

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE  
NUEVAS ANTENAS ULTRA WIDE  
BAND CON FILTROS DE RECHAZO  
DE BANDAS INTEGRADOS**

**Eva Morodo Lasa**

**Mayo 2014**



# **DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE NUEVAS ANTENAS ULTRA WIDE BAND CON FILTROS DE RECHAZO DE BANDAS INTEGRADOS**

**AUTOR: Eva Morodo Lasa**

**TUTOR: Bazil Taha Ahmed**



**Grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)  
Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones  
Escuela Politécnica Superior  
Universidad Autónoma de Madrid  
Mayo 2014**



# Resumen

En este Proyecto Fin de Carrera se diseñarán, construirán y medirán varios elementos UWB con diferentes características (tamaño, forma del parche, técnica de filtrado), así como antenas de diversidad de polarización formadas por dos elementos UWB.

El objetivo de estas antenas es trabajar en el sistema de comunicaciones inalámbricas Ultra Wideband, por lo que deben funcionar en la banda de trabajo comprendida entre 3.1 GHz y 10.6 GHz. Dado que las antenas cubren una banda tan extensa, se pueden producir interferencias con sistemas adyacentes, por lo que se integrarán estructuras de filtrado en la propia antena.

En primer lugar, se realizará un estudio de la tecnología UWB y se decidirá el material y el grosor del sustrato que se utilizará en la construcción, así como el tipo de conector.

Posteriormente, se diseñarán los diferentes elementos unitarios, tanto con filtros como sin ellos y se explicarán las características de cada uno de ellos.

Una vez diseñados los elementos unitarios, se formarán las antenas de diversidad de polarización compuestas por dos de dichos elementos.

A continuación, se llevará a cabo la construcción de algunas de las antenas diseñadas en el Laboratorio de Circuitos Impresos de la Escuela Politécnica Superior de la UAM y se medirán en la Cámara Anecoica situada también en la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

Finalmente, se realizará una comparación de los resultados obtenidos tras la medida y los obtenidos en simulación.

## Palabras clave

UWB, antena, microstrip, impedancia, parámetros S, adaptación, coeficiente de reflexión, diagrama de radiación, ancho de banda, parche, monopolo, filtro notch, constante dieléctrica, sustrato, acoplo, conector SMA.

# Abstract

This Project deals with the design, construction and measurement of UWB elements with different features (size, shape of the patch, filtering technique) and polarization diversity antennas consisting of two UWB elements.

The objective of these antennas is working in the Ultra Wideband system wireless communications, so that antennas must operate in the band between 3.1 GHz and 10.6 GHz. As these antennas cover a very wide band, it may cause interferences with adjacent systems, so filtering structures will be integrated into de antenna.

First, a study of UWB technology will be carried out and the material and thickness of the substrate to be used in construction and the kind of connector will be decided.

Then, the different unit elements will be designed with filters and without them.

Next, some of the designed antennas will be manufactured in the Laboratory of Printed Circuits at Superior Polytechnic School of the UAM and will be measured in the Anechoic Chamber also located on the Superior Polytechnic School of the UAM.

Finally, the results obtained from the measurements will be compared with the simulation results.

## Key words

UWB, antenna, microstrip, impedance, S-parameters, adaptation, reflection coefficient, radiation pattern, bandwidth, patch, monopole, notch filter, dielectric constant, substrate, coupling coefficient, SMA connector.

## *Agradecimientos*

Con una gran mezcla de sentimientos voy a intentar escribir la parte más difícil de esta memoria, la que pone punto y final a esta gran etapa de mi vida. Por un lado, siento alegría de que por fin se termina la carrera pero por otro lado, se acaba esta experiencia maravillosa llena de grandes momentos inolvidables.

En primer lugar, quiero agradecer a mi tutor Bazil Taha la posibilidad de realizar este PFC y formar parte del grupo RFCAS. Creo que nunca olvidaremos aquella tarde de febrero de 2013 en el césped, en la que de broma o no fue como comenzó todo. Gracias por estar a tiempo real para ver el resultado de todas las simulaciones y darme ánimos con frases como “chica luchadora”. Quiero agradecer a José Luis Masa su grandísima ayuda en toda esta etapa y su entusiasmo por hacer las cosas lo mejor posible; y al resto de profesores del RFCAS: a Juan Córcoles por las anécdotas en los cafés y a Jorge Ruiz. También, al resto de profesores que han pasado por mi etapa estudiantil aportándome tantas cosas en mi vida.

Agradecer a todos los miembros del RFCAS por hacer que mi estancia en el microclima del C-107 durante horas y horas haya sido tan agradable. En especial, dar las gracias a Pablo Sánchez, mi compañero de cafés, por estar siempre tan pendiente de mí y de mi trabajo, por la compañía en tantas horas de simulación, construcción y medidas y por estar siempre dispuesto a echarme una mano.

Los grandes momentos vividos en la Universidad se los debo a los “Toligos”: Helia, Richi, Jaime, Sandra, Berta, Rodri, María, Sara y Fátima. Ellos han sido mis compañeros de viaje en estos años tanto dentro como fuera de la facultad. Gracias por todo los momentos vividos en tantas horas infernales de prácticas en nuestra cueva preferida, por las grandes comidas en la asociación, las largas horas de estudio en la biblioteca y las celebraciones como aquel cumpleaños en mi casa o la fiesta de graduación.

También agradecer a Pili y a Raúl su constante apoyo y ayuda para que este día llegara, gracias por sacarme siempre una sonrisa con pequeños detalles.

Gracias a Pencho, por estar siempre disponible para resolver dudas a cualquier hora y en cualquier momento, por ser el organizador oficial de todos los grandes eventos que hemos vivido y por estar siempre ahí.

Por último y más importante, agradecer a mi numerosa familia todo su apoyo y su confianza en mí: a mis hermanos por alegrarme la vida con su sentido del humor, a mis sobrinos por acogerme y quererme como a una hermana, a mi segunda madre, a mis cuñados, especialmente a Juan por quererme como a una hija, a mis tíos y primos, por ayudarme tanto este último mes, y sobre todo, dar las gracias a mi madre por su constante ánimo para que siguiera adelante, su dedicación conmigo y por creer siempre en mí; y a mi hermana Angie, por ser mi amiga, confidente y la persona que alumbró mi camino, gracias por estar siempre a mi lado inculcándome tanto cariño y tantos valores. Sin vosotros, nada de esto hubiera sido posible.

Eva Morodo Lasa

Mayo 2014

## INDICE DE CONTENIDOS

INDICE DE FIGURAS .....	iv
INDICE DE TABLAS .....	viii
1 Introducción.....	1
1.1 Motivación .....	1
1.2 Objetivos.....	1
1.3 Organización de la memoria .....	2
2 Fundamentos teóricos de antenas .....	3
2.1 Introducción .....	3
2.1.1 Breve historia.....	3
2.1.2 Definición .....	3
2.2 Parámetros básicos.....	4
2.2.1 Impedancia de entrada .....	4
2.2.2 Parámetros S .....	5
2.2.3 Adaptación.....	7
2.2.4 Relación de onda estacionaria (SWR).....	8
2.2.5 Diagrama de radiación.....	9
2.2.6 Densidad de potencia radiada .....	11
2.2.7 Intensidad de radiación .....	13
2.2.8 Directividad y ganancia .....	13
2.2.9 Eficiencia .....	14
2.2.10 Polarización .....	14
2.2.11 Ancho de banda .....	15
2.3 Banda de frecuencias .....	16
2.4 Tipos de antenas.....	17
2.4.1 Antenas de elementos .....	17
2.4.2 Antenas de onda progresiva.....	18
2.4.3 Antenas de array .....	18
2.4.4 Antenas de apertura .....	19
2.5 Elementos radiantes .....	19
2.5.1 Parches.....	19
2.5.2 Ranuras .....	21
2.5.3 Monopolos en tecnología impresa.....	22
2.6 Arrays de antenas.....	24
2.6.1 Arrays lineales .....	25
2.6.2 Arrays planos .....	26
2.6.3 Arrays de exploración (Phased arrays).....	26
2.7 Teoría Microstrip .....	27
2.7.1 Concepto y características .....	27
2.7.2 Constante dieléctrica efectiva y longitud de onda.....	28
2.7.3 Alimentación Microstrip .....	29
2.8 Teoría Línea Coplanar (CPW).....	30
2.9 Herramientas de diseño y simulación .....	30
2.9.1 CST Microwave Studio .....	30

Diseño e implementación de nueva antenas Ultra Wide Band con filtros de rechazo de  
bandas integrados

2.9.2	Advanced Design System (ADS)	31
2.9.3	Ensemble 1D Array Synthesis	32
2.9.4	AutoCad	32
3	Tecnología UWB	33
3.1	Introducción e historia	33
3.2	Fundamentos de la tecnología	34
3.2.1	Definición	34
3.2.2	Asignación de banda	36
3.2.3	Esquemas de modulación	37
3.3	Regulación y estandarización	38
3.3.1	Máscara definida por la FCC	38
3.3.2	Regulación europea	39
3.4	Ventajas	39
3.5	Retos tecnológicos	41
3.6	Aplicaciones	41
3.7	Posibles sistemas UWB	42
3.8	Antenas UWB básicas	43
3.8.1	Monopolo circular alimentado mediante microstrip	43
3.8.2	Monopolo circular alimentado mediante CPW	45
3.8.3	Monopolo elíptico alimentado mediante microstrip	47
4	Criterios de diseño	49
4.1	Introducción	49
4.2	Ancho de banda y frecuencias de resonancia	49
4.3	Coexistencia de los distintos servicios	50
4.4	Filtros notch	51
4.5	Simulación con conector	53
4.6	Parámetros del sustrato utilizado	53
5	Diseño de elementos UWB con filtros notch	54
5.1	Introducción	54
5.2	Antena Círculos	54
5.2.1	Antena Círculos sin filtros	54
5.2.2	Antena Círculos con filtros	56
5.3	Antena Hexágono	61
5.3.1	Antena Hexágono sin filtros	61
5.3.2	Antena Hexágono con filtros	62
5.4	Antena Rectángulos	67
5.4.1	Antena Rectángulos sin filtros	67
5.4.2	Antena Rectángulos con filtros	69
5.5	Antena Triángulos	72
5.5.1	Antena Triángulos sin filtros	72
5.5.2	Antena Triángulos con filtros	74
6	Diseño de antenas UWB con diversidad de polarización	79
6.1	Introducción	79
6.2	Antena Cuatro Círculos	79
6.2.1	Antena Cuatro Círculos sin filtros	79
6.2.2	Antena Cuatro Círculos con filtros	81
6.3	Antena Dos Círculos	85
6.3.1	Antena Dos Círculos sin filtros	85
6.3.2	Antena Dos Círculos con filtros	86
6.4	Antena Rectángulos	91

Diseño e implementación de nueva antenas Ultra Wide Band con filtros de rechazo de  
bandas integrados

6.4.1 Antena Rectángulos sin filtros.....	91
6.4.2 Antena Rectángulos con filtros.....	92
6.5 Antena Hexágonos .....	96
6.5.1 Antena Hexágonos sin filtros .....	96
6.5.2 Antena Hexágonos con filtros .....	97
7 Medidas .....	103
7.1 Introducción .....	103
7.2 Elementos unitarios.....	103
7.2.1 Antena Círculos .....	103
7.2.2 Antena Hexágono .....	110
7.2.3 Antena Rectángulos.....	115
7.2.4 Antena Triángulos .....	120
7.3 Antenas de diversidad de polarización .....	125
7.3.1 Antena Cuatro Círculos .....	125
7.3.2 Antena Dos Círculos.....	129
7.3.3 Antena Rectángulos.....	136
7.3.4 Antena Hexágonos.....	140
8 Conclusiones y trabajo futuro.....	149
8.1 Conclusiones .....	149
8.2 Trabajo futuro .....	150
Referencias .....	151
Anexos.....	I
A Construcción de circuitos impresos.....	I
B Cámara Anecoica – EPS (UAM).....	IV
C Presupuesto.....	XI
D Pliego de condiciones .....	XII

## INDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Esquema de antena .....	3
Figura 2.2: Esquema de una red de dos puertos con ondas incidentes y reflejadas .....	5
Figura 2.3: Esquema de una antena conectada a un generador mediante una línea de transmisión...	7
Figura 2.4: Sistema de coordenadas esféricas y diagrama de radiación en 3D de un dipolo .....	9
Figura 2.5: Diagrama de radiación en coordenadas polares.....	10
Figura 2.6: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas.....	10
Figura 2.7: Tipos de diagrama de radiación en 3D .....	11
Figura 2.8: Representación del diferencial de ángulo sólido .....	12
Figura 2.9: Elipse de polarización.....	15
Figura 2.10: Tipos de polarización.....	15
Figura 2.11: Tipos de antenas en función de su frecuencia de operación .....	17
Figura 2.12: Ejemplos de antenas de elementos: dipolo (izquierda) y antena de yagi (derecha).....	17
Figura 2.13: Ejemplo de antena de onda progresiva .....	18
Figura 2.14: Ejemplo de array. Parte superior e inferior de un array de 4 elementos UWB.....	18
Figura 2.15: Esquema de funcionamiento de una antena inteligente .....	19
Figura 2.16: Ejemplos de antenas de apertura. Parabólica (izquierda) y de bocina (derecha).....	19
Figura 2.17: Estructura de un parche radiante.....	20
Figura 2.18: Tipos de parche radiante .....	20
Figura 2.19: Tipos de alimentación para parches.....	21
Figura 2.20: Estructura de una ranura .....	21
Figura 2.21: Tipos de alimentación para ranuras .....	22
Figura 2.22: Monopolo lineal con frecuencia de resonancia a 3.5 GHz .....	22
Figura 2.23: Monopolo lineal con un diámetro mayor de elemento radiante con frecuencia de resonancia a 3.5 GHz.....	23
Figura 2.24: Monopolo circular impreso con frecuencia de resonancia a 3.5 GHz .....	23
Figura 2.25: Ejemplos de array. Lineal (izquierda), plano (centro) y conformado (derecha).....	24
Figura 2.26: Array lineal de N elementos equiespaciados y separados una distancia d.....	25
Figura 2.27: Array plano de MxN elementos dispuestos sobre el plano XY .....	26
Figura 2.28: Radar construido con phased arrays PAVE PAWS en Alaska.....	27
Figura 2.29: Estructura de la línea microstrip con parámetros fundamentales .....	27
Figura 2.30: Propagación de los campos en una línea microstrip.....	28
Figura 2.31: Alimentación por sonda coaxial vertical de la línea microstrip.....	29
Figura 2.32: Alimentación por conector coaxial horizontal de la línea microstrip.....	29
Figura 2.33: Estructura de una línea coplanar.....	30
Figura 2.34: Interfaz de trabajo de CST.....	31
Figura 2.35: Interfaz de ADS. Esquemático (izquierda) y generación de Gerbers (derecha).....	31
Figura 2.36: Interfaz de trabajo de Ensemble 1D Array synthesis.....	32
Figura 2.37: Interfaz de trabajo de AutoCad.....	32
Figura 3.1: Comparación de los diferentes sistemas inalámbricos.....	34
Figura 3.2: Tipos de sistemas en función del ancho de banda (I) .....	35
Figura 3.3: Tipos de sistemas en función del ancho de banda (II) .....	35
Figura 3.4: Concepto de salto de tiempo.....	36
Figura 3.5: Concepto de salto de frecuencia .....	37
Figura 3.6: Tipos de modulaciones que utiliza UWB .....	37
Figura 3.7: Máscaras de emisión establecidas por la FCC en EE.UU .....	38
Figura 3.8: Límite de emisión UWB en Europa.....	39
Figura 3.9: Comparativa del espectro UWB con otras tecnologías.....	40
Figura 3.10: Ámbito de las aplicaciones de UWB .....	42
Figura 3.11: Resumen de las principales aplicaciones de UWB .....	42
Figura 3.12: Ejemplos de posibles sistemas UWB.....	43
Figura 3.13: Esquema de monopolo circular alimentado con línea microstrip.....	43

## Diseño e implementación de nueva antenas Ultra Wide Band con filtros de rechazo de bandas integrados

Figura 3.14: Coeficiente de reflexión del monopolo circular alimentado por línea microstrip .....	44
Figura 3.15: Esquema de monopolo circular alimentado con CPW .....	45
Figura 3.16: Coeficiente de reflexión del monopolo circular alimentado por CPW .....	46
Figura 3.17: Esquema de monopolo elíptico alimentado con línea microstrip .....	47
Figura 3.18: Coeficiente de reflexión del monopolo elíptico alimentado con línea microstrip .....	47
Figura 4.1: Solapamiento de resonancias .....	49
Figura 4.2: Coexistencia de otros servicios con UWB.....	50
Figura 4.3: Modos de funcionamiento DS-CDMA .....	51
Figura 4.4: Canalización OFDM.....	51
Figura 4.5: Filtro interno al parche.....	51
Figura 4.6: Filtro externo al parche.....	52
Figura 4.7: Filtro en el plano de masa.....	52
Figura 4.8: Filtro en la línea de alimentación.....	52
Figura 4.9: Conector SMA de $50\Omega$ real y dibujado en CST.....	53
Figura 5.1: Esquema de la antena Círculos sin filtros .....	55
Figura 5.2: Coeficiente de reflexión de la antena Círculos sin filtros .....	56
Figura 5.3: Estructura de la antena Círculos con filtros en CST .....	56
Figura 5.4: Variación paramétrica para optimizar la posición del filtro .....	58
Figura 5.5: Esquema de la antena Círculos con filtros.....	59
Figura 5.6: Coeficiente de reflexión de la antena Círculos con filtros .....	60
Figura 5.7: VSWR de la antena Círculos con filtros .....	60
Figura 5.8: Esquema de la antena Hexágono sin filtros .....	61
Figura 5.9: Coeficiente de reflexión de la antena Hexágono sin filtros .....	62
Figura 5.10: Estructura de la antena Hexágono con filtros en CST .....	63
Figura 5.11: Variación paramétrica para optimizar la posición del filtro .....	64
Figura 5.12: Esquema de la antena Hexágono con filtros .....	65
Figura 5.13: Coeficiente de reflexión de la antena Hexágono con filtros .....	66
Figura 5.14: VSWR de la antena Hexágono con filtros .....	67
Figura 5.15: Esquema de la antena Rectángulos sin filtros.....	68
Figura 5.16: Coeficiente de reflexión de la antena Rectángulos sin filtros.....	68
Figura 5.17: Estructura de la antena Rectángulos con filtros en CST .....	69
Figura 5.18: Esquema de la antena Rectángulos con filtros.....	70
Figura 5.19: Coeficiente de reflexión de la antena Rectángulos con filtros.....	71
Figura 5.20: VSWR de la antena Rectángulos con filtros.....	72
Figura 5.21: Esquema de la antena Triángulos sin filtros .....	73
Figura 5.22: Coeficiente de reflexión de la antena Triángulos sin filtros .....	73
Figura 5.23: Estructura de la antena Triángulos con filtros en CST .....	74
Figura 5.24: Variación paramétrica para optimizar la posición del filtro .....	75
Figura 5.25: Esquema de la antena Triángulos con filtros .....	76
Figura 5.26: Coeficiente de reflexión de la antena Triángulos con filtros .....	77
Figura 5.27: VSWR de la antena Triángulos con filtros .....	77
Figura 6.1: Esquema de la antena Cuatro Círculos sin filtros .....	80
Figura 6.2: Coeficiente de reflexión de la antena Cuatro Círculos sin filtros .....	80
Figura 6.3: Estructura de la antena Cuatro Círculos con filtros en CST .....	81
Figura 6.4: Variación paramétrica para optimizar la posición de los filtros .....	82
Figura 6.5: Esquema de la antena Cuatro Círculos con filtros .....	83
Figura 6.6: Coeficiente de reflexión de la antena Cuatro Círculos con filtros .....	84
Figura 6.7: VSWR de la antena Cuatro Círculos con filtros .....	84
Figura 6.8: Esquema de la antena Dos Círculos sin filtros .....	85
Figura 6.9: Coeficiente de reflexión de la antena Dos Círculos sin filtros.....	86
Figura 6.10: Estructura de la antena Dos Círculos con filtros en CST.....	87
Figura 6.11: Variación paramétrica para optimizar la posición de los filtros .....	88
Figura 6.12: Esquema de la antena Dos Círculos con filtros .....	89
Figura 6.13: Coeficiente de reflexión de la antena Dos Círculos con filtros .....	90

## Diseño e implementación de nueva antenas Ultra Wide Band con filtros de rechazo de bandas integrados

Figura 6.14: VSWR de la antena Dos Círculos con filtros .....	90
Figura 6.15: Esquema de la antena Rectángulos sin filtros.....	91
Figura 6.16: Coeficiente de reflexión de la antena Rectángulos sin filtros.....	92
Figura 6.17: Estructura de la antena Rectángulos con filtros en CST.....	93
Figura 6.18: Esquema de la antena Rectángulos con filtros.....	94
Figura 6.19: Coeficiente de reflexión de la antena Rectángulos con filtros.....	95
Figura 6.20: VSWR de la antena Rectángulos con filtros.....	95
Figura 6.21: Esquema de la antena Hexágonos sin filtros .....	96
Figura 6.22: Coeficiente de reflexión de la antena Hexágonos sin filtros.....	97
Figura 6.23: Estructura de la antena Hexágonos con filtros en CST.....	98
Figura 6.24: Variación paramétrica para optimizar la posición del filtro .....	99
Figura 6.25: Coeficiente de reflexión de la antena Hexágonos con filtros .....	100
Figura 6.26: Coeficiente de reflexión de la antena Hexágonos con filtros .....	101
Figura 6.27: VSWR de la antena Hexágonos con filtros .....	101
Figura 7.1: Fotografía de la antena Círculos sin filtros diseñada y construida .....	103
Figura 7.2: Comparativa del coeficiente de reflexión medido y simulado de la antena Círculos sin filtros .....	104
Figura 7.3: Diagramas de radiación de la antena Círculos sin filtros.....	106
Figura 7.4: Fotografía de la antena Círculos con filtros diseñada y construida .....	107
Figura 7.5: Comparativa del coeficiente de reflexión medido y simulado de la antena Círculos con filtros .....	107
Figura 7.6: Comparativa del coeficiente de reflexión medido y simulado de la antena Círculos con filtros variando el parámetro $\epsilon_r$ .....	108
Figura 7.7: Diagramas de radiación de la antena Círculos con filtros.....	109
Figura 7.8: Fotografía de la antena Hexágono sin filtros diseñada y construida .....	110
Figura 7.9: Comparativa del coeficiente de reflexión medido y simulado de la antena Hexágono sin filtros .....	110
Figura 7.10: Diagramas de radiación de la antena Hexágono sin filtros.....	112
Figura 7.11: Fotografía de la antena Hexágono con filtros diseñada y construida .....	113
Figura 7.12: Comparativa del coeficiente de reflexión medido y simulado de la antena Hexágono con filtros.....	113
Figura 7.13: Diagramas de radiación de la antena Hexágono con filtros.....	114
Figura 7.14: Fotografía de la antena Rectángulos sin filtros diseñada y construida .....	115
Figura 7.15: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Rectángulos sin filtros.....	115
Figura 7.16: Diagramas de radiación de la antena Hexágono con filtros.....	117
Figura 7.17: Fotografía de la antena Rectángulos con filtros diseñada y construida.....	118
Figura 7.18: Comparativa del coeficiente de reflexión medido y simulado de la antena Rectángulos con filtros.....	118
Figura 7.19: Diagramas de radiación de la antena Rectángulos con filtros .....	119
Figura 7.20: Fotografía de la antena Triángulos sin filtros diseñada y construida.....	120
Figura 7.21: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Triángulos sin filtros.....	120
Figura 7.22: Diagramas de radiación de la antena Triángulos sin filtros.....	122
Figura 7.23: Fotografía de la antena Triángulos con filtros diseñada y construida.....	123
Figura 7.24: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Triángulos con filtros.....	123
Figura 7.25: Diagramas de radiación de la antena Triángulos con filtros.....	124
Figura 7.26: Fotografía de la antena Cuatro Círculos sin filtros construida y medida.....	125
Figura 7.27: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Cuatro Círculos sin filtros .....	126
Figura 7.28: Diagramas de radiación de la antena Cuatro Círculos sin filtros.....	128
Figura 7.29: Comparativa del coeficiente de acoplamiento simulado y medido de la antena Cuatro Círculos sin filtros .....	129

## Diseño e implementación de nueva antenas Ultra Wide Band con filtros de rechazo de bandas integrados

Figura 7.30: Fotografía de la antena Dos Círculos sin filtros construida y medida .....	129
Figura 7.31: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Dos Círculos sin filtros.....	130
Figura 7.32: Diagramas de radiación de la antena Dos Círculos sin filtros .....	132
Figura 7.33: Comparativa del coeficiente de acoplamiento simulado y medido de la antena Dos Círculos sin filtros .....	132
Figura 7.34: Fotografía de la antena Dos Círculos con filtros construida y medida .....	133
Figura 7.35: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Dos Círculos con filtros.....	133
Figura 7.36: Diagramas de radiación de la antena Dos Círculos con filtros .....	135
Figura 7.37: Comparativa del coeficiente de acoplamiento simulado y medido de la antena Dos Círculos con filtros .....	135
Figura 7.38: Fotografía de la antena Rectángulos sin filtros construida y medida .....	136
Figura 7.39: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Rectángulos sin filtros.....	137
Figura 7.40: Diagramas de radiación de la antena Rectángulos sin filtros .....	139
Figura 7.41: Comparativa del coeficiente de acoplamiento simulado y medido de la antena Rectángulos sin filtros .....	140
Figura 7.42: Fotografía de la antena Hexágonos sin filtros construida y medida .....	141
Figura 7.43: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Hexágonos sin filtros.....	141
Figura 7.44: Diagramas de radiación de la antena Hexágonos sin filtros .....	143
Figura 7.45: Comparativa del coeficiente de acoplamiento simulado y medido de la antena Hexágonos sin filtros .....	144
Figura 7.46: Fotografía de la antena Hexágonos con filtros construida y medida .....	144
Figura 7.47: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Hexágonos con filtros.....	145
Figura 7.48: Diagramas de radiación de la antena Hexágonos con filtros .....	146
Figura 7.49: Comparativa del coeficiente de acoplamiento simulado y medido de la antena Hexágonos con filtros.....	147
Figura A.1: Esquema sobre el proceso de diseño software para el diseño de un prototipo .....	I
Figura A.2: Fresadora LPKF ProtoMat S100, propiedad de la EPS (UAM) .....	II
Figura A.3: Herramientas utilizadas en el diseño de circuitos impresos.....	II
Figura B.1: Cámara anecoica de la EPS (UAM).....	IV
Figura B.2: Material absorbente piramidal de la cámara anecoica .....	IV
Figura B.3: Analizador de redes Agilent E5071C, propiedad de la EPS .....	V
Figura B.4: Kit de calibración Agilent 85052D 3.5 mm Economy, propiedad de la EPS .....	V
Figura B.5: Cables medida flexibles Agilent 85131E/F/H NMD-3.5 mm.....	VI
Figura B.6: Nivel digital y medidor láser.....	VI
Figura B.7: Sistema de medida DAMS 6000 .....	VII
Figura B.8: Captura de pantalla del Software Antenna Measurement Studio.....	VII
Figura B.9: Fuente de alimentación PROMAX FAC-662B.....	VII
Figura B.10: Esquema completo de la Cámara Anecoica EPS (UAM) .....	VIII
Figura B.11: Bocina de referencia utilizada como sonda de 2 GHz a 8 GHz .....	IX
Figura B.12: Bocina de referencia utilizada como sonda de 8 GHz a 12 GHz .....	IX
Figura B.13: Amplificador Mini-Circuits ZVE-8G .....	X
Figura B.14: Amplificador Mini-Circuits ZX60-24-S+ .....	X

## INDICE DE TABLAS

Tabla 2.1: Descripción de los parámetros S en una red de dos puertos .....	6
Tabla 2.2: Parámetros de interés .....	7
Tabla 2.3: Banda de frecuencias .....	16
Tabla 2.4: Banda de frecuencias en el rango de las microondas .....	17
Tabla 3.1: Tipos de usos del espectro de UWB regulados por la FCC .....	38
Tabla 3.2: Dimensiones optimizadas del monopolo circular alimentado con línea microstrip.....	44
Tabla 3.3: Valores de diseño óptimos del monopolo circular alimentado con línea microstrip .....	45
Tabla 3.4: Dimensiones optimizadas del monopolo circular alimentado con CPW .....	46
Tabla 3.5: Dimensiones optimizadas del monopolo elíptico alimentado con línea microstrip.....	48
Tabla 5.1: Dimensiones optimizadas de la antena Círculos sin filtros.....	55
Tabla 5.2: Dimensiones optimizadas de la antena Círculos con filtros.....	59
Tabla 5.3: Dimensiones optimizadas de la antena Hexágono sin filtros.....	61
Tabla 5.4: Dimensiones optimizadas de la antena Hexágono con filtros.....	65
Tabla 5.5: Dimensiones optimizadas de la antena Rectángulos sin filtros.....	68
Tabla 5.6: Dimensiones optimizadas de la antena Rectángulos con filtros .....	70
Tabla 5.7: Dimensiones optimizadas de la antena Triángulos sin filtros .....	73
Tabla 5.8: Dimensiones optimizadas de la antena Triángulos con filtros .....	76
Tabla 6.1: Dimensiones optimizadas de la antena Cuatro Círculos sin filtros.....	80
Tabla 6.2: Dimensiones optimizadas de la antena Cuatro Círculos con filtros.....	83
Tabla 6.3: Dimensiones optimizadas de la antena Dos Círculos sin filtros .....	85
Tabla 6.4: Dimensiones optimizadas de la antena Dos Círculos con filtros .....	89
Tabla 6.5: Dimensiones optimizadas de la antena Rectángulos sin filtros.....	91
Tabla 6.6: Dimensiones optimizadas de la antena Rectángulos con filtros .....	94
Tabla 6.7: Dimensiones optimizadas de la antena Hexágonos sin filtros .....	96
Tabla 6.8: Dimensiones optimizadas de la antena Hexágonos con filtros .....	100

# 1 Introducción

---

Este documento describe el proyecto técnico de ingeniería consistente en el diseño, construcción, medida y análisis de diferentes elementos radiantes que operan en el sistema Ultra Wide Band. Este proyecto ha sido llevado a cabo íntegramente en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior en la Universidad Autónoma de Madrid.

## 1.1 Motivación

Actualmente, las comunicaciones constituyen uno de los principales factores para mantener conectada a la sociedad con el mundo y entre nosotros mismos. Por esta razón, tanto los dispositivos como la tecnología, que hacen posible dicha comunicación, están constantemente avanzando y mejorando sus prestaciones para cubrir la demanda de la sociedad.

Esto ha dado lugar al nacimiento de la tecnología Ultra Wide Band (UWB), con la que se pretende conseguir un transmisor y un receptor inalámbrico lo más discreto posible, con un consumo mínimo de potencia, una tasa de transmisión elevada y un bajo coste. Con esta tecnología se solucionarían las limitaciones que presentan las tecnologías inalámbricas de área local más utilizadas actualmente (Wi-Fi y Bluetooth) como la autonomía de funcionamiento, la seguridad y la baja velocidad de transmisión. Además, UWB permite la interconexión de todo tipo de dispositivos entre sí en redes de área personal, permitiendo así la transferencia de datos, vídeo, audio y voz entre ellos.

Dicha tecnología ha sido probada en numerosas aplicaciones relacionadas con radar, detección y comunicaciones militares. Con este PFC se pretende propiciar su uso en aplicaciones del ámbito civil, dónde todavía se considera una tecnología nueva.

Todas las mejoras proporcionadas por UWB contribuyen en la desaparición y sustitución de las tecnologías utilizadas actualmente como es Bluetooth e incluso los puertos USB y FireWire.

## 1.2 Objetivos

En este proyecto se pretende diseñar las antenas de usuario con un ancho de banda tal que se pueda dar servicio a los sistemas mencionados anteriormente.

Las antenas de los equipos UWB deben cubrir la banda de 3.1 GHz a 10.6 GHz Sin embargo, las antenas que cubren una banda tan extensa pueden tener problemas de interferencias con otros sistemas como Wi-Fi y WiMAX. Por esta razón, es necesario integrar un elemento de rechazo hacia las bandas potencialmente más dañinas sobre el sistema deseado. Debido a las características de integración requeridas en estas antenas, se hace necesaria la inclusión de estructuras de filtrado incorporadas a la propia antena. En este aspecto, es interesante la fabricación de este tipo de antenas mediante tecnología impresa, que está ampliamente extendida gracias a su bajo coste de fabricación, repetitividad y perfil plano. Por lo tanto, las antenas así fabricadas son idóneas para incluirse en todo tipo de estructuras y para su utilización como antena de terminal de usuario.

Los objetivos concretos se detallan a continuación:

- Diseño de nuevos elementos UWB, que deben cubrir la banda de 3.1 GHz a 10.6 GHz ya que es la banda asignada para este sistema en EE.UU y en Europa. Para la simulación de dichos elementos se utiliza software comercial específico de antenas.
- Incorporación de filtros de banda eliminada en los elementos anteriores para evitar interferencias de otros sistemas inalámbricos como el Wi-Fi en la banda de 5.5 GHz y sistemas de comunicaciones en la banda X.
- Construcción de los prototipos diseñados en el Laboratorio de Circuitos Impresos de la Escuela Politécnica Superior (EPS) de la Universidad Autónoma de Madrid (UAM).
- Medida de las características radioeléctricas de la antena utilizando el Analizador de Redes, propiedad del grupo de investigación RFCAS y la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Aut6nomas de Madrid.

### **1.3 Organizaci3n de la memoria**

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- En el capítulo 2 se hace referencia a los fundamentos te3ricos de antenas, d3nde se detallan los parámetros utilizados en este PFC.
- En el capítulo 3 se describe la tecnología UWB haciendo hincapié en sus característias técnicas. Adem3s, se detallan las aplicaciones que pueden hacer uso del sistema y las ventajas e inconvenientes de la tecnología.
- En el capítulo 4 se tratan aspectos te3ricos y prácticos relativos al diseño de las antenas.
- En el capítulo 5 se engloba el trabajo principal del presente proyecto, es decir, el diseño de los elementos unitarios UWB así como la inserci3n de los filtros para evitar interferencias de otros sistemas inalámbricos que operan en la misma banda.
- En el capítulo 6 se diseñan antenas con diversidad de polarizaci3n formadas por dos de los elementos unitarios del capítulo anterior.
- En el capítulo 7 se muestran los resultados de las medidas de las antenas construidas y se comparan con las simulaciones de los capítulos anteriores.
- En el capítulo 8 se exponen las conclusiones obtenidas a lo largo de las etapas de diseño y fabricaci3n de este PFC así como posibles mejoras y líneas de trabajo futuro.

## 2 Fundamentos teóricos de antenas

---

### 2.1 Introducción

#### 2.1.1 Breve historia

Las primeras comunicaciones mediante sistemas electrónicos tuvieron lugar en 1844 con la introducción de la telegrafía, seguida de la telefonía en 1878. En estos sistemas, las señales se enviaban a través de líneas de transmisión de dos hilos conductores, que conectaban el emisor con el receptor.

En 1854, a partir de los desarrollos matemáticos llevados a cabo por Maxwell y corroborados por los experimentos de Hertz en 1887 y los primeros sistemas de radiocomunicaciones de Marconi en 1897, surgió la teoría de las antenas.

Desde la invención de Marconi, hasta los años 40, la tecnología de las antenas se centró en elementos radiantes de hilo, a frecuencias hasta UHF. Inicialmente, se utilizaban frecuencias de transmisión entre 50 y 100 kHz, por lo que las antenas eran pequeñas comparadas con la longitud de onda.

A partir de la Segunda Guerra Mundial se introdujeron nuevos elementos radiantes como guíasondas, bocinas o reflectores, que contribuyeron en el desarrollo de los generadores de microondas a frecuencias superiores a 1GHz.

Entre 1960 y 1980 los avances en arquitectura y tecnología de computadores tuvieron un gran impacto en la teoría de antenas ya que permitieron el desarrollo de los métodos numéricos y el análisis de estructuras por métodos analíticos.

Antiguamente, las antenas eran una parte secundaria en el diseño de un sistema. Sin embargo, en la actualidad, juegan un papel fundamental y se consigue pasar del diseño teórico al prototipo final sin necesidad de pruebas intermedias.

#### 2.1.2 Definición

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983) [3].

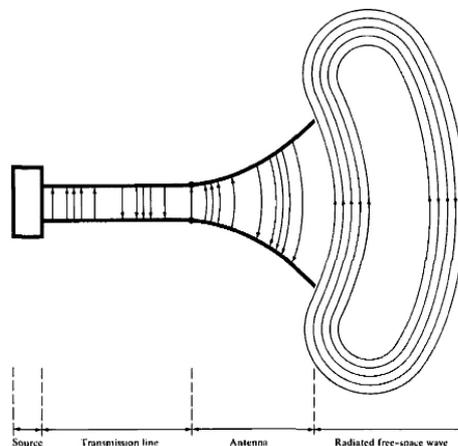


Figura 2.1: Esquema de antena

Como se muestra en la Figura 2.1, todas las antenas tienen en común el hecho de ser una región de transición entre la zona donde existe una onda electromagnética guiada y una onda en espacio libre, a la cual se le puede asignar un carácter direccional.

La misión de la antena es radiar la potencia que se le suministra con las características de direccionalidad adecuadas a la aplicación. Dependiendo del sistema para la que esté diseñada, la antena radiará en todas direcciones (antena omnidireccional) como las usadas en los sistemas de radiodifusión, o en una dirección concreta (antena directiva) como en los radioenlaces.

Las características de las antenas dependen de la relación entre sus dimensiones y la longitud de onda de la señal de radiofrecuencia transmitida o recibida. De este modo, se pueden distinguir varios tipos de antenas:

- **Antena elemental:** cuando las dimensiones de la antena son mucho más pequeñas que la longitud de onda.
- **Antena resonante:** cuando las dimensiones de la antena son en torno a media longitud de onda.
- **Antena directiva:** cuando las dimensiones de la antena son mucho más grandes que la longitud de onda.

Una buena antena se caracterizará por tener un buen rendimiento de radiación, por estar bien adaptada a la línea de transmisión a la que se conecta y por poseer un diagrama de radiación adecuado.

## 2.2 Parámetros básicos

Una antena forma parte de un sistema muy amplio, por lo que es necesario caracterizarla con una serie de parámetros que la describan y permitan evaluar el efecto sobre un sistema determinado, o bien especificar el comportamiento deseado de la antena.

En esta sección se muestra una idea general de los parámetros desarrollados en [3].

### 2.2.1 Impedancia de entrada

La impedancia de una antena se define como la relación entre la tensión y la corriente en sus terminales de entrada. Consta de una parte real,  $R_A(w)$ , denominada resistencia y una parte imaginaria,  $X_A(w)$ , llamada reactancia, ambas dependientes de la frecuencia.

$$Z_A = R_A(w) + jX_A(w) \quad (2.1)$$

La parte real se puede descomponer como  $R_A(w) = R_r + R_L$ , donde  $R_r$  es la resistencia de radiación y  $R_L$  la resistencia de pérdidas óhmicas. Esta descomposición es posible ya que se produce una pérdida neta de potencia hacia el espacio debida a la radiación y éstas se superponen a las pérdidas que pueden producirse en la antena (habitualmente óhmicas en los conductores).

Por lo tanto, la potencia entregada a la antena es la suma de las potencias radiada,  $P_r$ , y de pérdidas en la antena,  $P_L$ :

$$P_r = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \quad (2.2)$$

$$P_L = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_L, \quad (2.3)$$

donde  $I_0$  es el valor de la corriente de entrada de la antena.

Dado que hay pérdidas en la antena, no toda la potencia entregada por el transmisor es radiada. Por esta razón, podemos hablar de rendimiento o eficiencia de la antena  $\eta$  como la relación entre la potencia total radiada y la potencia entregada a la antena:

$$P_r = \frac{P_r}{P_e} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (2.4)$$

### 2.2.2 Parámetros S

Las antenas son circuitos de microondas, por lo que pueden caracterizarse como una red de dos puertos, donde uno de ellos es el puerto físico de entrada de la antena (con un valor típico de  $50\Omega$ ) y el otro es un puerto físico de radiación.

Los circuitos de microondas pueden caracterizarse de diferentes formas: mediante matrices de impedancia  $Z$ , útiles para el análisis de circuitos en serie, o mediante matrices de admitancia  $Y$ , utilizadas para el análisis de circuitos en paralelo. El principal problema que presentan estos parámetros es que relacionan magnitudes de tensión y corriente y para su obtención hace falta considerar circuitos abiertos o cortocircuitos en sus puertos, lo cual es bastante difícil de conseguir a altas frecuencias.

Por esta razón, se suelen utilizar los parámetros de dispersión (parámetros S), que se basan en los niveles de potencia que se perciben en los terminales de los dos puertos y son válidos a cualquier frecuencia.



Figura 2.2: Esquema de una red de dos puertos con ondas incidentes y reflejadas

En la Figura 2.2 se muestra una red de dos puertos con ondas incidentes, representadas mediante  $a_i$ , y ondas reflejadas, representadas con  $b_i$ , donde  $i$  indica el puerto. Las ondas incidentes se dirigen en dirección entrante al circuito y las reflejadas, en dirección saliente.

A continuación, se explica el cálculo de los parámetros S de un circuito como el representado en la Figura 2.2<sup>1</sup>. En una red de dos puertos existen cuatro parámetros S y las relaciones entre sus ondas incidentes y reflejadas están definidas de la siguiente forma:

---

<sup>1</sup> El cálculo es idéntico para cualquier red con un número distinto de terminales. Se explica así por simplicidad.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Expandiendo las matrices en ecuaciones, se obtiene:

$$\begin{cases} b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \\ b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \end{cases} \quad (2.6)$$

Para calcular el parámetro  $s_{ji}$  es necesario cargar cada terminal de la red con su impedancia característica respectiva excepto el terminal  $i$ -ésimo, al que se conectará un generador que produzca la onda incidente  $a_i$ , siendo nulas el resto de ondas incidentes. Por lo tanto, sustituyendo y despejando en (2.6), se obtiene el parámetro  $s_{ji}$ :

$$s_{ji} = \left( \frac{b_j}{a_i} \right)_{a_k=0, \forall k \neq i} \quad (2.7)$$

En la Tabla 2.1 se explica el significado de cada uno de los parámetros S de una red de dos puertos:

PARÁMETRO S	NOMBRE	DESCRIPCIÓN	FÓRMULA
$s_{11}$	Reflexión a la entrada	Cantidad de potencia reflejada en el puerto 1 cuando se genera una onda incidente en dicho puerto	$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big _{a_2=0}$
$s_{12}$	Transmisión o ganancia inversa	Cantidad de potencia que llega al puerto 1 alimentando la red por el puerto 2	$s_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big _{a_1=0}$
$s_{21}$	Transmisión o ganancia directa	Cantidad de potencia que llega al puerto 2 cuando se alimenta la red por el puerto 1	$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big _{a_2=0}$
$s_{22}$	Reflexión a la salida	Cantidad de potencia que se refleja en el puerto 2 cuando se genera una onda incidente en dicho puerto	$s_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big _{a_1=0}$

**Tabla 2.1: Descripción de los parámetros S en una red de dos puertos**

A partir de estos parámetros S se pueden definir otros parámetros de interés, que son:

PARÁMETRO	FÓRMULA
$ s_{ii} ^2$	$ s_{ii} ^2 = \frac{\text{Potencia reflejada en puerta } i}{\text{Potencia disponible en puerta } i}$
$ s_{ji} ^2$	$ s_{ji} ^2 = \frac{\text{Potencia entregada en puerta } j}{\text{Potencia disponible en puerta } i}$
Pérdidas de retorno	$IR(dB) = -20 \log(s_{ii})$
Pérdidas de inserción	$IL(dB) = -20 \log(s_{ji})$

Tabla 2.2: Parámetros de interés

### 2.2.3 Adaptación

Tanto si se trata de un sistema de emisión como de recepción, la antena se conectará al transmisor o receptor mediante una línea de transmisión como se puede observar en la Figura 2.3. En dicha figura se muestra una línea de transmisión de impedancia característica  $Z_0$  que conecta una fuente de impedancia  $Z_g = R_g + jX_g$  y una antena con una impedancia de carga  $Z_a = (R_L + R_r) + jX_a$ .

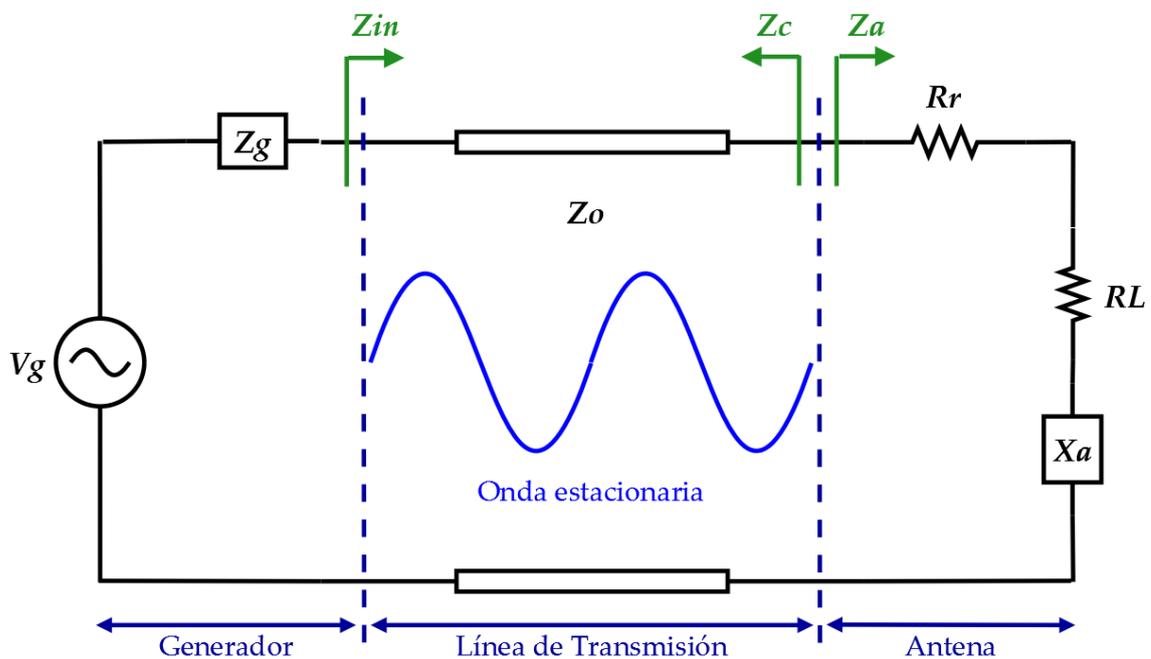


Figura 2.3: Esquema de una antena conectada a un generador mediante una línea de transmisión.

Como se explica en el apartado 2.2.2, el parámetro  $s_{11}$  o coeficiente de reflexión  $\Gamma$  mide la transferencia de potencia desde el generador a la antena. En términos de impedancia, dicho parámetro puede definirse como:

$$s_{11} = \Gamma = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (2.8)$$

donde  $Z_a$  es la impedancia de entrada de la antena y  $Z_0$  es la impedancia característica de la línea de transmisión.

Desde el punto de vista del generador, se tiene una impedancia  $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$  y se puede definir la potencia de entrada a la red como:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 R_{in} \quad (2.9)$$

A partir de la potencia de entrada, se puede demostrar que la máxima transferencia de potencia a la antena se produce cuando tenemos adaptación conjugada, es decir, cuando se cumple que  $Z_g = Z_{in}^*$  ( $R_g = R_{in}$  y  $X_g = -X_{in}$ ). Sin embargo, esto no asegura que no exista reflexión en los terminales ( $s_{11} = \Gamma = 0$ ). Ambas situaciones pueden darse simultáneamente sólo si  $Z_g$  y  $Z_0$  son reales. De este modo, el generador entrega la máxima potencia a la línea de transmisión y sustituyendo en (2.9) se obtiene la expresión de la potencia máxima disponible:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g^* + Z_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_g|^2}{R_g} \quad (2.10)$$

### 2.2.4 Relación de onda estacionaria (SWR)

Si la carga no está adaptada a la línea de transmisión ( $s_{11} \neq 0$ ) se generará una onda reflejada. En este caso se produce una interferencia entre las ondas incidente y reflejada originando una onda estacionaria (standing wave) a la salida del generador como se muestra en la Figura 2.3.

Se define la Relación de Onda Estacionaria (ROE) o Standing Wave Ratio (SWR)<sup>2</sup> como el cociente entre los valores de tensión máximo y mínimo de la onda estacionaria:

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |s_{11}|}{1 - |s_{11}|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.11)$$

De esta forma, ofrece una idea de la potencia que se ha transmitido a la carga, o la reflexión que se ha producido en ella por falta de adaptación. La SWR es un número real comprendido entre  $1 \leq SWR \leq \infty$ . Un valor de  $SWR = 1$  indica que la antena está perfectamente adaptada ( $s_{11} = 0$ ). En este proyecto, tal y como se desarrollará más

---

<sup>2</sup> En ocasiones, este parámetro es también conocido como VSWR (Voltage SWR)

adelante, se tratará de conseguir valores de  $SWR \leq 2$ , es decir, una reflexión  $|s_{11}| \leq -10 \text{ dB}$ .

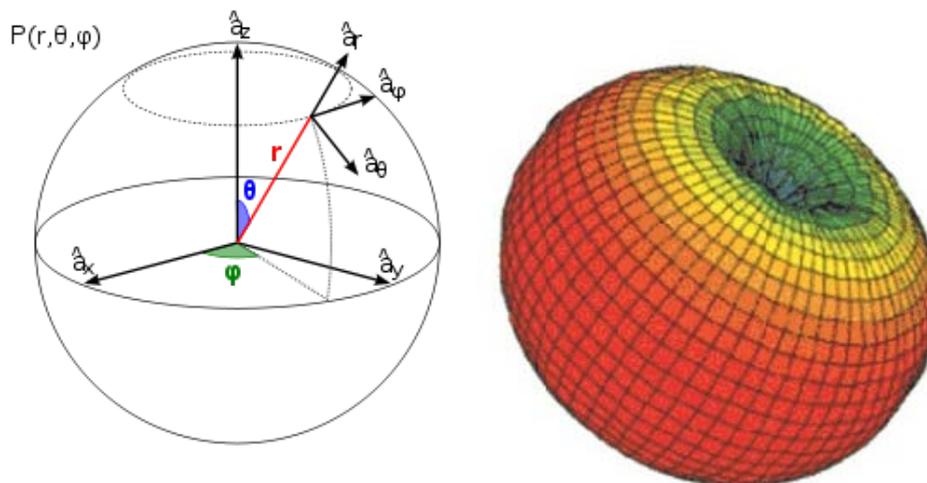
### 2.2.5 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación de una antena es la representación gráfica de sus propiedades de radiación en las distintas direcciones del espacio. Lo habitual es representar el campo eléctrico en coordenadas esféricas, con la antena situada en el origen de coordenadas y tomando como referencia el valor máximo de la magnitud.

El diagrama de radiación se define en regiones de campo lejano. Se considera campo lejano la distribución del campo angular que no depende de la distancia de la antena, considerándose campo lejano a distancias de la antena superiores a  $2D^2/\lambda$ , siendo  $D$  la dimensión máxima de la antena y  $\lambda$  la longitud de onda de funcionamiento de la misma.

