o partes de *genes* buenos siempre que sea posible.

Debido a los graves efectos negativos de esta prematura pérdida de posibles características beneficiosas se desarrollan las técnicas estocásticas de *selección*.

I.2.2. *Proportionate selection*

Se trata de la estrategia más popular de *selección* estocástica. En la *selección proporcionada* los individuos se seleccionan en base a una probabilidad de *selección* dada en la ecuación I.1, donde $f(\text{parent}_i)$ es el valor de *fitness* del *padre* i -ésimo.

$$P_{\text{selection}} = \frac{f(\text{parent}_i)}{\sum_i f(\text{parent}_i)} \quad (\text{I.1})$$

La probabilidad de seleccionar un individuo de la *población* es puramente una función del *fitness* relativo de este. Los individuos con un valor de *fitness* alto participarán en la creación de la siguiente *generación* más a menudo que los individuos menos aptos.

La diferencia entre el *diezmado de la población* y la *selección proporcionada* es que en la *selección proporcionada* hay una probabilidad finita de que los individuos altamente no aptos participen en al menos algunos de los apareamientos, de tal modo que preserven su información genética.

I.2.3. *Tournament selection*

Se trata de otra estrategia popular de *selección*, quizás entre las más efectivas para la mayoría de aplicaciones.

En la *selección de torneo* se elige una *subpoblación* de N individuos al azar pertenecientes a la *población*. Los individuos de esta *subpoblación* compiten sobre la base de su valor de *fitness*. El individuo en la *subpoblación* con mayor *fitness* gana el 'torneo', y se convierte en el individuo seleccionado. Todos los miembros de la *subpoblación* se colocan entonces de nuevo en la *población* general, y el proceso se repite. La forma más comúnmente utilizada de la *selección de torneo* es la *selección por torneo binario*, en el que N es igual a dos.

Tanto la *selección de torneo* como la *selección proporcionada* utilizan *selección* con reemplazo, por lo que los individuos pueden participar en múltiples apareamientos, y por lo general suelen hacerlo. La *selección de torneo* proporciona una convergencia hacia una solución ligeramente mejor en las etapas iniciales del proceso de optimización que la *selección proporcionada*; además su tiempo de ejecución es algo más rápido.

I.3. Función de *fitness*

La función de *fitness* o función de coste se usa para asignar un valor de *fitness* a cada uno de los individuos en la *población* del GA. La función de *fitness* es la **única conexión** entre el problema físico a optimizar y el algoritmo genético. Las únicas restricciones impuestas por el algoritmo genético en la forma y contenido de la función de *fitness* son las siguientes:

- El valor de *fitness* devuelto por la función de *fitness* es de alguna manera proporcional a la bondad de una solución de prueba dada.
- El valor de *fitness* ha de ser positivo.

En este proyecto se ha usado un tipo de *selección* estocástica uniforme similar a las vistas en la sección I.2. Además se ha eliminado el operador de *mutación* del algoritmo pues el resultado final tendía a estar fuera del rango de valores especificado.

DESCRIPCIÓN DEL SIMULADOR MICROWAVE OFFICE v13

En este anexo, se muestra una visión del simulador *Microwave Office* 13.0 obteniendo los datos a través del fabricante y de la experiencia de uso [15]. 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 con 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.

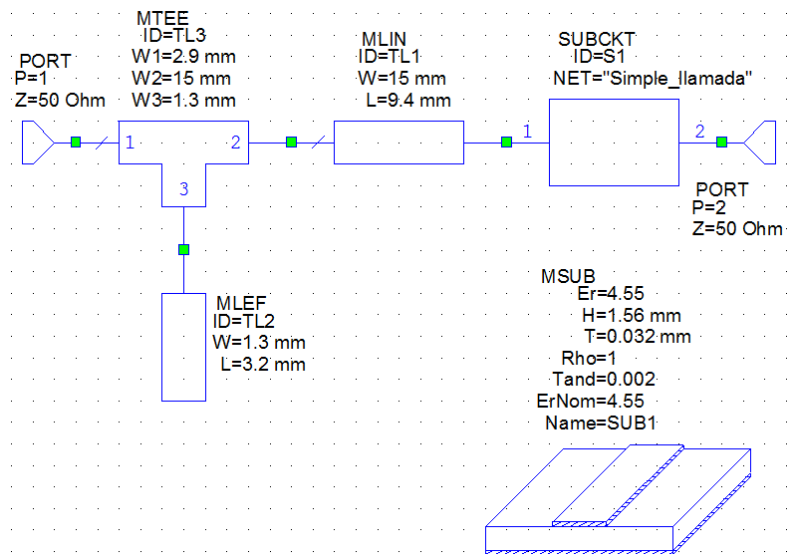


Figura J.1: Ejemplo de circuito esquemático en Microwave Office.