El diagrama de radiación se puede representar de tres formas diferentes: en 3D, utilizando diferentes técnicas gráficas, mediante representación de curvas de nivel o mediante cortes en planos. El sistema de referencia más utilizado para la representación del diagrama de radiación es el sistema de coordenadas esféricas, definido por tres magnitudes (ver Figura 2.4):

- Radio  $r$ : distancia al origen.
- Ángulo polar o colatitud  $\theta$ : ángulo respecto al eje  $z$ .
- Azimut  $\varphi$ : ángulo respecto al eje  $x$ .



**Figura 2.4: Sistema de coordenadas esféricas y diagrama de radiación en 3D de un dipolo**

En cuanto a la representación mediante cortes en planos, los más representativos son los planos E y H. El plano E está formado por el campo eléctrico en la dirección de máxima radiación y el plano H se forma por el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección define la dirección de máxima radiación de la antena.

Es cierto que la radiación es tridimensional, pero en muchas ocasiones puede ser especialmente interesante representar un corte del diagrama (2D). Estos cortes pueden

seguir los meridianos en una esfera hipotética (cortes para  $\phi$ ) o los paralelos (cortes con  $\theta$  constante). Para ello, se utilizan coordenadas polares, en las que el espacio se representa como una circunferencia y el modo en que las ondas se disipan en el entorno está representado en grados. Ofrecen una información más clara de la distribución de la potencia en diferentes puntos del espacio, enfatizando más la directividad de la antenna bajo observación.

En la Figura 2.5 se muestra la radiación en coordenadas polares, que proporcionan una información más clara de la distribución de potencia en las diferentes direcciones del espacio:

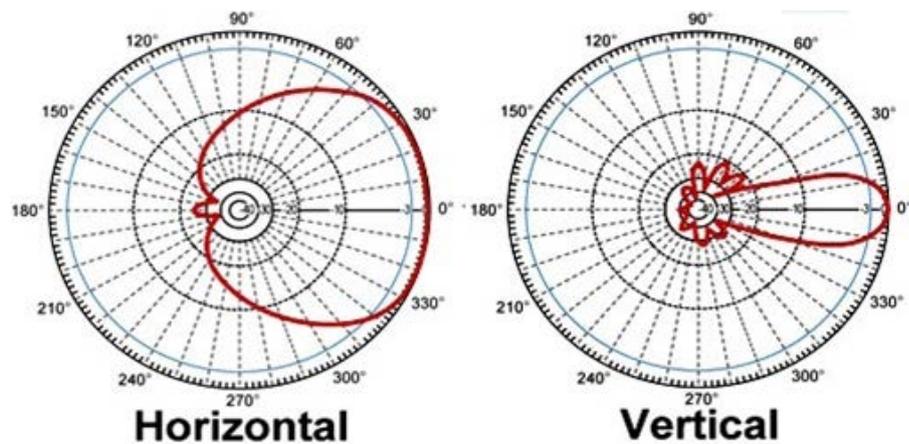


Figura 2.5: Diagrama de radiación en coordenadas polares

En 2D, también se utilizan las coordenadas cartesianas o rectangulares, que consisten en representar en el eje de abscisas la variable angular y en el eje de ordenadas la densidad de potencia. Como se puede observar en la Figura 2.6, este tipo de representación proporciona una mejor visión del nivel de lóbulos del diagrama de radiación:

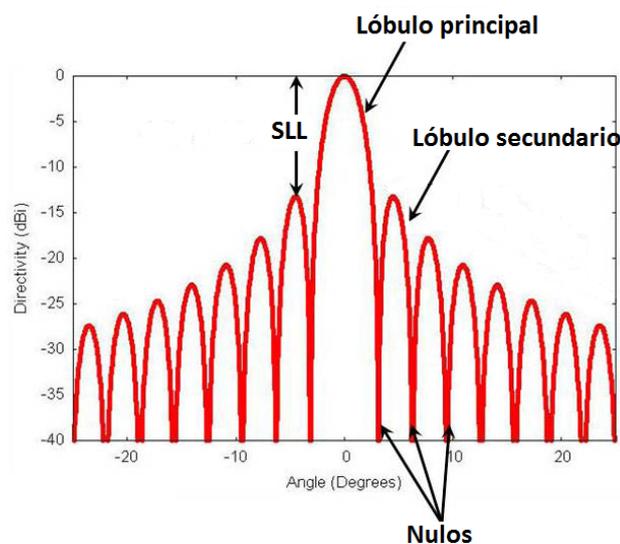


Figura 2.6: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas

Los parámetros más importantes del diagrama de radiación son los siguientes:

- **Dirección de apuntamiento:** Es la dirección de máxima radiación.
- **Lóbulo principal:** Es el margen angular en torno a la dirección de máxima radiación. Define la dirección de máximo apuntamiento. (Ver Figura 2.6)
- **Lóbulos secundarios:** Son los dos máximos relativos que rodean al principal y que tienen una amplitud menor. (Ver Figura 2.6)
- **Anchura de haz a -3 dB:** Es la separación angular de direcciones en las que el diagrama de radiación de un haz toma el valor de la mitad del máximo. Es muy útil para determinar visualmente la directividad de una antena.
- **Relación de lóbulo principal a secundario (SLL):** Es el cociente en dB entre el valor máximo del lóbulo principal y el valor máximo del lóbulo secundario. (Ver Figura 2.6)
- **Relación delante-atrás (D/A):** Es el cociente en dB entre el valor del diagrama en la dirección del máximo y el valor en la dirección diametralmente opuesta.

Desde el punto de vista del servicio que presta una antena, se puede hablar de tres tipos de diagramas de radiación que se muestran en la Figura 2.7:

- **Isotrópicos:** Son aquellos en los que se radia la misma densidad de potencia en todas direcciones.
- **Omnidireccionales:** Son aquellos que representan simetría de revolución en torno a un eje.
- **Directivos:** Son aquellos en los que el máximo de radiación se concentra en una dirección determinada.



Figura 2.7: Tipos de diagrama de radiación en 3D

### 2.2.6 Densidad de potencia radiada

Se define la densidad de potencia radiada como la potencia por unidad de superficie en una determinada dirección. Sus unidades son  $W/m^2$ .

Como se ha comentado en 2.2.5, el sistema de coordenadas utilizado habitualmente es el esférico y en la Figura 2.4 se definían los vectores unitarios  $\hat{r}$ ,  $\hat{\phi}$  y  $\hat{\theta}$ , que forman una base ortonormal.

Las ondas electromagnéticas se usan para transportar información sobre un medio inalámbrico o sobre una línea de transmisión, por lo que es normal asumir que la potencia

y la energía están asociadas a campos electromagnéticos. La onda electromagnética radiada se compone de un campo eléctrico  $\vec{E}$  ( $V/m$ ) y uno magnético  $\vec{H}$  ( $A/m$ ), relacionados entre sí mediante las Ecuaciones de Maxwell.

La densidad de flujo por unidad de superficie se obtiene a partir de los valores de los campos:

$$\mathfrak{P}(\theta, \phi) = \mathcal{R}(\vec{E} \times \vec{H}) W/m^2 \quad (2.12)$$

También se puede calcular a partir de las dos componentes transversales del campo eléctrico:

$$\mathfrak{P}(\theta, \phi) = \frac{E_\theta^2 + E_\phi^2}{\eta} \quad (2.13)$$

$$\eta = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} \quad (2.14)$$

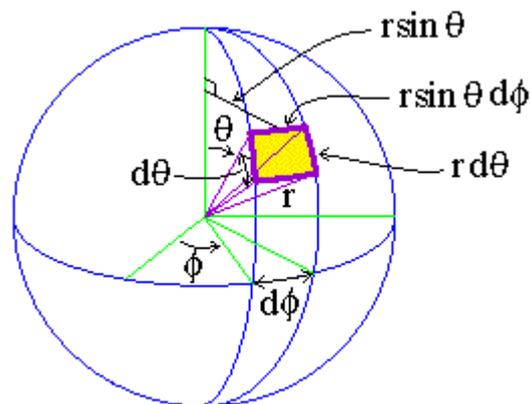
La potencia radiada se puede obtener a partir de la densidad de potencia en una superficie esférica que encierra la antena de la siguiente forma:

$$P_r = \iint \mathfrak{P}(\theta, \phi) d\vec{s} \quad (2.15)$$

$$d\vec{s} = r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.16)$$

donde  $P_r$  es la potencia radiada ( $W$ ),  $\mathfrak{P}$  es la componente radial del vector de Poynting promedio ( $W/m^2$ ) y  $d\vec{s}$  es el elemento infinitesimal del área de la esfera ( $m^2$ ).

En la siguiente figura se muestran los diferenciales que intervienen:



**Figura 2.8: Representación del diferencial de ángulo sólido**

### 2.2.7 Intensidad de radiación

La intensidad de radiación queda definida como la potencia radiada por ángulo sólido en una determinada dirección. Sus unidades son vatios por estereorradián y a grandes distancias tiene la propiedad de ser independiente de la distancia a la que se encuentre la antena, es decir, se habla de este parámetro en condiciones de campo lejano.

Este parámetro da información acerca del comportamiento de una antena en lo que se refiere a su capacidad para radiar con una cierta direccionalidad.

La relación con la densidad de potencia radiada  $\mathfrak{P}(\theta, \phi)$  es:

$$\mathfrak{U}(\theta, \phi) = \mathfrak{P}(\theta, \phi)r^2 \quad (2.17)$$

La potencia total radiada se puede calcular integrando la intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio, al igual que en el caso de la densidad de potencia:

$$P_r = \oiint \mathfrak{U}(\theta, \phi) d\Omega \quad (2.18)$$

$$d\Omega = \frac{ds}{r^2} = \sin(\theta)d\theta d\phi \quad (2.19)$$

Donde  $P_r$  es la potencia radiada ( $W$ ),  $\mathfrak{U}$  es la intensidad de radiación y  $d\Omega$  es el diferencial de ángulo sólido.

Si la antena es isotrópica, es decir, que radia de forma uniforme en todas las direcciones, la intensidad de radiación será independiente de los ángulos  $\theta$  y  $\phi$ . Por lo tanto, la potencia radiada por la antena será:

$$P_r = \oiint U_0 d\Omega = 4\pi U_0 \quad (2.20)$$

Despejando en (2.20), obtenemos la intensidad de radiación en una antena isotrópica:

$$U_0 = \frac{P_r}{4\pi} \quad (2.21)$$

### 2.2.8 Directividad y ganancia

Se define la directividad de una antena como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada del espacio ( $\mathfrak{U}$ ) con respecto a la intensidad de radiación que produciría la antena si radiara en todas direcciones ( $U_0$ ). Suponiendo condiciones de campo lejano, este valor se puede deducir de las ecuaciones del apartado 2.2.7:

$$\mathfrak{D}(\theta, \phi) = \frac{\mathfrak{U}(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi\mathfrak{U}(\theta, \phi)}{P_r} \quad (2.22)$$

Si no se especifica la dirección angular, lo normal es hablar de la directividad de una antena para su dirección de máximo apuntamiento, que se expresa en dBi ya que está referida a la radiación de una antena isotrópica de igual potencia de radiación:

$$D_{max} = \frac{4\pi U_{max}}{P_r} \quad (2.23)$$

En general, la directividad se puede obtener a partir del diagrama de radiación de la antena.

La ganancia de una antena queda definida como el cociente entre la intensidad de radiación en una dirección determinada y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que aceptara la misma potencia de entrada ( $P_{entregada}$ ) que la antena bajo estudio. Por lo que la ganancia está muy relacionada con la directividad, con la única diferencia que la relación se establece con la potencia entregada a la antena, en lugar de con la potencia radiada:

$$\mathfrak{G}(\theta, \phi) = \frac{4\pi\mathfrak{U}(\theta, \phi)}{P_{entregada}} \quad (2.24)$$

### 2.2.9 Eficiencia

La ganancia de una antena, vista en 2.2.8, permite tener en cuenta las posibles pérdidas en la antena, ya que no toda la potencia entregada es radiada al espacio. Por lo que se puede hablar de un nuevo parámetro que relaciona la ganancia y la directividad: la eficiencia de una antena.

Se define como la relación entre la potencia radiada ( $P_r$ ) y la potencia que llega a la antena ( $P_{entregada}$ ):

$$\eta_r = \frac{P_r}{P_{entregada}} \quad (2.25)$$

relacionando las ecuaciones de la ganancia (2.24) y de la directividad (2.22), se obtiene:

$$\mathfrak{G}(\theta, \phi) = \frac{4\pi\mathfrak{U}(\theta, \phi)}{P_{entregada}} = \eta_r \left[ \frac{4\pi\mathfrak{U}(\theta, \phi)}{P_r} \right] = \eta_r \mathfrak{D}(\theta, \phi) \quad (2.26)$$

### 2.2.10 Polarización

Como ya se ha explicado, una antena emite o recibe ondas electromagnéticas. Por tanto, en cada punto del espacio existe un vector de campo eléctrico que depende tanto de la posición como del tiempo  $\vec{E}(\vec{r}, t)$ . La polarización de una antena en una dirección determinada es la variación temporal del campo radiado en esa misma dirección.

Esa variación de dirección del campo y su sentido de giro trazan una figura vista desde la antena que es la que define el tipo de polarización. Esta figura geométrica es lo que se conoce, para el caso general, como elipse de polarización:

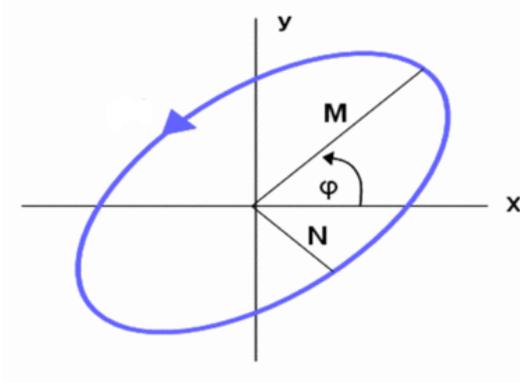


Figura 2.9: Elipse de polarización

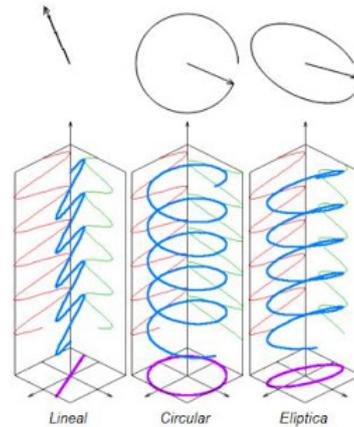


Figura 2.10: Tipos de polarización

Como se puede observar en la Figura 2.9, M representa el eje mayor de la elipse y N el eje menor. Existe un parámetro conocido como Relación Axial (AR) que permite conocer el tipo de polarización bajo estudio y que se define como el cociente entre el eje mayor y el menor de la elipse de polarización:

$$AR = \frac{M}{N}, 1 \leq AR \leq \infty \quad (2.27)$$

Aunque normalmente la polarización tenga la forma de una elipse, se pueden dar algunos casos particulares como se observa en la Figura 2.10:

- **Polarización lineal:** Las variaciones del vector de campo eléctrico están contenidas en una única dirección, de tal forma que la figura trazada es un segmento. Además, esta puede ser tanto vertical como horizontal. En este caso,  $N = 0$ , por lo que  $AR = \infty$ .
- **Polarización circular:** El vector de campo eléctrico define una trayectoria circular y está formado por dos componentes ortogonales de la misma magnitud. El sentido de giro del campo eléctrico se dice que es a derechas si sigue el convenio del avance en la dirección de propagación, o bien si al alejarse la onda de un observador, éste ve rotar el campo en sentido de las agujas del reloj, y a izquierdas si es el sentido contrario. En este caso,  $N = M$ , por lo que  $AR = 1$ .
- **Polarización elíptica:** El vector de campo eléctrico define una trayectoria elíptica y está formado por dos componentes ortogonales de distinta magnitud. Al igual que en la polarización circular, se distingue el sentido de giro.

### 2.2.11 Ancho de banda

Debido a la geometría finita de las antenas, éstas están limitadas a funcionar en un rango de frecuencias delimitado. Es decir, se puede definir el ancho de banda (BW) como la relación entre el margen de frecuencias y la frecuencia central en que se cumplen las especificaciones deseadas. Este parámetro se suele expresar en forma de porcentaje:

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} 100 \quad (2.28)$$

donde  $f_{max}$  y  $f_{min}$  son las frecuencias máxima y mínima que delimitan el ancho de banda y  $f_c$  es la frecuencia central.

### 2.3 Banda de frecuencias

Las bandas de frecuencias son intervalos de frecuencias del espectro electromagnético asignados a diferentes usos dentro de las radiocomunicaciones. Su uso está regulado por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) y abarca el espectro de radiofrecuencia y parte del espectro de microondas.

En función del empleo al que estén destinadas, las ondas se clasifican en las siguientes bandas de frecuencias:

SIGLA	DENOMINACIÓN	LONGITUD DE ONDA	RANGO DE FRECUENCIAS	APLICACIONES
ULF	Ultra Low Frequency	1000 km - 100 km	300 Hz - 3 kHz	Militar, comunicación en minas
VLF	Very Low Frequency	100 km - 10 km	3 kHz - 30kHz	Enlaces radio de gran alcance
LF	Low Frequency	10 km - 1 km	30kHz - 300kHz	Enlaces radio de gran distancia, navegación aérea y marítima
MF	Medium Frequency	1 km - 100 m	300 kHz - 3MHz	Radiodifusión de onda media
HF	High Frequency	100 m - 10 m	3MHz - 30 MHz	Radiodifusión de onda corta, comunicaciones a media y larga distancia
VHF	Very High Frequency	10 m - 1 m	30MHz - 300MHz	TV, radio FM, enlaces radio a corta distancia
UHF	Ultra High Frequency	1 m - 10 cm	300 MHz - 3 GHz	TV, radar, telefonía móvil, enlaces radio
SHF	Super High Frequency	10 cm - 1 cm	3 GHz - 30 GHz	Radar, enlaces radio
EHF	Extremely High Frequency	1 cm - 1 mm	30 GHz - 300 GHz	Radar, enlaces radio

**Tabla 2.3: Banda de frecuencias**

Las ondas de frecuencias entre 1 y 300 GHz son llamadas microondas, incluidas en las bandas UHF, SHF y EHF dentro del espectro radioeléctrico. Dentro de las microondas existe otra división del espectro en bandas de frecuencia que se muestra en la Tabla 2.4:

BANDA	FRECUENCIA	LONGITUD DE ONDA
L	1 ~ 2 GHz	30 ~ 15 cm
S	2 ~ 4 GHz	15 ~ 7.5 cm
C	4 ~ 8 GHz	7.5 ~ 3.75 cm
X	8 ~ 12.4 GHz	3.75 ~ 2.42 cm
Ku	12.4 ~ 18 GHz	2.42 ~ 1.66 cm
K	18 ~ 26.5 GHz	1.66 ~ 1.11 cm
Ka	26.5 ~ 40 GHz	11.1 ~ 7.5 mm
Mm	30 ~ 300 GHz	10 ~ 1 mm

Tabla 2.4: Banda de frecuencias en el rango de las microondas

Las ondas con frecuencias comprendidas entre 30 y 300 GHz, equivalentes a longitudes de onda de 1 a 10 mm, son también denominadas ondas milimétricas.

## 2.4 Tipos de antenas

Según el modo de radiación, se definen cuatro grupos de antenas [4]:

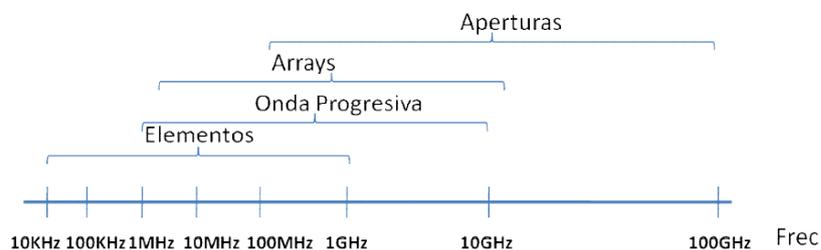


Figura 2.11: Tipos de antenas en función de su frecuencia de operación

### 2.4.1 Antenas de elementos

Son antenas cuyos elementos radiantes son conductores de hilo que tienen una sección despreciable respecto a la longitud de onda, es decir, hilos eléctricamente delgados. Se utilizan extensamente en las bandas MF, HF, VHF y UHF. Algunos ejemplos son los monopolos, los dipolos, las antenas en espira o las antenas helicoidales (Figura 2.12).



Figura 2.12: Ejemplos de antenas de elementos: dipolo (izquierda) y antena de yagi (derecha)

### 2.4.2 Antenas de onda progresiva

Se basan en generar una onda progresiva sobre una estructura radiante eléctricamente larga. La onda pierde parte de su potencia por la radiación conforme progresa por la estructura, por lo que en el extremo se instala una carga que recoge la potencia sobrante y evita las reflexiones.

Su uso ha aumentado por su sencillez de montaje, sobre todo en frecuencias de HF y VHF. En frecuencias UHF y superiores se utilizan estructuras impresas con el mismo principio de onda progresiva.

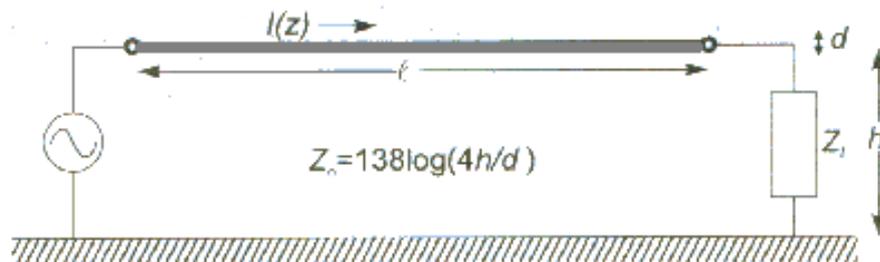


Figura 2.13: Ejemplo de antena de onda progresiva

### 2.4.3 Antenas de array

Las antenas de array están formadas por un conjunto de antenas idénticas que, colocadas de la manera adecuada, forman una única antena con un solo diagrama de radiación.

La gran característica de los arrays es que su diagrama de radiación puede ser adaptado para diferentes aplicaciones. Esto se consigue mediante el control de la amplitud y fase de la señal de alimentación de cada uno de los elementos del array.

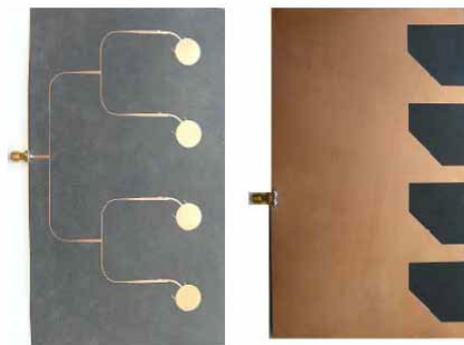


Figura 2.14: Ejemplo de array. Parte superior e inferior de un array de 4 elementos UWB

Una aplicación muy interesante de los arrays es la construcción de antenas inteligentes. Como se puede observar en la Figura 2.15, estas antenas son capaces de reconfigurar su diagrama de radiación, según las necesidades del cliente, para proporcionar mayor cobertura y mejor calidad para cualquier usuario.

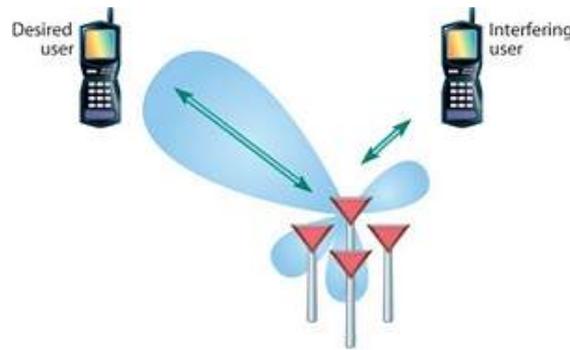


Figura 2.15: Esquema de funcionamiento de una antena inteligente

#### 2.4.4 Antenas de apertura

Son aquellas antenas que utilizan superficies o aperturas para direccionar el haz electromagnético y así concentrar su emisión o recepción en una dirección determinada.

Un ejemplo muy conocido, tanto para comunicaciones radio-terrestres como por satélite, son las antenas parabólicas (Figura 2.16). Su funcionamiento se basa en la reflexión de las ondas electromagnéticas que emanan del dispositivo emisor sobre la superficie parabólica. También cabe destacar las antenas de bocina (Figura 2.16), que son muy utilizadas en el rango de las microondas.

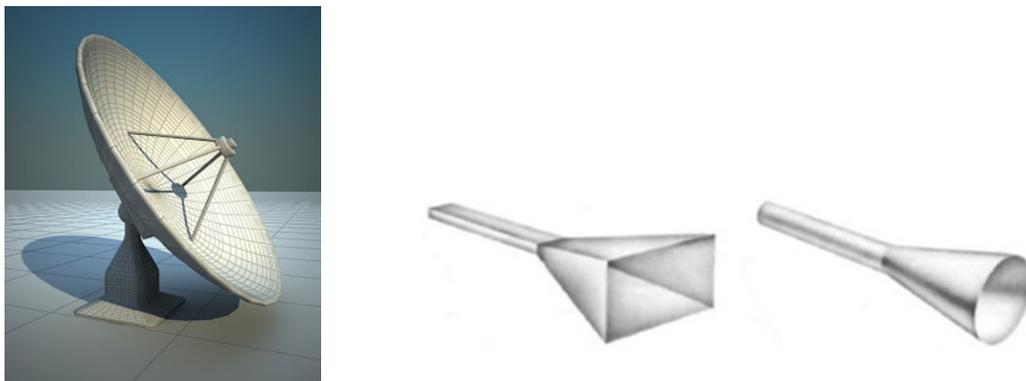


Figura 2.16: Ejemplos de antenas de apertura. Parabólica (izquierda) y de bocina (derecha)

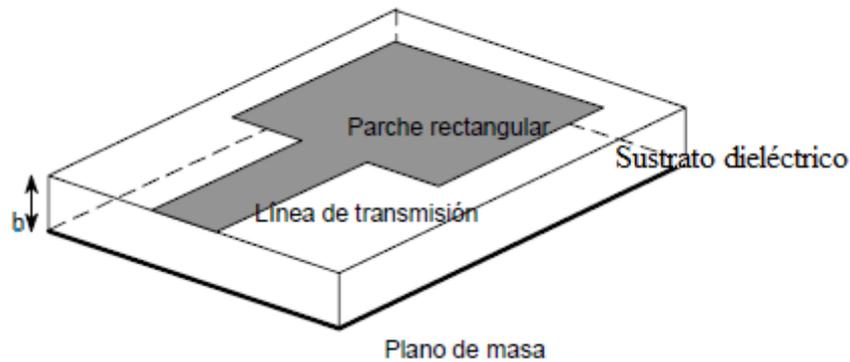
### 2.5 Elementos radiantes

Los elementos radiantes de una antena pueden ser de muchas y muy diversas formas. En este apartado se presentarán algunos de los más importantes [5].

#### 2.5.1 Parches

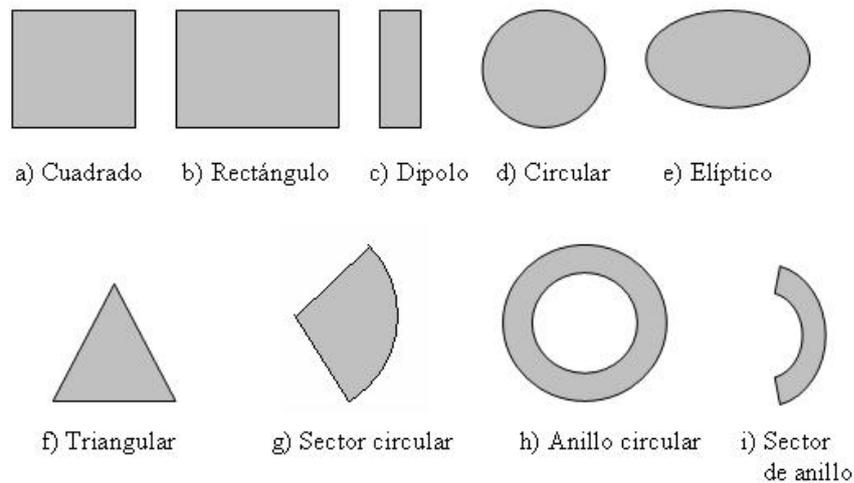
Las antenas de tipo parche, también denominadas antenas microstrip, se diseñan a partir de líneas de transmisión o resonadores sobre sustrato dieléctrico. Para ello, se eligen las dimensiones de la estructura de forma que se disipe potencia en forma de radiación.

En la Figura 2.17, se puede observar que la estructura consiste en un parche metálico, de dimensiones comparables a  $\lambda$ , sobre un sustrato que se encuentra sobre un plano de masa. El grosor oscila entre  $0.003\lambda$  y  $0.005\lambda$  y los valores típicos de la constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) están entre 2 y 12.



**Figura 2.17: Estructura de un parche radiante**

Podemos encontrar parches de formas muy diversas (Figura 2.18) tales como cuadrados, rectangulares, circulares, etc., además de otros menos comunes como triangulares o elípticos.



**Figura 2.18: Tipos de parche radiante**

Las principales ventajas de este tipo de antenas son su fabricación sencilla y barata, su robustez, su posible combinación con circuitos integrados de microondas y su diseño para trabajar a diversas frecuencias y con distintas polarizaciones.

Sin embargo, también existen algunos inconvenientes como la baja eficiencia, el alto factor de calidad y su estrecho ancho de banda, uno de los mayores inconvenientes de este tipo de elementos radiantes. Para mejorar este factor se utilizan técnicas de diseño más avanzadas, como apilar varios parches a frecuencias de resonancia cercanas para formar una antena de banda más ancha.

En cuanto a la alimentación, los parches se pueden alimentar de diferentes maneras (Figura 2.19):

- A través de una línea de transmisión en el mismo plano del parche. Este tipo de alimentación es el más frecuente.

- A través de un conector coaxial entrando verticalmente en el sustrato por el plano de masa. Este tipo de alimentación es bastante frecuente en antenas poco directivas.
- Mediante el acoplamiento por proximidad, utilizado en una estructura multicapa.
- Mediante el acoplamiento a través de una ranura.

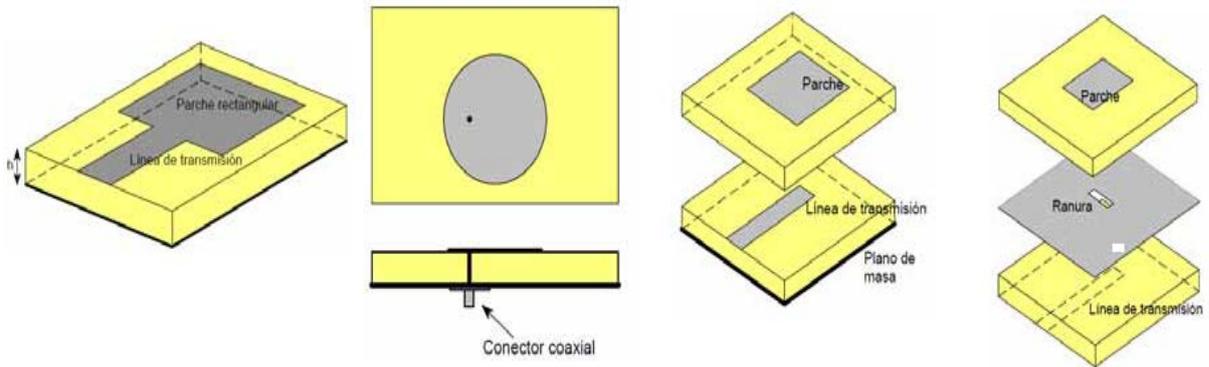


Figura 2.19: Tipos de alimentación para parches

### 2.5.2 Ranuras

Las ranuras son aperturas en un plano de masa en las que una de las dimensiones es pequeña comparada con la longitud de onda ( $\lambda$ ) y la otra debe ser ligeramente inferior a  $\lambda/2$  para conseguir resonancia. Por ellas la señal escapa en forma de radiación, por lo que son el equivalente eléctrico a un dipolo de longitud equivalente.

Este tipo de antena es de gran aplicación en los aviones, en los que, por las velocidades a las que se mueven y la resistencia del aire no es fácil montar nada que sobresalga del fuselaje del avión.

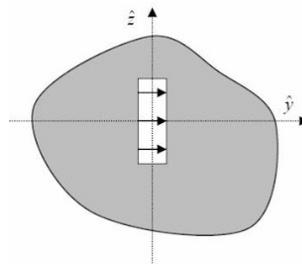


Figura 2.20: Estructura de una ranura

En cuanto a la alimentación de las ranuras se puede hablar de diferentes métodos (Figura 2.21):

- A través de guías de onda ya que las ranuras interrumpen el paso de las corrientes y así, se compensa dicho efecto.
- Mediante líneas microstrip. En este caso, la ranura se sitúa en el plano de masa y la línea tiene un circuito abierto a una distancia  $\lambda/4$  de la ranura.

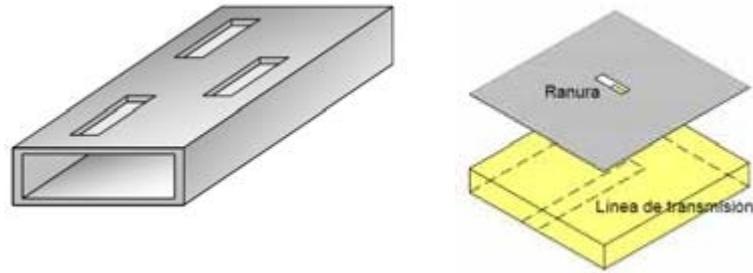


Figura 2.21: Tipos de alimentación para ranuras

### 2.5.3 Monopolos en tecnología impresa

En este PFC se diseñarán monopolos en tecnología impresa alimentados mediante línea microstrip.

La ventaja fundamental del uso de este tipo de antenas es el aumento del volumen del elemento radiante, con lo que se consigue que aumente el ancho de banda de la antenna.

Otro aspecto importante a tener en cuenta es que en este PFC se buscan antenas omnidireccionales en el plano horizontal, por lo que el plano de masa no debe encontrarse debajo del parche, al contrario de lo que se mostraba en la Figura 2.17.

En una antena lineal (un cable sería el caso más simple), un monopolo de longitud  $\lambda/4$  resuena a la frecuencia correspondiente a esa longitud de onda. En la siguiente figura se muestra un ejemplo de este tipo de antenas resonando a 3.5 GHz:

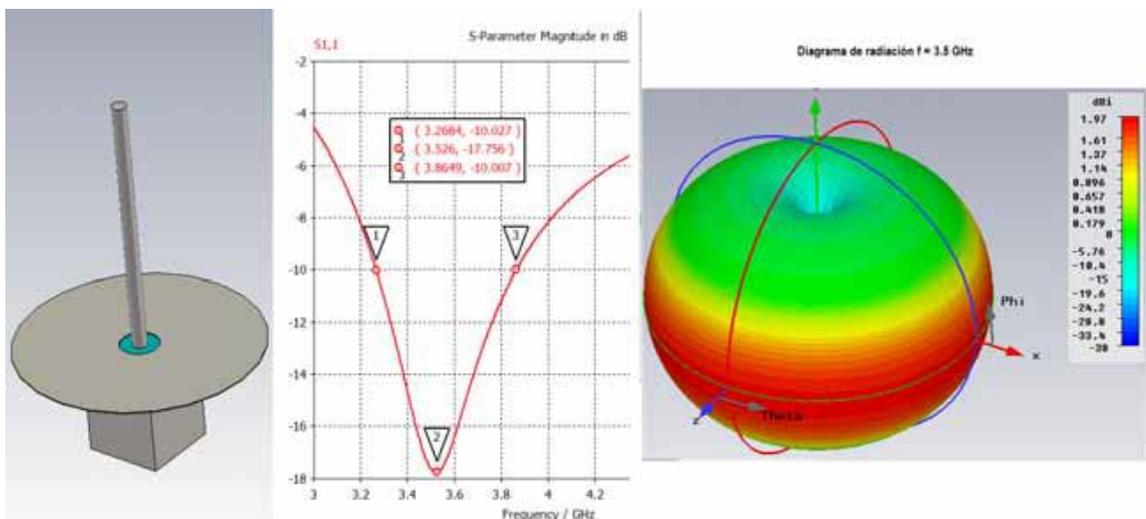


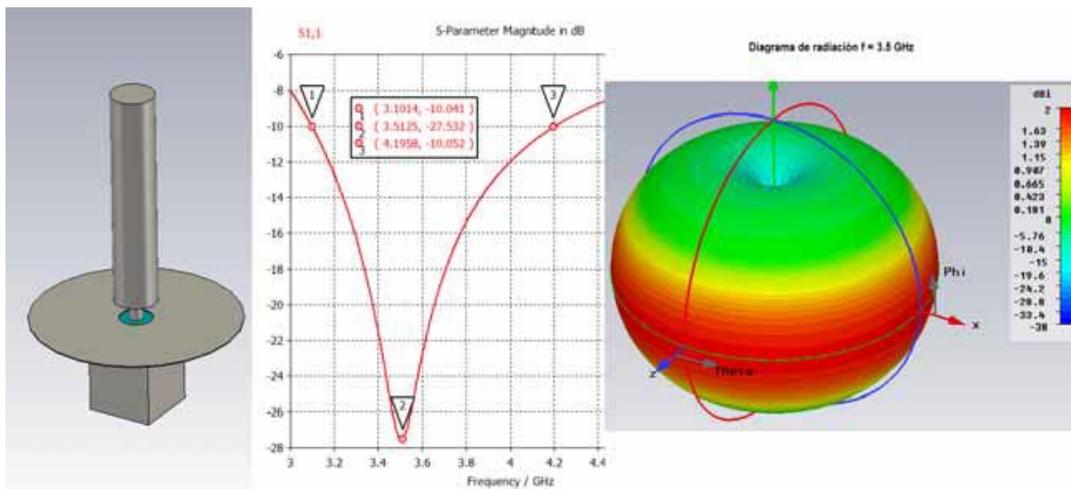
Figura 2.22: Monopolo lineal con frecuencia de resonancia a 3.5 GHz

La antena está formada por un conector coaxial que ejerce de línea de transmisión, un plano de masa circular y un elemento metálico radiante. La longitud aproximada de dicho elemento radiante viene determinada por:

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{4 \cdot 3.5 \cdot 10^9 \text{ s}^{-1}} = 0.0214 \text{ m} = 21.4 \text{ mm} \quad (2.29)$$

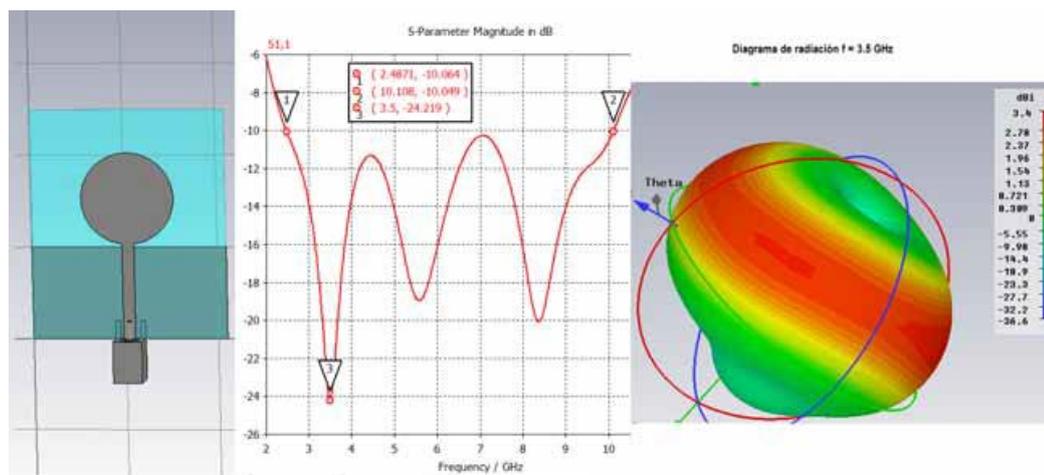
Como se puede observar en la Figura 2.22, con este tipo de antenas se obtiene un ancho de banda a -10 dB de 600 MHz aproximadamente.

Para conseguir un ancho de banda algo mayor hay que aumentar el diámetro del elemento radiante. De este modo, en la Figura 2.23, se puede observar como el ancho de banda a -10 dB ha aumentado siendo ahora de 1 GHz



**Figura 2.23: Monopolo lineal con un diámetro mayor de elemento radiante con frecuencia de resonancia a 3.5 GHz**

Sin embargo, como se comentaba al principio de este apartado, con las antenas impresas se consigue un ancho de banda bastante mayor. A continuación, se muestra como ejemplo un monopolo circular con frecuencia de resonancia a 3.5 GHz:



**Figura 2.24: Monopolo circular impreso con frecuencia de resonancia a 3.5 GHz**

En la Figura 2.24, se aprecia que el ancho de banda a -10 dB está en torno a 7.6 GHz. En este caso, la longitud obtenida utilizando la ecuación (2.29) corresponde al diámetro del

elemento circular radiante aproximadamente. Además, el diagrama de radiación obtenido es omnidireccional en el plano horizontal, cumpliendo así uno de los requisitos de UWB.

## 2.6 Arrays de antenas

Normalmente, el diagrama de radiación de un elemento es relativamente ancho y proporciona niveles bajos de ganancia. Muchas aplicaciones demandan el uso de antenas de alta ganancia y gran directividad para comunicaciones de larga distancia. Esto se puede conseguir de dos maneras: aumentando el tamaño de la antena o mediante el acoplamiento de varios elementos radiantes.

Por lo tanto, un array es una agrupación de antenas, todas ellas alimentadas desde unos terminales comunes, que radian o reciben de modo conjunto. Los elementos de un array son alimentados con amplitudes y fases adecuados de manera que los campos radiados por el conjunto proporcionan el diagrama deseado.

Los arrays se pueden clasificar de diferentes formas: atendiendo a su geometría, elementos, red, aplicación u otros parámetros. En cuanto a la geometría, que es la clasificación más sencilla, podemos encontrar tres tipos de arrays, que se muestran en la Figura 2.25:

- **Array lineal:** Los elementos están dispuestos sobre una línea recta.
- **Array plano:** Los elementos están dispuestos bidimensionalmente sobre un plano.
- **Array conformado:** Los elementos están dispuestos sobre una superficie curva.



**Figura 2.25: Ejemplos de array. Lineal (izquierda), plano (centro) y conformado (derecha)**

Un array quedará definido por el vector de posición ( $\vec{r}_i$ ), las corrientes de alimentación ( $I_i$ ) y el diagrama de radiación de cada uno de los elementos que lo integran ( $\vec{E}_i(\theta, \phi)$ ):

$$\vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \frac{I_i}{I_0} e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) A_i e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} \quad (2.30)$$

$$A_i = \frac{I_i}{I_0} \quad (2.31)$$

$$\hat{r} = (\sin \theta \cos \phi \hat{x} + \sin \theta \sin \phi \hat{y} + \cos \theta \hat{z}) \quad (2.32)$$

En estas ecuaciones  $I_0$  es la corriente de entrada del array,  $A_i$  es el coeficiente de alimentación complejo y  $\hat{r}$  es el vector unitario de radiación.

El campo radiado por el array se calculará como la suma de los campos radiados por cada uno de los elementos por separado:

$$\vec{E}_A(\theta, \phi) = \sum_i \vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) F_A(\theta, \phi) \quad (2.33)$$

donde  $F_A(\theta, \phi)$  recibe el nombre de Factor de Array (FA).

Para obtener diagramas de radiación que sean muy directivos es necesario que los campos interfirieran constructivamente en las direcciones deseadas. Esto se controla mediante cinco parámetros básicos:

- Posición geométrica de los elementos en el array.
- Posición relativa entre los elementos.
- Amplitud de alimentación de cada elemento.
- Fase de alimentación de cada elemento.
- Diagrama de radiación del elemento radiante.

### 2.6.1 Arrays lineales

En las agrupaciones lineales, N elementos se disponen a lo largo de una línea recta permitiendo controlar el diagrama de radiación en el plano que contiene la línea. Se pueden distinguir dos tipos de arrays dependiendo de la separación que existe entre los elementos: equiespaciados o no equiespaciados.

El caso más sencillo es el de un array lineal, en el que N elementos equiespaciados se disponen en un eje z separados por una distancia d (Figura 2.26). En este caso, la longitud total de la antena será  $L = Nd$  y la distancia entre los elementos debe ser  $\lambda/2 < d < \lambda$  para evitar que aparezcan lóbulos de difracción.

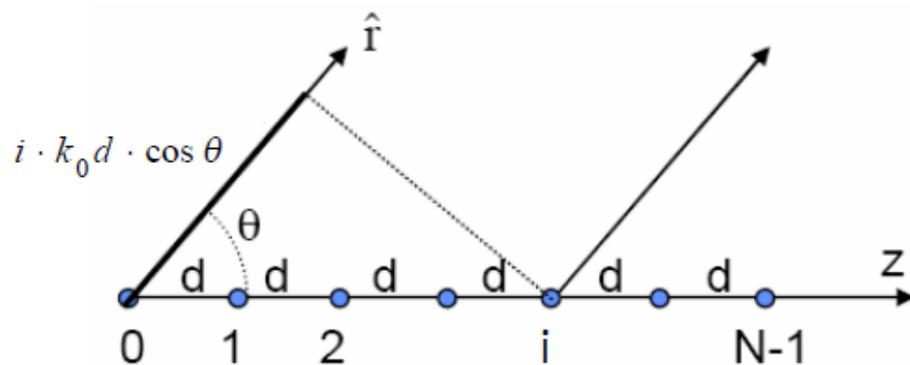


Figura 2.26: Array lineal de N elementos equiespaciados y separados una distancia d

El vector de posición ( $\vec{r}_i$ ) y el coeficiente de alimentación complejo ( $A_i$ ) vendrán dados por:

$$\vec{r}_i = id\hat{z} \rightarrow \hat{r} \vec{r}_i = id \cos \theta \quad (2.34)$$

$$A_i = a_i e^{j\alpha i} \quad (2.35)$$

Partiendo de las ecuaciones (2.34) y (2.35), el Factor de Array quedará definido por:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} = \sum_{i=1}^N a_i e^{j(ik_0 d \cos \theta + \alpha_i)} \quad (2.36)$$

Las leyes de excitación más utilizadas para este tipo de arrays son las siguientes:

- Fase progresiva:  $A_i = a_i e^{j(i\alpha)}$
- Amplitud y fase uniformes:  $A_i = 1 \forall i$
- Amplitud uniforme y fase progresiva:  $A_i = e^{j(i\alpha)}$
- Amplitud simétrica y decreciente del centro al borde.

### 2.6.2 Arrays planos

En una agrupación plana los elementos se disponen en dos dimensiones sobre un plano (matriz rectangular), permitiendo mayor directividad y control del diagrama. Los array planos ofrecen más versatilidad que los lineales ya que pueden obtener diagramas que apunten en cualquier dirección del espacio.

Para un array plano de  $M \times N$  elementos separados, en la mayoría de los casos, una distancia fija  $d_x$  en el eje X y  $d_y$  en el eje Y (Figura 2.27), el Factor de Array se define según:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_{mn}} = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} e^{jm k_0 d_x \sin \theta \cos \phi} e^{jn k_0 d_y \sin \theta \sin \phi} \quad (2.37)$$

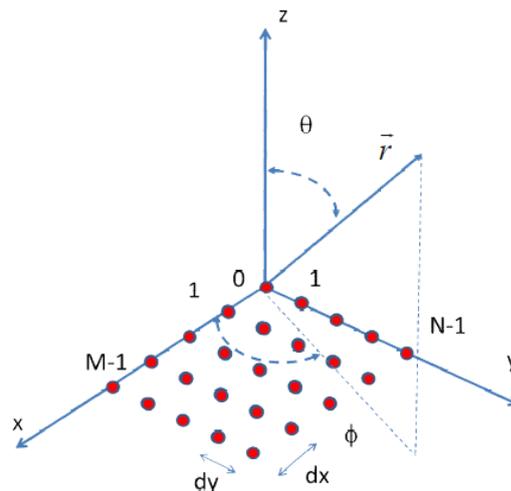


Figura 2.27: Array plano de  $M \times N$  elementos dispuestos sobre el plano XY

### 2.6.3 Arrays de exploración (Phased arrays)

Cuando tenemos un array, tanto lineal como plano, en el que los elementos tienen una amplitud de alimentación uniforme, el diagrama de radiación debe ser controlado por la

fase de dichos elementos. A este tipo de agrupación se les conoce como phased arrays o arrays de exploración.

Se puede barrer todo un plano  $\varphi$  con un array lineal variando el desfase progresivo  $\alpha$ , o variando  $\alpha_x$  y  $\alpha_y$ , para arrays planos, se puede barrer todo el espacio.

Este tipo de antenas son muy utilizadas para construir sistemas de radar, aunque su principal inconveniente es que resulta imposible dirigir correctamente el haz de radiación hacia ángulos próximos al plano donde están situados los elementos radiantes. Para conseguir una cobertura de  $360^\circ$ , es necesario colocar tres arrays en las paredes de una estructura piramidal como se muestra en la Figura 2.28.



Figura 2.28: Radar construido con phased arrays PAVE PAWS en Alaska

## 2.7 Teoría Microstrip

En esta sección se describen algunos conceptos básicos de las líneas microstrip, que serán útiles más adelante para el diseño de las antenas UWB de este PFC.

### 2.7.1 Concepto y características

La línea microstrip es un tipo de línea de transmisión utilizada para transmitir señales de microondas. Se basan en una tira metálica muy fina (respecto a la longitud de onda que se propaga por ella,  $\lambda$ ) de espesor  $t$  y anchura  $w$  separada de un plano de masa por una capa de un sustrato de altura  $h$  y constante dieléctrica  $\epsilon_r$  (Figura 2.29).

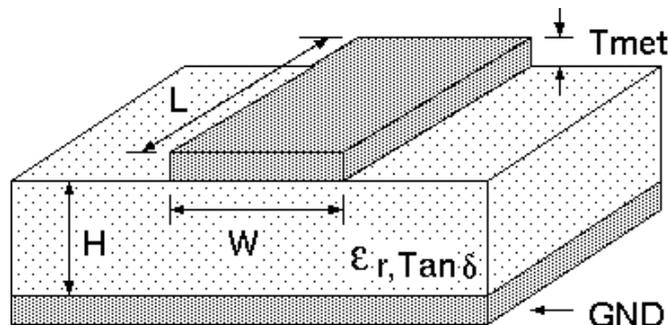


Figura 2.29: Estructura de la línea microstrip con parámetros fundamentales

Una de las principales ventajas de utilizar este tipo de línea de transmisión es que las longitudes se reducen considerablemente comparadas con sus valores en el espacio libre

debido al confinamiento de campos en el sustrato. Otra ventaja importante es que son mucho más baratas que la tecnología de guía de onda ya que pueden ser construidas utilizando placas de circuito impreso (PCB) con materiales de bajo coste. Sin embargo, también tiene sus inconvenientes: tienen poca capacidad para el manejo de energía y normalmente, tienen mayores pérdidas que la tecnología tradicional.

Toda línea de transmisión uniformemente llena con un dieléctrico soporta un modo bien definido, que puede ser: TEM para una línea coaxial, TE o TM para una guía de ondas, etc.