Una vez simulado el circuito podemos representar los resultados en coordenadas cartesianas, polares, en carta de Smith, etc.

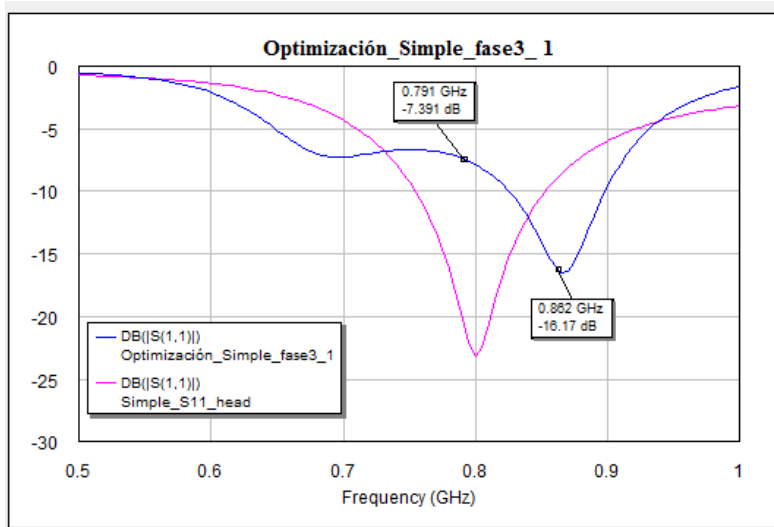


Figura J.2: Gráfico en coordenadas cartesianas en Microwave Office.

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.

SUSTRATO FR4

El material FR4 se compone de varias hojas de Prepeg, formado por capas tejidas de fibra de vidrio pre-impregnadas con resina epoxi. El material de tamaño estándar (1.6 mm) consta de 8 capas de Prepeg y una de cobre de 35 μm . Las capas de Prepeg y el laminado de cobre se prensan bajo presión y temperatura controladas para conformar el material final. A continuación se adjunta la hoja de características del sustrato empleado:

Technical data Standard		Original Bungard presensitized base material FR4 with UV blocker IPC 4101A			
Property		Test method	Specification	Units	Typical Value
		IPC-TM-650 or as noted			
Glass Transition Temperature (Tg) by DSC, spec. Minimum		2.4.25	110-150	°C	150
Decomposition Temperature (Td)		ASTM D3850	-	°C	320
CTE, Z-Axis	pre TG	2.4.24	AABUS	ppm/°C	15
CTE, Z-Axis	post TG	2.4.24	-	ppm/°C	250
CTE, X-, Y-Axis	pre TG	2.4.24	AABUS	ppm/°C	15
CTE, X-, Y-Axis	post TG	2.4.24	-	ppm/°C	17
Thermal Conductivity		ASTM D5930	-	W/mK	0.36
Thermal Stress 10s @ 288°C spec minimum	unetched/ etched	2.4.13.1 2.4.13.1	Pass visual Pass visual	Rating Rating	Pass Pass
Permittivity, spec maximum	A. @ 1 MHz B. @ 100 MHz C. @ 1 GHz	2.5.5.3 2.5.5.9 2.5.5.5	5.4 - -	- - -	4.8 4.6 4.5
Loss tangent, spec maximum	A. @ 1 MHz B. @ 100 MHz C. @ 1 GHz	2.5.5.3 2.5.5.9 2.5.5.5	0.035 - -	- - -	0.015 0.015 0.015
Volume Resistivity spec minimum	After moisture resistance At elevated temperature	2.5.17.1 2.5.17.1	10 ⁶ 10 ³	MOhm cm MOhm cm	4.0x10 ⁸ 7.0x10 ⁷
Surface Resistivity spec minimum	After moisture resistance At elevated temperature	2.5.17.1 2.5.17.1	10 ⁴ 10 ³	MOhm MOhm	3.0x10 ⁶ 6.0x10 ⁶
Dielectric Breakdown, spec minimum		2.5.6	40	kV	60
Arc Resistance, spec minimum		2.5.1	60	Seconds	105
Comparative Tracking Index	CTI / ASTM D3638	UL-746A	-	Volts	205 (CL=3)
Peel strenght spec. minimum	After thermal stress At 125 °C After process solutions	2.4.8 2.4.8 2.4.8	105 105 105	N/mm N/mm N/mm	145 145 145
Flexural strength, minimum	lengthwise crosswise	2.4.4 2.4.4	415 345	G. Pa G. Pa	442 435
Moisture absorption spec maximum		2.6.2.1	0.80	%	0.20
UL Approval		E 45456			
Flammability, spec minimum		UL-94	V-1	Rating	V-0
Thickness tolerance dielectric		Class II		mm	1.55 +/- 0.08
Thickness tolerance copper				μm	35 +/- 5
Deformation rel. to diagonal length			< 3	%	< 3

Figura K.1: *Parámetros del sustrato FR4 empleado.*

ANEXO L

CONECTOR SMA

Para la conectorización de los prototipos construidos se han empleado conectores SMA. Se llama SMA (SubMiniature version A) a un tipo de conector roscado para cable coaxial utilizado en microondas, útil hasta una frecuencia de 33 GHz, si bien suele dejar de utilizarse a partir de los 18 GHz.

Los conectores SMA son una alternativa relativamente económica a los conectores APC-3.5 (3.5 mm). Tienen una impedancia característica de 50Ω , llegando a una relación de onda estacionaria (VSWR) tan baja como 1.5.

El conector SMA utiliza un dieléctrico de politetrafluoretileno (PTFE). Aunque es habitual que lleven un acabado en oro para evitar la oxidación también es conveniente la inspección y limpieza.

A continuación se presentan las características de los conectores utilizados:

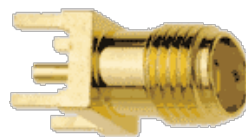


Figura L.1: *Fotografía del conector 1115.42.2510.001 de IMS.*

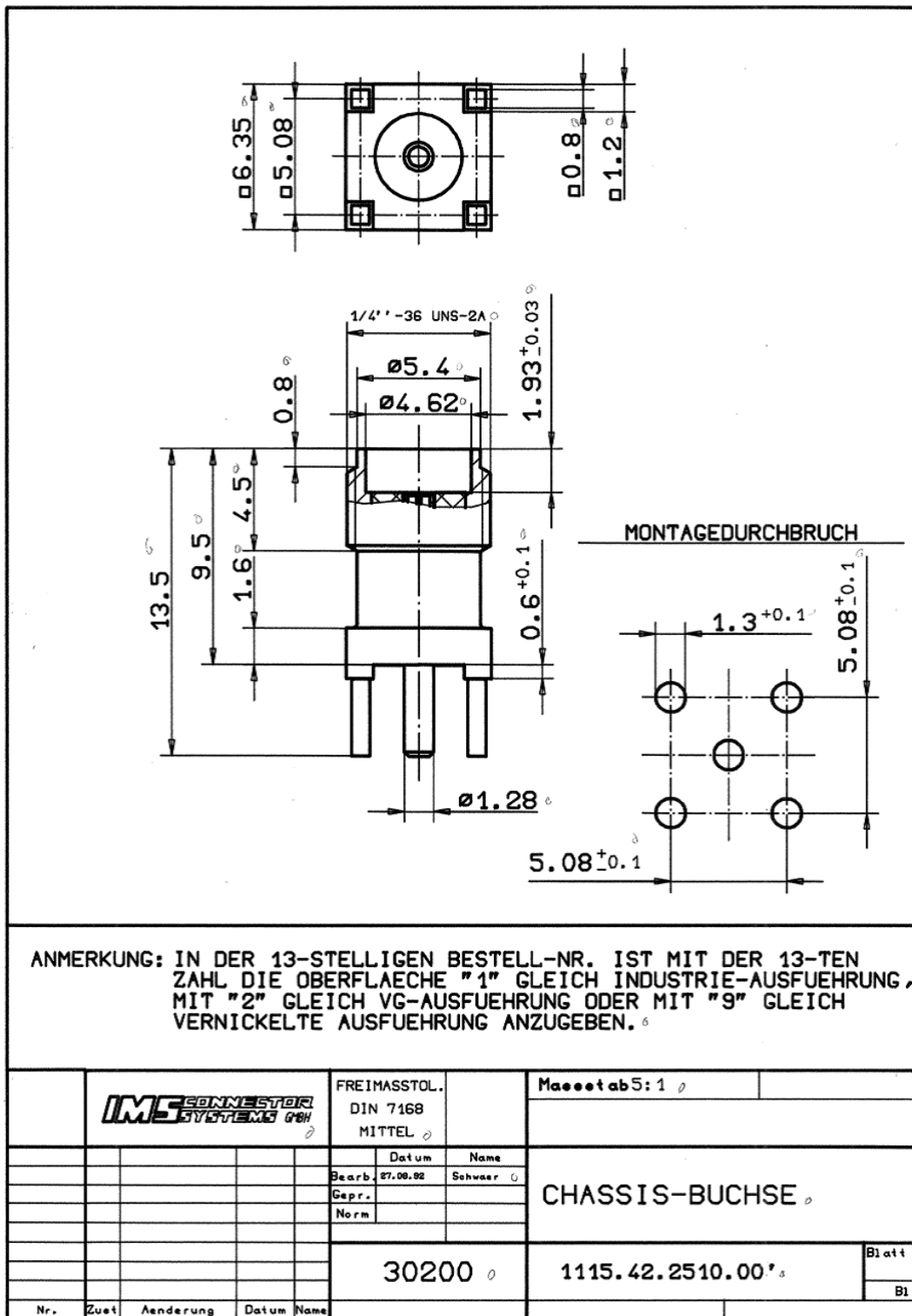


Figura L.2: Características técnicas del conector 1115.42.2510.001 de IMS.

Bibliografía Anexos

- [1] M. Ferrando and A. Valero., “Antenas Microstrip,” *Dep Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia*.
- [2] J. A. Ruiz and J. L. Masa, *Antenas y Circuitos de Alta Frecuencia Segunda parte, Tema III , Master en Ingeniería Informática y de Telecomunicación, 2º cuatrimestre, Dpto. de Ingeniería Informática Escuela Politécnica Superior Universidad Autónoma de Madrid*. p. 21, 2012.
- [3] G. Ramesh, B. Prakash, B. Inder, and I. Apisak, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, 2001.
- [4] J. A. Ruiz and J. L. Masa, *Antenas y Circuitos de Alta Frecuencia Segunda parte, Tema III , Master en Ingeniería Informática y de Telecomunicación, 2º cuatrimestre, Dpto. de Ingeniería Informática Escuela Politécnica Superior Universidad Autónoma de Madrid*. pp. 29-32, 2012.