En cambio, las líneas de transmisión parcialmente llenas no soportan un único modo de propagación. En las líneas microstrip, los campos se generan tal y como se muestra en la Figura 2.30. El hecho de que la pista metálica se encuentre entre el sustrato y el aire, es decir, existe un cambio abrupto aire-dieléctrico, complica el análisis de la línea [6]. Aunque la mayoría de las líneas de campo se encuentran en la región del dieléctrico, algunas de ellas quedan por encima del sustrato, por lo que el modo que se propaga por la microstrip no es un TEM puro, sino, lo que se llama, un modo quasi-TEM.

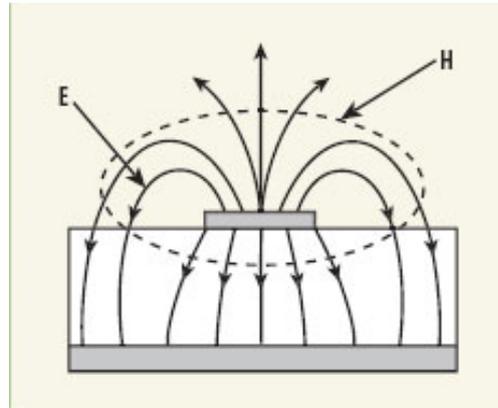


Figura 2.30: Propagación de los campos en una línea microstrip

### 2.7.2 Constante dieléctrica efectiva y longitud de onda

La presencia de dos dieléctricos (el aire y el sustrato) hace que la tecnología microstrip cuente con una constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{r_{eff}}$  que se calcula de la siguiente manera:

$$\epsilon_{r_{eff}} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right], & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-0.5}, & \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.38)$$

Una vez que se ha determinado la constante dieléctrica efectiva, se puede obtener la longitud de onda de la línea microstrip,  $\lambda_{\mu strip}$ :

$$\lambda_{\mu strip} = \frac{\lambda_0}{\epsilon_{r_{eff}}} \quad (2.39)$$

### 2.7.3 Alimentación Microstrip

Una línea microstrip puede ser alimentada de diversas maneras por medio de conectores coaxiales.

- **Sonda coaxial vertical:** Al igual que las guías de onda, las microstrip también se pueden alimentar entrando verticalmente en el sustrato por medio de un conector coaxial. El conductor exterior se conecta a la placa de masa y el conductor interno se extiende hasta la pista. La posición del conector respecto del final de la pista puede ser controlada para adaptar la impedancia de entrada.

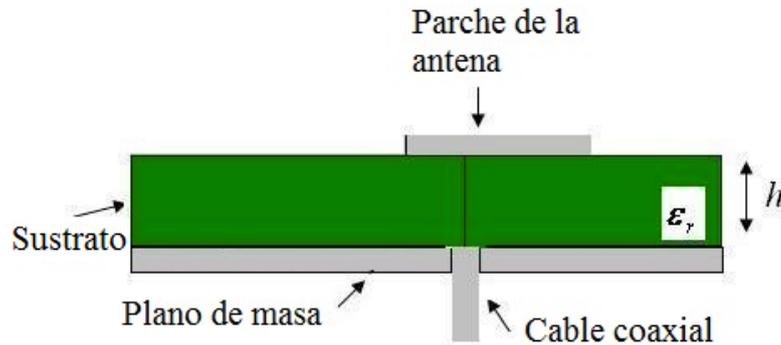


Figura 2.31: Alimentación por sonda coaxial vertical de la línea microstrip

- **Coaxial horizontal:** Basta con conectar el conductor externo del coaxial al plano de masa y colocar el alma sobre la pista microstrip. Se trata de una transición de alimentación muy sencilla de construir. Sin embargo, puede provocar muchas pérdidas por radiaciones inesperadas hacia el exterior en aplicaciones de alta frecuencia al encontrarse el alma del conector desprotegida. Éste es el tipo de alimentación que se utilizará para las antenas de este PFC (Figura 2.32).

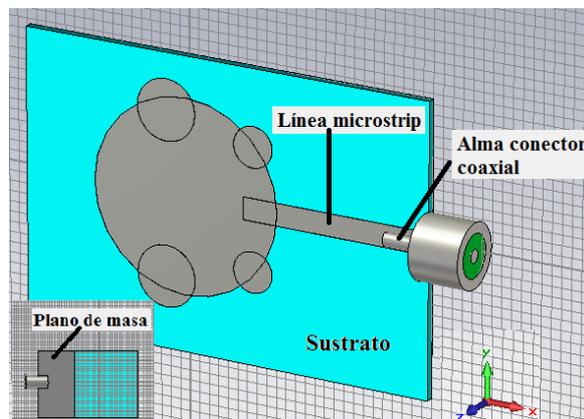


Figura 2.32: Alimentación por conector coaxial horizontal de la línea microstrip

## 2.8 Teoría Línea Coplanar (CPW)

Como se puede observar en la Figura 2.33, los planos de masa en la guía de onda coplanar están al lado del conductor en lugar de estar debajo.

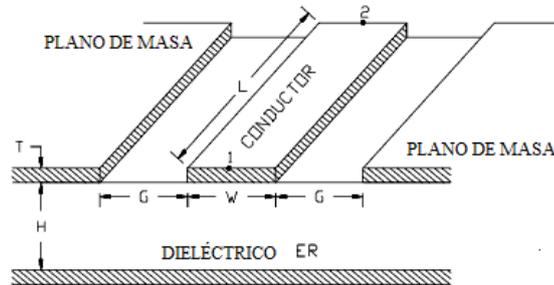


Figura 2.33: Estructura de una línea coplanar

Los parámetros de diseño de esta línea son la anchura del conductor ( $W$ ) y la separación que hay entre dicho conductor y las dos tiras laterales que definen el plano de masa ( $G$ ). Por lo tanto, este tipo de líneas presentan dos grados de libertad cuando se obtiene una determinada impedancia característica ( $Z_0$ ).

Las principales ventajas de la teoría coplanar son la facilidad para realizar conexiones a tierra y la posibilidad de utilizar impedancias de línea muy bajas, algo improbable si se utiliza microstrip. Otra ventaja de CPW respecto a la teoría microstrip es que permite implementar circuitos que trabajan a frecuencias mayores ya que presentan menor dispersión. Además, los planos de masa sirven como protección frente al acoplamiento con otras líneas adyacentes.

Existe una variante de esta teoría que incluye otro plano de masa en el plano inferior. Ésta recibe el nombre de Grounded Coplanar Waveguide (GCPW).

## 2.9 Herramientas de diseño y simulación

En este apartado se detallan las diferentes herramientas de diseño y simulación utilizadas en este PFC.

### 2.9.1 CST Microwave Studio

CST Microwave Studio es una herramienta creada por la empresa CST y especializada en la simulación electromagnética en 3D de componentes de alta frecuencia.

La versión disponible en el grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM es la 2010. Ésta ha sido la principal herramienta de diseño que se ha utilizado para la realización de este PFC.

El programa cuenta con un análisis rápido y preciso de aparatos de alta frecuencia tales como antenas, filtros, estructuras de diversas capas, etc. También ofrece un amplio vistazo al comportamiento electromagnético de los diseños de alta frecuencia y promueve una tecnología completa y de alta calidad electromagnética en 3D. Gracias a la variedad de tecnologías disponibles, permite que los usuarios tengan una gran flexibilidad mediante un rango de aplicación muy amplio.

Además cuenta con filtros para la importación y exportación de archivos CAD específicos, lo que mejora las posibilidades de diseño y además permite un gran ahorro de tiempo. Este hecho ha sido muy beneficioso para el objetivo de este PFC, ya que los ficheros CAD son necesarios para la construcción de los circuitos diseñados.

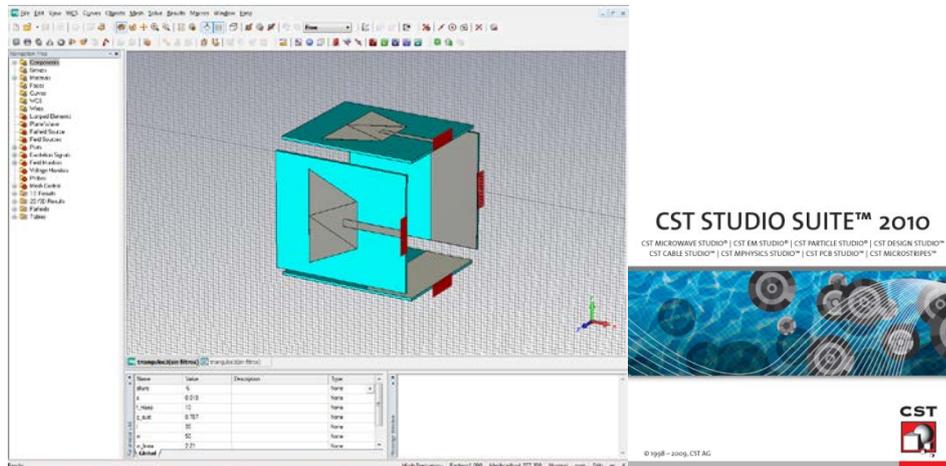


Figura 2.34: Interfaz de trabajo de CST

### 2.9.2 Advanced Design System (ADS)

Advanced Design System (ADS) es un programa de simulación circuital creado por Agilent Technologies para una gran variedad de dispositivos de telecomunicaciones tales como amplificadores, líneas de transmisión, filtros, resonadores, osciladores, etc.

Para este PFC se ha utilizado la versión 2008, disponible en el grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

Este software lleva a cabo simulaciones de gran precisión a nivel de circuitos, basándose en las densas librerías que posee. Las ventajas que ofrece este software son la posibilidad de disponer de dos tipos de ventanas para trabajar con circuitos y visualizar los resultados de las simulaciones, y poder examinar cómo será el circuito físicamente a partir de los elementos que lo integran mediante el tratamiento de Layouts.

ADS también permite la importación/exportación de diversos tipos de ficheros tales como archivos CAD, TOUCHSTONE (parámetros S), etc. Este hecho ha sido imprescindible para el tratamiento de los diseños a nivel físico y, sobre todo, para la generación de archivos Gerber (formato de impresión creado por Gerber System Corporation), necesarios para la construcción de los circuitos impresos de este PFC.

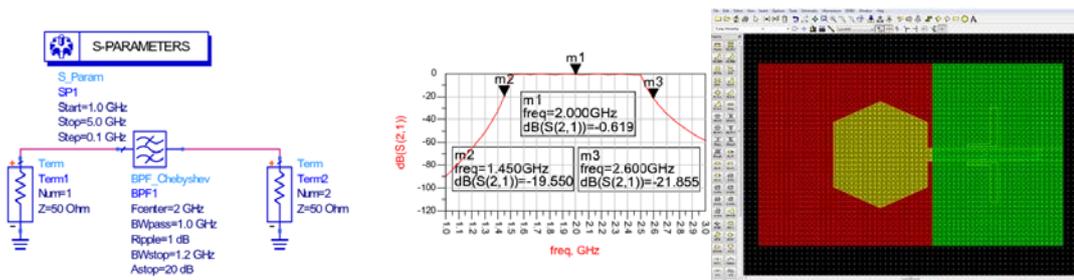


Figura 2.35: Interfaz de ADS. Esquemático (izquierda) y generación de Gerbers (derecha)

### 2.9.3 Ensemble 1D Array Synthesis

El software Ensemble 1D Array Synthesis es un programa muy sencillo, pero eficaz, de modelado de arrays lineales de una sola dimensión

El programa muestra el diagrama de radiación normalizado del array, dado el número de elementos que lo forman y su distribución, así como la amplitud y la fase de cada uno de dichos elementos.

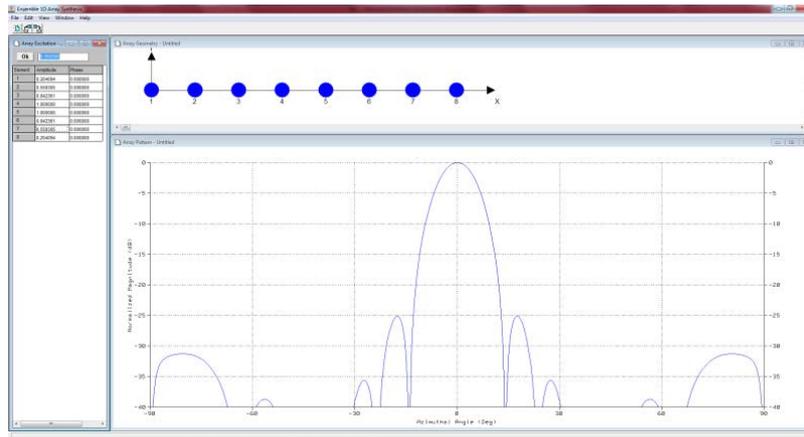


Figura 2.36: Interfaz de trabajo de Ensemble 1D Array synthesis

### 2.9.4 AutoCad

AutoCad es un software CAD, como su nombre indica, utilizado para dibujo 2D y modelado 3D.

Durante el desarrollo de este PFC se ha utilizado la versión 2010 de este programa para la obtención de los planos de las antenas con sus respectivas cotas y para la combinación necesaria de los ficheros extraídos de CST para la posterior construcción de las antenas.

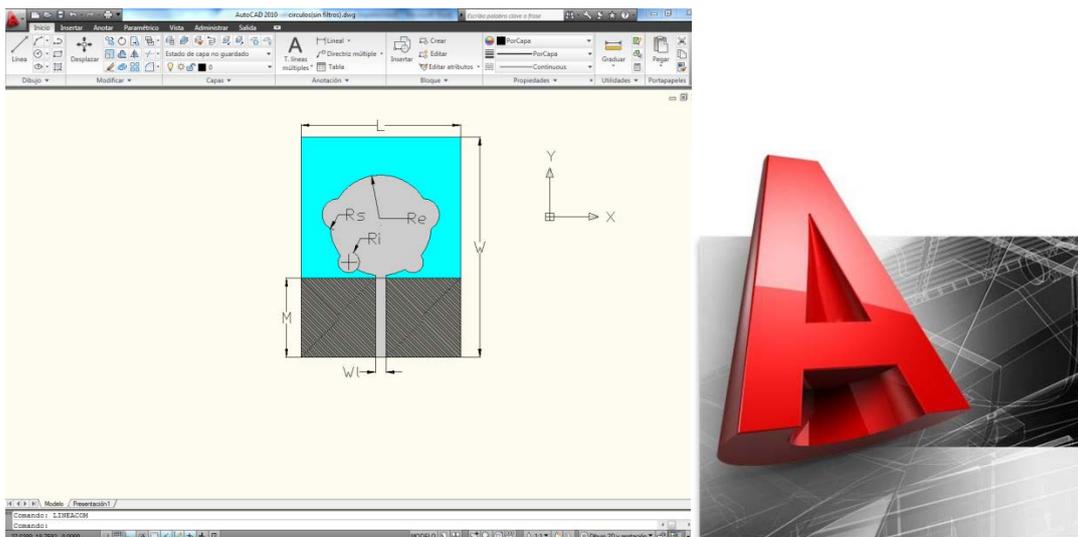


Figura 2.37: Interfaz de trabajo de AutoCad

## 3 Tecnología UWB

---

### 3.1 Introducción e historia

Las tecnologías inalámbricas de área local (WLAN) más utilizadas en la actualidad, como Wi-Fi y Bluetooth, fueron desarrolladas con el objetivo de interconectar sin hilos diferentes dispositivos en un entorno de cortas distancias a unas velocidades moderadas. Sin embargo, estas tecnologías presentan algunas limitaciones importantes como la baja velocidad de transmisión, la autonomía de funcionamiento y la seguridad.

Con el objetivo de mejorar considerablemente estas deficiencias, nace la tecnología Ultra Wide-Band (UWB) o banda ultra-ancha. En los últimos años, esta tecnología ha sido utilizada en áreas relacionadas con radar, detección y comunicaciones militares. A pesar de ser nueva en el ámbito civil, tiene una gran tradición en el campo militar, por lo que se trata de una tecnología muy probada en muchas aplicaciones y diversos escenarios (algunos de ellos se corresponden con los requisitos que las nuevas tecnologías de sistemas móviles de comunicaciones personales y entre dispositivos exigen) [7].

Los sistemas UWB se han basado históricamente en señales tipo radar (impulse radio) en forma de monociclos de muy corta duración (normalmente unos pocos nanosegundos) con una energía relativamente pequeña. Esta transmisión puede efectuarse sin portadora por lo que no necesitan dispositivos adicionales para implementar el sistema, lo que supone que el precio de la instalación sea muy inferior al correspondiente sistema de radiofrecuencia con portadora.

Estos sistemas tuvieron su origen en torno a 1900 con la invención por Marconi del primer aparato de comunicaciones por radio que fueron sustituidos poco tiempo después por nuevos dispositivos más eficientes creados por Lee De Forest en 1906.

Tras la Segunda Guerra Mundial, el concepto se reavivó por el continuo intento de mejorar las comunicaciones de larga distancia.

En torno al año 1980, la FCC (Comisión Federal de Comunicaciones), como organismo regulador de las telecomunicaciones en Estados Unidos, estableció la banda ISM, reservada internacionalmente para uso no comercial de radiofrecuencia. Como consecuencia, se produjo un importante crecimiento de WLAN y Wi-Fi.

En febrero de 2002, se despertó un especial interés por este tipo de tecnología cuando la FCC emitió una resolución que permitía el uso de UWB para comunicaciones de datos en el ámbito civil fijando una banda que se extiende desde 3.1 GHz hasta los 10,6 GHz con una densidad espectral de potencia de emisión máxima de  $-41.3 \text{ dBm}/\text{MHz}$ . Sin embargo, según la FCC cualquier señal que ocupe al menos 500 MHz de espectro puede ser utilizada en este tipo de sistemas. Esto quiere decir que UWB no está restringido a impulsos de radio sino que aplica también a cualquier tecnología que use 500 MHz del espectro y que cumpla el resto de requisitos de UWB [8].

Desde entonces, la tecnología UWB ha experimentado un gran avance ya que puede suponer el futuro de las comunicaciones inalámbricas con tasas binarias muy altas. Además, gracias a la aparición de los circuitos integrados, el coste de los equipos ha

disminuido considerablemente ya que inicialmente se utilizaban componentes discretos en los circuitos, lo que hacía que los equipos fueran bastante caros.

A continuación, en la Figura 3.1, se muestra una comparativa de los sistemas inalámbricos actuales en la que se analizan dos características fundamentales: velocidad de transmisión y alcance [9].

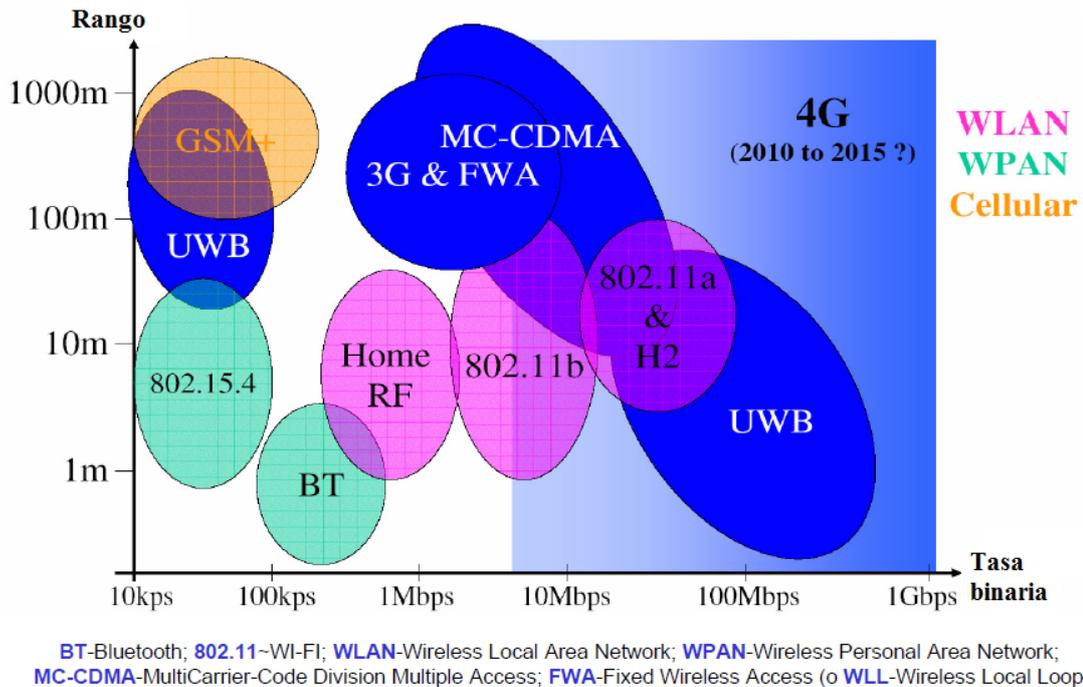


Figura 3.1: Comparación de los diferentes sistemas inalámbricos

En la Figura 3.1 se puede observar como el alcance de los sistemas UWB es bastante reducido debido a la limitación de potencia impuesta por la FCC sobre las especificaciones de UWB. Esto supone una ventaja cuando lo que se desea es combinar varios radioenlaces en un espacio relativamente pequeño.

### 3.2 Fundamentos de la tecnología

Como se ha comentado en el apartado 3.1, UWB opera en un gran ancho de banda por lo que debe compartir el espectro con otros sistemas de comunicación existentes que pueden causar interferencias. Por esta razón, debe existir una regulación para tener definidas y cuantificadas todas las características del sistema.

#### 3.2.1 Definición

Según lo establecido por el FCC en el año 2002 [8], cualquier señal que cumpla una de las dos condiciones siguientes ((3.1) y (3.2)) forma parte de un sistema UWB:

$$B = f_H - f_L > 500 \text{ MHz} \quad (3.1)$$

$$B_f \geq 0.2 \quad (3.2)$$

donde  $B$  hace referencia al ancho de banda absoluto siendo  $f_H$  y  $f_L$  los límites superior e inferior del rango de frecuencias.  $B_f$  recibe el nombre de ancho de banda fraccionado y se define como el resultado del cociente entre el ancho de banda absoluto ( $B$ ) y la frecuencia central del intervalo ( $f_c$ ) según la ecuación (5.8):

$$B_f = \frac{B}{f_c} = \frac{f_H - f_L}{(f_H + f_L)/2} \quad (3.3)$$

La primera condición (3.1) hace referencia al ancho de banda absoluto que debe ser mayor de 500 MHz y la segunda (3.2), hace referencia a que el ancho de banda fraccionado entre puntos a 10 dB ha de ser mayor o igual que el 20 %.

En función de este ancho de banda, se distinguen diferentes tipos de sistemas tal y como se describe en [9] y se muestra en la Figura 3.2 y en la Figura 3.3:



Figura 3.2: Tipos de sistemas en función del ancho de banda (I)

El funcionamiento de UWB se basa en la transmisión de secuencias de pulsos extremadamente estrechos y de baja potencia, que se sitúan de forma precisa en el tiempo con posibles desviaciones inferiores al picosegundo. Como consecuencia de esto se obtiene un espectro de banda ancha que debe cumplir la máscara de emisión, es decir, una limitación en potencia regulada para que no interfieran en otros sistemas que operen en el mismo rango de frecuencias.

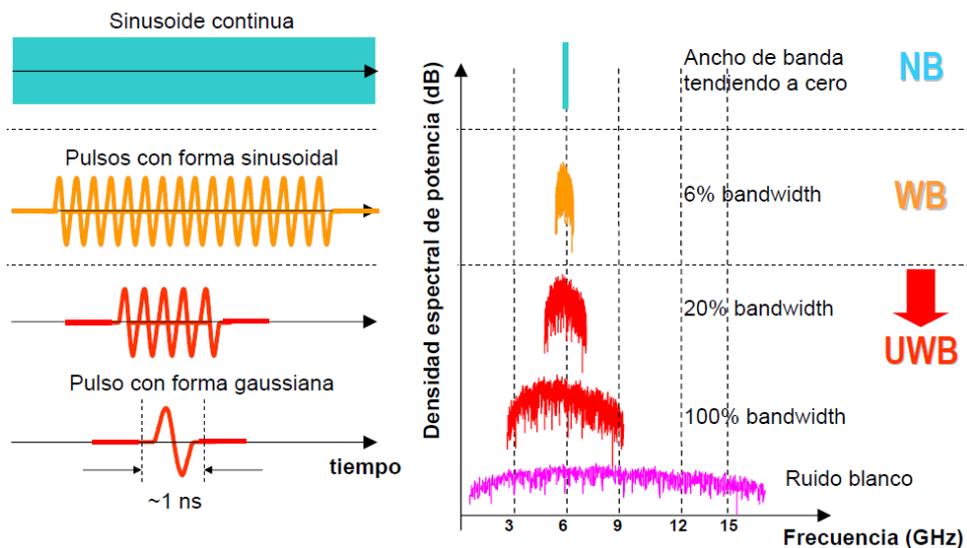


Figura 3.3: Tipos de sistemas en función del ancho de banda (II)

Como se ha comentado anteriormente, esta limitación de potencia deja a los sistemas UWB para aplicaciones indoor de corto alcance pero con grandes tasas binarias, o bien para mayores alcances pero con menor capacidad. Esta variedad de posibilidades se debe a su estructura en la capa física. De modo, que esa baja potencia de transmisión requiere una secuencia de varios pulsos (tren de pulsos) de baja potencia para transmitir un bit de información. A mayor número de pulsos transmitidos por bit, menor tasa binaria, pero mayor alcance conseguido.

### 3.2.2 Asignación de banda

Como se ha mencionado en el apartado 3.1, la banda de un sistema UWB cubre 7.5 GHz del espectro. Para usar una banda tan ancha se pueden utilizar dos aproximaciones:

- **Esquema banda única:** Los sistemas UWB basados en impulsos de radio están basados en sistemas de banda única (single-band systems). Este tipo de esquema consiste en transmitir pulsos diseñados para cubrir toda la banda de UWB. Los datos se modulan normalmente mediante PPM (Pulse-Position Modulation), mostrada en la Figura 3.6, y se soportan múltiples usuarios utilizando una técnica de acceso conocida como Time-Hopping. Esta técnica consiste en la división de cada trama en ocho ranuras asignadas a ocho usuarios y para cada uno de ellos, la señal UWB se transmite a una ranura específica determinada por una secuencia pseudo-aleatoria (Figura 3.4).

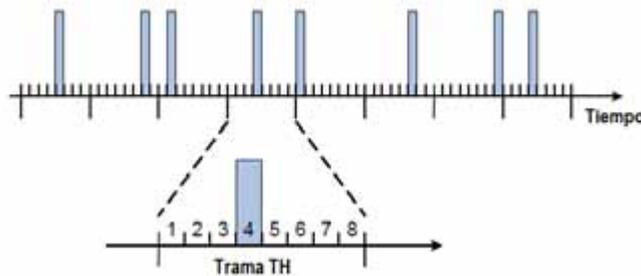


Figura 3.4: Concepto de salto de tiempo

Para este tipo de sistemas, la señal en forma de pulso transmitida tiene una duración muy corta, por lo que es necesario el uso de circuitos capaces de conmutar muy rápidamente.

Además, estos sistemas pueden hacer frente fácilmente al multitrayecto ya que utilizan transmisiones discontinuas de pulsos muy cortos y normalmente, la duración de ese pulso es menor que el retardo debido al multitrayecto.

El inconveniente que presentan los sistemas de banda única es que necesita utilizar filtros notch para evitar las interferencias posibles con otros sistemas inalámbricos que trabajan en la misma banda y este aspecto podría incrementar la complejidad del sistema e incluso distorsionar la forma de onda de la señal recibida.

- **Esquema multibanda:** en este tipo de sistemas el acceso múltiple se consigue mediante saltos de frecuencia o FH (Frequency-Hopping). Esta técnica consiste en transmitir segmentos temporales de la señal en diferentes frecuencias

portadoras, siguiendo un patrón de cambio pseudo-aleatorio. Por lo tanto, este tipo de sistema necesita un generador de señal que sea capaz de conmutar rápidamente entre las diferentes frecuencias (Figura 3.5).

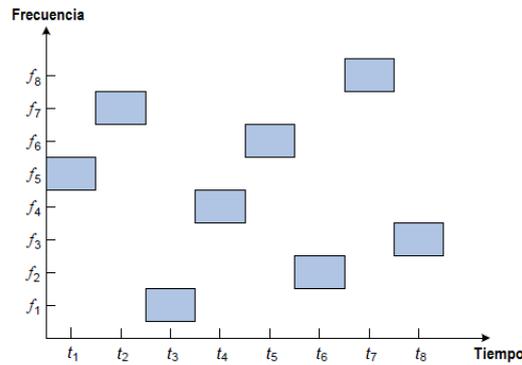


Figura 3.5: Concepto de salto de frecuencia

La gran ventaja de los sistemas multibanda, a diferencia de los sistemas de banda única, es que presentan robustez frente a la interferencia y permiten la coexistencia de diferentes sistemas. De este modo, cuando el sistema detecta la presencia de otros sistemas inalámbricos, puede evitar el uso de sub-bandas que compartan el espectro en dichos sistemas interferentes.

Como inconveniente de estos sistemas destaca la dificultad de hacer frente al multitrayecto en comparación con los sistemas de banda única.

### 3.2.3 Esquemas de modulación

Se utilizan varios tipos de esquemas de modulación en banda base con señales ortogonales y antipodales como PPM (Pulse Position Modulation), PAM (Pulse Amplitude Modulation), OOK (On-Off Keying), Bi-Phase Modulation o incluso BPSK y QPSK que transmiten varios bits por símbolo. A continuación, en la Figura 3.6, se representan las diferentes modulaciones [9]:

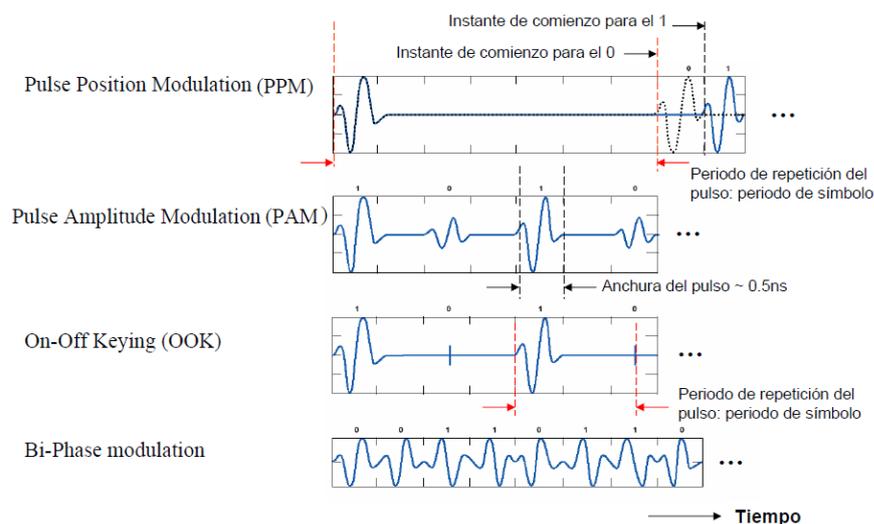


Figura 3.6: Tipos de modulaciones que utiliza UWB

### 3.3 Regulación y estandarización

Toda tecnología tiene sus propiedades y limitaciones basadas en sus aspectos físicos y en la regulación existente. Los organismos encargados de la regulación de los gobiernos definen la forma en que las tecnologías deben operar para facilitar la coexistencia y para garantizar la seguridad pública. Los estándares basados en tecnología UWB son el IEE 802.15.3a de alta tasa binaria, y el IEE 802.15.4a de baja tasa binaria.

#### 3.3.1 Máscara definida por la FCC

Tal y como se describe en [9], existen diferentes máscaras de emisión dependiendo de la aplicación para la que se haya diseñado el sistema. La potencia radiada efectiva isotrópica (EIRP) permitida para cada banda de frecuencias ha sido asignada por la FCC y se muestra en la Figura 3.7. La EIRP equivale a la potencia radiada por una antena isotrópica, es decir, una antena con ganancia unidad en todas direcciones.

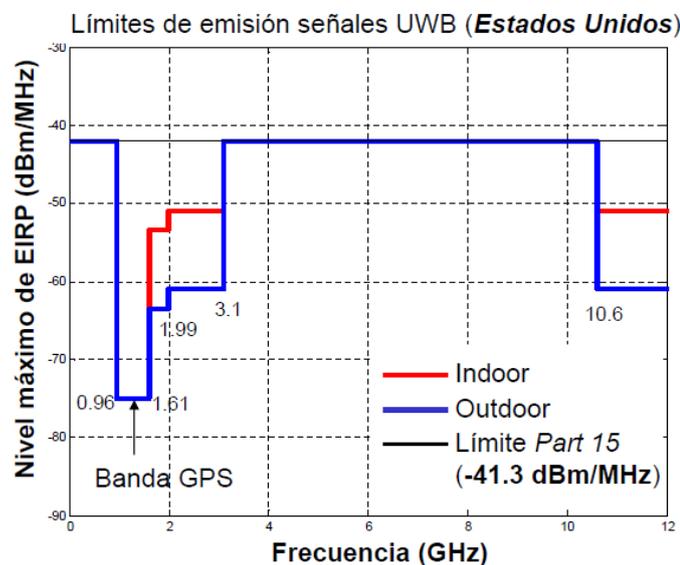


Figura 3.7: Máscaras de emisión establecidas por la FCC en EE.UU

Además, la FCC permite cinco tipos de aplicaciones que se muestran en la Tabla 3.1:

CLASE / APLICACIÓN	BANDA DE FRECUENCIAS DE OPERACIÓN	LIMITACIÓN DE USUARIOS
Comunicaciones y sistemas de medida	(3.1 – 10.6)GHz	No
Sistemas de obtención de imágenes dentro de estructuras	< 960MHz ó (3.1 – 10.6)GHz	Sí
Sistemas de obtención de imágenes a través de estructuras	< 960MHz ó (1.99 – 10.6)GHz	Sí
Sistemas de vigilancia	(1.99 – 10.6)GHz	Sí
Sistemas de radar vehicular	(22 – 29)GHz	No

Tabla 3.1: Tipos de usos del espectro de UWB regulados por la FCC

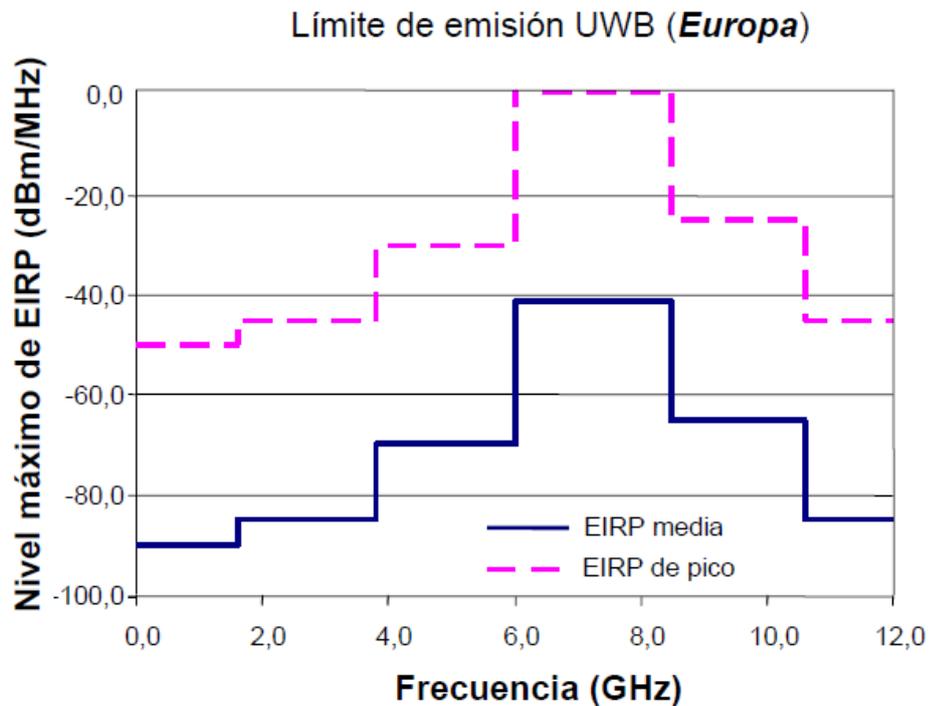
### 3.3.2 Regulación europea

En Europa, los órganos encargados de regular la tecnología radio UWB (UWB-RT) son:

- ETSI (European Telecommunications Standards Institute)
- CEPT (Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications)
- ECC (European Communications Committee)

Por otro lado, las organizaciones ITU e ISO/IEC estudian otras economías y trabajan juntas para poder asegurar un mercado global en el desarrollo de esta nueva tecnología.

En este caso, como se describe en [9] y se observa en la Figura 3.8, se fija una máscara más estricta que la mencionada en el apartado 3.3.1, ya que utiliza algún mecanismo de detección y protección de interferencias (DAA, Detection And Avoid).



**Figura 3.8: Límite de emisión UWB en Europa**

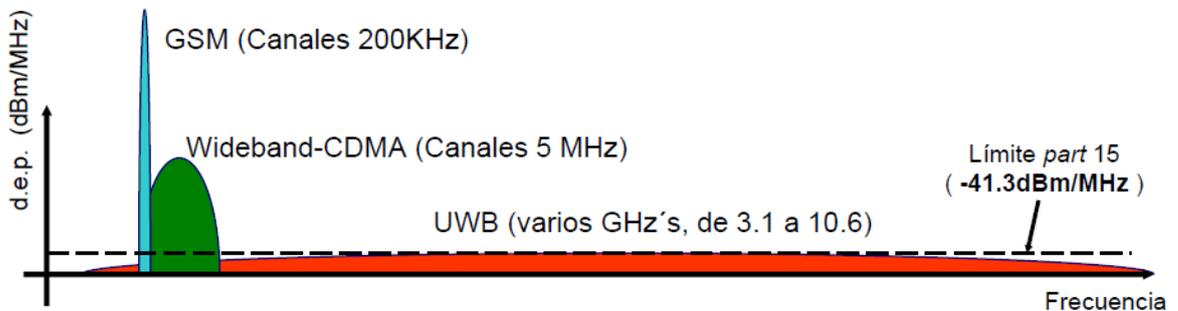
En cuanto a los usos del espectro de UWB, la ECC los fija en comunicaciones y medidas, localización, imagen, aplicaciones médicas y de vigilancia.

### 3.4 Ventajas

La tecnología UWB tiene una serie de ventajas importantes que hacen que se presente como una de las soluciones más evidentes para el caso de la banda ancha inalámbrica frente a otras tecnologías competidoras (Bluetooth o WLAN).

Haciendo referencia al teorema de Shanon-Hartley, que generaliza el teorema de Nyquist al caso de un canal de comunicación con ruido aleatorio y que establece que la capacidad de un canal es proporcional al ancho de banda, se puede encontrar la primera ventaja de esta tecnología. Puesto que UWB tiene una banda muy ancha, puede alcanzar capacidades del orden de cientos de Mbps o incluso de varios Gbps en distancias comprendidas entre 1 y 10 metros.

Por otro lado, como ya se ha comentado, los sistemas UWB trabajan a niveles muy bajos de potencia de transmisión. Dado que estos sistemas presentan un espectro extremadamente ancho, la energía de radiofrecuencia se distribuye sobre GHz's de espectro. Las señales UWB son vistas por el resto de sistemas como ruido, por lo que la interferencia causada sobre otros sistemas inalámbricos no es muy significativa como se puede observar en la Figura 3.9 obtenida de [9]:



**Figura 3.9: Comparativa del espectro UWB con otras tecnologías**

Además, los sistemas basados en esta tecnología proporcionan soluciones muy seguras y fiables. La interferencia en solo una parte del espectro disminuye la cantidad de señal recibida, pero el pulso (forma determinada de la señal) puede ser todavía recuperado para restablecer la señal ya que el ruido, al tener una forma aleatoria, no puede eliminarlo. Por esta razón, se considera que UWB es una de las tecnologías inalámbricas más seguras que hayan existido.

Por último, los sistemas UWB basados en impulsos de radio son de bajo coste y de baja complejidad, ya que UWB no modula ni demodula portadoras complejas, por lo que no necesita componentes como mezcladores, filtros, amplificadores y osciladores locales.

De este modo, las principales ventajas de UWB se podrían resumir en:

- Altas tasas binarias de transmisión.
- Bajo consumo como emisor de ondas de radio.
- Baja potencia de transmisión, por lo que se utiliza en sistemas de baja probabilidad de interceptación y detección (LPI/LPD).
- Alta resolución temporal y robustez frente al multitrayecto, características idóneas para sistemas de medida de alta resolución.
- Bajo coste de transmisores y receptores, ya que se puede utilizar tecnología CMOS para implementar un dispositivo UWB radio.
- Alta productividad que señala esta tecnología como el futuro de las WPAN.

### **3.5 Retos tecnológicos**

Las características de la tecnología UWB implican una serie de retos tecnológicos que podemos englobar en:

- Coexistencia con otros sistemas que operan en la misma banda.
- Diseño de antenas con buena adaptación y eficiencia de radiación.
- Generación y detección de pulsos de muy corta duración.

En este PFC se abordarán los dos primeros retos diseñando antenas con una buena adaptación, a las que se añadirán filtros en la propia estructura para evitar las posibles interferencias con otros sistemas.

### **3.6 Aplicaciones**

Como se ha mencionado con anterioridad, la tecnología UWB ofrece propiedades únicas que la hacen atractiva para varias aplicaciones.

Tal y como se desarrolló en el apartado 3.4, UWB puede utilizarse para aplicaciones de tasas binarias muy altas utilizando baja potencia en un rango de distancias muy limitado, lo que la hace idónea para aplicaciones para redes inalámbricas de área personal (WPAN). En este caso, se trataría de conexiones sin cable para aplicaciones de almacenamiento, dispositivos de entrada/salida, USB inalámbrico... Esto supondría una mejora considerable en la facilidad de uso y el valor de los ordenadores personales y los portátiles.

Otra aplicación útil para el entretenimiento, sería la transmisión de alta tasa binaria entre ordenadores y dispositivos como cámaras de fotos, reproductores de MP3 u otros dispositivos.

Una aplicación interesante está relacionada con los sensores ya que la tecnología UWB cumple con los requerimientos imprescindibles para las redes de sensores: bajo coste, baja potencia y multifuncionalidad. Las redes de sensores basadas en UWB quedarían desprendidas del cableado por lo que el coste de la instalación y el mantenimiento de estas redes disminuirían considerablemente.

En cuanto a la liberación de los cables, esta tecnología resulta atractiva en el ámbito médico, ya que el paciente no estaría enchufado a un número tan elevado de cables cuando requiere una monitorización exhaustiva. Además, proporcionan la posibilidad de expandirse de una forma más fácil y fiable de la cobertura que otras tecnologías inalámbricas.

Una propiedad extraordinaria de la tecnología UWB es el rastreo y el posicionamiento, que ofrece una gran solución para localización interior con una precisión mucho mayor que un GPS. En este ámbito, puede utilizarse como localizador de personas u objetos en diversas situaciones (heridos, niños perdidos en un lugar público, edificios colapsados tras alguna catástrofe...).

Por último, destacar su aplicación más importante y desarrollada hasta el momento: el radar y el campo de la imagen. UWB puede utilizarse en aplicaciones militares con el fin de localizar objetos enemigos detrás de muros en el campo de batalla. También, se utiliza para detectar personas bajo escombros, diagnósticos médicos donde los rayos X sean

menos deseables, etc. Esta tecnología da lugar a radares de muy alta definición debido a la precisa estimación que se obtiene de los retardos gracias a la corta duración de los pulsos.

A continuación, se muestra en la Figura 3.10 y en la Figura 3.11 un resumen de los diferentes ámbitos y aplicaciones de la tecnología UWB, respectivamente:



Figura 3.10: Ámbito de las aplicaciones de UWB

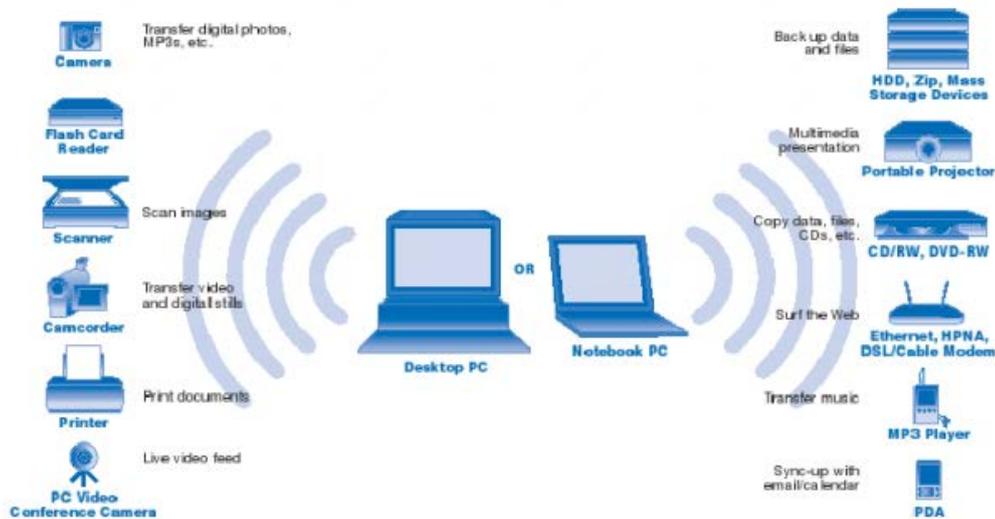


Figura 3.11: Resumen de las principales aplicaciones de UWB

### 3.7 Posibles sistemas UWB

En este apartado, tal y como se describe en [9] y se muestra en la Figura 3.12, se presentan algunos ejemplos de posibles candidatos a sistemas UWB con el objetivo de proporcionar una idea global de un sistema de este tipo:

UWB Technique	A) OFDM	B) TDMA/FDMA Pulses	C) DSSS/CDMA
Bands	3 to 13 (in five groups)	3 to 13	2
Bandwidths	528 MHz	550 MHz	1.368 GHz, 2.736 GHz
Frequency ranges	3.168 GHz – 4.752 GHz 4.752 – 10.296	3.325 GHz – 4.975 GHz, 4.975 GHz – 10.475 GHz	3.1 GHz – 5.15 GHz 5.825 GHz – 10.6 GHz
Modulation Scheme	OFDM, QPSK (carrier-based)	M-ary Bi-Orthogonal Keying (M-BOK), Quaternary-Phase (Pulsed)	Bi-phase, Quaternary-phase, M-BOK (Pulsed)
Error correction	Convolutional code	Convolutional code, Reed-Solomon code	Convolutional code, Reed-Solomon code
Code rates	11/32 rate at 110 Mbps, 5/8 rate at 200 Mbps, ¾ rate at 480 Mbps	6/32 rate at 110 Mbps, 5/16 rate at 200 Mbps, ¾ rate at 480 Mbps	½ rate at 110 Mbps, RS(255,223) at 200 Mbps, RS(255,223) t 480 Mbps
Link margin	5.3/6 dB at 10 m / 110 Mbps, 10.7 dB at 4 m / 200 Mbps, 6.2 dB at 4 m / 480 Mbps	6.3 dB at 10 m / 108 Mbps, 8.0 dB at 4 m / 288 Mbps, 4.0 dB at 4 m / 577 Mbps	6.1 dB at 10 m / 110 Mbps, 11.1 dB at 4 m / 200 Mbps, 6.1 dB at 4 m / 600 Mbps
Symbol period	312.5 ns OFDM symbol	3 ns	23 or 17.5 ns (Low band), 11.7 or 8.9 ns (High band)
Multipath mitigation method	1-tap (robust to 60.6 ns delay spread)	frequency interleaving of MBOK chips; time frequency codes; feed forward filter	Decision feedback equalizer

**Figura 3.12: Ejemplos de posibles sistemas UWB**

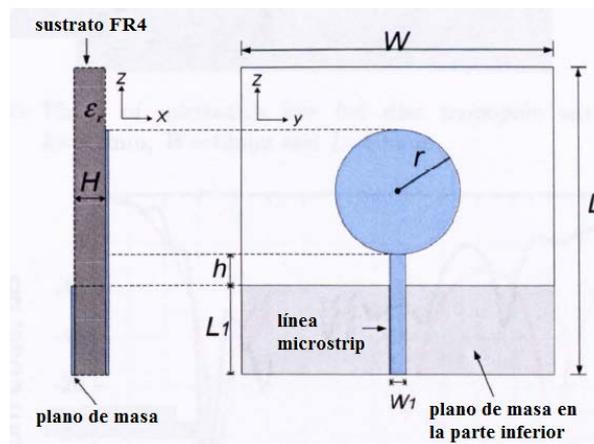
### 3.8 Antenas UWB básicas

En los comienzos de la tecnología se diseñaron antenas UWB básicas, que presentaban principalmente dos inconvenientes. Por un lado, su adaptación no era muy grande limitándose a cumplir la condición impuesta por la FCC de -10 dB de reflexión, aunque no siempre se conseguía en toda la banda. Por otro lado, no se tenía en cuenta la posible interferencia del sistema UWB con otros sistemas que operan en la misma banda de frecuencias. Además, el tamaño de las antenas básicas era bastante grande, lo que suponía un inconveniente en la integración de la antena en un sistema de transmisión/recepción.

En este apartado se expondrán algunas de las antenas de parches UWB básicas diseñadas y medidas en [10].

#### 3.8.1 Monopolo circular alimentado mediante microstrip

En la Figura 3.13 se muestra un ejemplo de monopolo circular de radio  $r$  y alimentado por una línea microstrip de  $50\Omega$  sobre un sustrato de Flame Resistant 4 (FR4). Este sustrato tiene un grosor de  $H = 1.5$  mm y una permitividad  $\epsilon_r = 4.7$ .



**Figura 3.13: Esquema de monopolo circular alimentado con línea microstrip**

En la Tabla 3.2, se exponen las dimensiones de la antena que optimizan su diseño:

Dimensión	Valor
r	10 mm
h	0.3 mm
W	42 mm
L	50 mm
$W_1$	2.6 mm
$L_1$	20 mm

Tabla 3.2: Dimensiones optimizadas del monopolo circular alimentado con línea microstrip

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión medido y simulado de esta antena:

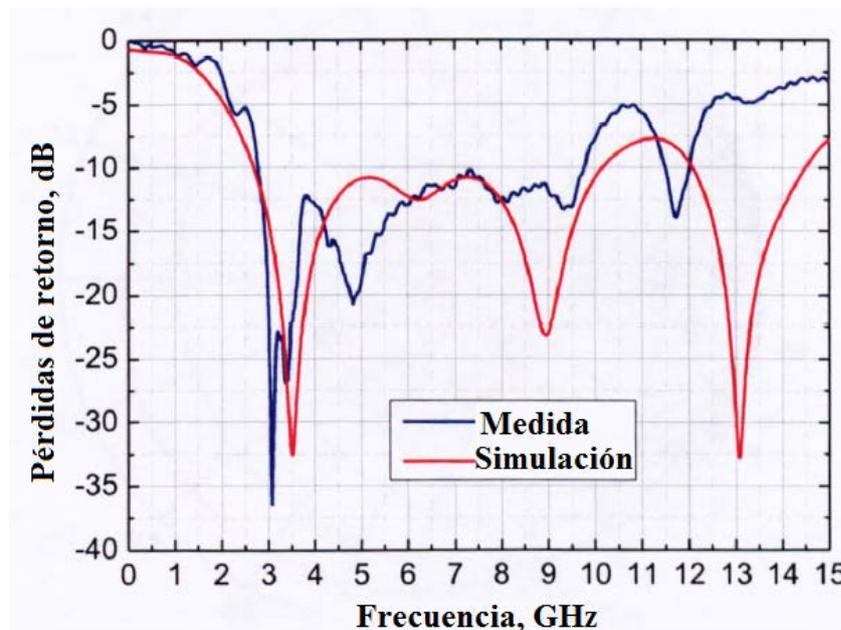


Figura 3.14: Coeficiente de reflexión del monopolo circular alimentado por línea microstrip

Como puede observarse en la Figura 3.14, la antena presenta una reflexión por debajo de -10 dB en el rango de frecuencias comprendido entre 2.78 GHz y 9.78 GHz en la medida en comparación con los 2.69 GHz y 10.16 GHz de la simulación.

Las características mostradas por la antena se deben al solapamiento de las primeras tres resonancias que están distribuidas de forma cercana en el espectro. Sin embargo, a pesar de los esfuerzos realizados para optimizar los parámetros de diseño no se consigue el solapamiento suficiente entre los armónicos tercero y cuarto. Esto hace que el ancho de banda a -10 dB esté limitado a altas frecuencias en torno a 10 GHz.

Otro parámetro importante que trataremos en este PFC es el VSWR, que se explicó en 2.2.4. En este caso, se cumple que  $VSWR \leq 2$  en el rango de frecuencias indicado.

Con el fin de determinar la relación entre la primera resonancia y el diámetro del parche, se realiza un estudio con diferentes valores de dicho diámetro. Estos valores se muestran en la Tabla 3.3:

Diámetro, $2r$ (mm)	Primera resonancia, $f$ (GHz)	Longitud de onda, $\lambda$ (mm)	$2r/\lambda$	$W$ (mm)	$H$ (mm)
20	3.51	85.5	0.23	42	0.3
25	2.96	101.4	0.25	50	0.3
30	2.56	117.2	0.26	77	0.3
40	1.95	153.8	0.26	75	0.4

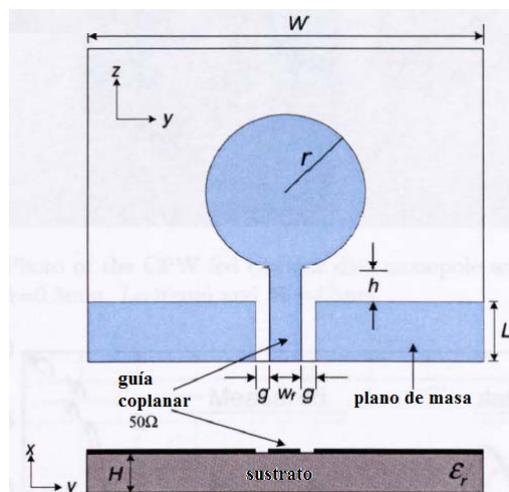
**Tabla 3.3: Valores de diseño óptimos del monopolo circular alimentado con línea microstrip**

Una vez realizado este estudio, se puede observar que el ancho de banda del monopolo depende de la distancia entre el comienzo del parche y el plano de masa ( $h$ ) y de la anchura del plano de masa ( $W$ ). Se puede hacer una estimación de la frecuencia de resonancia tratando el disco como un monopolo de un cuarto de longitud de onda ( $\lambda/4$ ). Además, se puede concluir que la anchura óptima del plano de masa está alrededor de dos veces el diámetro del disco ( $W \approx 4r$ ).

### 3.8.2 Monopolo circular alimentado mediante CPW

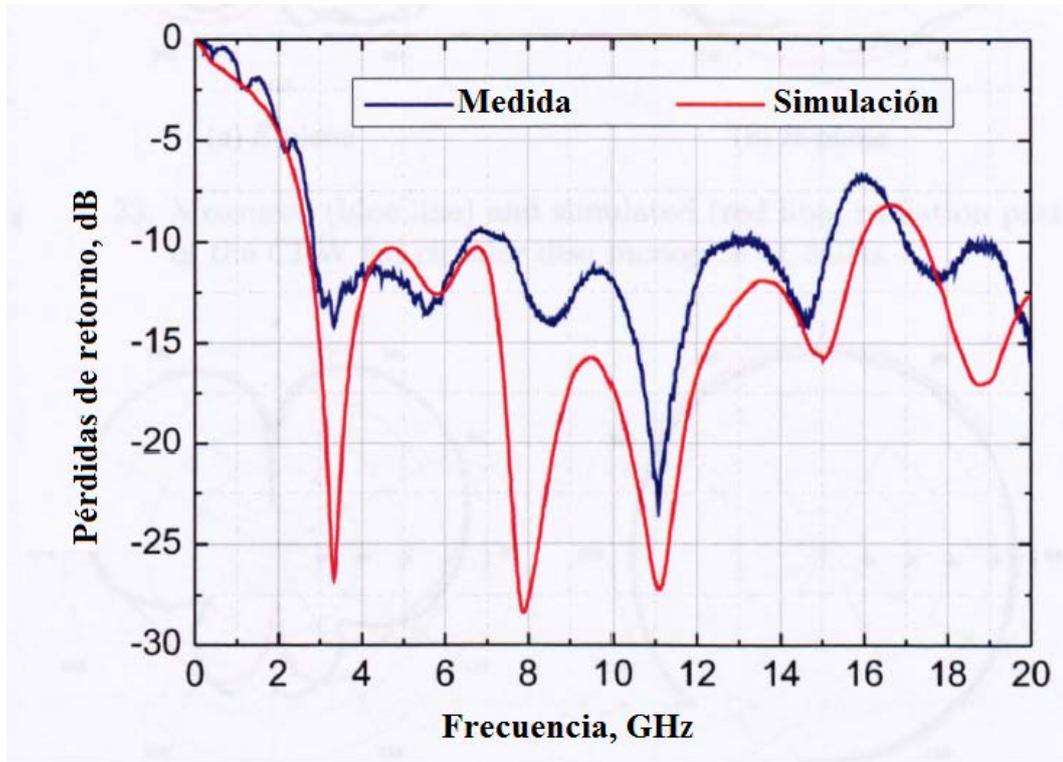
A diferencia de la antena mostrada en 3.8.1, el monopolo circular que se presenta en esta sección (Figura 3.15) tiene metal únicamente en la capa superior, es decir, el disco de radio  $R$  con alimentación de  $50\Omega$  en CPW y el plano de masa están en la misma cara del sustrato.

En este estudio se ha utilizado un dieléctrico con un grosor  $H = 1.6 \text{ mm}$  y una permitividad  $\epsilon_r = 3$ . Esto determinará una anchura de línea de  $W_f = 4 \text{ mm}$  y un espacio entre plano de masa y línea de  $g = 0.33 \text{ mm}$  para tener una impedancia de  $50\Omega$ .



**Figura 3.15: Esquema de monopolo circular alimentado con CPW**

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión medido y simulado de esta antena:



**Figura 3.16:** Coeficiente de reflexión del monopolo circular alimentado por CPW

Los parámetros que optimizan el diseño se muestran en la Tabla 3.4:

Dimensión	Valor
r	12.5 mm
h	0.3 mm
W	47 mm
L	10 mm
<b>W<sub>1</sub></b>	2.6 mm
<b>L<sub>1</sub></b>	20 mm

**Tabla 3.4:** Dimensiones optimizadas del monopolo circular alimentado con CPW

En la representación del coeficiente de reflexión de la Figura 3.16, se aprecian cinco resonancias que se encuentran aproximadamente en 3.3 GHz, 5.6 GHz, 8.4 GHz, 11.1 GHz y 14.6 GHz. Además, se observa que el ancho de banda a -10 dB se encuentra entre 2.84 GHz y 15.17 GHz, excepto en la zona de 7 GHz (se considera sin importancia) que está a -9.6 dB.

### 3.8.3 Monopolo elíptico alimentado mediante microstrip

El monopolo elíptico mostrado en esta sección (Figura 3.17) ha sido diseñado en sustrato FR4 con un grosor de  $H = 1.5 \text{ mm}$  y una constante dieléctrica de  $\epsilon_r = 4.7$ . Para conseguir una impedancia de  $50 \Omega$ , la anchura de la línea se fija en  $W_1 = 2.6 \text{ mm}$ .

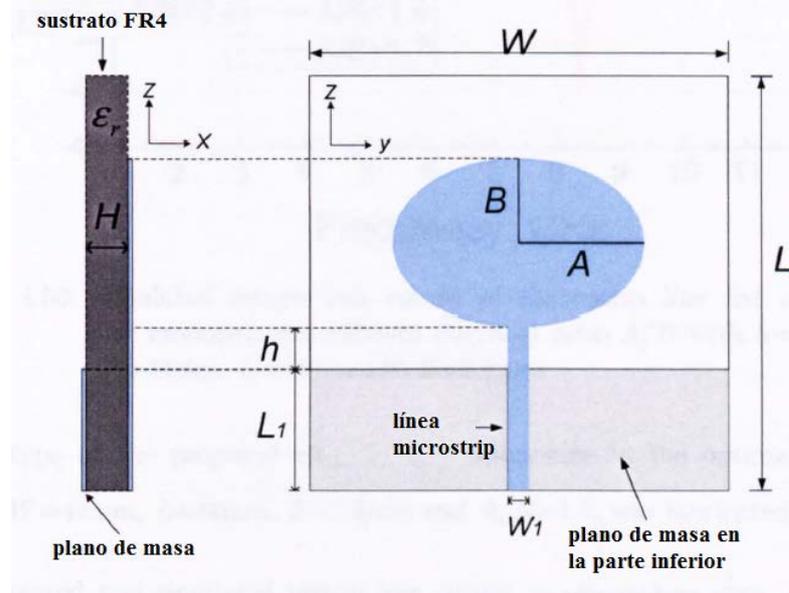


Figura 3.17: Esquema de monopolo elíptico alimentado con línea microstrip

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión medido y simulado de esta antena:

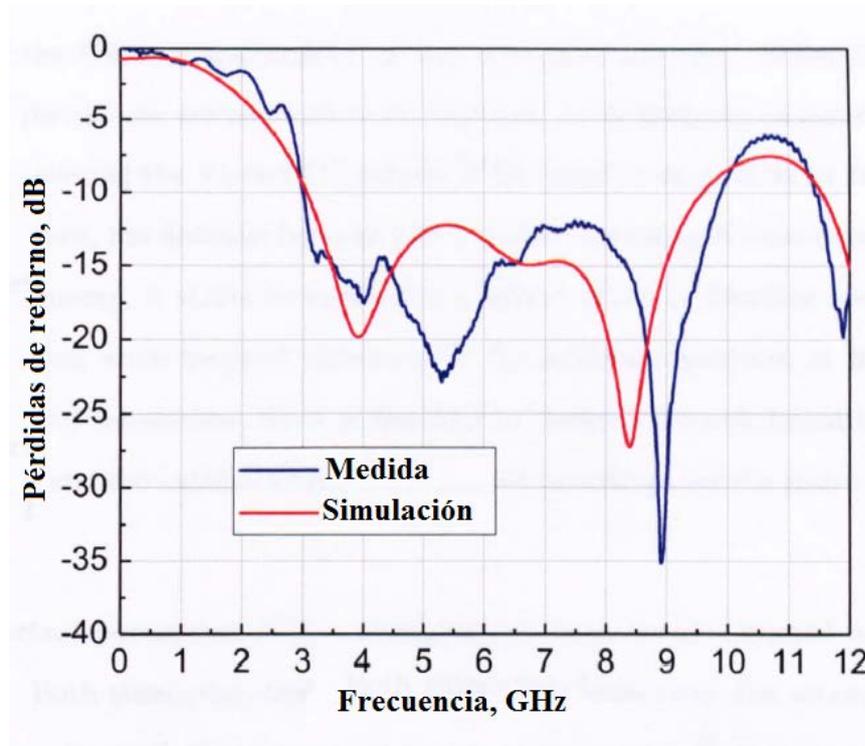


Figura 3.18: Coeficiente de reflexión del monopolo elíptico alimentado con línea microstrip

Como se puede observar en la Figura 3.18, el ancho de banda a -10 dB está comprendido entre 3.07 GHz y 9.58 GHz en el caso teórico y de 3.07 GHz hasta 9.89 GHz en la medida. Uno de los parámetros principales con los que se relaciona el ancho de banda obtenido es el cociente entre el radio mayor y el radio menor del parche ( $A/B$ ). De este modo, siguiendo el estudio realizado en [10], se concluye que el caso óptimo es el presentado en esta sección y que se produce cuando  $A/B = 1.4$ . Para  $A/B = 1.7$  se obtendría un ancho de banda de 3.15 GHz a 6.76 GHz y para  $A/B = 1.1$ , de 3 GHz a 4.77 GHz.

Para finalizar con el estudio de esta antena, en la Tabla 3.5 se muestran los parámetros que optimizan el diseño:

Dimensión	Valor
h	0.7 mm
W	44 mm
L	44 mm
$L_1$	20 mm
A	10.92 mm
B	7.8 mm

**Tabla 3.5: Dimensiones optimizadas del monopolo elíptico alimentado con línea microstrip**

## 4 Criterios de diseño

### 4.1 Introducción

En este capítulo se tratarán aspectos importantes, teóricos y prácticos, que hay que tener en cuenta a la hora de diseñar las diferentes antenas.

Los principales fundamentos relacionados con UWB se indican en [11], aunque el aspecto más importante, como ya se ha comentado en 3.2, es que el espectro principal debe abarcar desde los 3.1 GHz hasta los 10.6 GHz. Además, no debe causar interferencias que obstruyan, degraden o interrumpan un servicio de comunicaciones vía radio.

### 4.2 Ancho de banda y frecuencias de resonancia

Como ya se demostró en el apartado 2.5.3, los monopolos con tecnología impresa presentan un ancho de banda bastante mayor que los monopolos lineales.

En la Figura 2.24, se puede apreciar como el monopolo circular alimentado en microstrip presenta tres resonancias en la banda de interés. Las frecuencias en las que se presentan los mínimos de la curva de pérdidas de retorno de la antena reciben el nombre de frecuencias de resonancia. En este caso, como ya se comentó, la resonancia estaba determinada por el diámetro del elemento radiante ( $2r \approx \lambda/4$ ).

También, tal y como se describe en [10], se puede observar que esta antena es capaz de soportar múltiples modos de resonancia ( $f_2, f_3 \dots f_n$ ), que son armónicos del modo fundamental. Las longitudes de onda de los modos superiores cumplen la siguiente relación:

$$2r = \frac{n\lambda_n}{4} = \frac{\lambda_1}{4} \quad (4.1)$$

donde  $n$  es el número del modo.

Estos modos superiores están espaciados de forma cercana (pero no siempre equiespaciados), por lo que el solapamiento de ellos es el que produce el ancho de banda deseado tal y como se observa en la Figura 4.1:

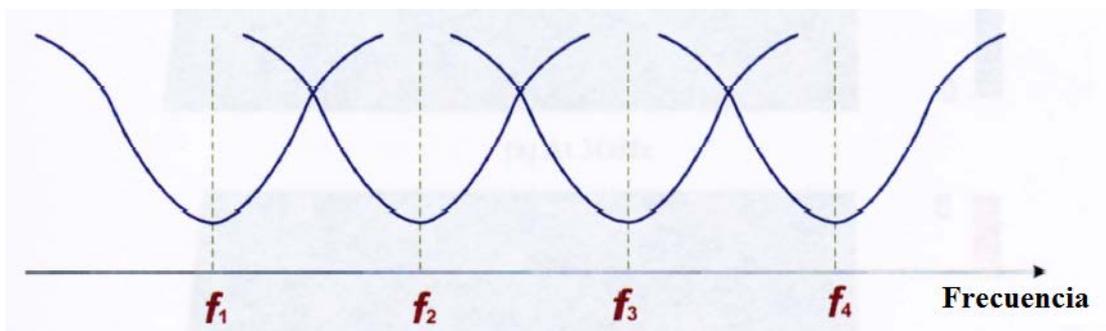


Figura 4.1: Solapamiento de resonancias

### 4.3 Coexistencia de los distintos servicios

Uno de los principales inconvenientes de la tecnología UWB, como ya se comentó en el apartado 3.5, es la posible interferencia con redes cercanas por selección de frecuencias iguales o próximas, o con otros servicios radioeléctricos por compartir una misma zona del espectro.

En la siguiente figura se presenta un esquema de los diferentes servicios que coexisten con los sistemas UWB según lo descrito en [9]:

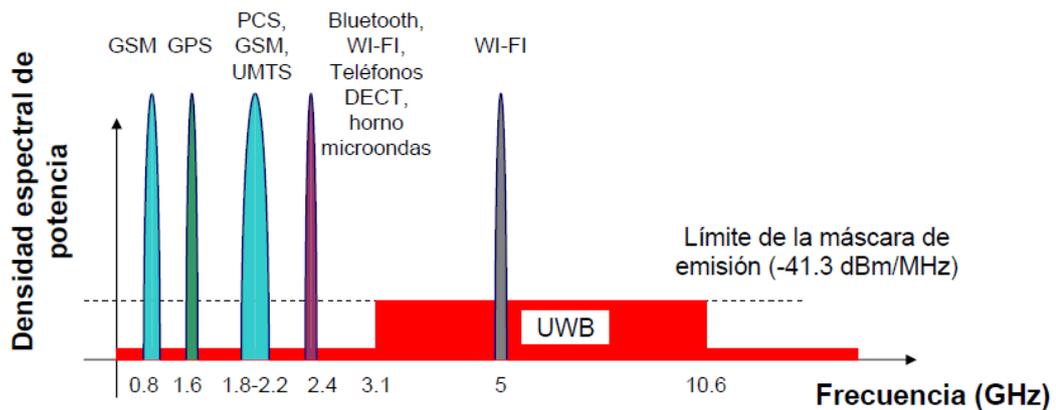


Figura 4.2: Coexistencia de otros servicios con UWB

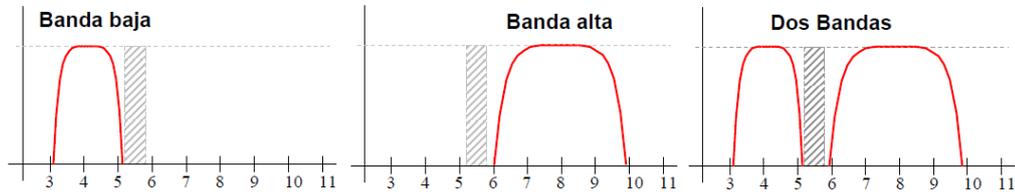
Como se puede observar en la Figura 4.2, en la banda de UWB (3.1 GHz – 10.6 GHz) también hay otros servicios de banda estrecha. Entre dichos servicios destacan WiMAX, que suele operar en la banda comprendida entre 3.3 GHz y 3.8 GHz, y el estándar IEEE 802.11.x, conocido como Wi-Fi, que es el sistema que más puede interferir. Esto es debido a que este sistema está muy implantado en la actualidad y a que forma parte del mismo subconjunto de tipo de red que UWB (WPAN), por lo que pueden encontrarse en entornos muy próximos.

Para evitar este tipo de interferencias existen diversos métodos. Uno de los más sencillos, ya que requieren menor coste y menor espacio, son los filtros de banda eliminada, llamados filtros notch, insertados en la propia antena. Las antenas diseñadas en este PFC están pensadas para sistemas de transmisión y recepción, por lo que es necesario que sean lo más compactas posibles.

El sistema Wi-Fi tiene varias bandas de funcionamiento. Los estándares IEEE 802.11b e IEEE 802.11g utilizan la banda de 2.4 GHz que está disponible casi universalmente. Sin embargo, el estándar IEEE 802.11a (Hyper LAN2 en la versión europea) se aplica a la banda de 5 GHz y ahí establece tres sub-bandas: banda baja, que abarca desde 5.15 GHz hasta 5.25 GHz, banda media de 5.25 GHz a 5.35 GHz y por último, banda alta de 5.725 GHz a 5.825 GHz. Estas bandas son las que se rechazan en el sistema CS-CDMA.

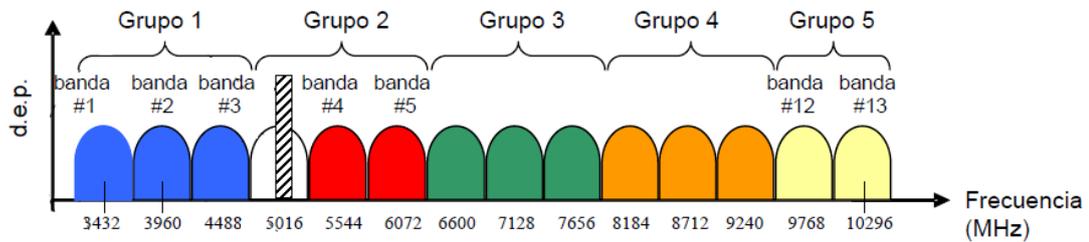
Por otro lado, en el estándar IEEE 802.15.3<sup>a</sup> de alta tasa binaria para WPAN están compitiendo dos sistemas, que son Multiband OFDM y DSSS-CDMA UWB.

En la Figura 4.3 se presentan los diferentes modos de funcionamiento (banda baja, banda alta o ambas bandas) del sistema DS-CDMA. Este sistema propone una banda baja de 3.1 GHz hasta 5.15 GHz y una banda alta desde 5.825 GHz a 10.6 GHz.



**Figura 4.3: Modos de funcionamiento DS-CDMA**

En la siguiente figura se presenta la canalización de MB-OFDM UWB, que propone 13 canales de 528 MHz cada uno:



**Figura 4.4: Canalización OFDM**

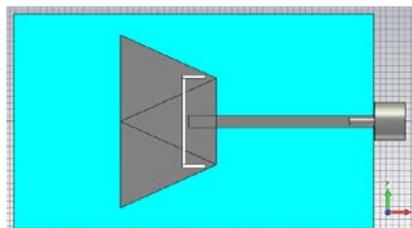
A partir de la Figura 4.4, se propone para este PFC el rechazo de las bandas correspondientes a los grupos 2, 4 y 5, es decir, el conjunto de frecuencias comprendidas entre 5 GHz y 6 GHz y el conjunto comprendido entre 8 GHz y 10 GHz. Se entiende como que una banda de frecuencias ha sido rechazada cuando el coeficiente de reflexión de la antena en dicha banda es mayor que  $-10$  dB ( $|S_{11}| > -10$  dB). Se tratará de conseguir el máximo rechazo posible para las frecuencias centrales correspondientes, es decir, para 5.5 GHz y 9 GHz.

#### 4.4 Filtros notch

Como se ha comentado en el apartado 4.3, se utilizarán filtros notch insertados en la propia antena para eliminar las bandas propuestas.

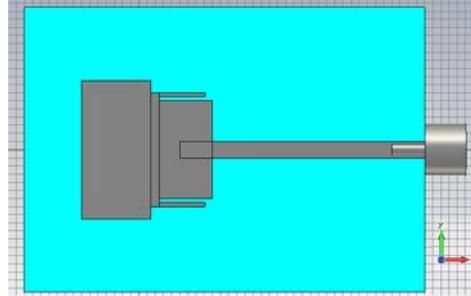
Existen varios tipos de filtros según la posición que ocupen en la antena:

- **Internos al parche:** son aquellos filtros realizados mediante slots o ranuras en el parche.



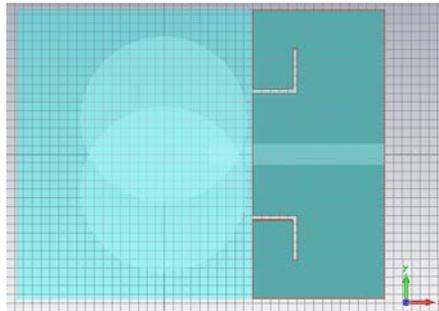
**Figura 4.5: Filtro interno al parche**

- **Externos al parche:** son aquellos filtros que se obtienen poniendo pistas de cobre en las inmediaciones del parche:



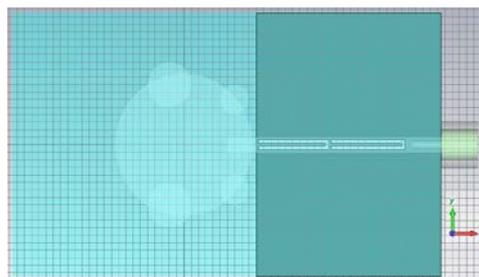
**Figura 4.6: Filtro externo al parche**

- **Plano de masa:** son filtros formados por slots en el plano de masa.



**Figura 4.7: Filtro en el plano de masa**

- **Línea de alimentación:** son filtros formados por slots en la línea de alimentación.



**Figura 4.8: Filtro en la línea de alimentación**

Por otro lado, las ranuras pueden presentar diferentes configuraciones como formas cuadradas, en pi, anulares, en U, en L, en T, en H, etc. Además, existen los resonadores de tipo SRR (Split-ring resonators), SLR (spiral loop resonator), CSRR (complementary split-ring resonators), CLL (capacity loaded loop), etc. Estos resonadores permiten la realización de filtros paso banda y filtros rechaza banda con un tamaño muy pequeño dando lugar de esta forma a diseños de filtros muy compactos.

Con este tipo de filtros se consigue crear una estructura resonante a la frecuencia de rechazo deseada (normalmente  $\lambda/2$ ), generándose así una interferencia destructiva que

cuando tiene lugar hace que la antena no responda al rango de frecuencias deseado de rechazo. En esta situación influirá la posición del filtro, el tipo, la anchura ya que influye en la longitud efectiva del filtro y la longitud. Durante este PFC, se detallarán estos parámetros para cada caso concreto adaptado a la antena bajo estudio.

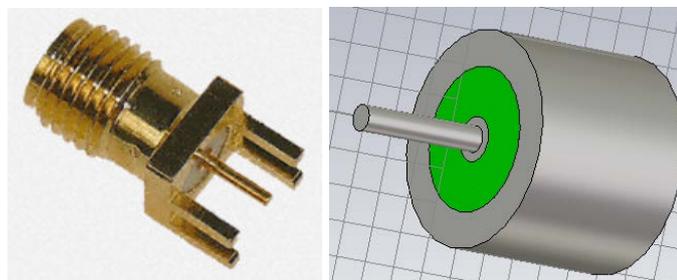
El objetivo fundamental será conseguir el máximo rechazo posible en la banda propuesta anteriormente mediante estructuras simples y compactas.

#### **4.5 Simulación con conector**

Como se comentó en el apartado 2.9.1, las simulaciones de las antenas de este PFC se han llevado a cabo con el software CST STUDIO SUITE 2010. Se ha decidido añadir en las simulaciones el efecto producido por el conector SMA<sup>3</sup> de 50Ω que irá soldado a la línea de alimentación de la antena.

El inconveniente de realizar la simulación teniendo en cuenta el efecto del conector es que se genera una pequeña sobrecarga de computación. Sin embargo, en el caso de este PFC, al tratarse de antena muy compactas se decide añadirlo para evitar posibles problemas relacionados con desplazamientos en resonancias de la antena o de los filtros o cualquier otro tipo de diferencia entre la antena simulada y la construida.

El conector SMA que se va a utilizar en este PFC es el modelo 526-5791 de RS Online. En el entorno de simulación CST STUDIO SUITE 2010 puede dibujarse un conector similar a éste y conectarlo a la antena diseñada para comprobar el efecto producido por el mismo en la simulación. En la Figura 4.9 se muestra el conector real y el dibujado en dicho entorno de simulación:



**Figura 4.9: Conector SMA de 50Ω real y dibujado en CST**

La ventaja de añadir el conector a la simulación es que el puerto de la simulación está situado sobre dicho conector. En caso de no realizar la simulación con conector, hay que utilizar un puerto ideal de guía en CST y ajustar adecuadamente sus dimensiones para tener la impedancia teórica de la línea de transmisión simulada con otro programa, como por ejemplo ADS.

#### **4.6 Parámetros del sustrato utilizado**

Para el diseño de las antenas de este PFC se ha utilizado el dieléctrico TLX-9 de espesor  $H = 0.787$  mm, una constante dieléctrica  $\epsilon_r = 2.5$  y una tangente de pérdidas  $\tan \delta = 0.002$ .

---

<sup>3</sup> SubMiniature version A

## 5 Diseño de elementos UWB con filtros notch

---

### 5.1 Introducción

Como ya se ha comentado, este PFC consiste en el diseño de varios elementos UWB que constarán de un parche alimentado por una línea microstrip, de tal forma que cumplan con los requisitos impuestos por la FCC descritos en el apartado 3.1.

Además, se añadirán filtros notch en las bandas que se concretaron en el apartado 4.3 para evitar la interferencia con otros sistemas que operan en la misma banda.

En este capítulo se muestran los diferentes diseños y los resultados obtenidos de las simulaciones.

### 5.2 Antena Círculos

Se pretende diseñar una antena UWB que presente las siguientes características:

- Banda de trabajo mínima de 3.1 GHz a 10.6 GHz para cumplir la normativa de la FCC.
- Un filtro notch que elimine la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz.
- Un filtro notch que elimine una banda de frecuencias superior, concretamente entre 8 GHz y 10 GHz.

Inicialmente, se ha diseñado una antena que cumpla el requisito de ancho de banda y después, se le han añadido uno a uno los filtros notch hasta llegar al prototipo final.

#### 5.2.1 Antena Círculos sin filtros

El prototipo de la antena y sus parámetros se muestra en la Figura 5.1 y en la Tabla 5.1, respectivamente.

A continuación, se detallan los pasos a seguir para llegar a diseñar esta antena. Se parte del monopolo circular desarrollado en el apartado 3.8.1 y se le añaden círculos de radio menor en diferentes zonas del círculo central para mejorar el coeficiente de reflexión y así conseguir los objetivos propuestos.

En primer lugar, se deben ajustar los parámetros que permitirán tener una impedancia de  $50\Omega$  en la línea microstrip. Para ello, se utiliza una herramienta del software ADS (descrito en el apartado 2.9.2) llamada LineCalc que permite el cálculo de los parámetros implicados en la consecución de la impedancia deseada. En este caso, dicho parámetro es la anchura de la línea ( $W_l$ ). Conociendo los parámetros del sustrato a utilizar (apartado 4.6) y con ayuda de esta herramienta, obtenemos que la anchura de la línea para obtener la impedancia deseada es de  $W_l = 2\text{ mm}$ .

Teniendo en cuenta que el objetivo es construir la antena diseñada, hay que tener presente las limitaciones que impone la construcción. En este caso, sólo tenemos que asegurarnos que las pistas sean lo suficientemente anchas para evitar problemas en la construcción, pero no demasiado ya que pueden llegar a radiar. La anchura mínima de pista aconsejable es de  $0.3\text{ mm}$ .

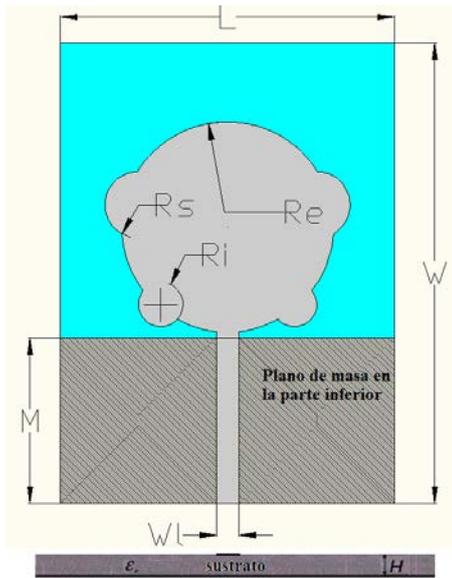


Figura 5.1: Esquema de la antena Círculos sin filtros

PARÁMETRO	VALOR
W	41.67 mm
L	30 mm
M	15 mm
$W_1$	2 mm
$R_e$	9.5 mm
$R_s$	3 mm
$R_i$	2 mm

Tabla 5.1: Dimensiones optimizadas de la antena Círculos sin filtros

Al tratarse de un monopolo, si se quiere tener una resonancia en una determinada frecuencia, la dimensión del parche debe ser aproximadamente  $\lambda/4$ :

$$L_e \approx \frac{\lambda_0}{4} = \frac{c}{4f_{res}} \quad (5.1)$$

Esta ecuación es simplista y es más válida para monopolos lineales como el presentado en el apartado 3.8.1. Además, la longitud efectiva ( $L_e$ ) será algo menor debido a la constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_e$ ):

$$L_e \approx \frac{\lambda_d}{4} = \frac{c}{4f_{res}\sqrt{\epsilon_e}} \quad (5.2)$$

El valor exacto de la constante dieléctrica efectiva depende de varios factores, tales como la forma del parche o el tamaño del sustrato, entre otros. Lo que sí se puede asegurar, es que dicho valor no es ni 1 (como la constante dieléctrica del aire) ni el valor de la constante dieléctrica del sustrato (en este caso 2.5) sobre el que se diseña la antena. Este comportamiento implica el uso de un software para evaluar el coeficiente de reflexión de las antenas de una forma precisa y no mediante fórmulas simples, que solamente sirven para obtener un valor inicial y posteriormente optimizarlo [2].

Por lo tanto, las resonancias obtenidas se encontrarán en frecuencias inferiores a las que se obtienen con el cálculo simplista de un monopolo de longitud  $\lambda/4$  y constante dieléctrica  $\epsilon_e = 1$ .

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión en simulación de la antena diseñada:

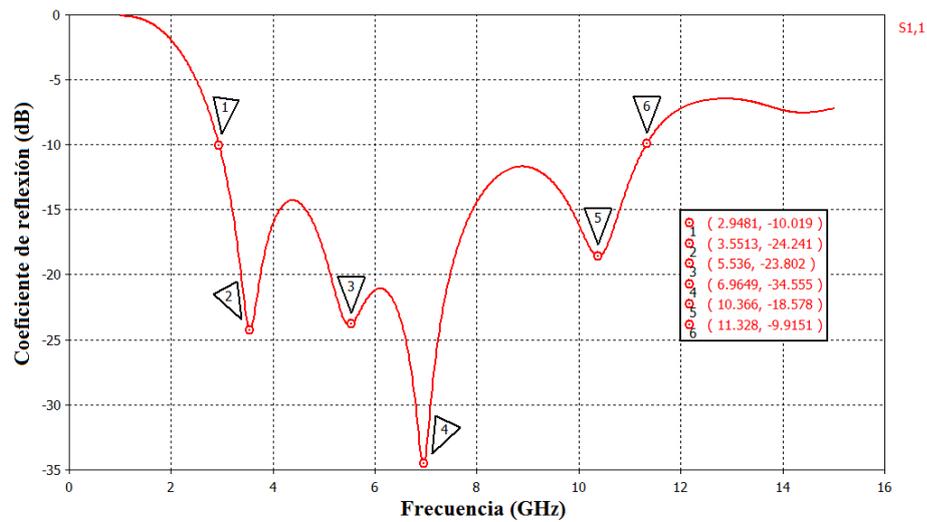


Figura 5.2: Coeficiente de reflexión de la antena Círculos sin filtros

En la Figura 5.2 se puede observar que el ancho de banda está comprendido entre 2.9 GHz y 11.25 GHz, cumpliendo así uno de los principales requisitos de la tecnología UWB.

Además, se pueden observar resonancias en 3.55 GHz, 5.6 GHz, 7.07 GHz y 10.36 GHz

Una vez optimizada la antena, se añaden los filtros notch para evitar las interferencias con otros sistemas en las bandas que se han comentado anteriormente.

### 5.2.2 Antena Círculos con filtros

Como ya se ha comentado, el objetivo de introducir filtros notch en la antena es eliminar la banda de 5 GHz a 6 GHz y la de 8 GHz a 10 GHz. A continuación, se muestra la estructura de la antena con dichos filtros:

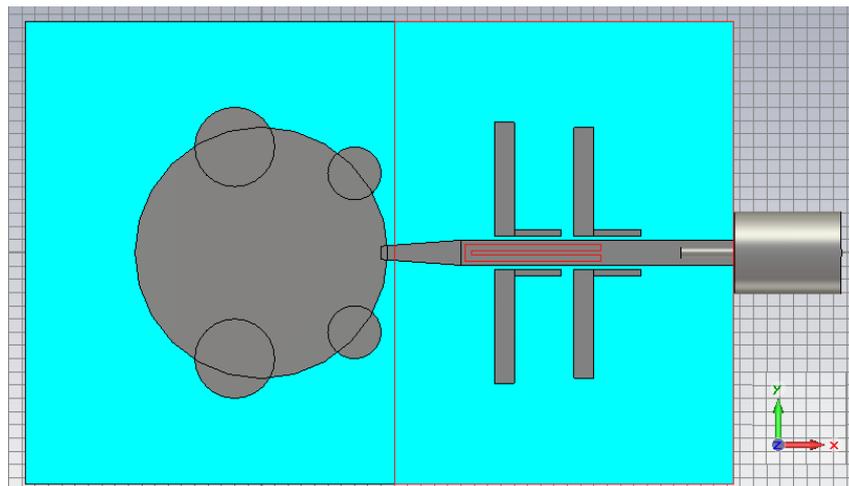


Figura 5.3: Estructura de la antena Círculos con filtros en CST

Las longitudes efectivas de los filtros en forma de U y en forma de L deben de ser aproximadamente de media longitud de onda:

$$L_{filtro} \approx \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_e}} \quad (5.3)$$

Sin embargo, esto no es del todo exacto ya que la forma o la anchura de los filtros modifican la longitud eléctrica de los mismos.

Para calcular el valor de  $\epsilon_e$  hacemos referencia a la ecuación (2.38), donde se definía la constante dieléctrica efectiva de una línea microstrip (apartado 2.7.2). En este proyecto, se cumple que  $W/h > 1$ , por lo que definimos la constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_e$ ) como sigue [12]:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-0.5} \quad (5.4)$$

donde  $h$  es el espesor del sustrato utilizado,  $\epsilon_r$  la constante dieléctrica del mismo y  $W$  la anchura del filtro correspondiente en cada caso.

Para eliminar la primera banda se utiliza un slot en forma de U situado en el interior de la línea de transmisión. Al estar insertado como vacío dentro de la línea de transmisión, se puede despreciar el segundo término de la ecuación anterior ya que se considera que no tiene plano de masa detrás. Por lo tanto, su constante dieléctrica efectiva se calcula como:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} = \frac{2.5 + 1}{2} = 1.75 \quad (5.5)$$

De esta forma, la longitud efectiva aproximada del filtro para que resuene a 5.5 GHz es:

$$L_{filtro} \approx \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{2 \cdot 5.5 \cdot 10^9 \text{ Hz} \sqrt{1.75}} \approx 0.0206 \text{ m} = 20.6 \text{ mm} \quad (5.6)$$

Los parámetros que intervienen en el diseño de este filtro son (Figura 5.5 y Tabla 5.2):

- Longitud efectiva del filtro:  $L_{ei} \approx L_{uh} + 2L_u = 21.7 \text{ mm}$
- Anchura del filtro:  $A_u$

Como se puede observar, la longitud real del filtro no es exacta a la estimada teóricamente ya que influye su anchura y posición.

Para eliminar una banda de frecuencias superior se necesitará un filtro de menor longitud que el anterior. En este caso, se utilizan bricks de metal en forma de L próximos a la línea de transmisión. Cuando se utilizan este tipo de filtros hay que tener en cuenta que el espacio que queda entre dichos filtros y la línea de transmisión afecta como si fuera una capacidad extra dando lugar a una frecuencia de resonancia mayor a la que se obtendría con un filtro unido a la línea de transmisión. Por lo tanto, la longitud efectiva de dichos filtros será bastante inferior a la estimada teóricamente.

La constante dieléctrica efectiva de este tipo de filtros se calcula como:

$$\epsilon_e = \frac{2.5 + 1}{2} + \frac{2.5 - 1}{2} \left( 1 + 12 \frac{0.787}{1.5} \right)^{-0.5} = 2.027 \quad (5.7)$$

De esta forma, la longitud efectiva aproximada del filtro para que resuene a 9 GHz es:

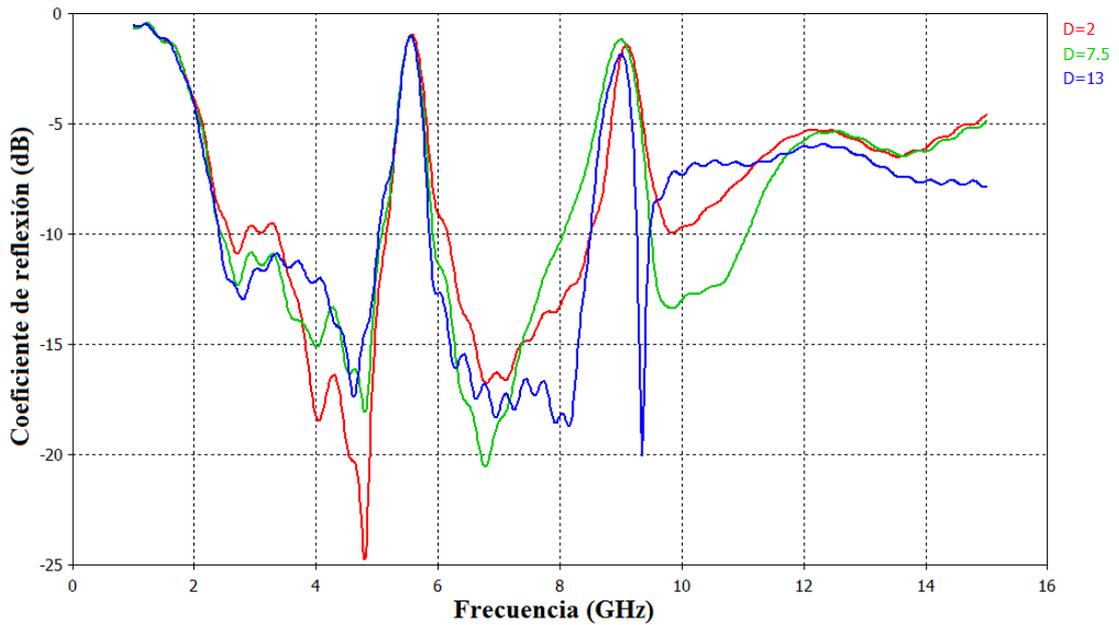
$$L_{\text{filtro}} \approx \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{2 \cdot 9 \cdot 10^9 \text{ Hz} \sqrt{2.027}} \approx 0.0117 \text{ m} = 11.7 \text{ mm} \quad (5.8)$$

Los parámetros que intervienen en el diseño de este filtro son (Figura 5.5 y Tabla 5.2):

- Longitud efectiva del filtro: controlado por  $L_{fs}$  y  $L_s$
- Anchura del filtro: controlado por  $A_f$  y  $A_s$
- Distancia del filtro al inicio del parche: controlado por  $D$

Además, se ha decidido duplicar este filtro con el fin de obtener una banda eliminada de mayor ancho de banda. Para ello, el filtro duplicado tiene que tener una longitud ligeramente inferior. En este caso, su longitud efectiva del filtro está controlada por  $L_{fi}$  y  $L_s$ .

En cuanto a la situación de los filtros, se ha realizado un estudio variando el parámetro  $D$  para determinar la posición óptima:



**Figura 5.4: Variación paramétrica para optimizar la posición del filtro**

Como se puede observar en la Figura 5.4, el coeficiente de reflexión que mejor cumple los requisitos es el que se obtiene cuando el filtro de la banda superior se sitúa a una distancia  $D = 7.5 \text{ mm}$  del inicio del parche.

Finalmente, para mejorar la adaptación entre la línea de transmisión y el parche de la antena se ha decidido colocar un taper triangular de longitud  $T = 6 \text{ mm}$ .

El esquema de la antena final y sus parámetros se presentan en la Figura 5.5 y en la Tabla 5.2, respectivamente:

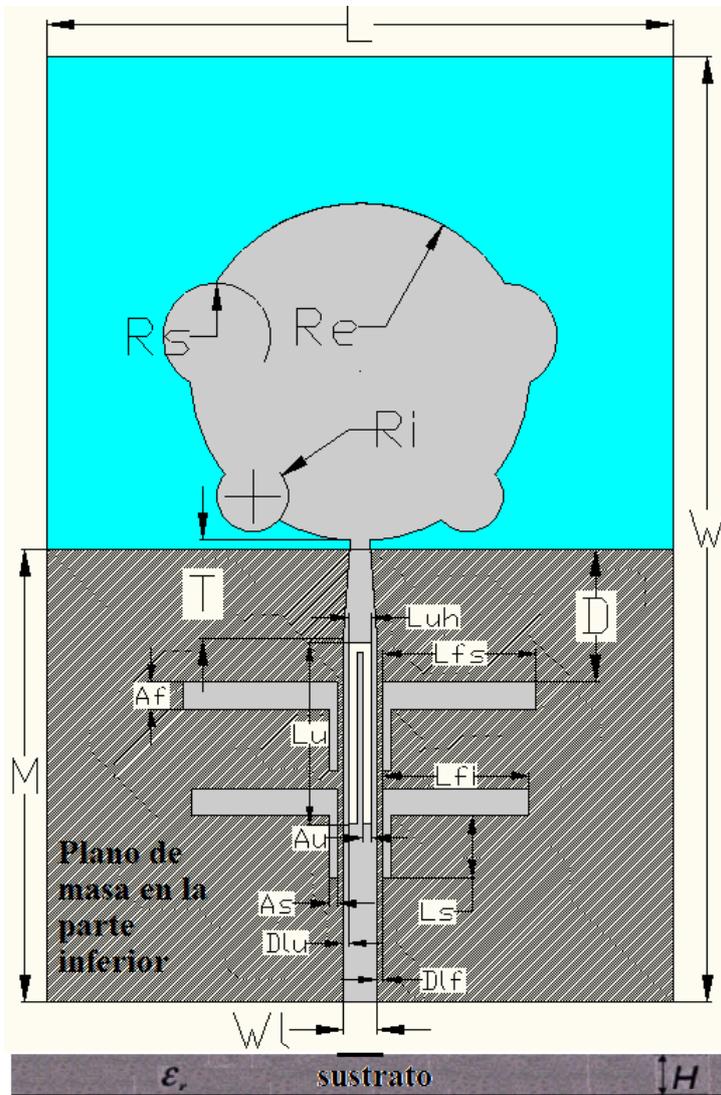


Figura 5.5: Esquema de la antena Círculos con filtros

PARÁMETRO	VALOR
W	53.25 mm
L	35 mm
M	25.5 mm
$W_l$	1.9 mm
$R_e$	9.5 mm
$R_s$	3 mm
$R_i$	2 mm
T	6 mm
D	17.5 mm
$L_{fs}$	8.6 mm
$L_{fi}$	8.2 mm
$L_s$	3.5 mm
$A_f$	1.5 mm
$A_s$	0.5 mm
$L_u$	10.2 mm
$L_{uh}$	1.3 mm
$A_u$	0.5 mm
$D_{lu}$	0.3 mm
$D_{lf}$	0.3 mm

Tabla 5.2: Dimensiones optimizadas de la antena Círculos con filtros

A continuación, en la Figura 5.6, se muestra el coeficiente de reflexión en simulación de la antena diseñada. Se puede observar que la banda de trabajo de la antena está comprendida entre 2.4 GHz y 10.78 GHz aproximadamente. Además, se presentan dos filtros, uno que elimina una banda de frecuencias inferior y otro que elimina una banda superior. El filtro de la banda inferior tiene su frecuencia central en 5.56 GHz y tiene un ancho de banda de aproximadamente 0.89 GHz. El filtro de la banda superior tiene su

frecuencia central en 9.02 GHz y cuenta con un ancho de banda de 1.48 GHz. Por lo tanto, se puede concluir que esta antena cumple con todos los requisitos propuestos.

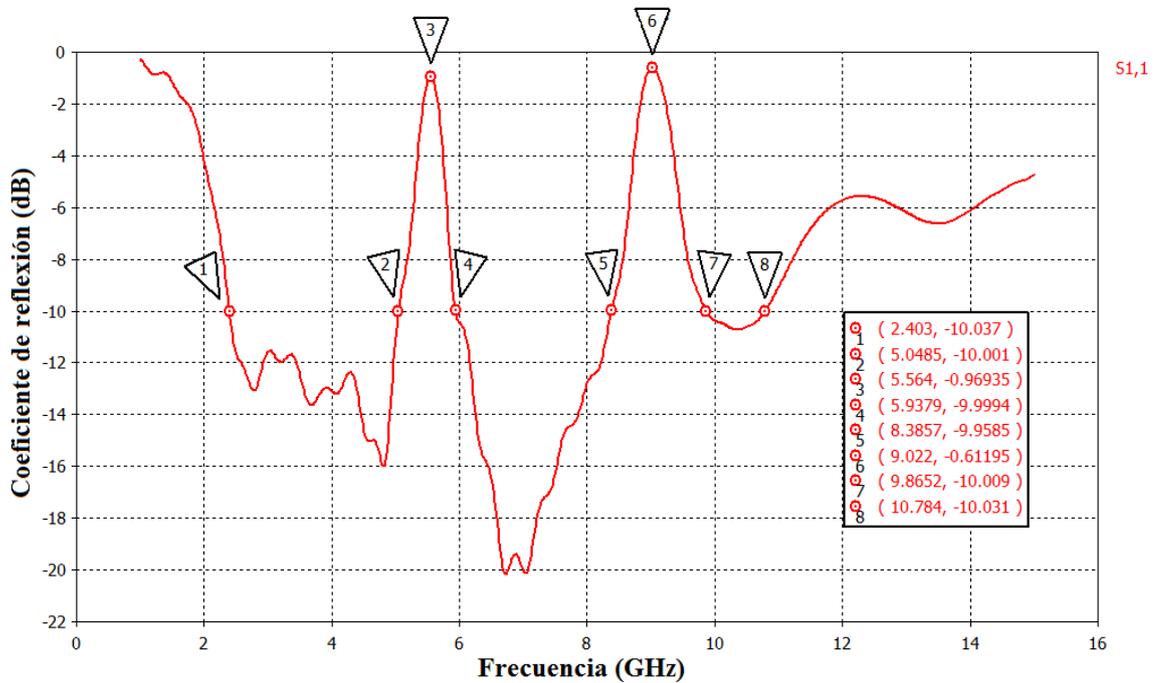


Figura 5.6: Coeficiente de reflexión de la antena Círculos con filtros

Otra forma de comprobar que esta antena cumple con los requisitos propuestos es mostrando la relación de onda estacionaria de tensión:

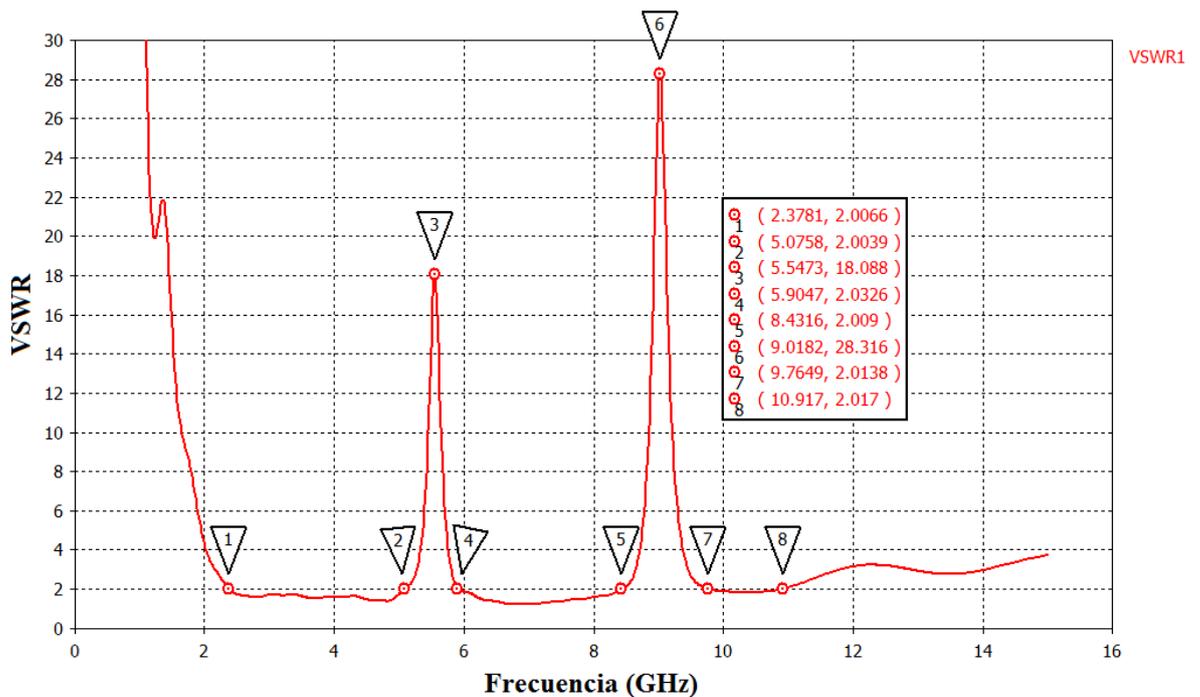


Figura 5.7: VSWR de la antena Círculos con filtros

Como se puede observar en la Figura 5.7, la relación de onda estacionaria de tensión es menor que 2 ( $VSWR < 2$ ) en toda la banda de trabajo.