- [5] H. J. Visser, *Antenna Theory and Applications*. Wiley, pp. 120-128, 2012.
- [6] HFSS. http://www.ansys.com/es_es/Productos/Flagship+Technology/ANSYS+HFSS, Online, accessed 25-July-2014.
- [7] J. de Mingo, *Propagación y medios de transmisión, Tema 3*. p. 22-42, 2012.
- [8] D. M. Elsheakh and E. A. Abdallah, “Compact Multiband Multifolded-Slot Antenna Loaded With Printed-IFA,” *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol. 11, pp. 1478–1481, 2012.

- [9] C. R. Rowell and R. D. Murch, "A capacitively loaded PIFA for compact mobile telephone handset," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 5, pp. 837–842, 1997.
- [10] N. L. Bohannon and J. T. Bernhard, "Ground plane effects on planar inverted-F antennas," *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE*, pp. 1–2, 2012.
- [11] M. C. Huynh and W. Stutzman, "Ground plane effects on planar inverted-F antenna (PIFA) performance," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, vol. 120, no. 4, pp. 209–213, 2003.
- [12] M. Pelosi, M. B. Knudsen, and G. F. Pedersen, "Multiple antenna systems with inherently decoupled radiators," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 503–515, 2012.
- [13] H. Nakano, Y. Sato, H. Mimaki, and J. Yamauchi, "An inverted fl antenna for dual-frequency operation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 8, pp. 2417–2421, 2005.
- [14] J. M. Johnson and V. Rahmat-Samii, "Smartphone User's Traffic Characteristics and Modelling," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 39, no. 4, pp. 7–21, 1997.
- [15] Microwave Office. <http://web.awrcorp.com/>, Online, accessed 25-July-2014.