Este diseño de antena, tanto con filtros como sin ellos, se ha construido en el Laboratorio de Circuitos Impresos y se ha medido en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Los resultados obtenidos y las comparaciones entre las medidas obtenidas y las simuladas se presentarán en los próximos capítulos.

### 5.3 Antena Hexágono

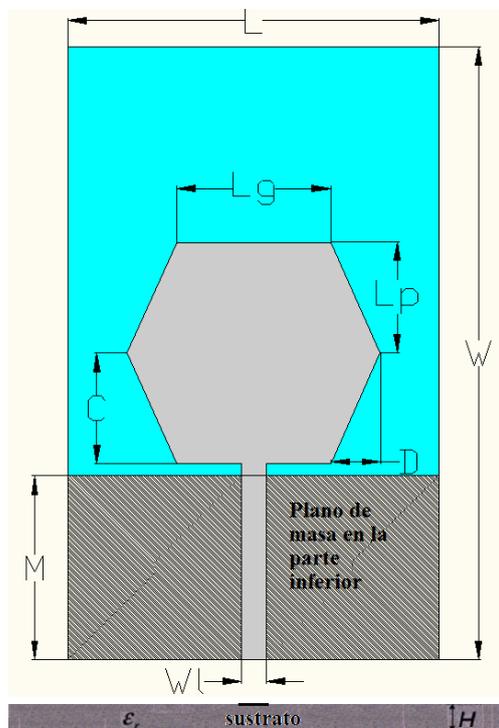
Se pretende diseñar una antena UWB que presente las siguientes características:

- Banda de trabajo mínima de 3.1 GHz a 10.6 GHz para cumplir la normativa de la FCC.
- Un filtro notch que elimine la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz.
- Un filtro notch que elimine una banda de frecuencias superior, concretamente entre 8 GHz y 10 GHz.

Inicialmente, se ha diseñado una antena que cumpla el requisito de ancho de banda y después, se le han añadido uno a uno los filtros notch hasta llegar al prototipo final.

#### 5.3.1 Antena Hexágono sin filtros

El prototipo de la antena y sus parámetros se presentan en la Figura 5.8 y en la Tabla 5.3, respectivamente:



PARÁMETRO	VALOR
W	41.67 mm
L	30 mm
M	15 mm
$W_l$	2 mm
$L_g$	12.46 mm
$L_p$	9.84 mm
D	3.98 mm
C	9 mm

Tabla 5.3: Dimensiones optimizadas de la antena Hexágono sin filtros

Figura 5.8: Esquema de la antena Hexágono sin filtros

El diseño de esta antena se basa en la estructura de los monopolos simples presentados en la sección 3.8 pero cambiando la forma del parche. En este caso, se ha decidido utilizar un parche hexagonal con el fin de obtener una antena más original a la típicamente presentada mediante parches circulares o elípticos.

Una vez decidida la forma del parche, el siguiente paso es ajustar la anchura de la línea de transmisión para adaptarla a la impedancia del conector ( $50\Omega$ ). Como ya se ha comentado anteriormente, esta adaptación se consigue con ayuda de la herramienta LineCalc de ADS y se obtiene una anchura de línea de  $W_l = 2\text{ mm}$ .

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión en simulación de la antena diseñada:

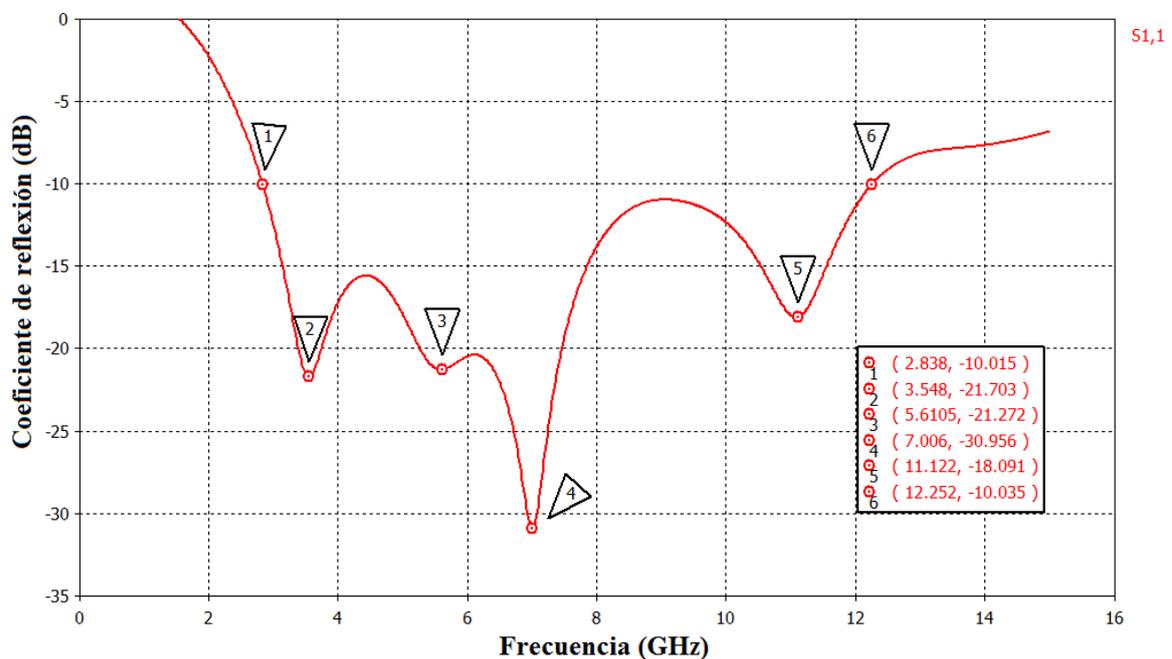
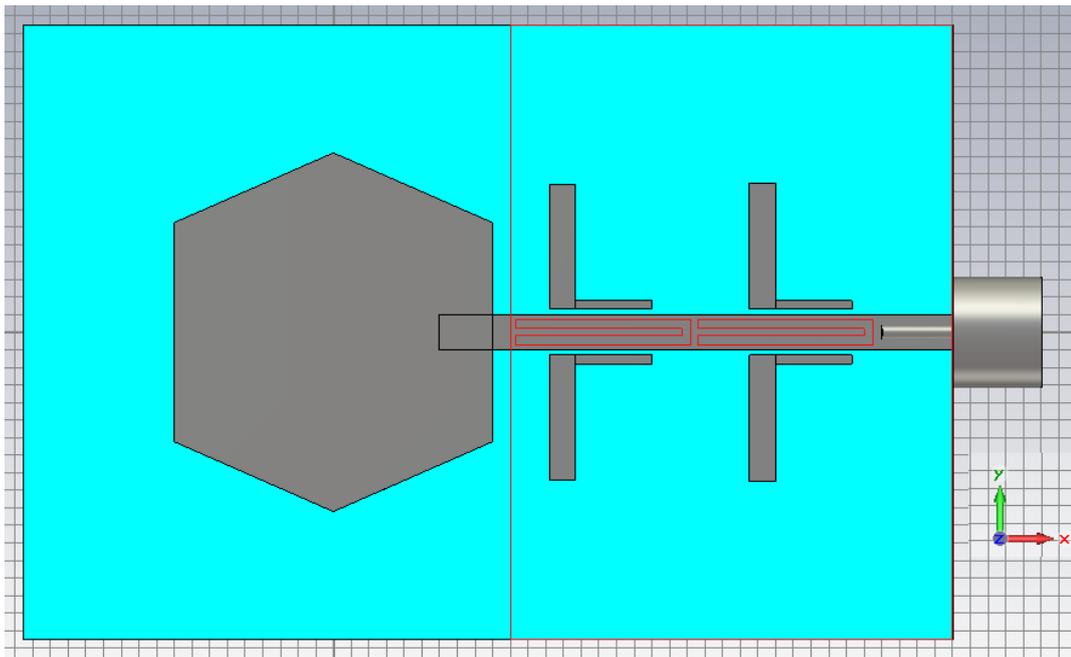


Figura 5.9: Coeficiente de reflexión de la antena Hexágono sin filtros

En la Figura 5.9 se muestra que la banda de trabajo ( $|S_{11}| < 10\text{ dB}$ ) de esta antena se expande desde 2.84 GHz hasta 12.24 GHz aproximadamente. Además, se pueden observar resonancias en las siguientes frecuencias: 3.54 GHz, 5.61 GHz, 7 GHz y 11.12GHz. Estas resonancias son lo suficientemente profundas para cumplir las especificaciones de ancho de banda requeridas por la tecnología UWB.

### 5.3.2 Antena Hexágono con filtros

En este apartado se añaden filtros notch a la antena diseñada en 5.3.1 con el objetivo de eliminar la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz y una banda superior de 8 GHz a 10 GHz. En la Figura 5.10, se muestra la estructura de la antena con dichos filtros:



**Figura 5.10: Estructura de la antena Hexágono con filtros en CST**

Para eliminar la primera banda se utilizan slots en forma de U situados en el interior de la línea de transmisión. Este tipo de filtro es el mismo que el utilizado en la antena presentada en el apartado 5.2.2, por lo que los cálculos teóricos de la longitud efectiva del filtro son los mismos. De esta forma, para que el filtro resuene a 5.5 GHz, se obtenía una longitud efectiva de  $L_{filtro} \approx 0.0206 \text{ m} = 20.6 \text{ mm}$ .

Los parámetros que intervienen en el diseño de este filtro son (Figura 5.12 y Tabla 5.4):

- Longitud efectiva del filtro:  $L_{ei} \approx L_{uh} + 2L_u = 21.2 \text{ mm}$
- Anchura del filtro:  $A_u$

Como se puede observar, la longitud real del filtro no es exacta a la estimada teóricamente ya que influye su anchura y posición. Además, a diferencia de la antena presentada en 5.2.2, se ha decidido cambiar la orientación del slot en forma de U y duplicarlo. Con estos cambios se consiguen mejores resultados en cuanto a la reflexión de la antena.

Para eliminar una banda de frecuencias superior se necesitará un filtro de menor longitud que el anterior. En este caso, se utilizan bricks de metal en forma de L próximos a la línea de transmisión cuya longitud efectiva aproximada para que resuene a 9 GHz es la misma que la calculada en el apartado 5.2.2, es decir,  $L_{filtro} \approx 0.0117 \text{ m} = 11.7 \text{ mm}$ .

Los parámetros que intervienen en el diseño de este filtro son (Figura 5.12 y Tabla 5.4):

- Longitud efectiva del filtro: controlado por  $L_{fs}$  y  $L_s$
- Anchura del filtro: controlado por  $A_f$  y  $A_s$
- Distancia del filtro al inicio del parche: controlado por  $D_{fs}$

Al igual que ocurría en la banda inferior, la longitud real del filtro no es exacta a la estimada ya que depende de su anchura y su posición. En este caso, también se ha decidido duplicar este filtro con el fin de obtener una banda eliminada de mayor ancho de banda. Para ello, hay que variar ligeramente la longitud del filtro duplicado, que depende de  $L_{fi}$  y  $L_s$ . Además, también hay que tener en cuenta su posición respecto del parche con ayuda del parámetro  $D_{fi}$ .

Para determinar la posición óptima de dichos filtros se decide realizar un barrido paramétrico que analice las diferentes posiciones posibles. Para ello, se varía el parámetro  $D_{fs}$  entre 1.5 mm y 3 mm y el parámetro  $D_{fi}$  entre 8 mm y 18 mm. El resultado de este barrido se muestra en la Figura 5.11 y se puede concluir que los mejores resultados se obtienen cuando el filtro superior está en torno a 2 mm del parche y cuando ambos filtros están separados una distancia considerable de aproximadamente 11 mm. Una vez que se ha establecido la posición aproximada de los filtros, se realizan pequeñas variaciones para ajustarla y obtener la posición óptima. Dicha posición se consigue para los valores de  $D_{fs}$  y  $D_{fi}$  mostrados en la Tabla 5.4.

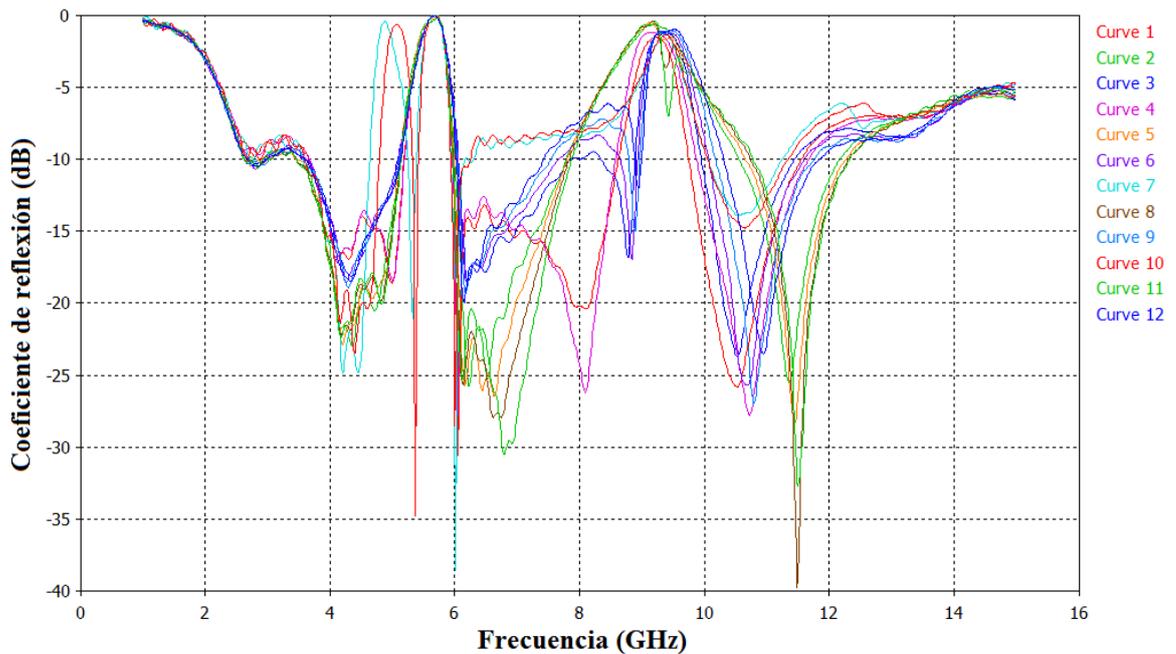


Figura 5.11: Variación paramétrica para optimizar la posición del filtro

El esquema de la antena final y sus parámetros se presentan en la Figura 5.12 y en la Tabla 5.4, respectivamente:

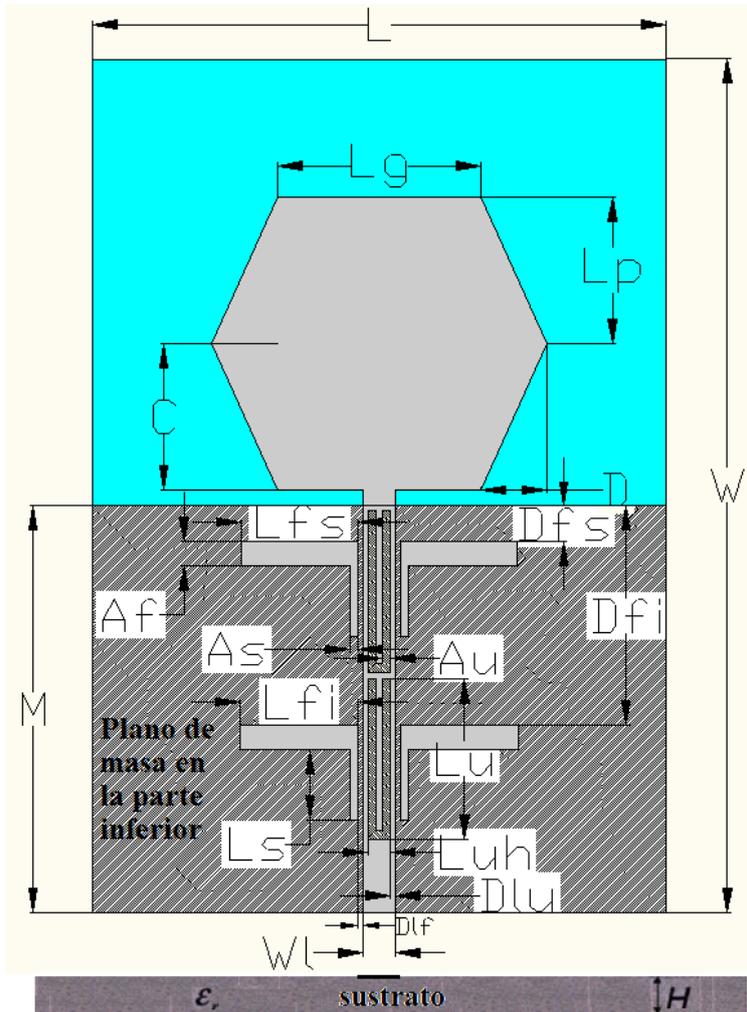


Figura 5.12: Esquema de la antena Hexágono con filtros

PARÁMETRO	VALOR
W	52.5 mm
L	35 mm
M	25 mm
$W_1$	2 mm
$L_g$	12.46 mm
$L_p$	9.84 mm
D	3.98 mm
C	9 mm
$D_{fs}$	2.2 mm
$D_{fi}$	13.5 mm
$L_{fs}$	7.1 mm
$L_{fi}$	7.2 mm
$L_s$	4.3 mm
$A_f$	1.5 mm
$A_s$	0.5 mm
$L_u$	9.9 mm
$L_{uh}$	1.4 mm
$A_u$	0.5 mm
$D_{lu}$	0.3 mm
$D_{lf}$	0.3 mm

Tabla 5.4: Dimensiones optimizadas de la antena Hexágono con filtros

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión en simulación de la antena diseñada:

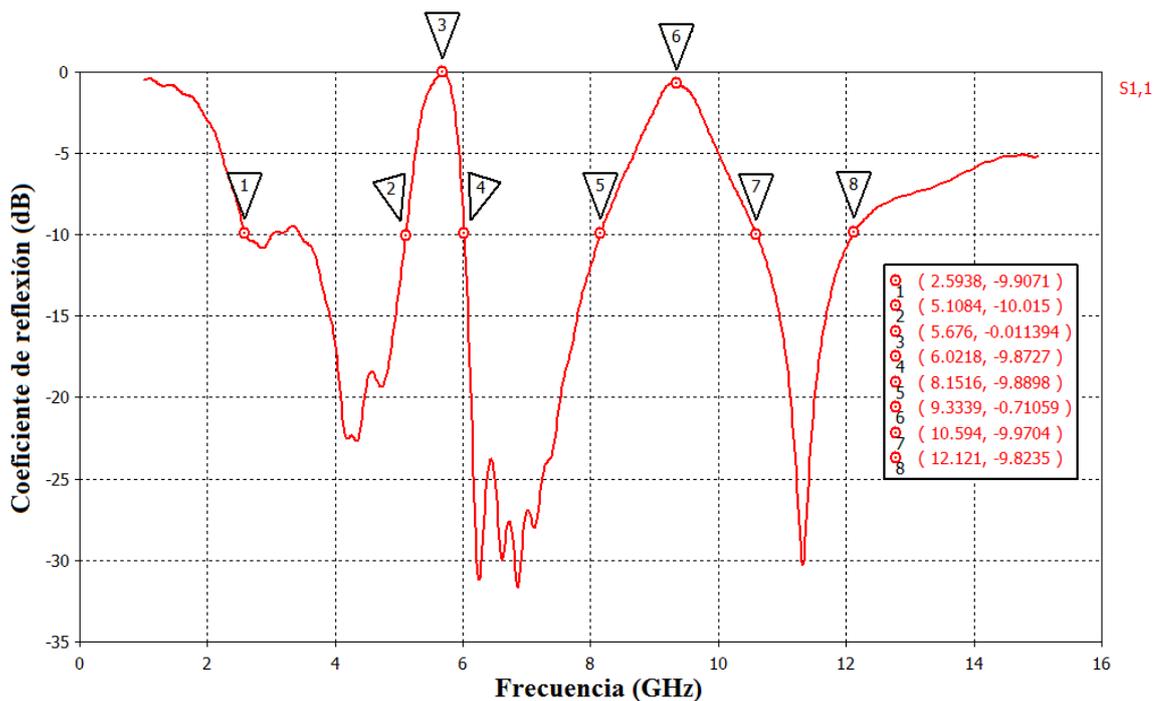


Figura 5.13: Coeficiente de reflexión de la antena Hexágono con filtros

En la Figura 5.13 se puede observar una banda de trabajo de la antena comprendida entre 2.59 GHz y 12.12 GHz aproximadamente, por lo que cumple los requisitos propuestos relacionados con el ancho de banda sin ningún problema.

También, se muestra el efecto que tienen los filtros en el coeficiente de reflexión. El filtro que rechaza la banda inferior tiene su frecuencia central en 5.67 GHz y su ancho de banda abarca desde 5.1 GHz hasta 6.02 GHz, y el que rechaza la banda superior tiene una frecuencia central de 9.33 GHz y un ancho de banda comprendido entre 8.15 GHz y 10.59 GHz. Por lo tanto, se puede concluir que el objetivo de introducir los filtros también se cumple.

El único inconveniente que se podría destacar de este diseño es la zona situada en torno a 3 GHz ya que el coeficiente de reflexión es ligeramente superior a los -10dB establecidos por la FCC. Durante la realización de este diseño se ha intentado mejorar este aspecto con diversos elementos pero no se ha llegado a una solución mejor. Finalmente, se ha considerado que este aspecto no es tan relevante si comparamos los resultados obtenidos en conjunto ya que tanto el ancho de banda de la antena como los filtros son muy buenos.

En la Figura 5.14, se representa la relación de onda estacionaria de tensión. Está representación es otro medio de comprobación de que la antena cumple con los requisitos específicos ya que se puede observar que  $VSWR < 2$  en toda la banda de trabajo.

Esta antena y la diseñada sin filtros se han construido en el Laboratorio de Circuitos Impresos y se han medido en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Los resultados obtenidos y las comparaciones entre las medidas obtenidas y las simuladas se presentarán en los próximos capítulos.

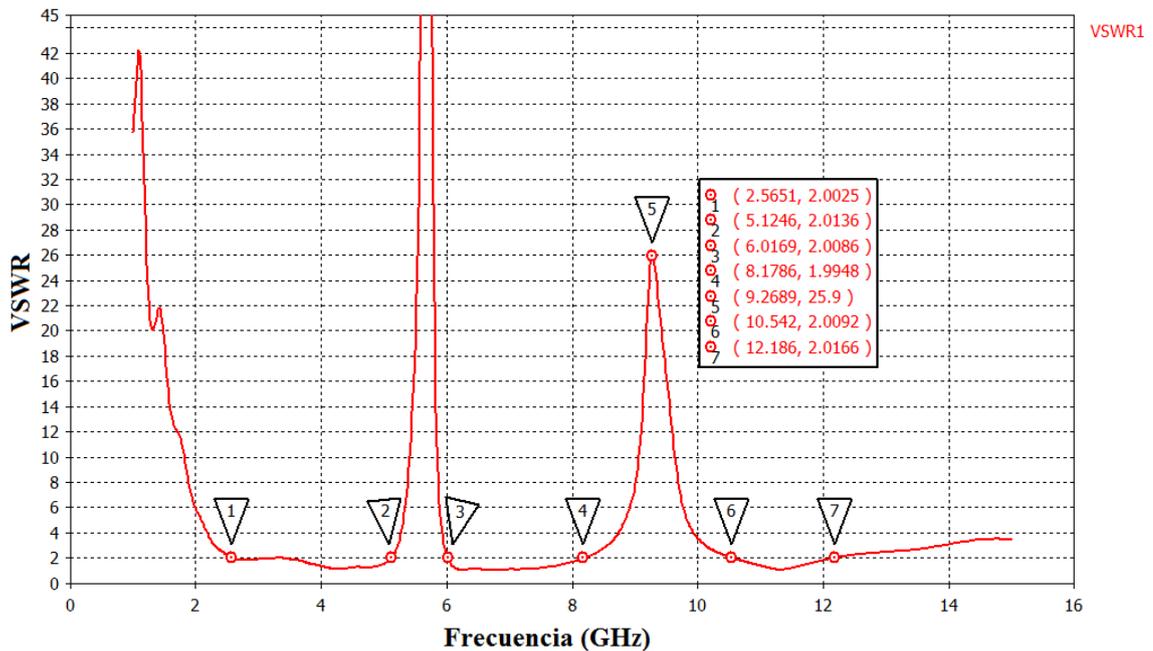


Figura 5.14: VSWR de la antena Hexágono con filtros

## 5.4 Antena Rectángulos

Se pretende diseñar una antena UWB que presente las siguientes características:

- Banda de trabajo mínima de 3.1 GHz a 10.6 GHz para cumplir la normativa de la FCC.
- Un filtro notch que elimine la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz.
- Un filtro notch que elimine una banda de frecuencias superior, concretamente entre 8 GHz y 10 GHz.

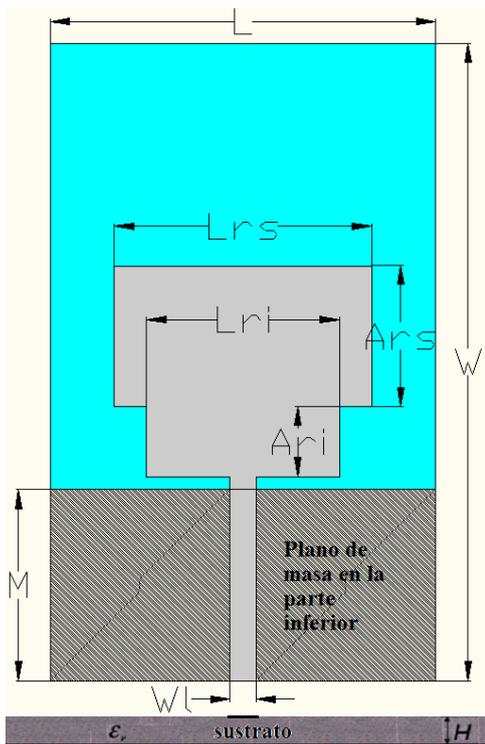
Inicialmente, se ha diseñado una antena que cumpla el requisito de ancho de banda y después, se le han añadido uno a uno los filtros notch hasta llegar al prototipo final.

### 5.4.1 Antena Rectángulos sin filtros

El prototipo de la antena y sus parámetros se presentan en la Figura 5.15 y en la Tabla 5.5, respectivamente.

El diseño de esta antena está basado en un monopolo con un parche rectangular al que se le añade encima de él otro rectángulo de dimensiones mayores. La diferencia de dimensiones entre los rectángulos se aprovechará posteriormente para incluir los filtros que eliminen una de las bandas de frecuencias.

Una vez decidida la forma del parche, el siguiente paso es ajustar la anchura de la línea de transmisión para adaptarla a la impedancia del conector ( $50\Omega$ ). Como ya se ha comentado anteriormente, esta adaptación se consigue con ayuda de la herramienta LineCalc de ADS y se obtiene una anchura de línea de  $W_l = 2\text{ mm}$ .



PARÁMETRO	VALOR
W	41.67 mm
L	30 mm
M	15 mm
W <sub>l</sub>	2 mm
L <sub>rs</sub>	20 mm
L <sub>ri</sub>	15 mm
A <sub>rs</sub>	11 mm
A <sub>ri</sub>	5.5 mm

Tabla 5.5: Dimensiones optimizadas de la antena Rectángulos sin filtros

Figura 5.15: Esquema de la antena Rectángulos sin filtros

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión de esta antena:

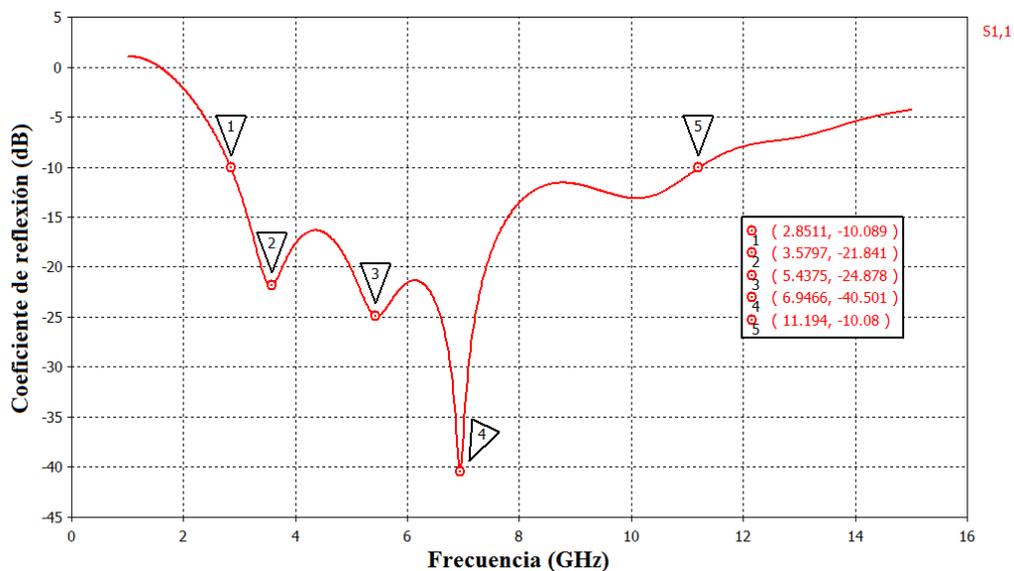
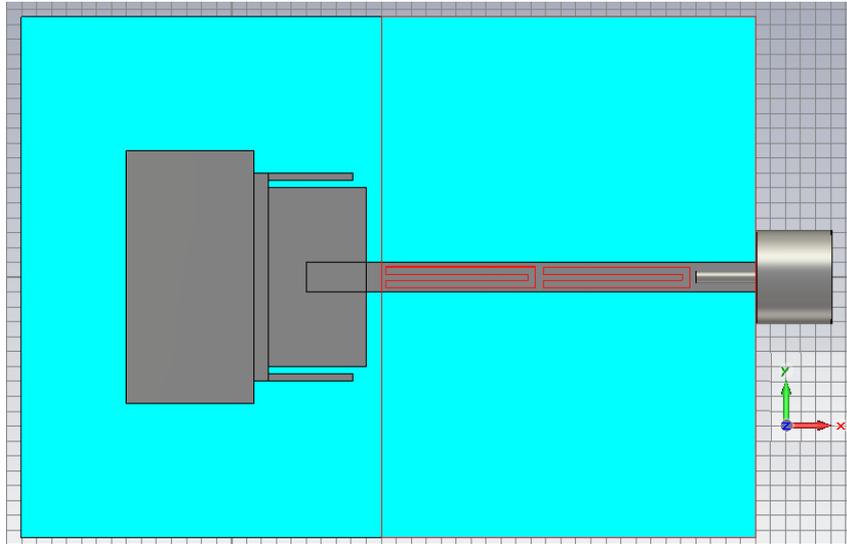


Figura 5.16: Coeficiente de reflexión de la antena Rectángulos sin filtros

En la Figura 5.16 se observan resonancias en las siguientes frecuencias: 3.58 GHz, 5.43 GHz y 6.94 GHz. Estas resonancias dan lugar a una banda de trabajo comprendida entre 2.85 GHz y 11.19 GHz aproximadamente. De esta forma, se concluye que esta antena cumple el requisito propuesto relacionado con el ancho de banda.

### 5.4.2 Antena Rectángulos con filtros

En este apartado se añaden filtros notch a la antena diseñada en 5.4.1 con el objetivo de eliminar la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz y una banda superior de 8 GHz a 10 GHz. En la Figura 5.17, se muestra la estructura de la antena con dichos filtros:



**Figura 5.17: Estructura de la antena Rectángulos con filtros en CST**

Para eliminar la banda inferior de frecuencias se utilizan los mismos filtros que en la antena Hexágono presentada en el apartado 5.3.2, es decir, se utilizan slots en forma de U insertados en la línea de transmisión. Siguiendo los cálculos teóricos realizados anteriormente, la longitud efectiva de dicho filtro para que resuene a 5.5 GHz sería  $L_{\text{filtro}} \approx 0.0206 \text{ m} = 20.6 \text{ mm}$ .

Los parámetros que intervienen en el diseño de este filtro son (Figura 5.18 y Tabla 5.6):

- Longitud efectiva del filtro:  $L_{ei} \approx L_{uh} + 2L_{us} = 21.4 \text{ mm}$
- Anchura del filtro:  $A_u$

La longitud real del filtro no es exacta a la estimada teóricamente ya que influye su anchura y posición. Al igual que ocurría en el caso de la antena presentada en el apartado 5.3.2, se duplica el filtro variando ligeramente su longitud para definir mejor la banda eliminada. Así, la longitud efectiva del filtro duplicado es  $L_{ei} \approx L_{uh} + 2L_{ui} = 21 \text{ mm}$ .

Para eliminar la banda de frecuencias superior se aprovecha la diferencia de tamaño de los rectángulos que forman el parche de la antena para incluir unos bricks de metal que trabajen como filtros. Para ello, se incluye entre los rectángulos un nuevo brick que soporta los filtros. En este caso, los filtros se sitúan en la zona del parche por lo que tomamos la constante dieléctrica efectiva como  $\epsilon_r = 1.75$  ya que no hay plano de masa detrás. De esta forma, la longitud efectiva de los filtros para que resuenen a 9 GHz es:

$$L_{\text{filtro}} \approx \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{2 \cdot 9 \cdot 10^9 \text{ Hz} \sqrt{1.75}} \approx 0.0126 \text{ m} = 12.6 \text{ mm} \quad (5.9)$$

Los parámetros que intervienen en el diseño de este filtro son (Figura 5.18 y Tabla 5.6):

- Longitud efectiva del filtro:  $L_{es} \approx 2L_f = 13.2 \text{ mm}$
- Anchura del filtro:  $A_f$

Al igual que ocurre en casos anteriores, la longitud efectiva real del filtro no coincide exactamente con la estimada teóricamente ya que también influyen su anchura y posición.

El esquema de la antena final y sus parámetros se presentan en la Figura 5.18 y en la Tabla 5.6, respectivamente:

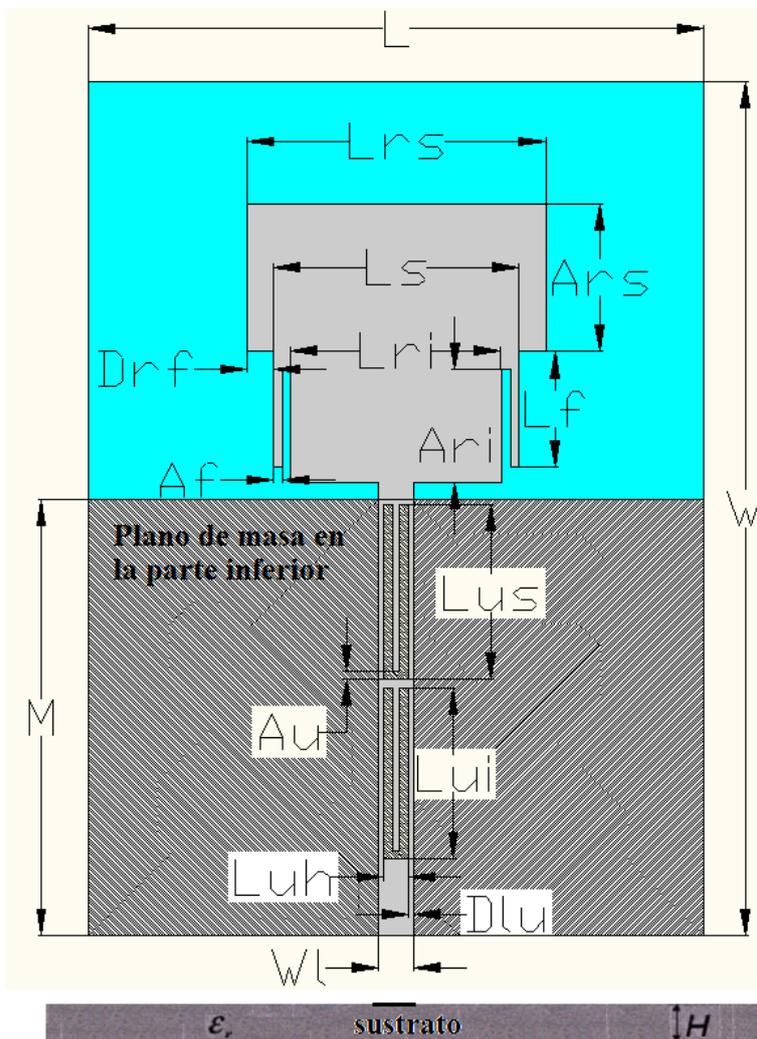
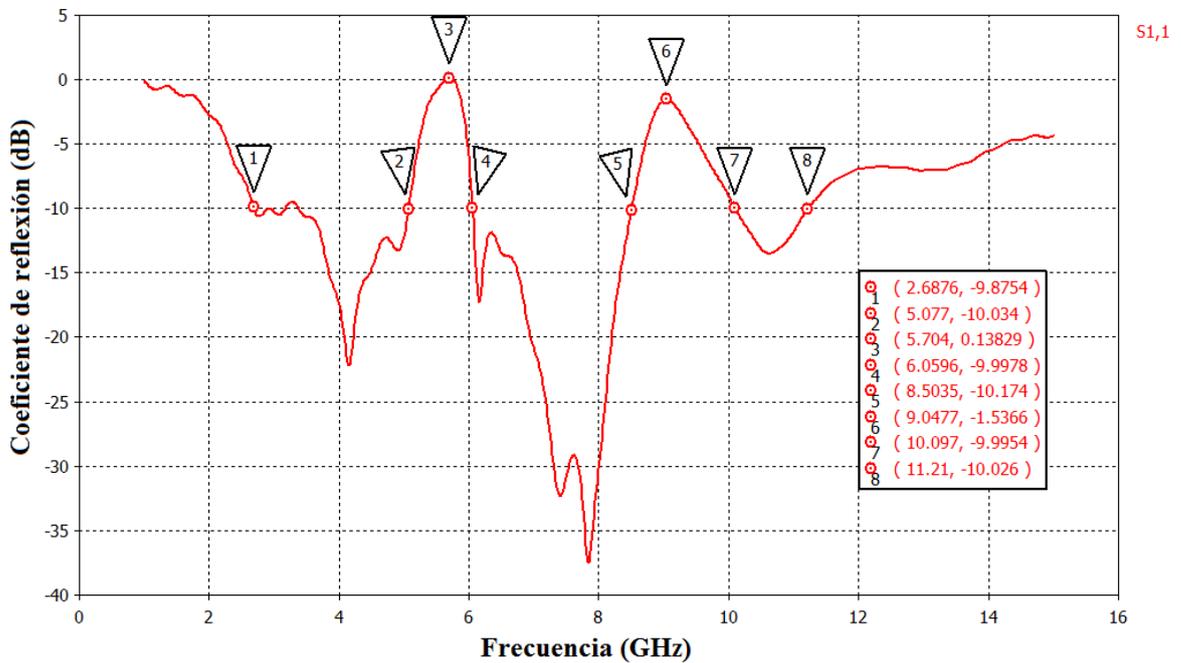


Figura 5.18: Esquema de la antena Rectángulos con filtros

PARÁMETRO	VALOR
W	49 mm
L	35 mm
M	25 mm
$W_l$	2 mm
$L_{rs}$	17 mm
$L_{ri}$	12 mm
$L_s$	14 mm
$L_f$	6.6 mm
$A_{rs}$	8.5 mm
$A_{ri}$	6.5 mm
$A_f$	0.5 mm
$D_{rf}$	1.5 mm
$L_{us}$	10 mm
$L_{ui}$	9.8 mm
$L_{uh}$	1.4 mm
$A_u$	0.5 mm
$D_{lu}$	0.3 mm

Tabla 5.6: Dimensiones optimizadas de la antena Rectángulos con filtros

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión de esta antena:



**Figura 5.19: Coeficiente de reflexión de la antena Rectángulos con filtros**

En la Figura 5.19 se puede observar como la banda de trabajo ( $|S_{11}| < 10 \text{ dB}$ ) se extiende desde 2.68 GHz hasta 11.21 GHz aproximadamente, cumpliendo así uno de los requisitos expuestos por la tecnología UWB. En cuanto a los filtros insertados en la antena, se observan dos bandas eliminadas: una comprendida entre 5.07 GHz y 6.06 GHz (lo ideal hubiera sido obtenerla entre 5 GHz y 6 GHz que era el objetivo) con una frecuencia central de 5.7 GHz y otra comprendida entre 8.5 GHz y 10.09 GHz con una frecuencia central de 9.04 GHz. Si comparamos este resultado con los obtenidos en las antenas presentadas anteriormente (apartados 5.2.2 y 5.3.2), se aprecia un comportamiento peor en la banda eliminada superior. Esto es debido a que en este caso, se decidió utilizar otro tipo de filtro para eliminar dicha banda, por lo que podría concluirse que el efecto de rechazar la banda de frecuencias superior mejora cuando se utilizan bricks en forma de L como filtros.

Otra forma de representación de esta antena es la relación de onda estacionaria de tensión. En la Figura 5.20, se puede observar que  $VSWR < 2$  en toda la banda de trabajo aunque en la zona del filtro que elimina la banda de frecuencias inferior se aprecia una especie de división del filtro. Sin embargo, esto no se considera relevante y se comprueba que esta antena cumple los requisitos específicos relacionados con el ancho de banda como ya habíamos deducido anteriormente.

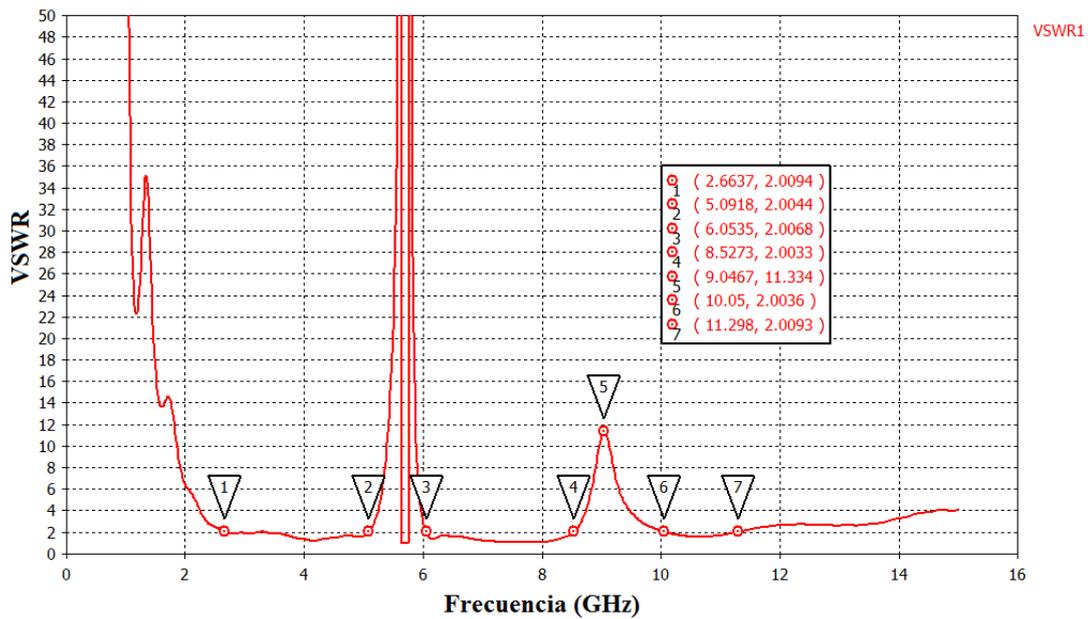


Figura 5.20: VSWR de la antena Rectángulos con filtros

Como el resultado obtenido cumple los requisitos propuestos, se decide construir esta antena (tanto con filtros como sin ellos) en el Laboratorio de Circuitos Impresos. Una vez construidas, se han medido en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Los resultados obtenidos y las comparaciones entre las medidas obtenidas y las simuladas se presentarán en los próximos capítulos.

### 5.5 Antena Triángulos

Al igual que ocurría en los casos anteriores, se pretende diseñar una antena UWB que presente las siguientes características:

- Banda de trabajo mínima de 3.1 GHz a 10.6 GHz para cumplir la normativa de la FCC.
- Un filtro notch que elimine la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz.
- Un filtro notch que elimine una banda de frecuencias superior, concretamente entre 8 GHz y 10 GHz.

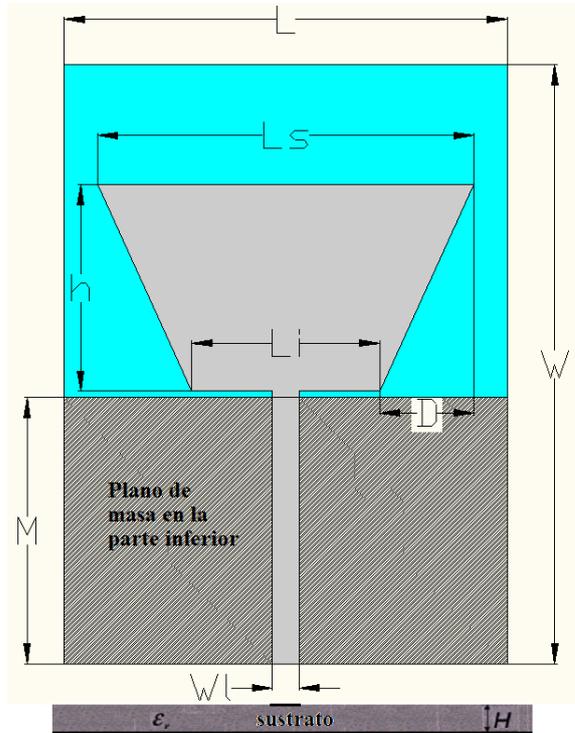
Inicialmente, se ha diseñado una antena que cumpla el requisito de ancho de banda y después, se le han añadido uno a uno los filtros notch hasta llegar al prototipo final.

#### 5.5.1 Antena Triángulos sin filtros

El prototipo de la antena y sus parámetros se presentan en la Figura 5.21 y en la Tabla 5.7, respectivamente.

El diseño de esta antena está basado en un monopolo con un parche en forma de paralelogramo. Este parche está formado por tres triángulos iguales situados uno a continuación del otro y orientados de forma alterna.

Una vez decidida la forma del parche, el siguiente paso es ajustar la anchura de la línea de transmisión para adaptarla a la impedancia del conector ( $50\Omega$ ). Como ya se ha comentado anteriormente, esta adaptación se consigue con ayuda de la herramienta LineCalc de ADS y se obtiene una anchura de línea de  $W_l = 2\text{ mm}$ .



PARÁMETRO	VALOR
W	45 mm
L	33 mm
M	20 mm
$W_l$	2 mm
$L_s$	28 mm
$L_i$	14 mm
D	7 mm
H	15.5 mm

Tabla 5.7: Dimensiones optimizadas de la antena Triángulos sin filtros

Figura 5.21: Esquema de la antena Triángulos sin filtros

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión de esta antena:

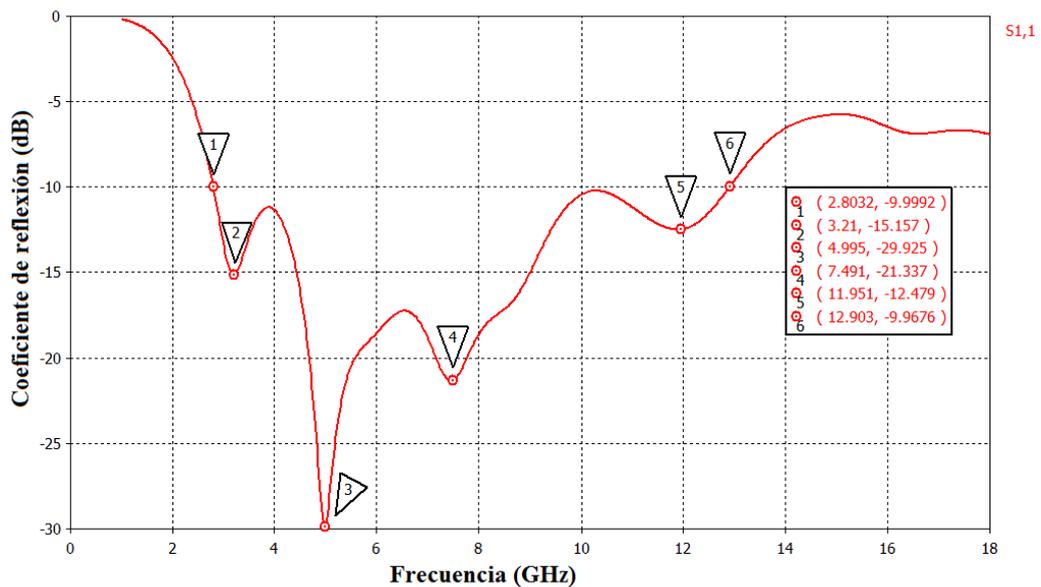


Figura 5.22: Coeficiente de reflexión de la antena Triángulos sin filtros

En la Figura 5.22 se pueden apreciar varias resonancias en las siguientes frecuencias: 3.21 GHz, 4.99 GHz, 7.49 GHz y 11.95 GHz. Estas resonancias dan lugar al gran ancho de banda que presenta esta antena y que está comprendido entre 2.8 GHz y 12.9 GHz aproximadamente. Por lo tanto, esta antena cumple el requisito de ancho de banda propuesto por la FCC.

### 5.5.2 Antena Triángulos con filtros

En este apartado se añaden filtros notch a la antena diseñada en 5.5.1 con el objetivo de eliminar la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz y una banda superior de 8 GHz a 10 GHz. En la Figura 5.23, se muestra la estructura de la antena con dichos filtros:

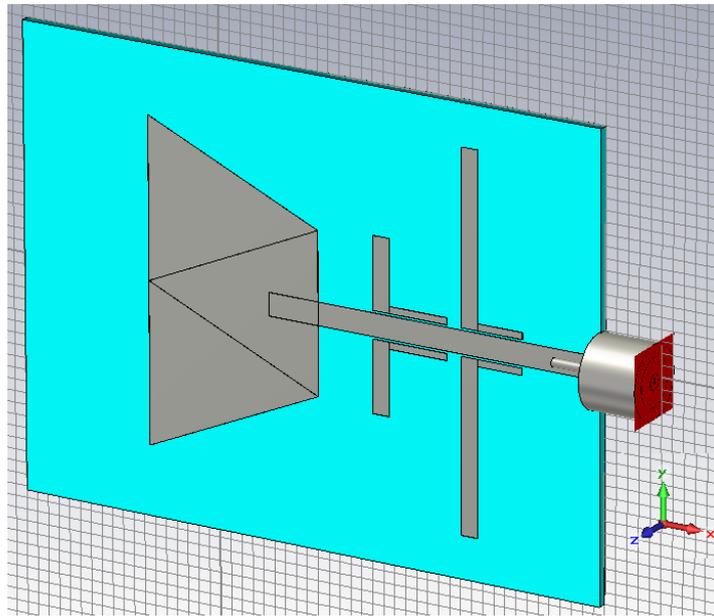


Figura 5.23: Estructura de la antena Triángulos con filtros en CST

En esta ocasión, se ha decidido utilizar bricks en forma de L próximos a la línea de transmisión para eliminar ambas bandas. Para eliminar la banda de frecuencias inferior se necesitará un filtro de longitud mayor que el utilizado para eliminar la banda superior. Como los filtros utilizados en esta antena tienen el plano de masa detrás, consideramos la constante dieléctrica efectiva como  $\epsilon_r = 2.027$ . Por lo tanto las longitudes efectivas de los filtros para que resuenen a 5.5 GHz y a 9 GHz son respectivamente:

$$L_{filtro} \approx \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{2 \cdot 5.5 \cdot 10^9 \text{ Hz} \sqrt{2.027}} \approx 0.0192 \text{ m} = 19.2 \text{ mm} \quad (5.10)$$

$$L_{filtro} \approx \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{2 \cdot 9 \cdot 10^9 \text{ Hz} \sqrt{2.027}} \approx 0.0117 \text{ m} = 11.7 \text{ mm} \quad (5.11)$$

Los parámetros que intervienen en el diseño de estos filtros son (Figura 5.25 y Tabla 5.8):

- Longitud efectiva del filtro que elimina la banda inferior: controlado por  $L_{fi}$  y  $L_{si}$
- Longitud efectiva del filtro que elimina la banda superior: controlado por  $L_{fs}$  y  $L_{ss}$
- Anchura del filtro: controlada por  $A_f$  y  $A_s$
- Distancia del filtro al inicio del parche: controlado por T

Al igual que ocurría en la antena presentada en el apartado 5.2.2, la longitud real de los filtros varía de la estimada teóricamente, ya que el espacio existente entre los bricks en forma de L que actúan de filtros y la línea de transmisión se considera como una capacidad extra y esto afecta a la longitud de los mismos como ya se explicó con anterioridad.

En cuanto a la posición de los filtros, se ha realizado una variación paramétrica del valor de T con el objetivo de encontrar la posición óptima:

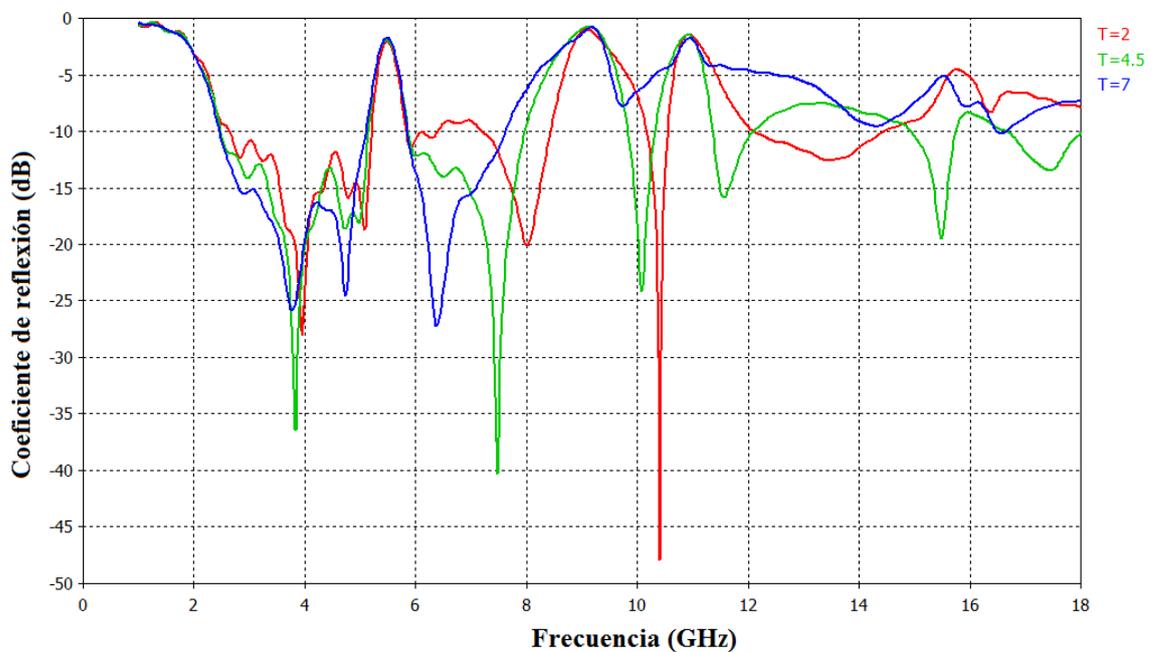


Figura 5.24: Variación paramétrica para optimizar la posición del filtro

En la Figura 5.24 se aprecia que los mejores resultados se obtienen cuando la distancia entre el filtro y el comienzo del parche es  $T = 4.5$  mm. Por lo que se determina dicha posición como la óptima.

El esquema de la antena final y sus parámetros se presentan en la Figura 5.25 y en la Tabla 5.8, respectivamente:

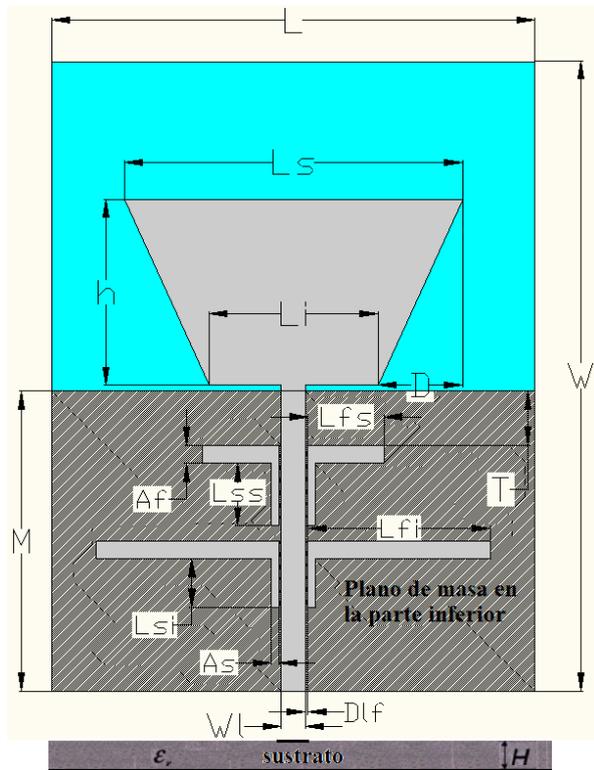
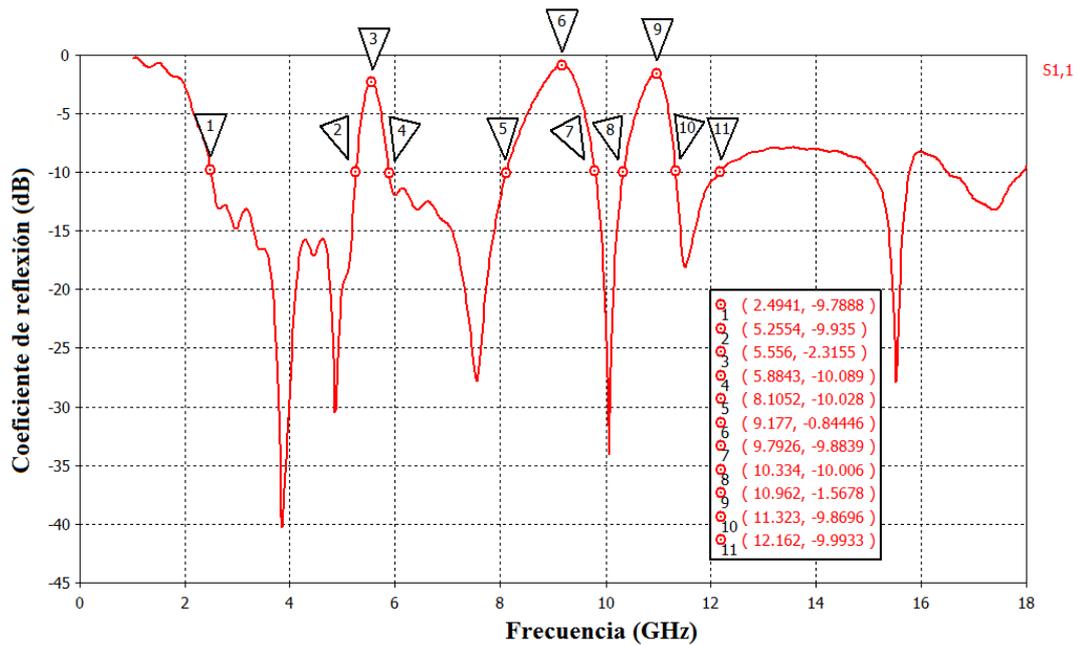


Figura 5.25: Esquema de la antena Triángulos con filtros

PARÁMETRO	VALOR
W	52.5 mm
L	40 mm
M	25 mm
W <sub>l</sub>	2 mm
L <sub>s</sub>	28 mm
L <sub>i</sub>	14 mm
D	7 mm
h	15.5 mm
T	4.5 mm
L <sub>fs</sub>	6.3 mm
L <sub>fi</sub>	15.1 mm
L <sub>ss</sub>	5.2 mm
L <sub>si</sub>	4 mm
A <sub>f</sub>	1.5 mm
A <sub>s</sub>	0.6 mm
D <sub>lf</sub>	0.2 mm

Tabla 5.8: Dimensiones optimizadas de la antena Triángulos con filtros

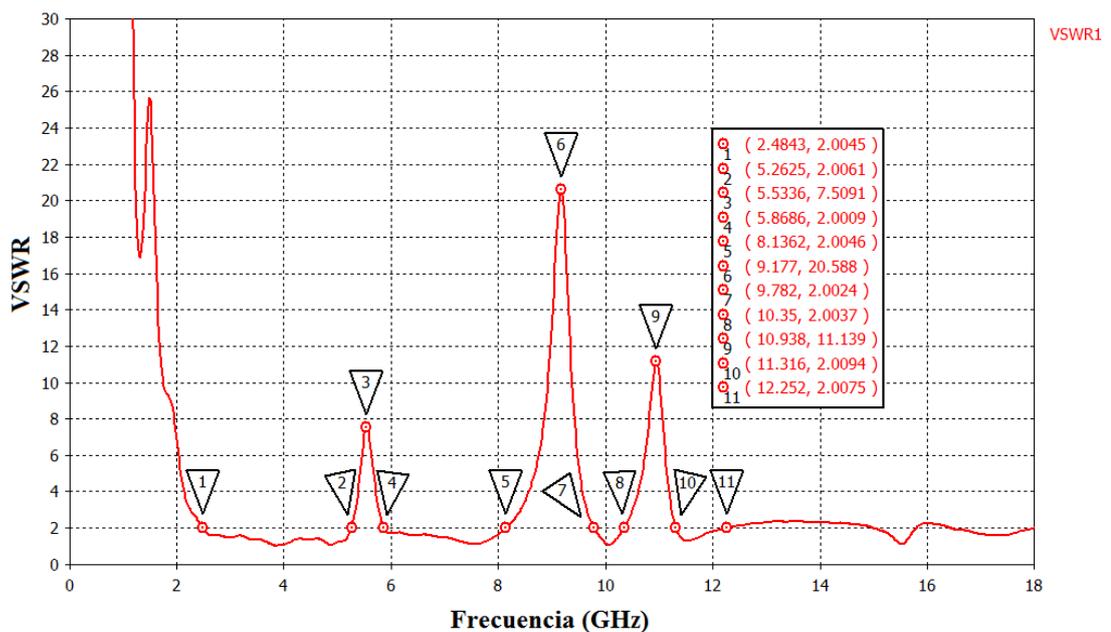
A continuación, en la Figura 5.26, se muestra el coeficiente de reflexión de la antena diseñada. Lo más característico es la réplica del filtro que elimina la banda inferior al doble aproximadamente de la frecuencia central de dicho filtro. Esto es debido a que el ancho de banda de esta antena sin filtros era muy grande (de 2.8 GHz a 12.9 GHz) y de esta forma, se reduce limitándolo en 10.33 GHz. Sin embargo, en la antena Hexágono, presentada en el apartado 5.3, se apreciaba un ancho de banda similar al de este caso y no existía una réplica del filtro que elimina la banda inferior. Esta diferencia puede ser debida a que se utilizan diferentes tipos de filtros, es decir, en el caso de la antena Hexágono se utilizaban slots en forma de U insertados en la línea de transmisión y en este caso se utilizan bricks en forma de L próximos a la línea. Por lo tanto, se podría decir que el filtro utilizado en la antena Hexágono es mejor que el utilizado en esta antena para eliminar la banda inferior de frecuencias.



**Figura 5.26: Coeficiente de reflexión de la antena Triángulos con filtros**

Por otro lado, concluir que esta antena cumple con todos los requisitos propuestos, tanto en lo relacionado a la banda de trabajo como en lo que se refiere al comportamiento de los filtros. El filtro de la banda inferior tiene un ancho de banda comprendido entre 5.25 GHz y 5.88 GHz con una frecuencia central de 5.55 GHz y, el filtro de la banda superior tiene un ancho de banda comprendido entre 8.1 GHz y 9.79 GHz con una frecuencia central de 9.17 GHz.

A continuación, se muestra la relación de onda estacionaria de tensión de esta antena:



**Figura 5.27: VSWR de la antena Triángulos con filtros**

En la Figura 5.27, se puede observar que la relación de onda estacionaria de tensión es menor que 2 ( $VSWR < 2$ ) en toda la banda de trabajo. Por lo tanto, como ya habíamos concluido con la representación del coeficiente de reflexión, esta antena cumple con los requisitos propuestos.

Por estas razones, se ha decidido construir esta antena (tanto con filtros como sin ellos) en el Laboratorio de Circuitos Impresos. Una vez construidas, se han medido en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Los resultados obtenidos y las comparaciones entre las medidas obtenidas y las simuladas se presentarán en los próximos capítulos.

## 6 Diseño de antenas UWB con diversidad de polarización

---

### 6.1 Introducción

El objetivo de utilizar antenas Ultra Wideband con diversidad de polarización es mitigar el efecto del multitrayecto y la difracción que pueden ocasionar cambios en la polarización de la señal transmitida [16].

Este objetivo se consigue utilizando una antena formada por dos elementos UWB, en el que uno de ellos tiene polarización vertical y el otro, horizontal. La estructura de estas antenas consiste en el diseño de un elemento unitario y posteriormente duplicarlo girándolo 90° con el fin de cumplir el objetivo mencionado.

En este capítulo se muestran los diferentes diseños realizados y los resultados obtenidos en las simulaciones.

### 6.2 Antena Cuatro Círculos

Se pretende diseñar una antena UWB formada por dos elementos unitarios que presente las siguientes características:

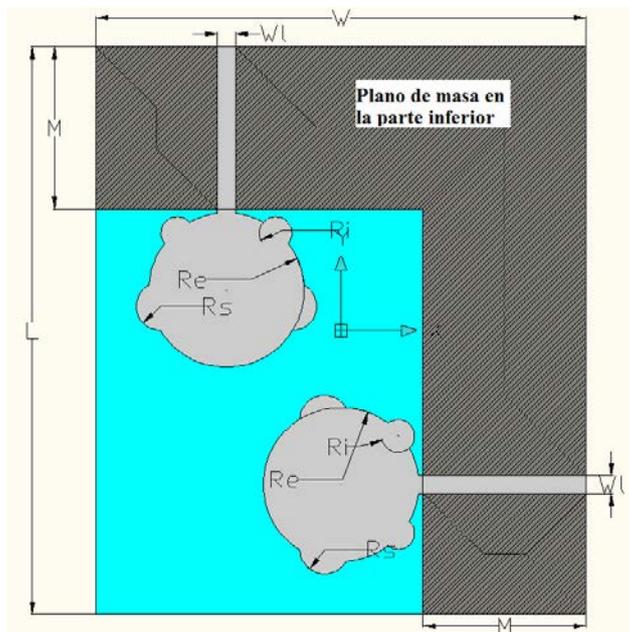
- Polarización vertical para uno de los elementos y polarización horizontal para el otro elemento.
- Banda de trabajo mínima de 3.1 GHz a 10.6 GHz para cumplir la normativa de la FCC.
- Un filtro notch que elimine la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz.
- Un filtro notch que elimine una banda de frecuencias superior, concretamente entre 8 GHz y 10 GHz.

Inicialmente, se ha diseñado una antena que cumpla los requisitos de diversidad de polarización y de ancho de banda y después, se le han añadido uno a uno los filtros notch hasta llegar al prototipo final.

#### 6.2.1 Antena Cuatro Círculos sin filtros

El prototipo de la antena y sus parámetros se presentan en la Figura 6.1 y en la Tabla 6.1, respectivamente.

Esta antena está formada por dos elementos unitarios UWB situados perpendicularmente, de tal forma que uno de ellos presenta polarización vertical y el otro horizontal. Los elementos unitarios que forman esta antena son los presentados en el apartado 5.2.1 con una pequeña modificación en la línea de transmisión, ya que en este caso es un poco más ancha ( $W_l = 2.21 \text{ mm}$ ). Como ya hemos explicado anteriormente, este valor se ha obtenido con la ayuda de la herramienta LineCalc para adaptar la línea de transmisión a la impedancia del conector ( $50\Omega$ ).



PARÁMETRO	VALOR
W	60 mm
L	70 mm
M	20 mm
$W_l$	2.21 mm
$R_e$	9.5 mm
$R_s$	3 mm
$R_i$	2 mm

Tabla 6.1: Dimensiones optimizadas de la antena Cuatro Círculos sin filtros

Figura 6.1: Esquema de la antena Cuatro Círculos sin filtros

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión de esta antena:

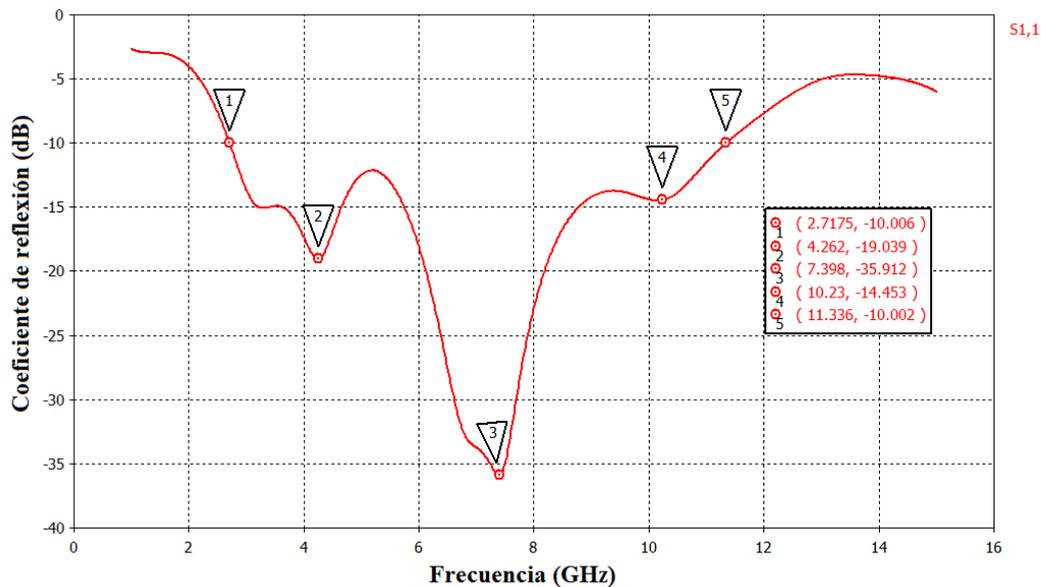


Figura 6.2: Coeficiente de reflexión de la antena Cuatro Círculos sin filtros

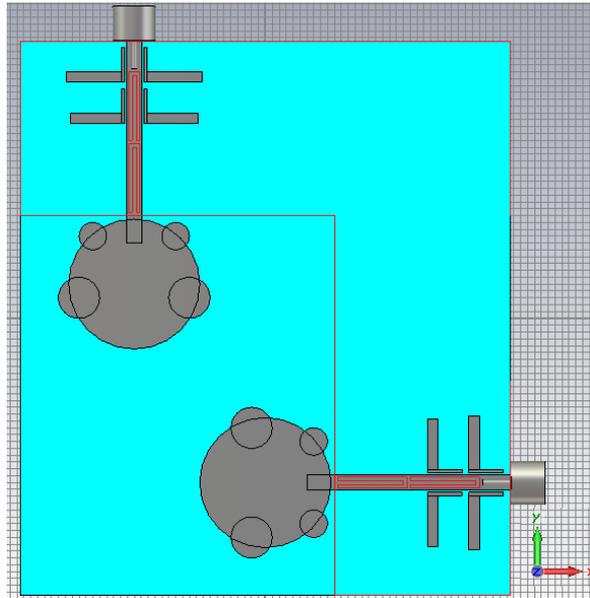
En la Figura 6.2, se aprecia una banda de trabajo ( $|s_{11}| < 10 \text{ dB}$ ) comprendida entre 2.71 GHz y 11.33 GHz, aproximadamente. Por lo tanto, esta antena cumple con los requisitos de ancho de banda propuestos por la tecnología UWB. Además, se pueden observar resonancias en las siguientes frecuencias: 4.26 GHz, 7.39 GHz y 10.23 GHz.

Esta antena se ha construido en el Laboratorio de Circuitos Impresos y se han medido en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Los resultados

obtenidos y las comparaciones entre las medidas obtenidas y las simuladas se presentarán en los próximos capítulos.

### 6.2.2 Antena Cuatro Círculos con filtros

En este apartado se añaden filtros notch a la antena diseñada en 6.2.1 con el objetivo de eliminar la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz y una banda superior de 8 GHz a 10 GHz. En la Figura 6.3, se muestra la estructura de la antena con dichos filtros:



**Figura 6.3:** Estructura de la antena Cuatro Círculos con filtros en CST

Para eliminar la primera banda se utiliza un slot en forma de U situado en el interior de la línea de transmisión como los que ya se utilizaron en las antenas presentadas en el capítulo 5. Como ya se explicó en dicho capítulo, la constante dieléctrica efectiva se considera  $\epsilon_e = 1.75$ , ya que el filtro está insertado como vacío dentro de la línea de transmisión y no tiene plano de masa detrás.

De esta forma, la longitud efectiva aproximada del filtro para que resuene a 5.5 GHz es:

$$L_{\text{filtro}} \approx \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{2 \cdot 5.5 \cdot 10^9 \text{ Hz} \sqrt{1.75}} \approx 0.0206 \text{ m} = 20.6 \text{ mm} \quad (6.1)$$

Los parámetros que intervienen en el diseño de este filtro son (Figura 6.5 y Tabla 6.2):

- Longitud efectiva del filtro:  $L_{ei} \approx L_{uh} + 2L_u = 21.61 \text{ mm}$
- Anchura del filtro:  $A_u$

Como se puede observar, la longitud real del filtro no es exacta a la estimada teóricamente ya que influye su anchura y posición. Además, se ha decidido duplicar el filtro con el fin de obtener mejores resultados en la banda de frecuencias rechazada.

Para eliminar una banda de frecuencias superior se necesitará un filtro de menor longitud que el anterior. En este caso, se utilizan bricks de metal en forma de L próximos a la línea de transmisión. Recordar que, como ya se comentó en el capítulo 5, cuando se utilizan este tipo de filtros hay que tener en cuenta que el espacio que queda entre dichos filtros y la línea de transmisión afecta como si fuera una capacidad extra dando lugar a una frecuencia de resonancia mayor a la que se obtendría con un filtro unido a la línea de transmisión. Por lo tanto, la longitud efectiva de dichos filtros será bastante inferior a la estimada teóricamente.

En este caso, como sí hay plano de masa detrás, la constante dieléctrica efectiva de este tipo de filtros es  $\epsilon_e = 2.027$ .

De esta forma, la longitud efectiva aproximada del filtro para que resuene a 9 GHz es:

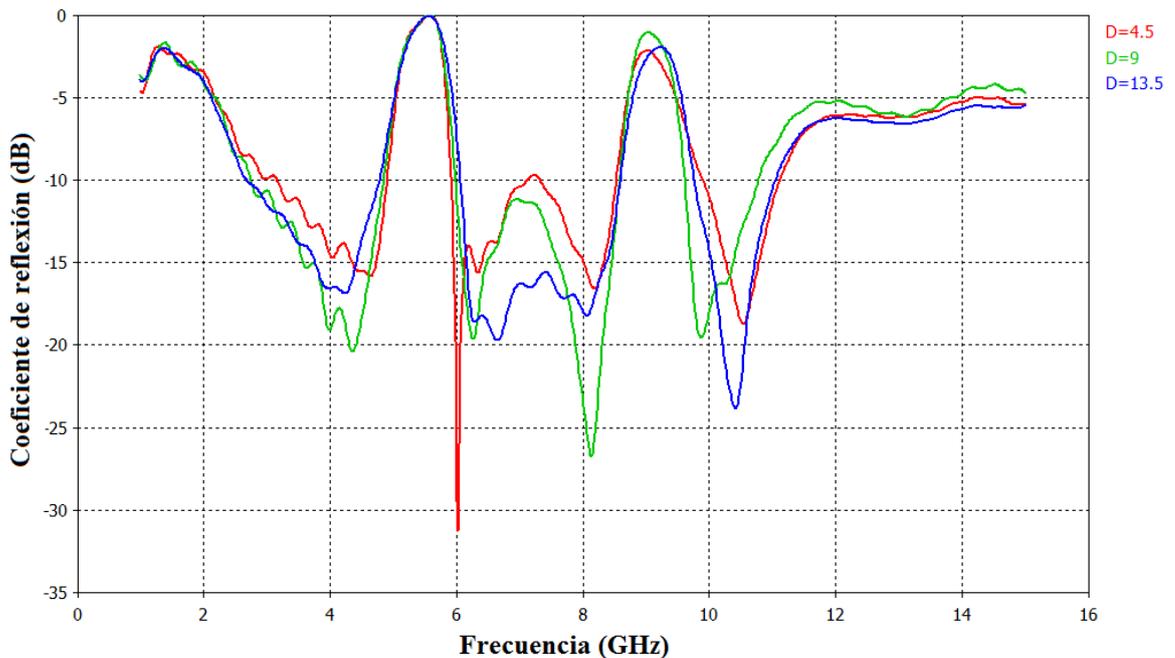
$$L_{\text{filtro}} \approx \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{2 \cdot 9 \cdot 10^9 \text{ Hz} \sqrt{2.027}} \approx 0.0117 \text{ m} = 11.7 \text{ mm} \quad (6.2)$$

Los parámetros que intervienen en el diseño de este filtro son (Figura 6.5 y Tabla 6.2):

- Longitud efectiva del filtro: controlado por  $L_{fs}$  y  $L_s$
- Anchura del filtro: controlado por  $A_f$  y  $A_s$
- Distancia del filtro al inicio del parche: controlado por  $D$

Al igual que se decidió en el caso de la banda inferior, se ha duplicado este filtro con el fin de obtener una banda eliminada de mayor ancho de banda. En este caso, la longitud efectiva del filtro está controlada por  $L_{fi}$  y  $L_s$ .

En cuanto a la posición de los filtros se ha realizado una variación paramétrica de la distancia que hay entre éstos y el inicio del parche ( $D$ ) para determinar la posición óptima:



**Figura 6.4: Variación paramétrica para optimizar la posición de los filtros**

Como se puede observar en la Figura 6.4, a medida que los filtros se alejan del parche los resultados obtenidos son mejores. Por lo tanto, la distancia óptima de los filtros se obtiene para  $D = 13.5$  mm.

El esquema de la antena final y sus parámetros se presentan en la Figura 6.5 y en la Tabla 6.2, respectivamente:

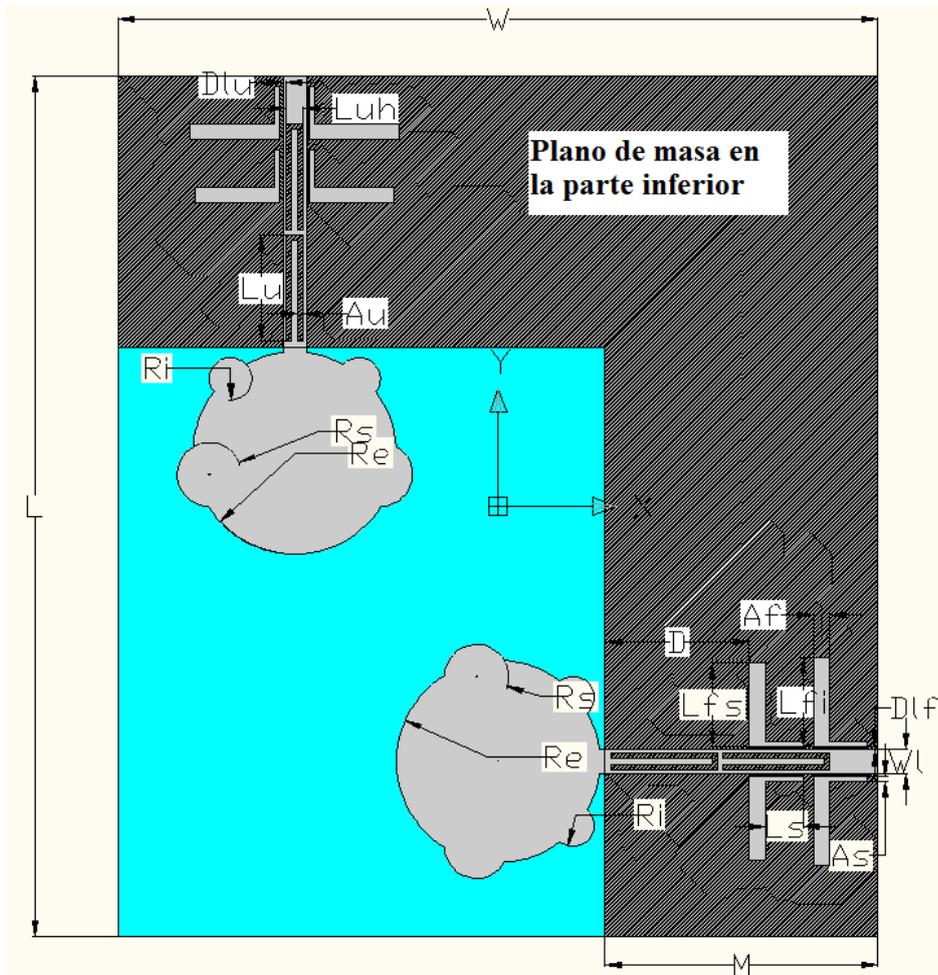


Figura 6.5: Esquema de la antena Cuatro Círculos con filtros

PARÁMETRO	VALOR
W	71 mm
L	81 mm
M	25.5 mm
$W_l$	2.21 mm
$R_e$	9.5 mm
$R_s$	3 mm
$R_i$	2 mm
D	13.5 mm
$L_{fs}$	7.9 mm
$L_{fi}$	8.4 mm
$L_s$	3.5 mm
$A_f$	1.5 mm
$A_s$	0.5 mm
$L_u$	10 mm
$L_{uh}$	1.61 mm
$A_u$	0.5 mm
$D_{lu}$	0.3 mm
$D_{lf}$	0.3 mm

Tabla 6.2: Dimensiones optimizadas de la antena Cuatro Círculos con filtros

A continuación, en la Figura 6.6, se muestra el coeficiente de reflexión en simulación de esta antena. Se puede observar como esta antena cumple con todas las especificaciones propuestas. Por un lado su ancho de banda está comprendido entre 2.69 GHz y 11 GHz aproximadamente, cumpliendo así con los requisitos de la tecnología UWB. Además, se

aprecia un filtro con frecuencia central en 5.6 GHz, que rechaza una banda comprendida entre 4.77 GHz y 6.06 GHz y otro filtro con frecuencia central en 9.3 GHz que rechaza la banda de frecuencias comprendida entre 8.74 GHz y 9.77 GHz.

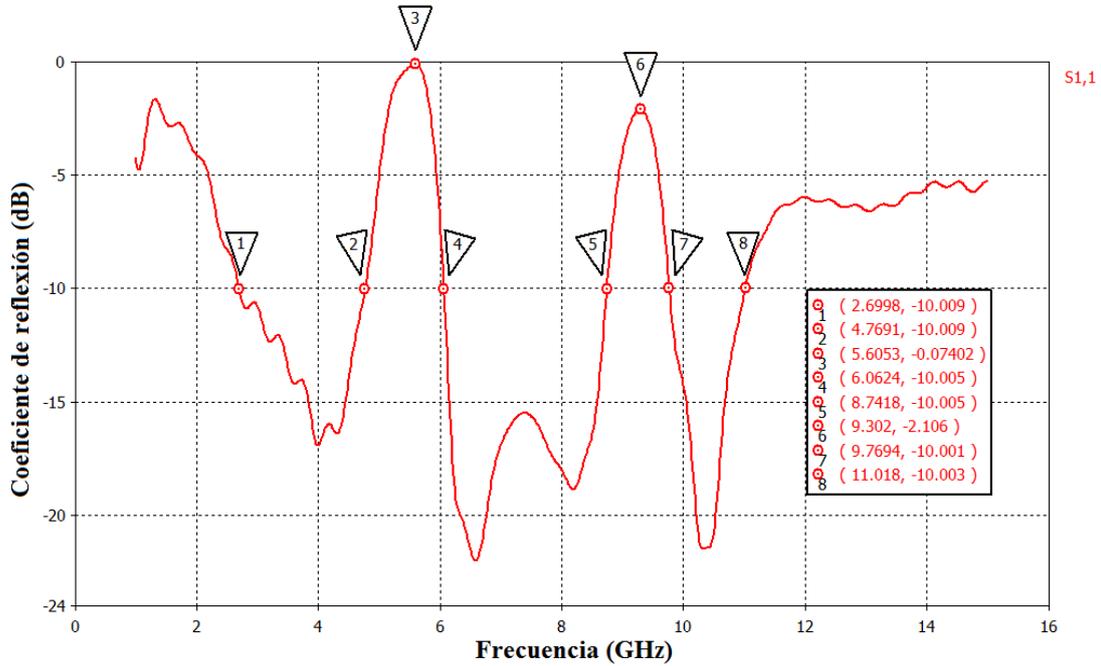


Figura 6.6: Coeficiente de reflexión de la antena Cuatro Círculos con filtros

Otra posible representación de la antena es la relación de onda estacionaria de voltaje:

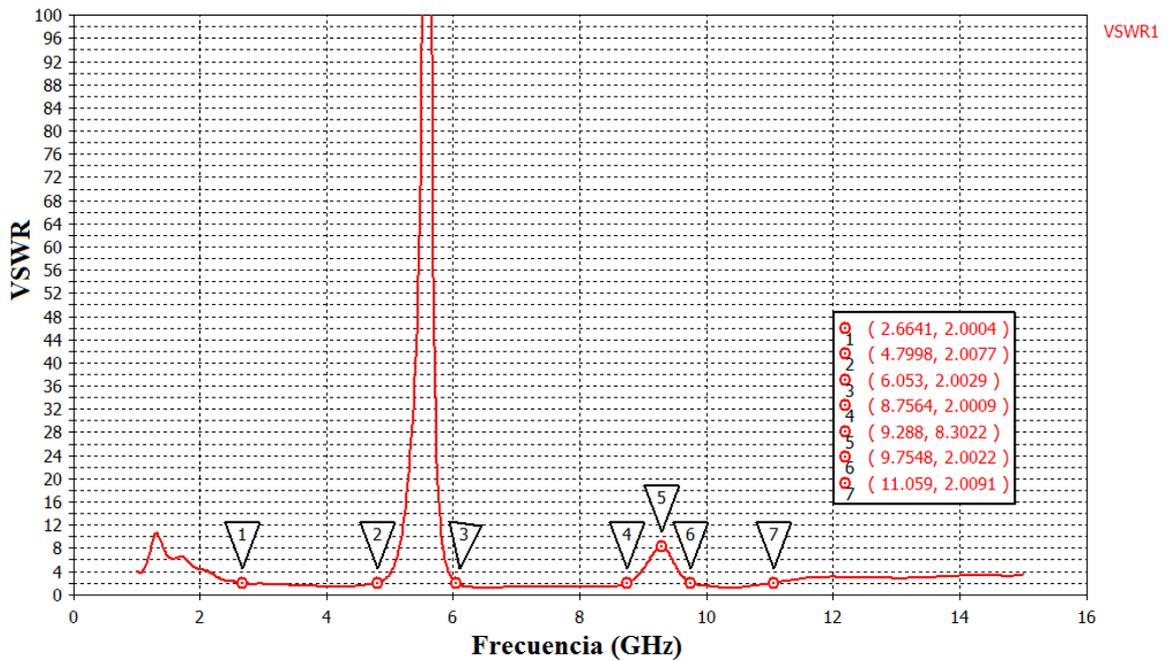


Figura 6.7: VSWR de la antena Cuatro Círculos con filtros

En la Figura 6.7 se comprueba que la antena cumple con los requisitos propuestos ya que  $VSWR < 2$  en toda la banda de trabajo.

### 6.3 Antena Dos Círculos

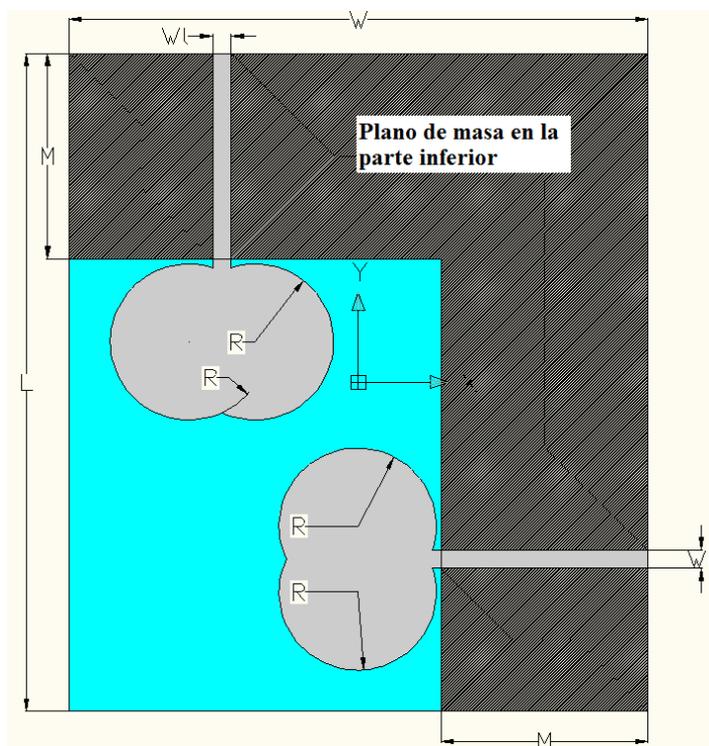
Se pretende diseñar una antena UWB formada por dos elementos unitarios que presente las siguientes características:

- Polarización vertical para uno de los elementos y polarización horizontal para el otro elemento.
- Banda de trabajo mínima de 3.1 GHz a 10.6 GHz para cumplir la normativa de la FCC.
- Un filtro notch que elimine la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz.
- Un filtro notch que elimine una banda de frecuencias superior, concretamente entre 8 GHz y 10 GHz.

Inicialmente, se ha diseñado una antena que cumpla los requisitos de diversidad de polarización y de ancho de banda y después, se le han añadido uno a uno los filtros notch hasta llegar al prototipo final.

#### 6.3.1 Antena Dos Círculos sin filtros

El prototipo de la antena y sus parámetros se presentan en la Figura 6.8 y en la Tabla 6.3, respectivamente:



PARÁMETRO	VALOR
W	70 mm
L	80 mm
M	25 mm
$W_1$	2.21 mm
R	9.5 mm

**Tabla 6.3: Dimensiones optimizadas de la antena Dos Círculos sin filtros**

**Figura 6.8: Esquema de la antena Dos Círculos sin filtros**

Esta antena está formada por dos elementos unitarios UWB situados perpendicularmente, de tal forma que uno de ellos presenta polarización vertical y el otro horizontal. Los elementos unitarios que forman esta antena están basados en el monopolo circular presentado en el apartado 3.8.1 pero modificando el parche a dos círculos en vez de uno solo. Una vez decidida la forma del parche, hay que calcular la anchura de la línea de transmisión para adaptarla a la impedancia del conector ( $50\Omega$ ). Para ello, como ya se ha comentado anteriormente, se utiliza la herramienta LineCalc y se obtiene un valor de  $W_l = 2.21\text{ mm}$ .

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión en simulación de la antena diseñada:

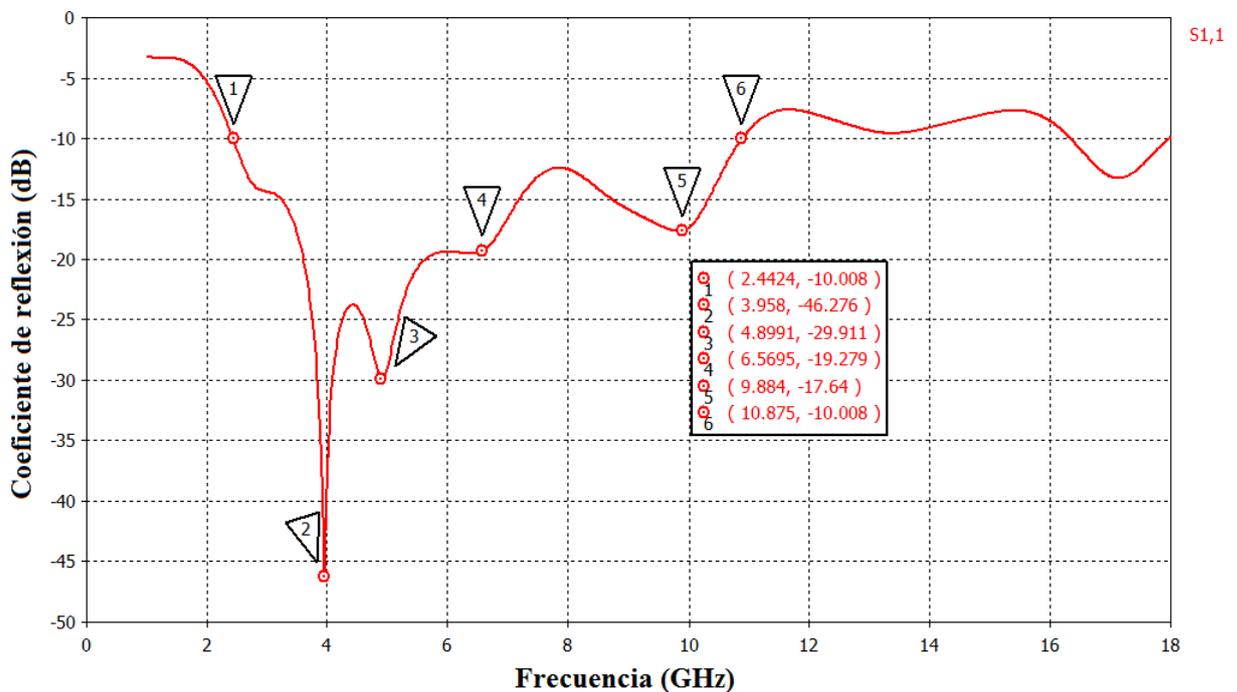
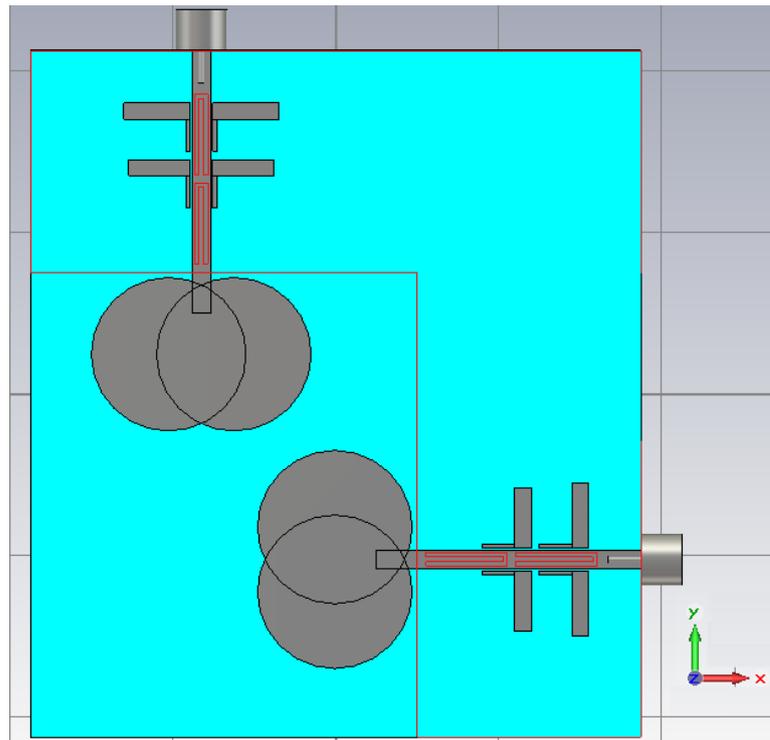


Figura 6.9: Coeficiente de reflexión de la antena Dos Círculos sin filtros

En la Figura 6.9 se puede apreciar que esta antena cumple con los requisitos propuestos por la tecnología UWB ya que la banda de trabajo ( $S_{11} < 10\text{ dB}$ ) está comprendida entre 2.44 GHz y 10.87 GHz aproximadamente. Además, se pueden observar algunas resonancias importantes en las siguientes frecuencias: 3.95 GHz, 4.89 GHz y 9.88 GHz.

### 6.3.2 Antena Dos Círculos con filtros

En este apartado se añaden filtros notch a la antena diseñada en el apartado 6.3.1 con el objetivo de eliminar la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz y una banda superior de 8 GHz a 10 GHz. En la Figura 6.10, se muestra la estructura de la antena con dichos filtros:



**Figura 6.10: Estructura de la antena Dos Círculos con filtros en CST**

Para eliminar la primera banda se utiliza el mismo filtro que en la antena presentada en el apartado 6.2.2, es decir, un slot en forma de U situado en el interior de la línea de transmisión. Por lo tanto, la constante dieléctrica efectiva se considera  $\epsilon_e = 1.75$  y la longitud efectiva aproximada del filtro para que resuene a 5.5 GHz es  $L_{filtro} = 20.6 \text{ mm}$ .

Los parámetros que intervienen en el diseño de este filtro son (Figura 6.12 y Tabla 6.4):

- Longitud efectiva del filtro:  $L_{ei} \approx L_{uh} + 2L_u = 21.61 \text{ mm}$
- Anchura del filtro:  $A_u$

Como se puede observar, la longitud real del filtro no es igual a la estimada ya que influye su anchura y posición. En esta ocasión también se ha decidido duplicar el filtro con el objetivo de obtener mejores resultados en la banda de frecuencias rechazada.

Para eliminar una banda de frecuencias superior se necesitará un filtro de menor longitud que el anterior. En este caso, al igual que en la antena presentada en el capítulo 6.2.2, se utilizan bricks de metal en forma de L próximos a la línea de transmisión. Sin embargo, existe una pequeña diferencia y es que se ha cambiado la orientación de los bricks en forma de L, ya que así se obtienen mejores resultados. En este caso, como sí hay plano de masa detrás, la constante dieléctrica efectiva de este tipo de filtros es  $\epsilon_e = 2.027$  y la longitud efectiva aproximada del filtro para que resuene a 9 GHz es  $L_{filtro} = 11.7 \text{ mm}$ .

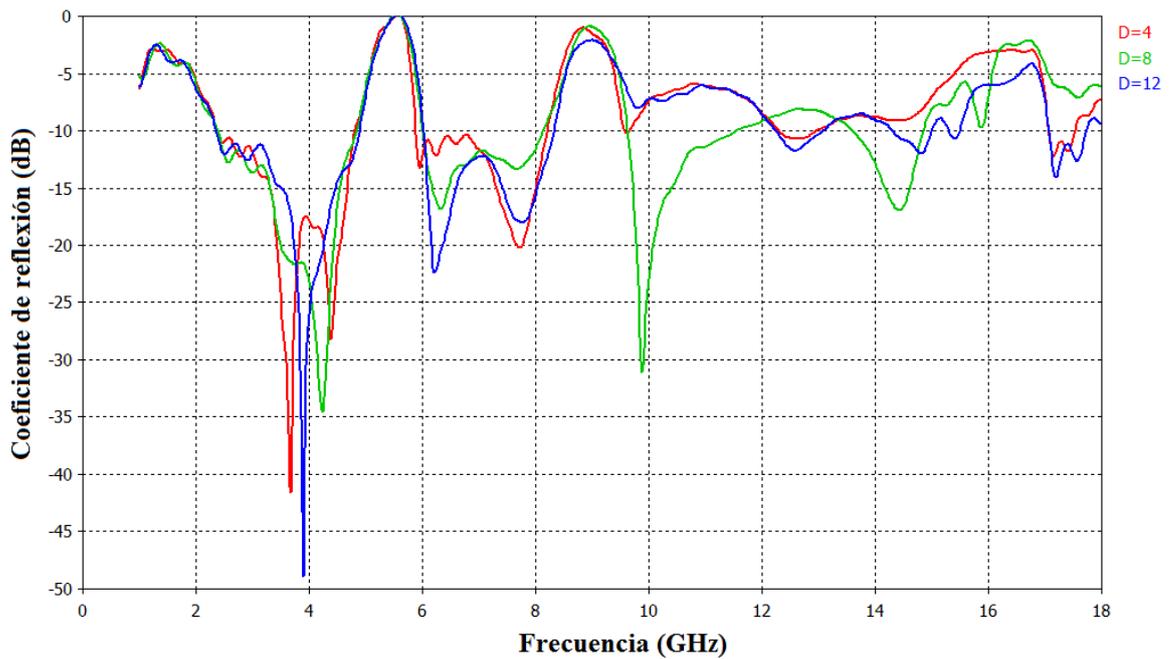
Los parámetros que intervienen en el diseño de este filtro son (Figura 6.12 y Tabla 6.4):

- Longitud efectiva del filtro: controlado por  $L_{fs}$  y  $L_s$

- Anchura del filtro: controlado por  $A_f$  y  $A_s$
- Distancia del filtro al inicio del parche: controlado por  $D$

Al igual que se decidió en el caso de la banda inferior, se ha duplicado este filtro con el fin de obtener una banda eliminada de mayor ancho de banda. En este caso, la longitud efectiva del filtro está controlada por  $L_{fi}$  y  $L_s$ .

En cuanto a la posición de los filtros se ha realizado una variación paramétrica de la distancia que hay entre éstos y el inicio del parche ( $D$ ) para determinar la posición óptima:



**Figura 6.11: Variación paramétrica para optimizar la posición de los filtros**

En la Figura 6.11 se puede apreciar que los mejores resultados se obtienen cuando los filtros están situados en una zona intermedia, es decir, para una distancia del inicio del parche de  $D = 8$  mm.

El esquema de la antena final y sus parámetros se presentan en la Figura 6.12 y en la Tabla 6.4, respectivamente:

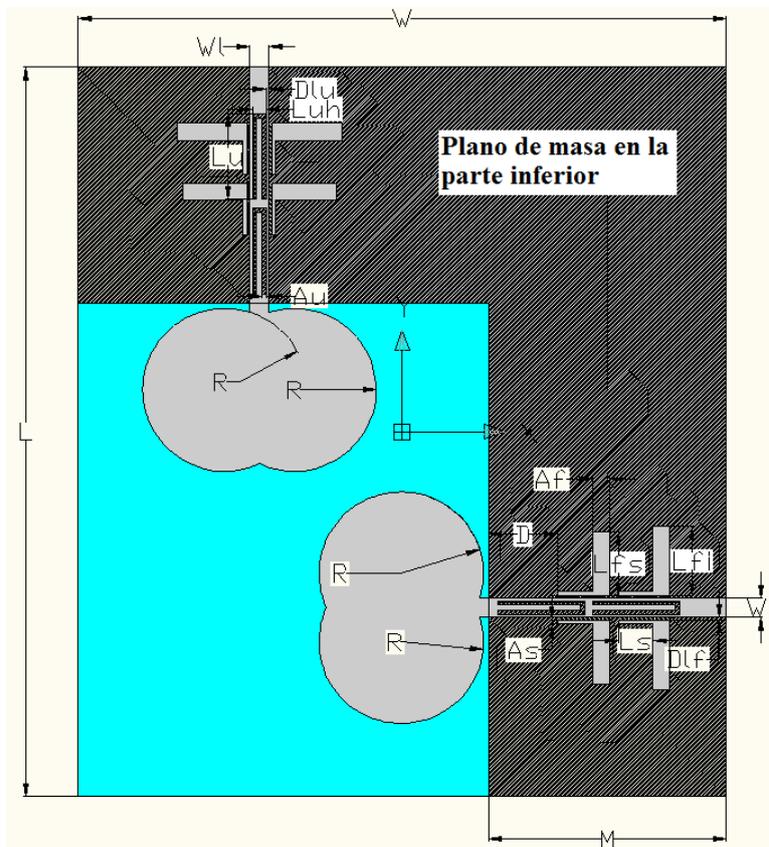


Figura 6.12: Esquema de la antena Dos Círculos con filtros

PARÁMETRO	VALOR
W	75 mm
L	85 mm
M	27.5 mm
$W_l$	2.21 mm
R	9.5 mm
D	8 mm
$L_{fs}$	7.5 mm
$L_{fi}$	8.1 mm
$L_s$	4 mm
$A_f$	2 mm
$A_s$	0.5 mm
$L_u$	10 mm
$L_{uh}$	1.61 mm
$A_u$	0.5 mm
$D_{lu}$	0.3 mm
$D_{lf}$	0.3 mm

Tabla 6.4: Dimensiones optimizadas de la antena Dos Círculos con filtros

A continuación, en la Figura 6.13, se representa el coeficiente de reflexión de la antena diseñada. Se puede apreciar que esta antena cumple con las características propuestas. Por un lado, cumple con los requisitos impuestos por la tecnología UWB ya que su ancho de banda está comprendido entre 2.4 GHz y 11.47 GHz aproximadamente. Por otro lado, presenta dos filtros que rechazan la bandas comprendida entre 4.84 GHz y 6.02 GHz y la comprendida entre 8.21 GHz y 9.64 GHz. Estos filtros tienen su frecuencia central en 5.57 GHz y 9 GHz, respectivamente.

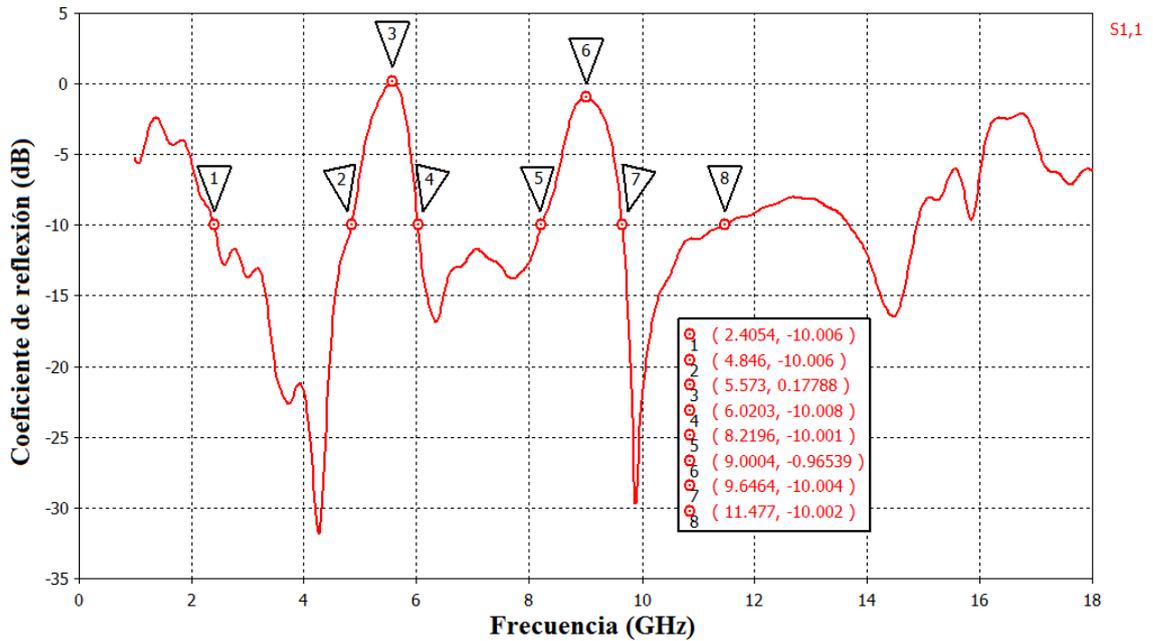


Figura 6.13: Coeficiente de reflexión de la antena Dos Círculos con filtros

Otra forma de comprobar que la antena cumple con los requisitos es representando la relación de onda estacionaria de tensión. Así, en la Figura 6.14, se puede apreciar que esta relación es menor que 2 (VSWR < 2) en toda la banda de trabajo:

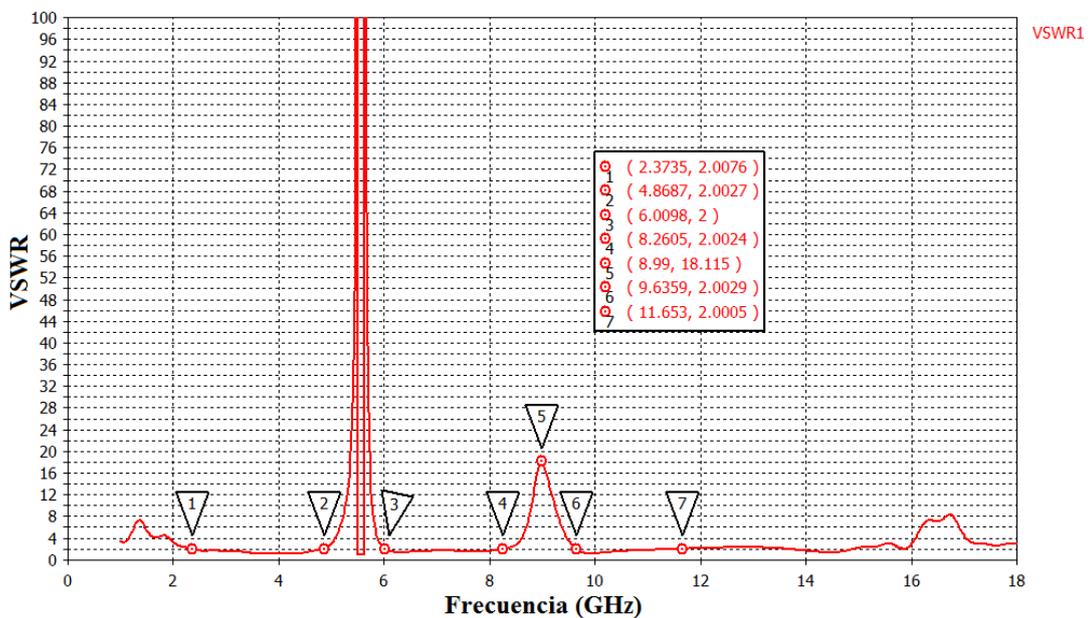


Figura 6.14: VSWR de la antena Dos Círculos con filtros

Dado que esta antena está formada por elementos unitarios UWB diferentes a los presentados en el capítulo 5, se ha decidido construirla (tanto con filtros como sin ellos) y medirla en el Laboratorio de Circuitos Impresos y en la Cámara Anecoica de la Escuela

Politécnica Superior de la UAM. La comparativa de las medidas obtenidas y las simuladas se presentarán en capítulos posteriores.

## 6.4 Antena Rectángulos

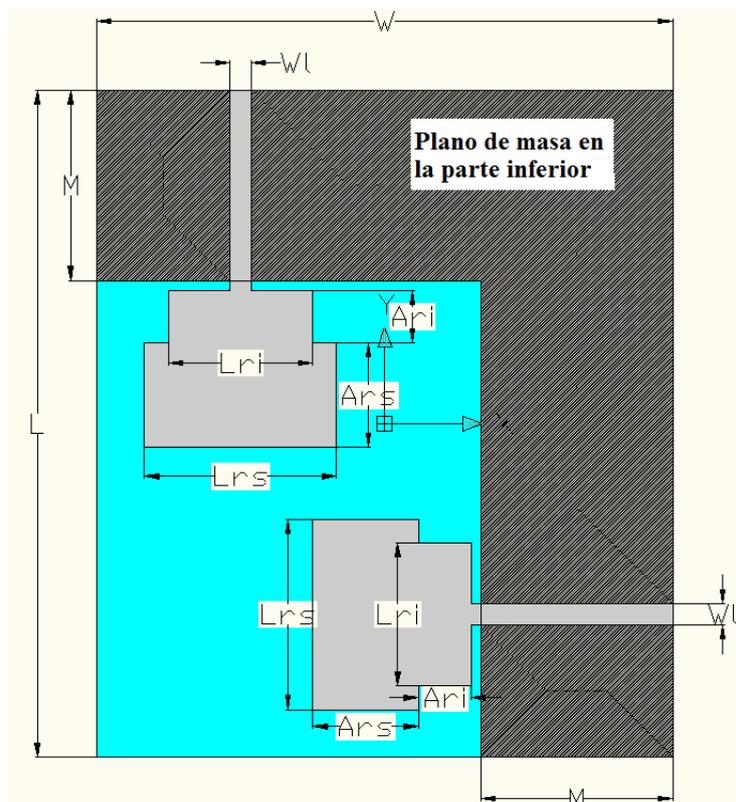
Se pretende diseñar una antena UWB formada por dos elementos unitarios que presente las siguientes características:

- Polarización vertical para uno de los elementos y polarización horizontal para el otro elemento.
- Banda de trabajo mínima de 3.1 GHz a 10.6 GHz para cumplir la normativa de la FCC.
- Un filtro notch que elimine la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz.
- Un filtro notch que elimine una banda de frecuencias superior, concretamente entre 8 GHz y 10 GHz.

Inicialmente, se ha diseñado una antena que cumpla los requisitos de diversidad de polarización y de ancho de banda y después, se le han añadido uno a uno los filtros notch hasta llegar al prototipo final.

### 6.4.1 Antena Rectángulos sin filtros

El prototipo de la antena y sus parámetros se presentan en la Figura 6.15 y en la Tabla 6.5, respectivamente:



PARÁMETRO	VALOR
W	60 mm
L	70 mm
M	20 mm
$W_l$	2.21 mm
$L_{rs}$	20 mm
$L_{ri}$	15 mm
$A_{rs}$	11 mm
$A_{ri}$	5.5 mm

Tabla 6.5: Dimensiones optimizadas de la antena Rectángulos sin filtros

Figura 6.15: Esquema de la antena Rectángulos sin filtros

Esta antena está formada por dos elementos unitarios UWB situados de forma perpendicular para conseguir los objetivos de la diversidad de polarización. Estos elementos unitarios son los presentados en el apartado 5.4.1 con una pequeña variación en la anchura de la línea de transmisión, ya que en este caso es un poco más ancha. Para obtener dicho valor y adaptarlo a la impedancia del conector ( $50\Omega$ ) se utiliza la herramienta LineCalc y se obtiene un valor de  $W_1 = 2.21$  mm.

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión en simulación de la antena diseñada:

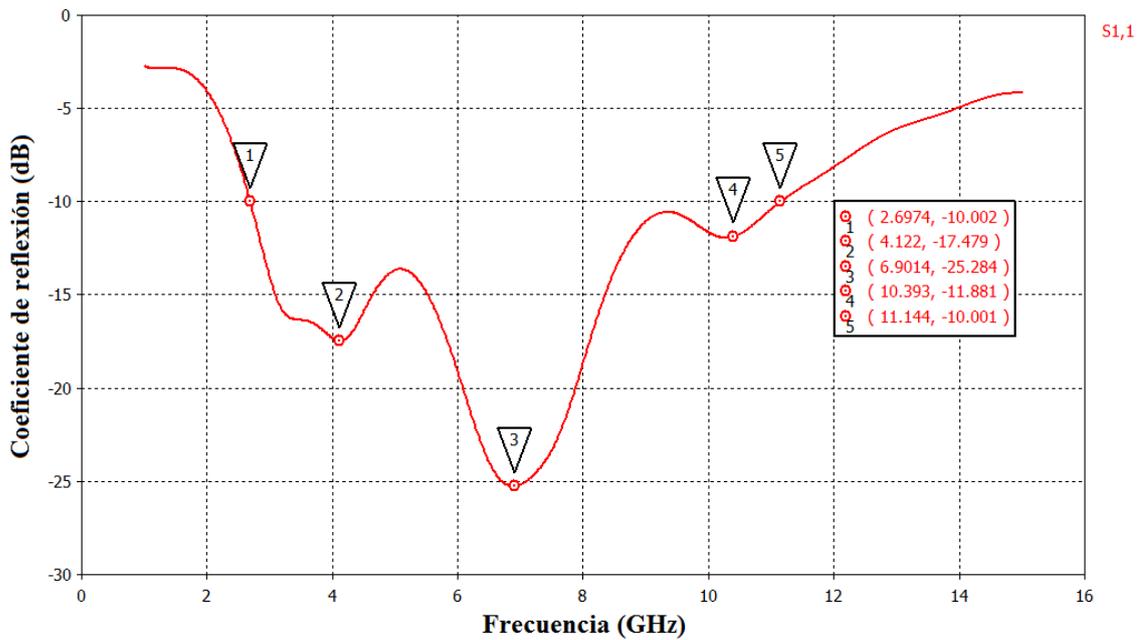


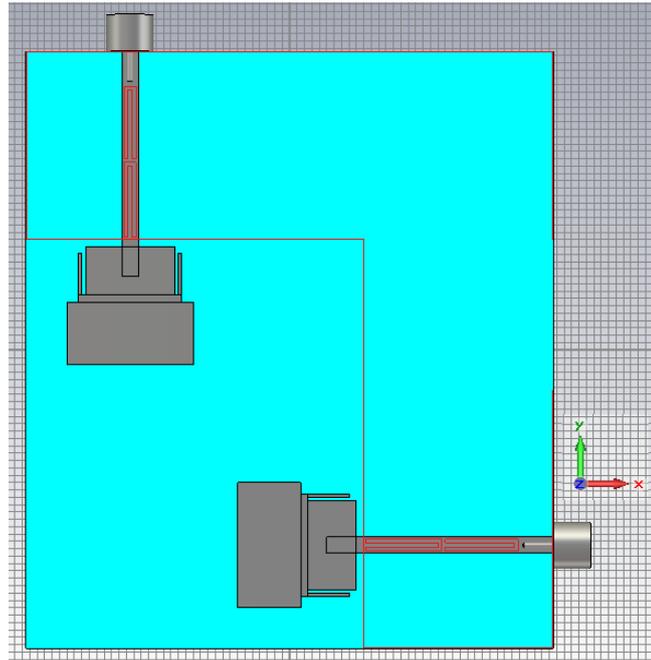
Figura 6.16: Coeficiente de reflexión de la antena Rectángulos sin filtros

En la Figura 6.16 se puede observar que esta antena presenta una banda de trabajo ( $S_{11} < 10$  dB) comprendida entre 2.69 GHz y 11.14 GHz, por lo que cumple con los requisitos de ancho de banda propuestos. También, se aprecian resonancias en las siguientes frecuencias: 4.12 GHz, 6.9 GHz y 10.39 GHz.

Esta antena ha sido construida y medida en el Laboratorio de Circuitos Impresos y en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Los resultados obtenidos de las medidas y la comparativa con las simulaciones se presentarán en capítulos próximos.

### 6.4.2 Antena Rectángulos con filtros

En este apartado se añaden filtros notch a la antena diseñada en el apartado 6.4.1 con el objetivo de eliminar la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz y una banda superior de 8 GHz a 10 GHz. En la Figura 6.17, se muestra la estructura de la antena con dichos filtros:



**Figura 6.17: Estructura de la antena Rectángulos con filtros en CST**

En esta antena los filtros utilizados son los mismos que los utilizados en el apartado 5.4.2 donde se presentaba únicamente el elemento unitario. Por lo tanto, para eliminar la banda inferior de frecuencias se utilizan slots en forma de U insertados en la línea de transmisión. Siguiendo los cálculos teóricos realizados anteriormente, la longitud efectiva de dicho filtro para que resuene a 5.5 GHz sería:  $L_{\text{filtro}} \approx 0.0206 \text{ m} = 20.6 \text{ mm}$ .

Los parámetros que intervienen en el diseño de este filtro son (Figura 6.18 y Tabla 6.6):

- Longitud efectiva del filtro:  $L_{ei} \approx L_{uh} + 2L_{us} = 22.01 \text{ mm}$
- Anchura del filtro:  $A_u$

Como se puede observar, la longitud real del filtro no es exacta a la estimada teóricamente ya que influye su anchura y posición. Al igual que ocurría anteriormente, se duplica el filtro variando ligeramente su longitud para definir mejor la banda eliminada. Así, la longitud efectiva del filtro duplicado es  $L_{ei} \approx L_{uh} + 2L_{ui} = 21.21 \text{ mm}$ .

Para eliminar la banda de frecuencias superior se aprovecha la diferencia de tamaño de los rectángulos que forman el parche para incluir unos bricks de metal que trabajen como filtros. Para ello, se incluye entre los rectángulos un nuevo brick que soporta los filtros. Dado que los filtros se sitúan en la zona del parche, la constante dieléctrica efectiva se considera  $\epsilon_r = 1.75$  ya que no hay plano de masa detrás. De esta forma, la longitud efectiva de los filtros para que resuenen a 9 GHz es  $L_{\text{filtro}} \approx 0.0126 \text{ m} = 12.6 \text{ mm}$ .

Los parámetros que intervienen en el diseño de este filtro son (Figura 6.18 y Tabla 6.6):

- Longitud efectiva del filtro:  $L_{es} \approx 2L_f = 13.2 \text{ mm}$
- Anchura del filtro:  $A_f$

Al igual que ocurre en casos anteriores, la longitud efectiva real del filtro no coincide exactamente con la estimada teóricamente ya que también influyen su anchura y posición.

El esquema de la antena final y sus parámetros se presentan en la Figura 6.18 y en la Tabla 6.6, respectivamente:

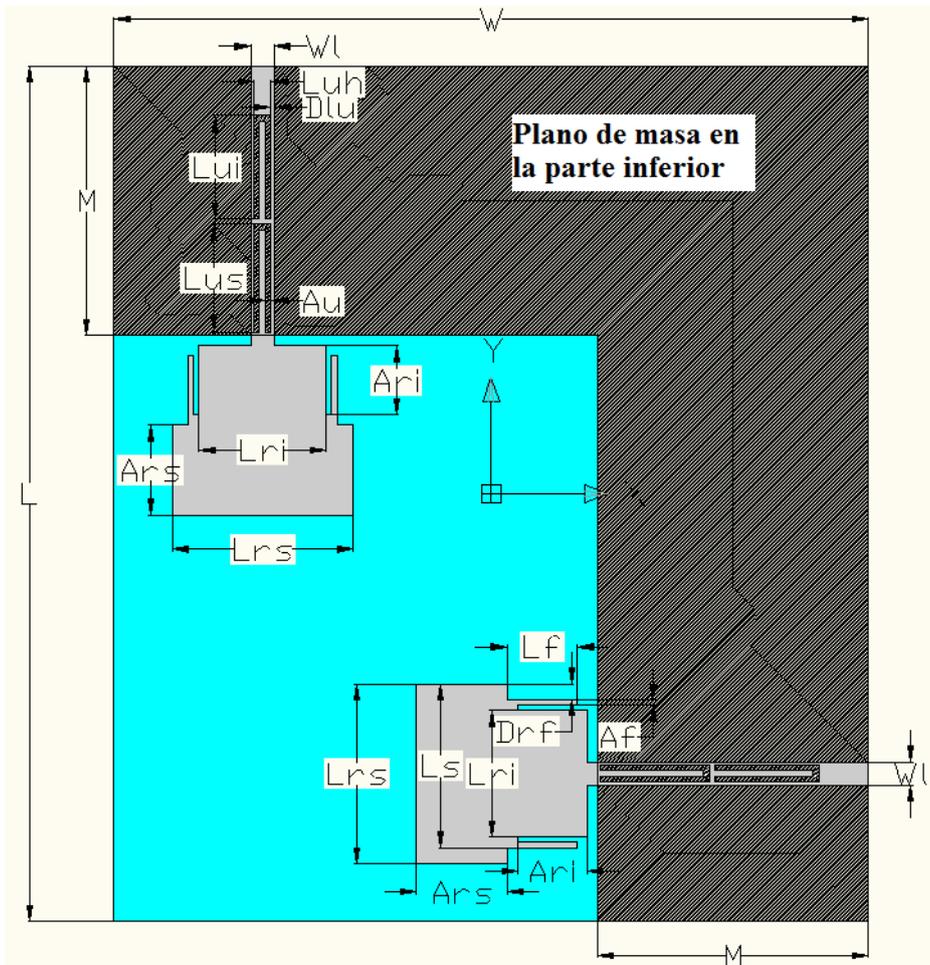


Figura 6.18: Esquema de la antena Rectángulos con filtros

PARÁMETRO	VALOR
W	71 mm
L	81 mm
M	25.5 mm
$W_l$	2.21 mm
$L_{rs}$	17 mm
$L_{ri}$	12 mm
$L_s$	14 mm
$L_f$	6.6 mm
$A_{rs}$	8.5 mm
$A_{ri}$	6.5 mm
$A_f$	0.5 mm
$D_{rf}$	1.5 mm
$L_{us}$	10.2 mm
$L_{ui}$	9.8 mm
$L_{uh}$	1.61 mm
$A_u$	0.5 mm
$D_{lu}$	0.3 mm

Tabla 6.6: Dimensiones optimizadas de la antena Rectángulos con filtros

A continuación, en la Figura 6.19, se muestra el coeficiente de reflexión de esta antena, que presenta todas las características inicialmente propuestas. Se observa que tiene un ancho de banda que abarca desde 2.9 GHz hasta 11.21 GHz, cumpliendo así los requisitos de la tecnología UWB. En cuanto a los filtros, se rechaza una banda comprendida entre 4.72 GHz y 6.16 GHz con una frecuencia central en 5.55 GHz y otra banda superior, entre 8.46 GHz y 10 GHz con una frecuencia central en 9.03 GHz.

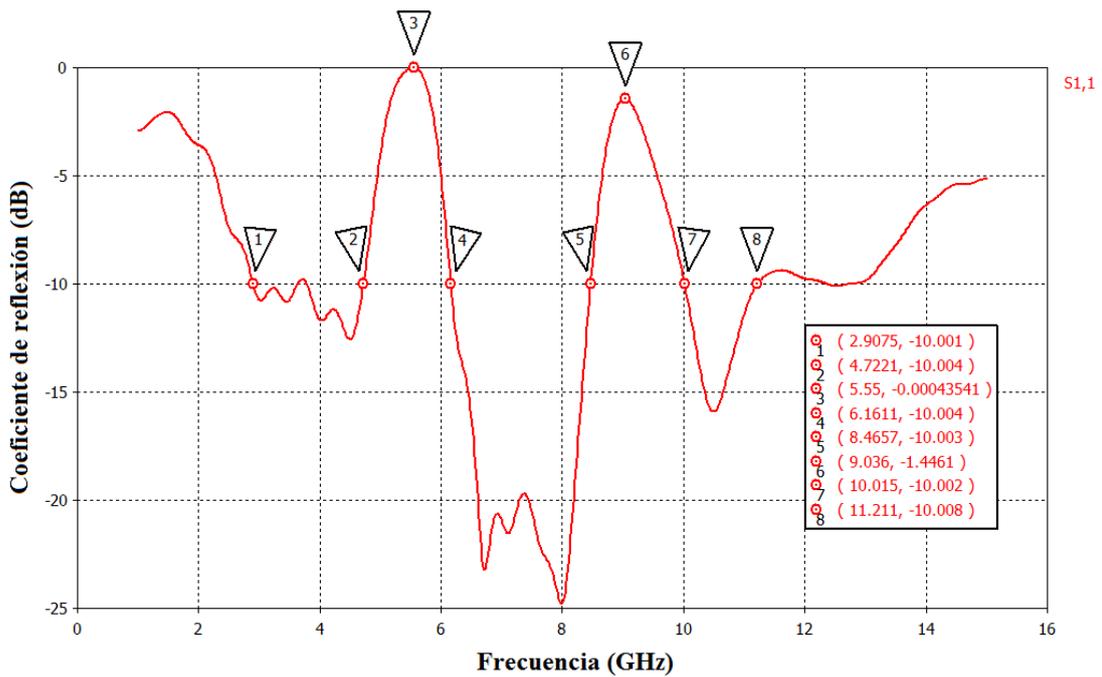


Figura 6.19: Coeficiente de reflexión de la antena Rectángulos con filtros

A continuación, se representa la relación de onda estacionaria de tensión con el fin de comprobar que la antena cumple con los requisitos especificados:

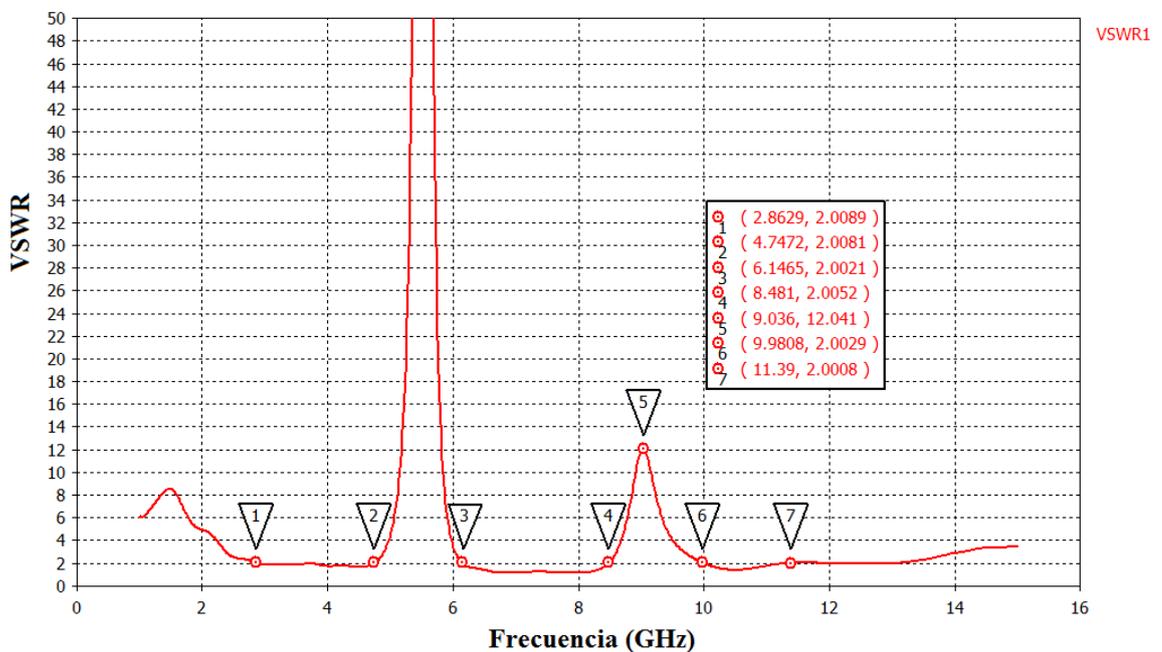


Figura 6.20: VSWR de la antena Rectángulos con filtros

En la Figura 6.20, se puede apreciar que  $VSWR < 2$  en toda la banda de trabajo, por lo que se comprueba que la antena cumple con los requisitos propuestos por la tecnología UWB.

## 6.5 Antena Hexágonos

Se pretende diseñar una antena UWB formada por dos elementos unitarios que presente las siguientes características:

- Polarización vertical para uno de los elementos y polarización horizontal para el otro elemento.
- Banda de trabajo mínima de 3.1 GHz a 10.6 GHz para cumplir la normativa de la FCC.
- Un filtro notch que elimine la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz.
- Un filtro notch que elimine una banda de frecuencias superior, concretamente entre 8 GHz y 10 GHz.

Inicialmente, se ha diseñado una antena que cumpla los requisitos de diversidad de polarización y de ancho de banda y después, se le han añadido uno a uno los filtros notch hasta llegar al prototipo final.

### 6.5.1 Antena Hexágonos sin filtros

El prototipo de la antena y sus parámetros se presentan en la Figura 6.21 y en la Tabla 6.7, respectivamente:

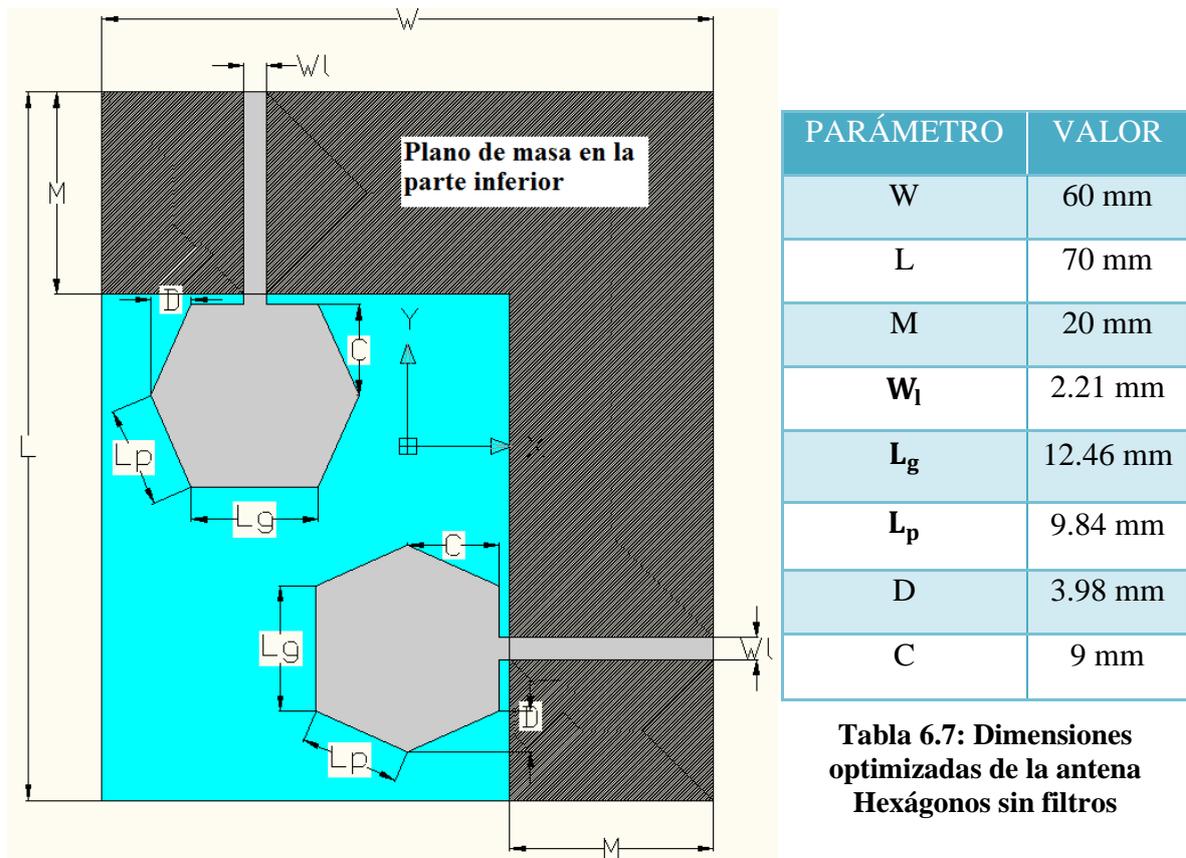


Tabla 6.7: Dimensiones optimizadas de la antena Hexágonos sin filtros

Figura 6.21: Esquema de la antena Hexágonos sin filtros

Esta antena está formada por dos elementos unitarios presentados en el apartado 5.3.1 colocados perpendicularmente, de forma que uno de ellos presenta polarización horizontal y el otro vertical. La única diferencia respecto al elemento unitario presentado en el apartado 5.3.1 es que en este caso, la línea de transmisión es un poco más ancha. Para llegar a este valor ( $W_l = 2.21 \text{ mm}$ ) y adaptarlo a la impedancia del conector ( $50\Omega$ ) se utiliza la herramienta LineCalc, como ya se ha comentado con anterioridad.

A continuación, se representa el coeficiente de reflexión de esta antena:

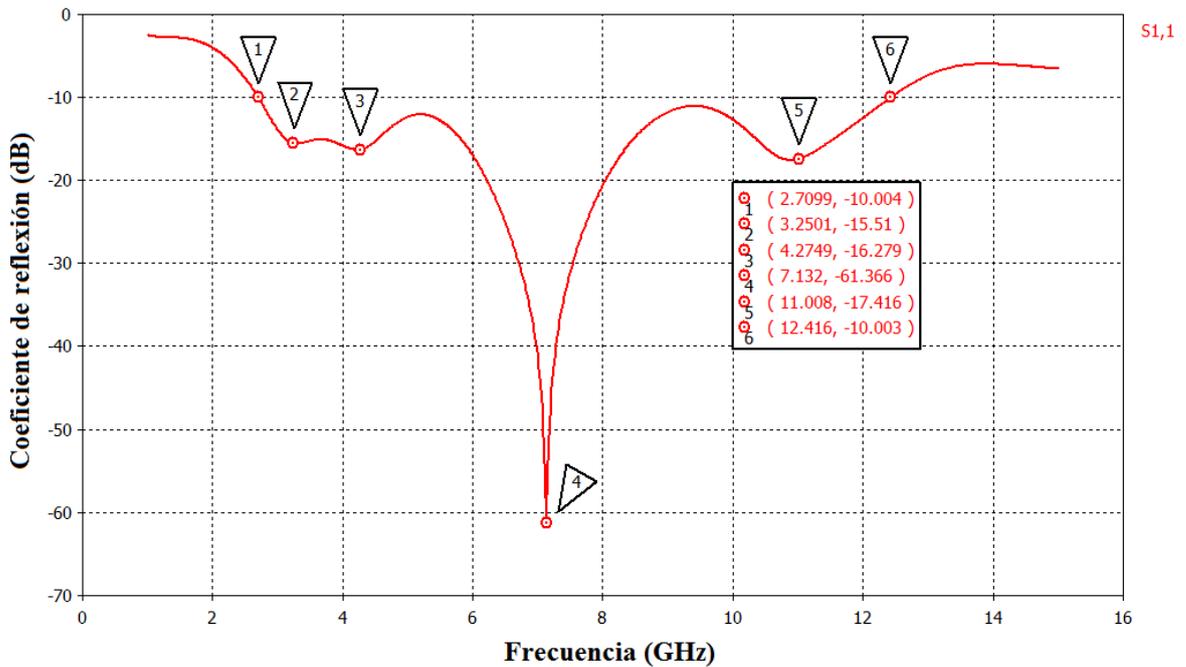
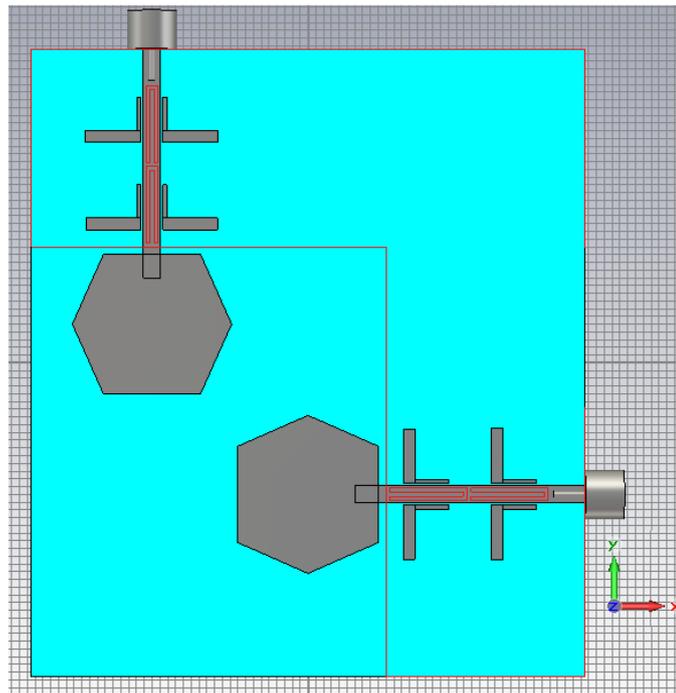


Figura 6.22: Coeficiente de reflexión de la antena Hexágonos sin filtros

En la Figura 6.22, se puede observar que esta antena tiene una gran banda de trabajo ( $s_{11} < 10 \text{ dB}$ ) y está comprendida entre 2.7 GHz y 12.46 GHz, por lo que cumple con los requisitos de ancho de banda propuestos. También, cabe destacar que el coeficiente de reflexión tiene una forma prácticamente simétrica con una gran resonancia en 7.13 GHz que hace de eje de la simetría.

### 6.5.2 Antena Hexágonos con filtros

En este apartado se añaden filtros notch a la antena diseñada en el apartado 6.5.1 con el objetivo de eliminar la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz y una banda superior de 8 GHz a 10 GHz. En la Figura 6.23, se muestra la estructura de la antena con dichos filtros:



**Figura 6.23: Estructura de la antena Hexágonos con filtros en CST**

En esta ocasión, los filtros utilizados son los mismos que los presentados en el elemento unitario del apartado 5.3.2. Por lo tanto, para eliminar la primera banda se utilizan slots en forma de U situados en el interior de la línea de transmisión cuya longitud efectiva para que resuene a 5.5 GHz es  $L_{filtro} \approx 0.0206 m = 20.6 mm$ .

Los parámetros que intervienen en el diseño de este filtro son (Figura 6.25 y Tabla 6.8):

- Longitud efectiva del filtro:  $L_{ei} \approx L_{uh} + 2L_u = 21.41 mm$
- Anchura del filtro:  $A_u$

Como se puede observar, la longitud real del filtro no es igual a la estimada teóricamente ya que influye su anchura y posición. Como ocurría en otros casos, se ha duplicado el filtro con el objetivo de mejorar la reflexión de la antena.

Para eliminar una banda de frecuencias superior se necesitará un filtro de menor longitud que el anterior. Al igual que ocurría en el elemento unitario del apartado 5.3.2, se utilizan bricks de metal en forma de L próximos a la línea de transmisión cuya longitud efectiva aproximada para que resuene a 9 GHz es,  $L_{filtro} \approx 0.0117 m = 11.7 mm$ .

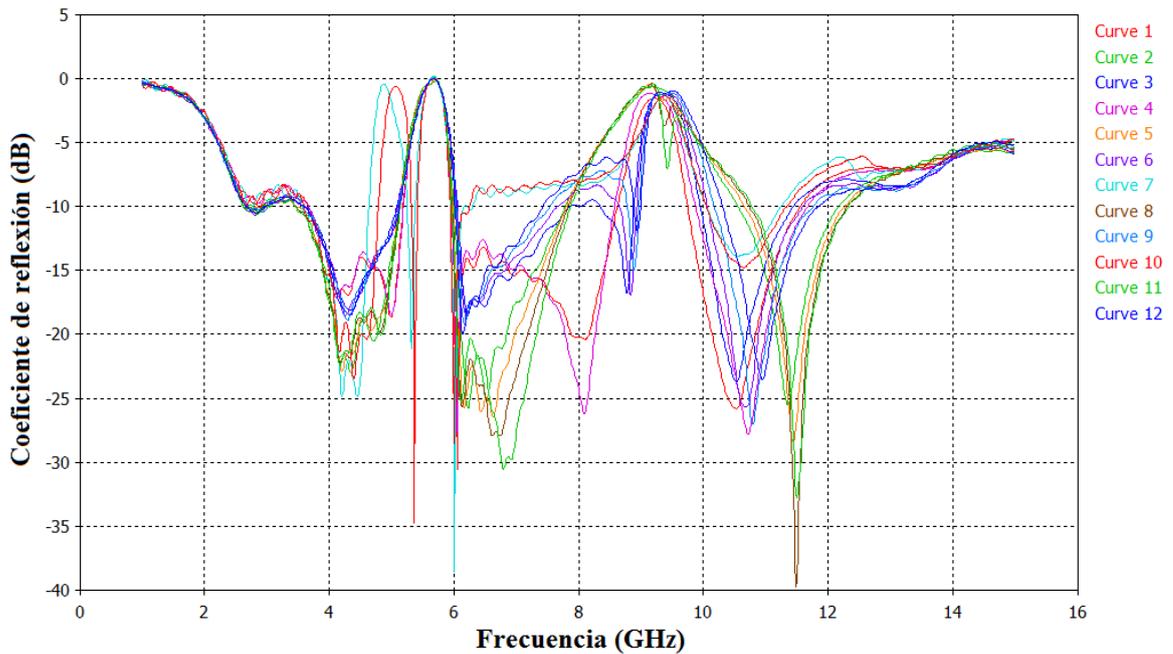
Los parámetros que intervienen en el diseño de este filtro son (Figura 6.25 y Tabla 6.8):

- Longitud efectiva del filtro: controlado por  $L_{fs}$  y  $L_s$
- Anchura del filtro: controlado por  $A_f$  y  $A_s$
- Distancia del filtro al inicio del parche: controlado por  $D_{fs}$

Tal y como pasaba en la banda inferior, la longitud real del filtro no es exacta a la estimada ya que depende de su anchura y su posición. También se ha decidido duplicar este filtro con el fin de obtener una banda eliminada de mayor ancho de banda. Para ello,

se varía ligeramente la longitud del filtro duplicado, que depende de  $L_{fi}$  y  $L_s$ . Además, hay que tener en cuenta su posición respecto del parche con ayuda del parámetro  $D_{fi}$ .

Para determinar la posición óptima de dichos filtros se decide realizar un barrido paramétrico que analice las diferentes posiciones posibles. Para ello, se varía el parámetro  $D_{fs}$  entre 1.5 mm y 3 mm y el parámetro  $D_{fi}$  entre 8 mm y 18 mm. El resultado de este barrido es el mismo que el obtenido en el apartado 5.3.2 y se muestra nuevamente a continuación:



**Figura 6.24: Variación paramétrica para optimizar la posición del filtro**

Tal y como se comentó en el apartado 5.3.2 y se observa en la Figura 6.24, se puede concluir que los mejores resultados se obtienen cuando el filtro superior está en torno a 2 mm del parche y cuando ambos filtros están separados una distancia considerable de aproximadamente 11 mm. Una vez que se ha establecido la posición aproximada de los filtros, se realizan pequeñas variaciones para obtener la posición óptima. Dicha posición se consigue para los valores de  $D_{fs}$  y  $D_{fi}$  mostrados en la Tabla 6.8. El esquema de la antena final y sus parámetros se presentan en la Figura 6.25 y en la Tabla 6.8, respectivamente:

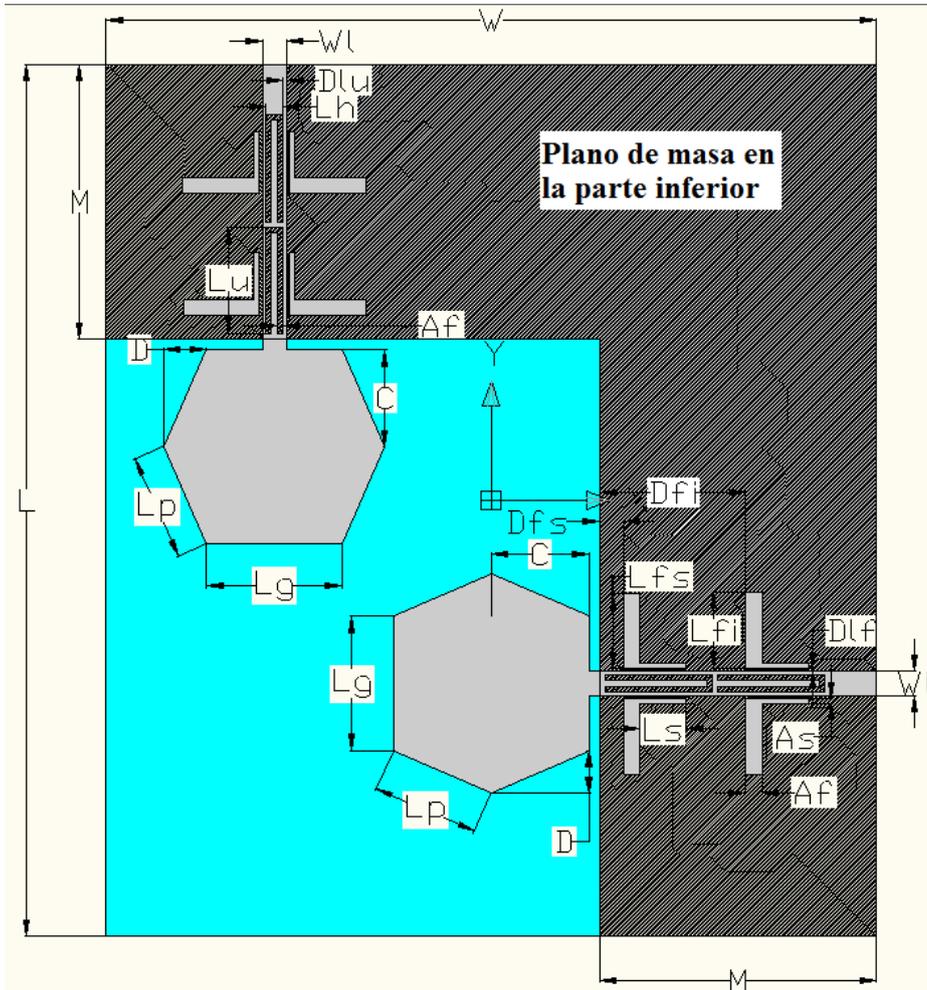


Figura 6.25: Coeficiente de reflexión de la antena Hexágonos con filtros

PARÁMETRO	VALOR
W	71 mm
L	81 mm
M	25.5 mm
$W_l$	2.21 mm
$L_g$	12.46 mm
$L_p$	9.84 mm
D	3.98 mm
C	9 mm
$D_{fs}$	2.2 mm
$D_{fi}$	13.5 mm
$L_{fs}$	7 mm
$L_{fi}$	7.1 mm
$L_s$	4.3 mm
$A_f$	1.5 mm
$A_s$	0.5 mm
$L_u$	9.9 mm
$L_{uh}$	1.61 mm
$A_u$	0.5 mm
$D_{lu}$	0.3 mm
$D_{lf}$	0.3 mm

Tabla 6.8: Dimensiones optimizadas de la antena Hexágonos con filtros

A continuación, en la Figura 6.26, se representa el coeficiente de reflexión de esta antena. Se puede apreciar que el gran ancho de banda que presentaba esta antena antes de la inserción de los filtros se mantiene, estando comprendido entre 2.47 GHz y 12.98 GHz. Además, se observan dos bandas rechazadas que cumplen prácticamente de forma perfecta las características propuestas inicialmente. El primer filtro tiene la frecuencia central en 5.64 GHz rechazando la banda comprendida entre 4.87 GHz y 5.99 GHz y el segundo,

tiene la frecuencia central en 9.17 GHz y elimina la banda desde 8.14 GHz hasta 10.41 GHz. Por lo tanto, se concluye que esta antena cumple con todos los requisitos pedidos.

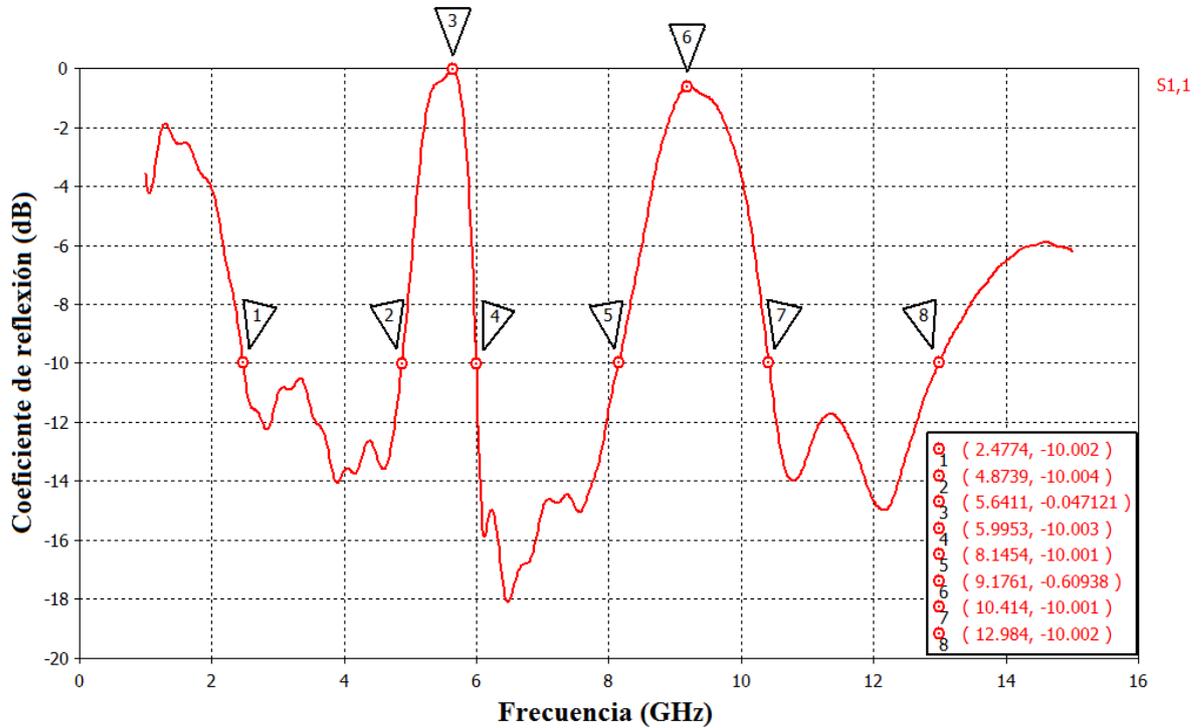


Figura 6.26: Coeficiente de reflexión de la antena Hexágonos con filtros

Otra forma de verificar que la antena cumple con los requisitos es representado la relación de onda estacionaria de tensión:

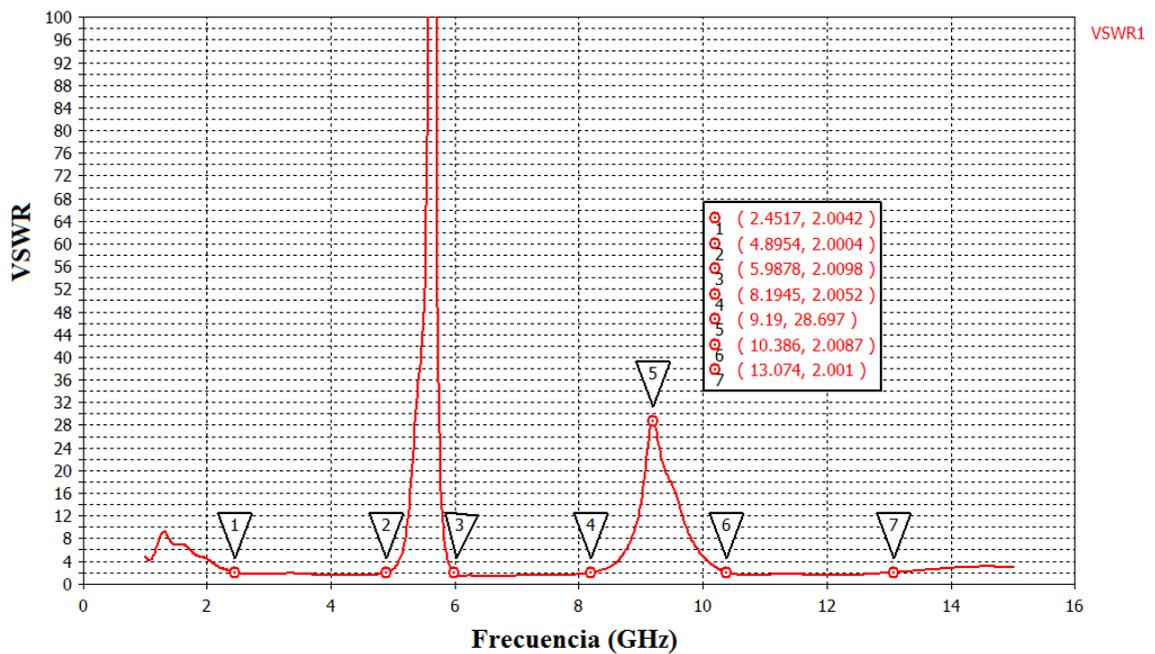


Figura 6.27: VSWR de la antena Hexágonos con filtros

En la Figura 6.27, se puede comprobar que la VSWR es inferior a 2 en toda la banda de trabajo, por lo que se concluye que la antena cumple con los requisitos especificados.

Por la simetría comentada en la antena sin filtros (apartado 6.5.1), por el gran comportamiento de los filtros y por el gran ancho de banda de la antena en ambas estructuras, se ha decidido construir y medir esta antena (tanto con filtros como sin ellos) en el Laboratorio de Circuitos Impresos y en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Los resultados obtenidos en las medidas, así como la comparativa con la simulación se presentarán en próximos capítulos.

## 7 Medidas

---

### 7.1 Introducción

En este capítulo se muestran las medidas de las antenas construidas así como la comparación con los resultados obtenidos en simulación. Todos los elementos unitarios presentados en el capítulo 5 han sido construidos y medidos. Sin embargo, no todas las antenas de doble polarización, presentadas en el capítulo 6, han sido construidas. En dicho capítulo se especifica cuáles han sido construidas.

Además, se ha realizado un estudio de la ganancia que tienen estas antenas y se puede concluir que todas ellas tienen una ganancia comprendida entre 3 dB y 5 dB. Dado que este valor es pequeño debido al tipo de antenas, se ha decidido no explicar con detalle este estudio puesto que carece de gran relevancia.

La construcción de todas las antenas se ha realizado en el Laboratorio de Circuitos Impresos de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. En el anexo A se explica detalladamente el proceso de construcción.

En el anexo B se presentan los elementos utilizados para la realización de las medidas, así como información acerca de la Cámara Anecoica. En este proyecto se han llevado a cabo dos tipos de medidas:

- **Medición de coeficientes de reflexión y/o de transmisión:** se utiliza el analizador de redes Agilent modelo E5071C.
- **Medición del diagrama de radiación:** se realiza en la Cámara Anecoica del Grupo de RadioFrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

A continuación, se presentan las medidas de las diferentes antenas construidas.

### 7.2 Elementos unitarios

#### 7.2.1 Antena Círculos

En este apartado se presenta una comparativa entre las simulaciones realizadas y los resultados obtenidos tras la construcción y medida de la antena Círculos, presentada en el apartado 5.2. En la Figura 7.1, se muestra la parte superior e inferior de esta antena:

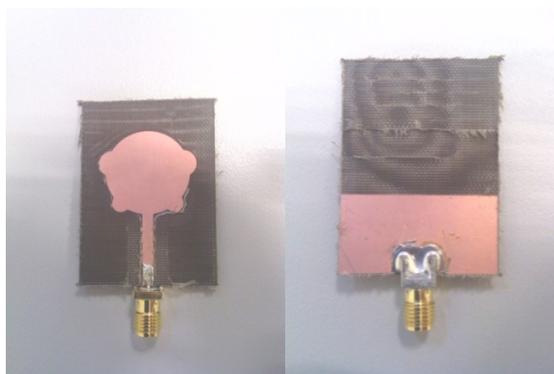


Figura 7.1: Fotografía de la antena Círculos sin filtros diseñada y construida

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión de esta antena simulado y medido:

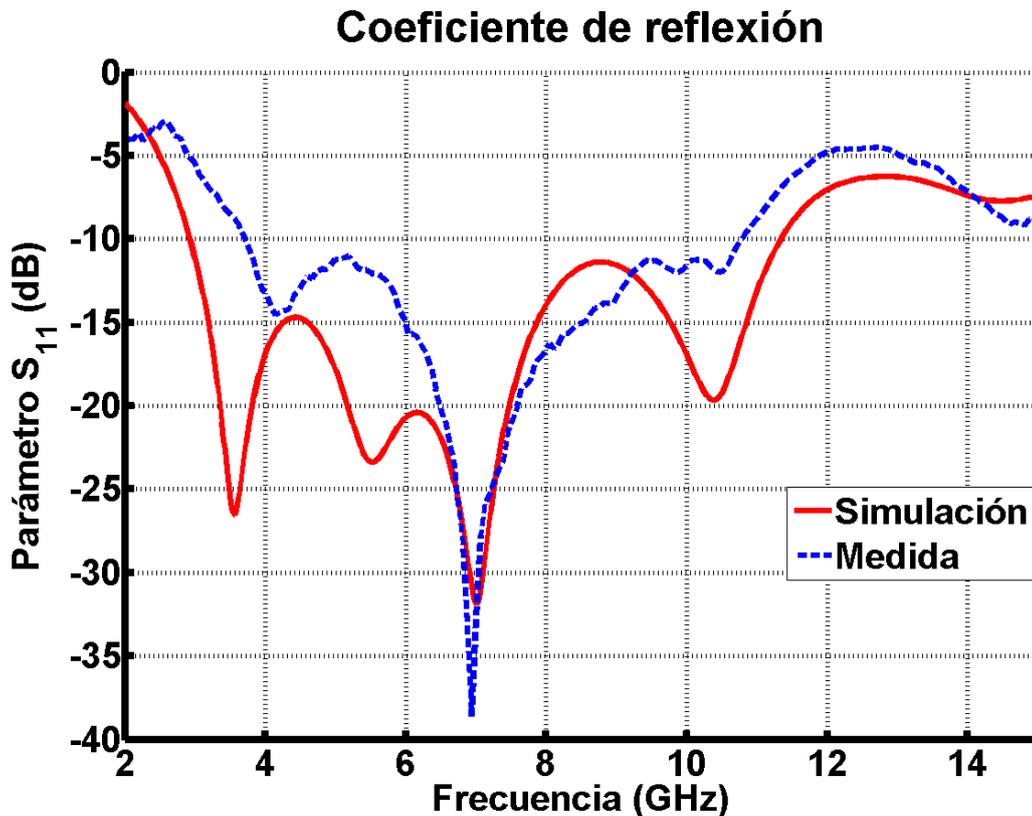
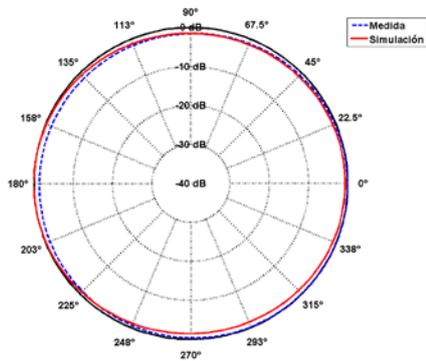


Figura 7.2: Comparativa del coeficiente de reflexión medido y simulado de la antena Círculos sin filtros

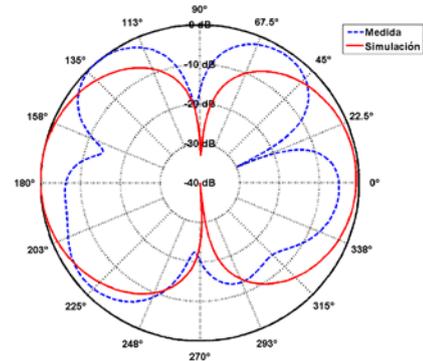
Como se puede observar en la Figura 7.2, el coeficiente de reflexión medido tiene cierta semejanza con el simulado en toda la banda de trabajo. Cabe destacar, que el coeficiente de reflexión medido está comprendido entre 3.7 GHz y 10.8 GHz, por lo que abarca menor ancho de banda que el coeficiente de reflexión simulado. Se puede concluir que los resultados obtenidos son satisfactorios, a pesar de que la banda de trabajo en la medida comience en 3.7 GHz y no en 3.1 GHz como establece la FCC.

Por otro lado, en la Figura 7.3, se presenta la comparativa de las componentes copolares para los diferentes planos (azimuth y elevación) de los diagramas de radiación simulados y medidos a las siguientes frecuencias: 3.5 GHz, 5 GHz, 6.5 GHz, 8 GHz, 9.5 GHz y 11 GHz. En esta figura, se puede apreciar el patrón típico de monopolo omnidireccional con tecnología impresa, es decir, en el plano horizontal (azimuth) la antena radia en todas las direcciones y en el plano vertical (elevación) se tienen dos máximos en  $0^\circ$  y  $180^\circ$  y dos mínimos en  $90^\circ$  y  $270^\circ$ .

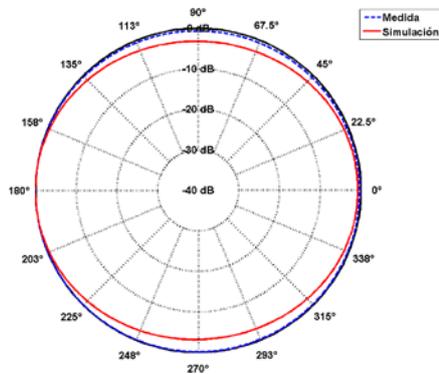
Además, se puede observar que los resultados obtenidos en las medidas se asemejan bastante a los diagramas de radiación simulados. Sin embargo, a altas frecuencias (concretamente a 11 GHz) se aprecian grandes diferencias, que pueden ser debidas a que nos centramos en el rango de frecuencias establecido por la tecnología UWB (3.1 GHz – 10.6 GHz) y esa frecuencia se encuentra fuera de dicho rango.



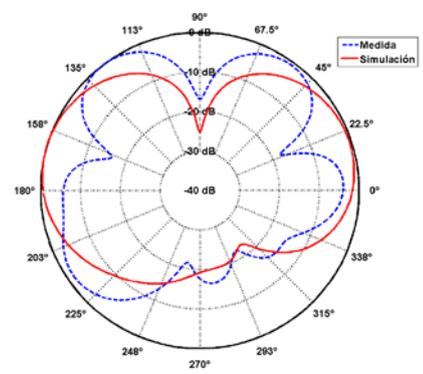
a) Azimuth para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



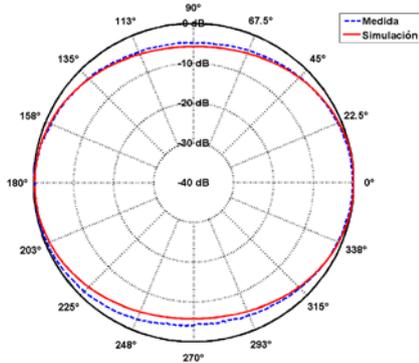
b) Elevación para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



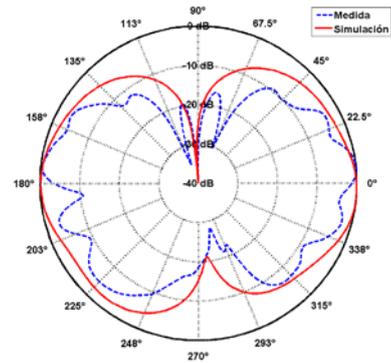
c) Azimuth para  $f = 5 \text{ GHz}$



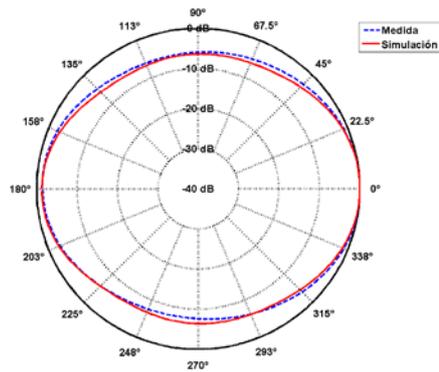
d) Elevación para  $f = 5 \text{ GHz}$



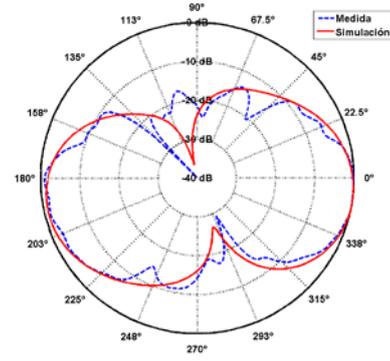
e) Azimuth para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



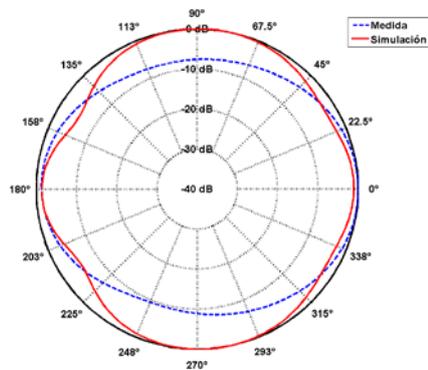
f) Elevación para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



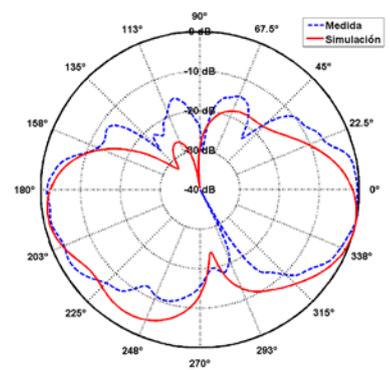
g) Azimuth para  $f = 8 \text{ GHz}$



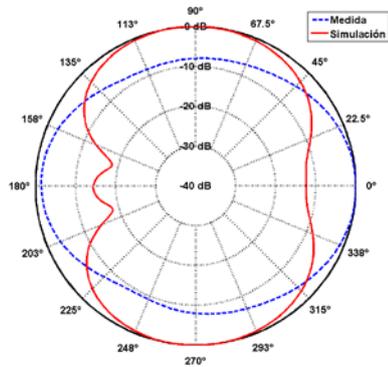
h) Elevación para  $f = 8 \text{ GHz}$



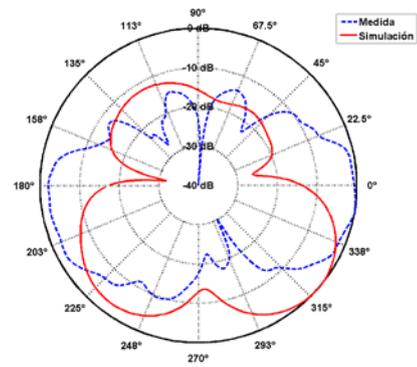
i) Azimuth para  $f = 9.5 \text{ GHz}$



j) Elevación para  $f = 9.5 \text{ GHz}$



k) Azimuth para  $f = 11 \text{ GHz}$



l) Elevación para  $f = 11 \text{ GHz}$

Figura 7.3: Diagramas de radiación de la antena Círculos sin filtros

Tras la comparación de la antena sin filtros, se realiza el mismo estudio pero añadiendo filtros a la estructura. En la Figura 7.4, se muestra la parte posterior e inferior de la antena Círculos con filtros:

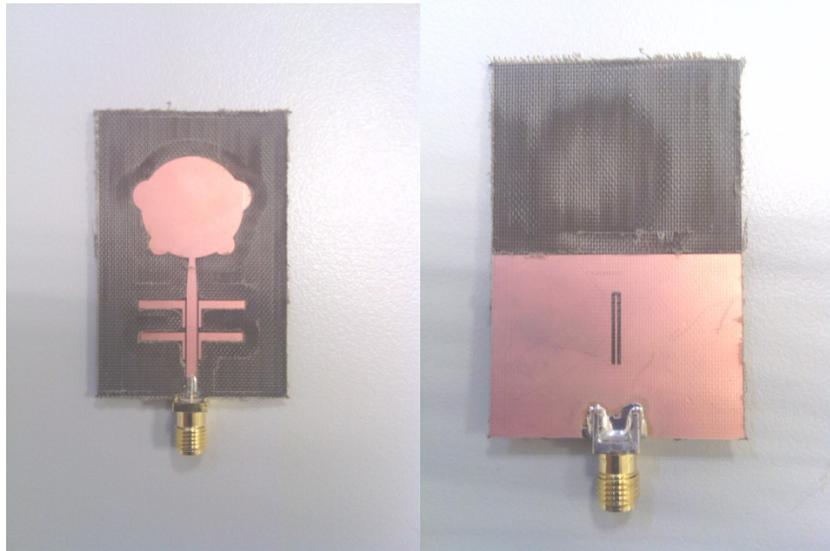


Figura 7.4: Fotografía de la antena Círculos con filtros diseñada y construida

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión medido y simulado de esta antena:

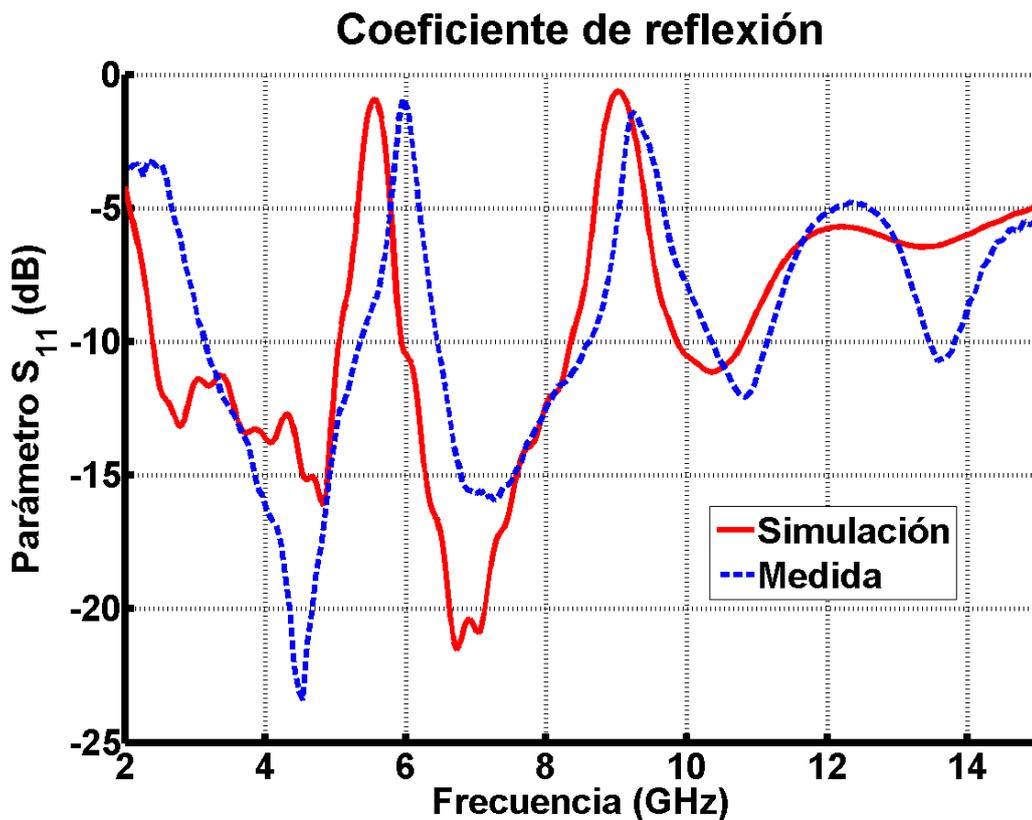


Figura 7.5: Comparativa del coeficiente de reflexión medido y simulado de la antena Círculos con filtros

En la Figura 7.5, se puede observar que el coeficiente de reflexión medido se asemeja bastante al simulado. La gran diferencia que se puede apreciar es que el coeficiente de reflexión medido está desplazado en frecuencia respecto al coeficiente de reflexión simulado.

Este desplazamiento en frecuencia de los filtros puede deberse a que las simulaciones se realizan con una constante dieléctrica fija ( $\epsilon_r = 2.5$ ) y dicha constante varía con la frecuencia. Si se simula la antena con diferentes valores de  $\epsilon_r$ , se obtienen los resultados que se muestran a continuación:

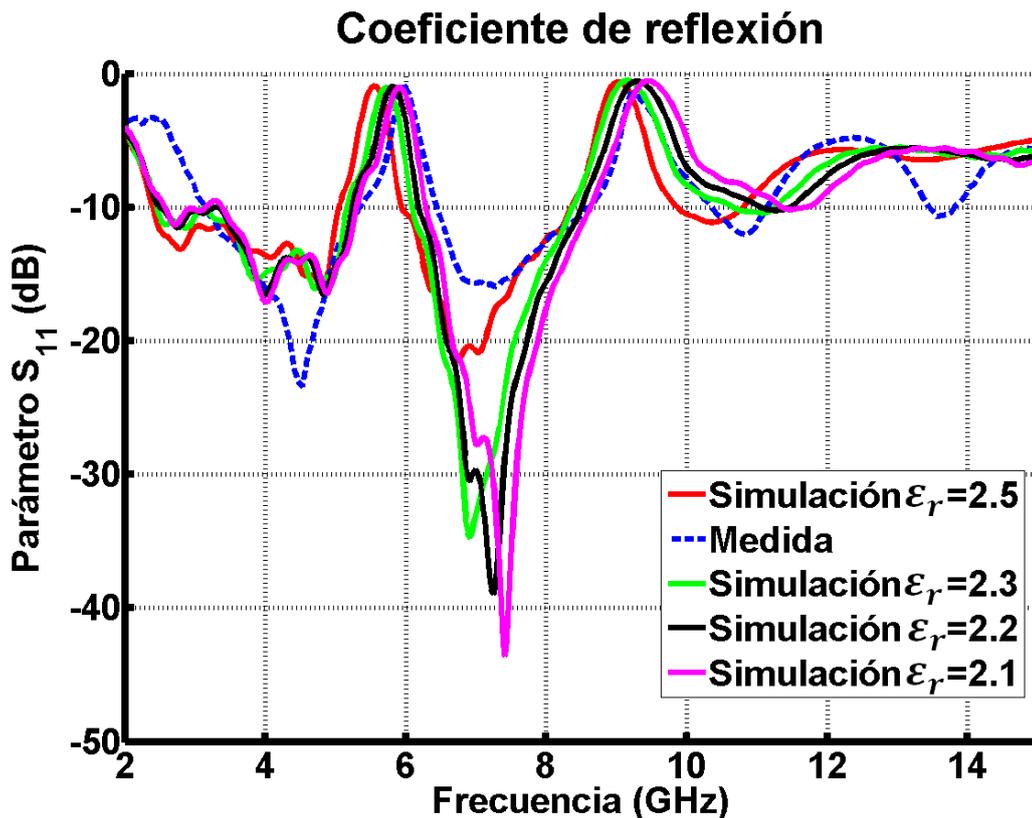
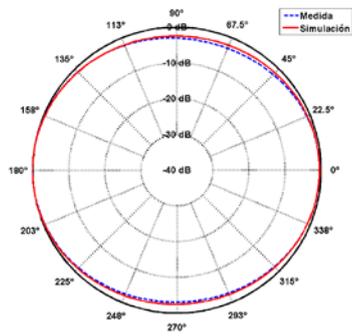


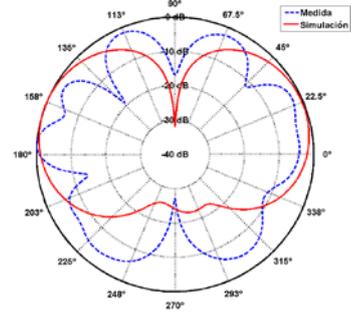
Figura 7.6: Comparativa del coeficiente de reflexión medido y simulado de la antena Círculos con filtros variando el parámetro  $\epsilon_r$

En la Figura 7.6, se puede apreciar que, efectivamente, la frecuencia central de los filtros se desplaza hacia frecuencias superiores cuando disminuye la constante dieléctrica. Analizando la estructura de ambos filtros, se podría decir que los mejores resultados se obtienen para  $\epsilon_r = 2.3$ .

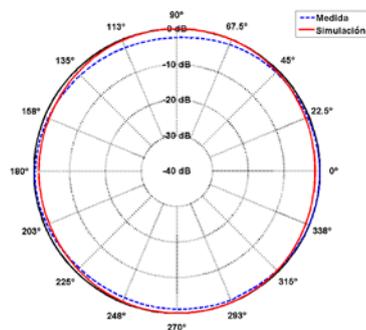
Otro aspecto que cabe destacar es la dificultad que presenta la construcción de antenas en sustratos con un espesor pequeño como el utilizado durante este PFC. En varias zonas, la máquina de fresado no era capaz de eliminar el cobre por completo, por lo que la herramienta había que pasarla varias veces. Por lo tanto, si se une este aspecto al desplazamiento de los filtros (siempre hacia frecuencias superiores), se puede llegar a la conclusión de que la diferencia existente entre los coeficientes de reflexión medido y simulado podría también estar influenciada por la construcción.



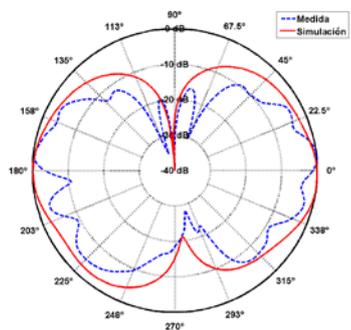
a) Azimuth para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



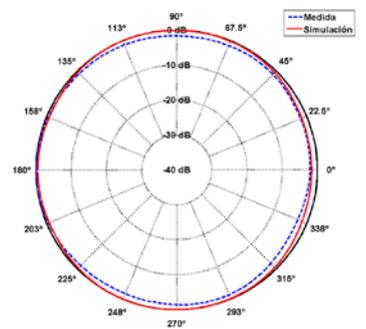
b) Elevación para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



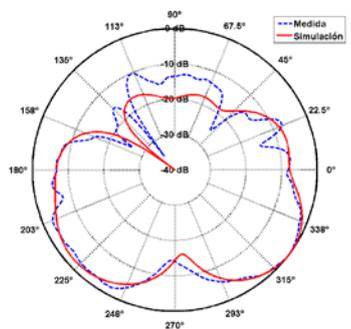
c) Azimuth para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



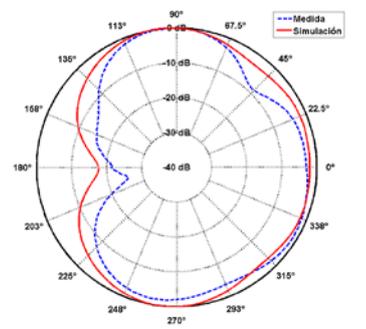
d) Elevación para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



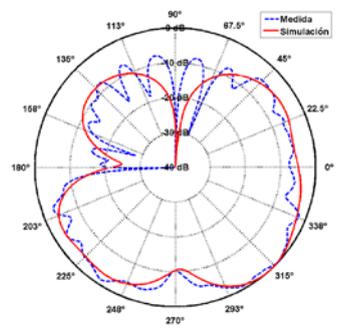
e) Azimuth para  $f = 8 \text{ GHz}$



f) Elevación para  $f = 8 \text{ GHz}$



g) Azimuth para  $f = 11 \text{ GHz}$



h) Elevación para  $f = 11 \text{ GHz}$

Figura 7.7: Diagramas de radiación de la antena Círculos con filtros

En la Figura 7.7, se muestra la comparativa de los diagramas de radiación simulados y medidos a 3.5 GHz, 6.5 GHz, 8 GHz y 11 GHz. En esta ocasión, al tratarse de la antena con filtros, no se presentan los diagramas de radiación obtenidos a 5 GHz y a 9.5 GHz, ya que en dichas frecuencias se encuentran situados los filtros. Como se puede observar, los resultados obtenidos en la medida se asemejan bastante a los diagramas de radiación obtenidos en las simulaciones.

Por lo tanto, se puede concluir que los resultados obtenidos para esta antena, tanto con filtros como sin ellos, son satisfactorios.

### 7.2.2 Antena Hexágono

En este apartado se realiza una comparativa entre las simulaciones realizadas y los resultados obtenidos tras la construcción y medida de la antena Hexágono, presentada en el apartado 5.3. En la Figura 7.8, se muestra la parte superior e inferior de esta antena:

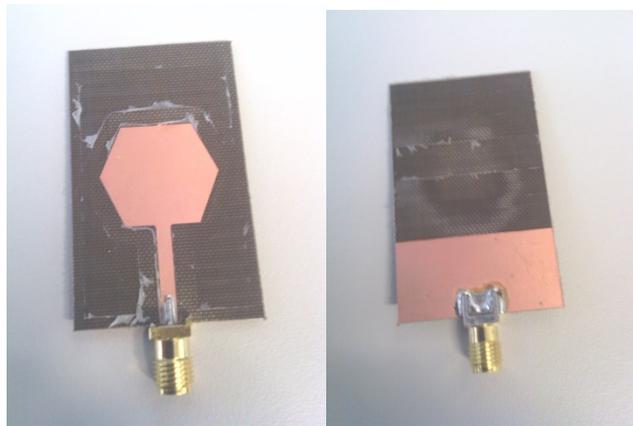


Figura 7.8: Fotografía de la antena Hexágono sin filtros diseñada y construida

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión simulado y medido:

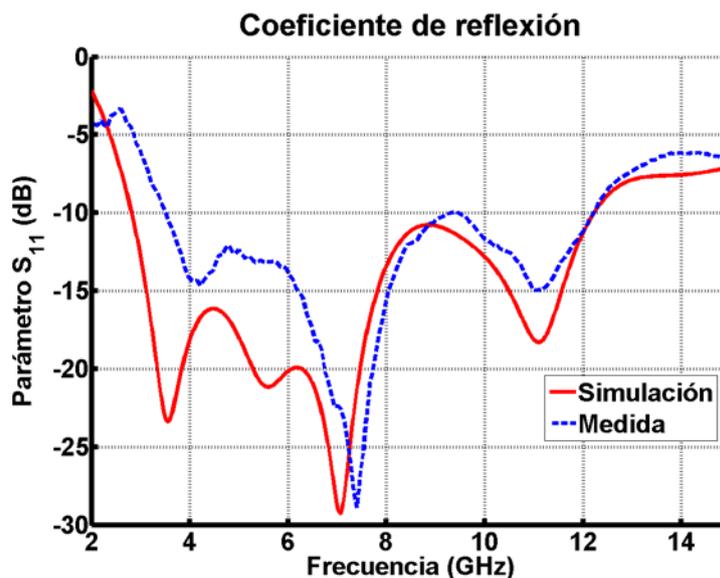
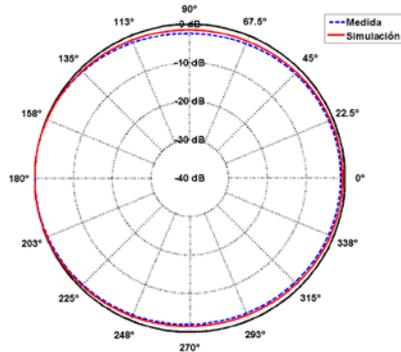


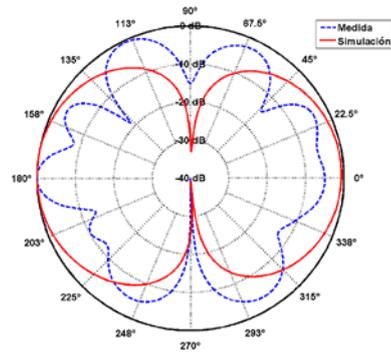
Figura 7.9: Comparativa del coeficiente de reflexión medido y simulado de la antena Hexágono sin filtros

En la Figura 7.9, se observa en toda la banda de trabajo una gran similitud entre el coeficiente de reflexión medido y el simulado. Cabe destacar, al igual que ocurría en el caso anterior, que el coeficiente de reflexión medido abarca menor ancho de banda que el coeficiente de reflexión simulado. A pesar de que la banda de trabajo en el coeficiente de reflexión medido no comience en 3.1 GHz como requiere la tecnología UWB, se considera que los resultados obtenidos en cuanto a la reflexión son buenos.

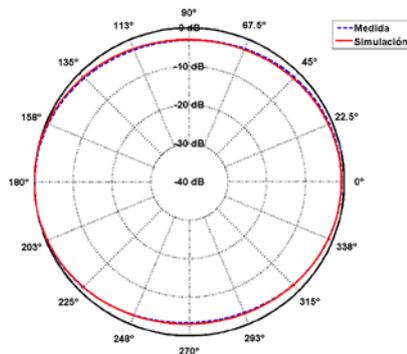
A continuación, se presenta la comparativa de los diagramas de radiación simulados y medidos a 3.5 GHz, 5 GHz, 6.5 GHz, 8 GHz, 9.5 GHz y 11 GHz:



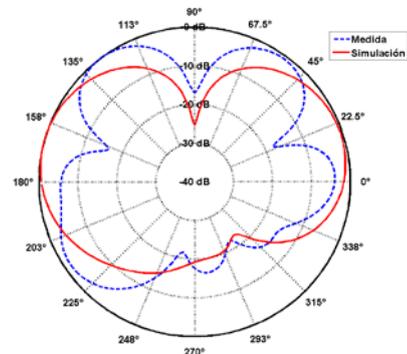
a) Azimuth para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



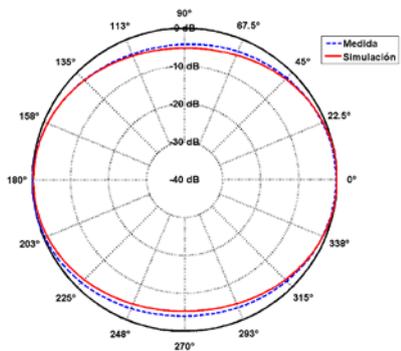
b) Elevación para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



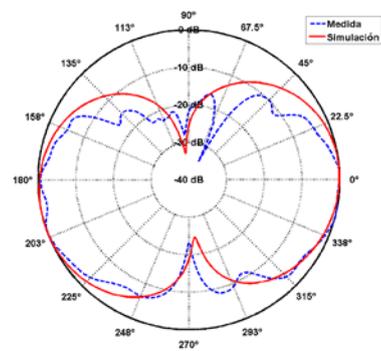
c) Azimuth para  $f = 5 \text{ GHz}$



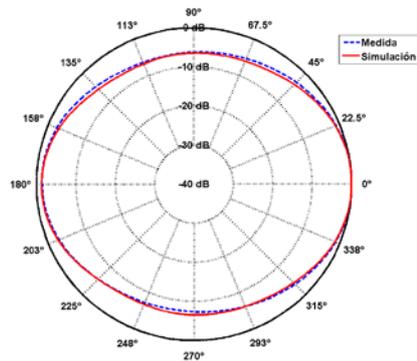
d) Elevación para  $f = 5 \text{ GHz}$



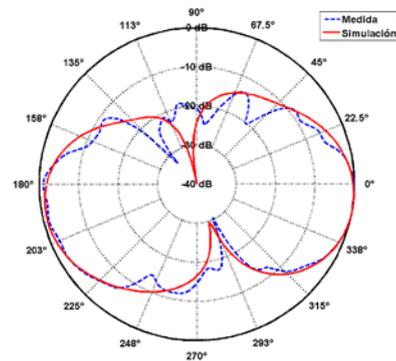
e) Azimuth para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



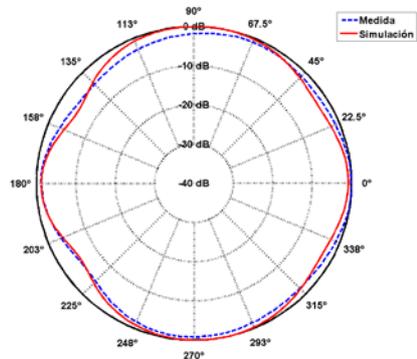
f) Elevación para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



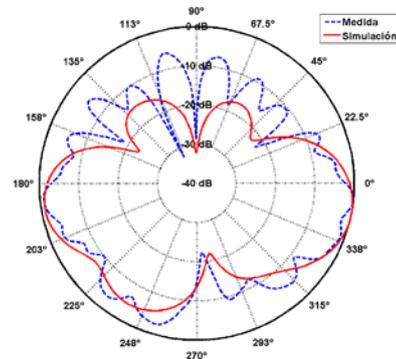
g) Azimuth para  $f = 8 \text{ GHz}$



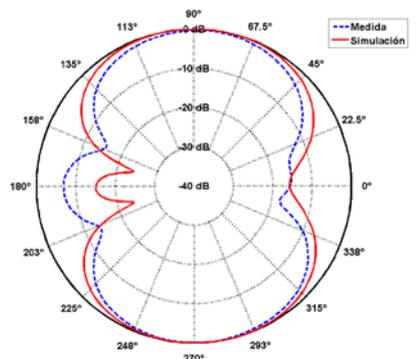
h) Elevación para  $f = 8 \text{ GHz}$



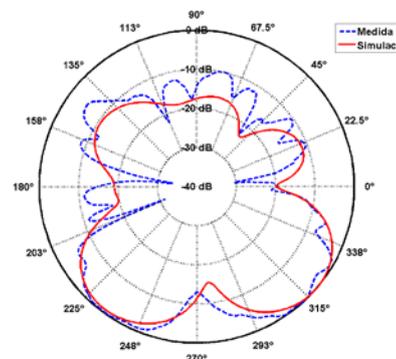
i) Azimuth para  $f = 9.5 \text{ GHz}$



j) Elevación para  $f = 9.5 \text{ GHz}$



k) Azimuth para  $f = 11 \text{ GHz}$



l) Elevación para  $f = 11 \text{ GHz}$

**Figura 7.10: Diagramas de radiación de la antena Hexágono sin filtros**

En la Figura 7.10, se puede apreciar que en el plano de azimuth la antena radia en todas las direcciones y en el plano de elevación se tienen dos máximos en  $0^\circ$  y  $180^\circ$  y dos mínimos en  $90^\circ$  y  $270^\circ$ . Por lo tanto, los resultados obtenidos se consideran aceptables ya que se asemejan al patrón típico de monopolo omnidireccional con tecnología impresa.

Tras la comparación de la antena sin filtros, se realiza el mismo estudio pero añadiendo filtros a la estructura. En la Figura 7.11, se muestra la parte posterior e inferior de la antena Hexágono con filtros:

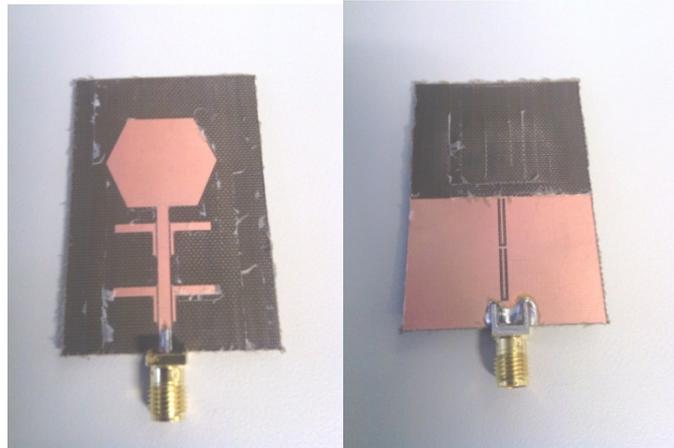


Figura 7.11: Fotografía de la antena Hexágono con filtros diseñada y construida

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión medido y simulado:

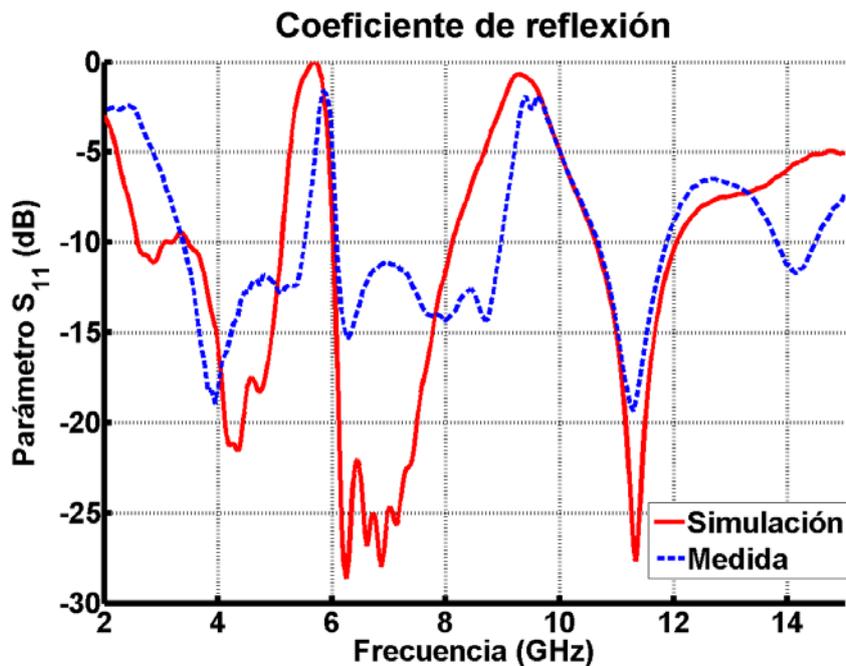
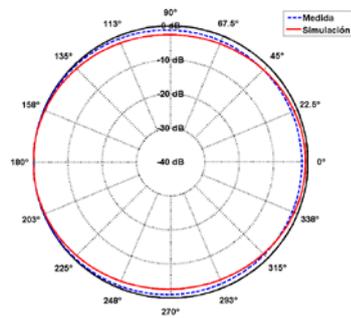


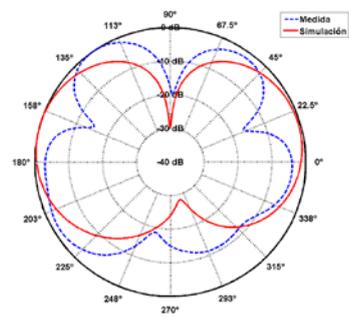
Figura 7.12: Comparativa del coeficiente de reflexión medido y simulado de la antena Hexágono con filtros

En la Figura 7.12 se puede apreciar que, en el coeficiente de reflexión medido, los filtros están ligeramente desplazados hacia frecuencias superiores. Este efecto, que ya se apreció en el apartado anterior, es debido a que las simulaciones se realizan con una constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) fija y si se llevarán a cabo variando dicha constante, se obtendrían los filtros en la misma posición en la que se encuentran en la medida. También se podría destacar que la banda de trabajo del coeficiente de reflexión medido comienza en 3.5 GHz aproximadamente, en vez de 3.1 GHz como se requería.

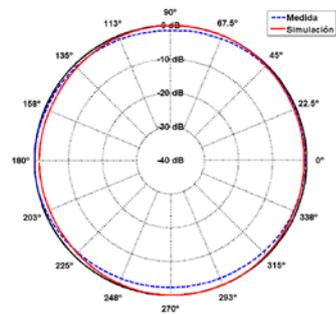
A continuación, se presenta la comparativa de los diagramas de radiación medidos y simulados a 3.5 GHz, 6.5 GHz, 8 GHz, y 11 GHz:



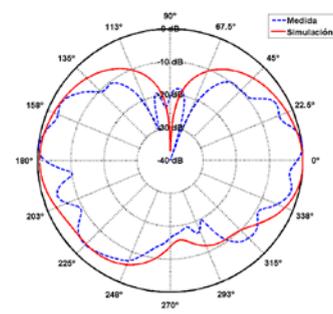
a) Azimuth para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



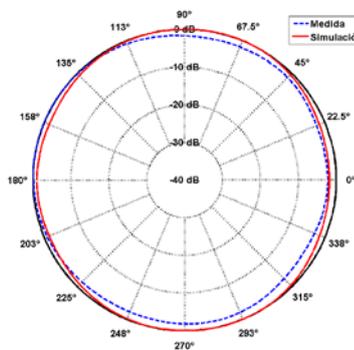
b) Elevación para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



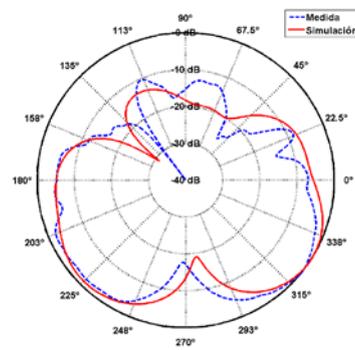
c) Azimuth para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



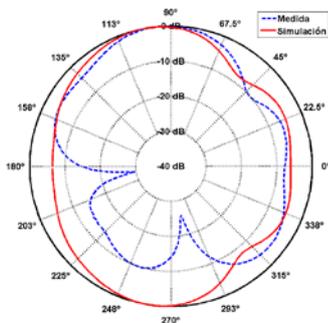
d) Elevación para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



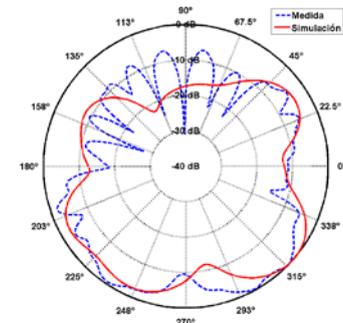
e) Azimuth para  $f = 8 \text{ GHz}$



f) Elevación para  $f = 8 \text{ GHz}$



g) Azimuth para  $f = 11 \text{ GHz}$



h) Elevación para  $f = 11 \text{ GHz}$

Figura 7.13: Diagramas de radiación de la antena Hexágono con filtros

En la Figura 7.13, se puede observar que los resultados obtenidos en la medida se asemejan bastante a los diagramas de radiación obtenidos en las simulaciones, aunque para frecuencias altas ( $f = 11 \text{ GHz}$ ) esa similitud se pierde. Esto es debido a que la banda de trabajo importante para este PFC termina en 10.6 GHz, por lo que no se pretende que el efecto producido en frecuencias mayores sea el patrón típico de monopolo omnidireccional con tecnología impresa.

Por lo tanto, se puede concluir que los resultados obtenidos para esta antena, tanto con filtros como sin ellos, son satisfactorios.

### 7.2.3 Antena Rectángulos

Al igual que en los casos anteriores, en este apartado se realiza una comparativa entre las simulaciones realizadas y los resultados obtenidos tras la construcción y medida de la antena Rectángulos, presentada en el apartado 5.4. En la Figura 7.14, se muestra la parte superior e inferior de esta antena:

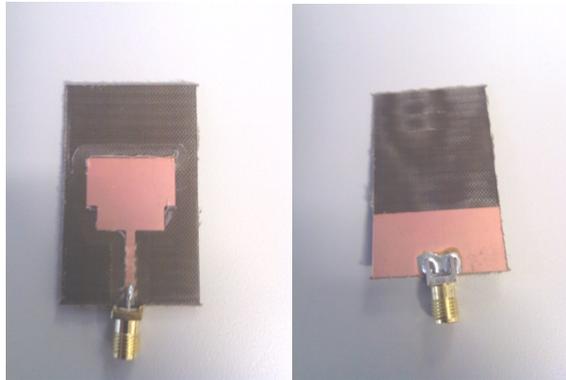


Figura 7.14: Fotografía de la antena Rectángulos sin filtros diseñada y construida

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión simulado y medido:

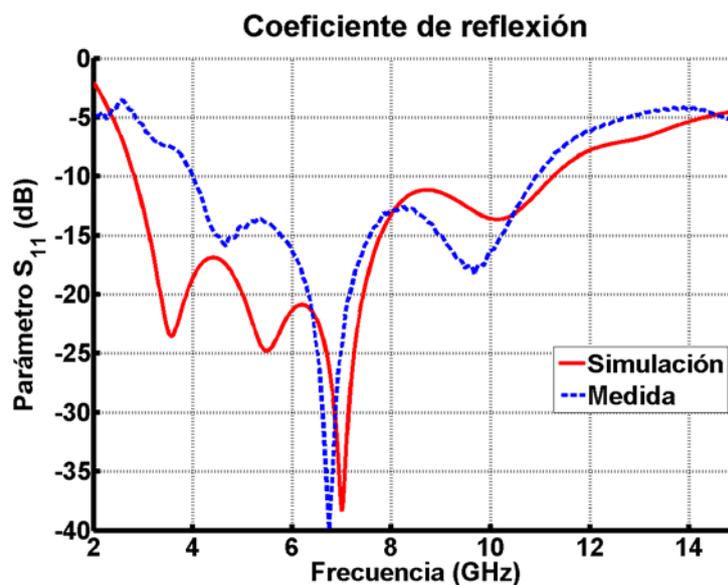
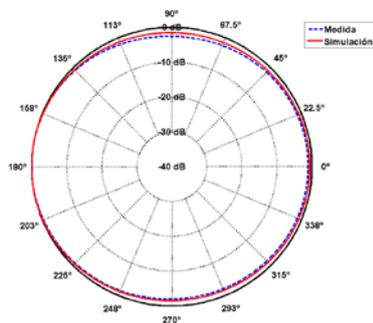


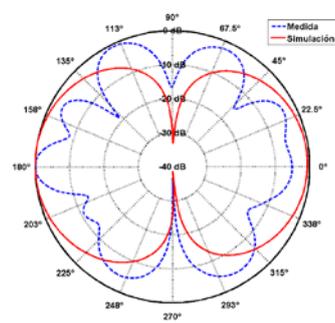
Figura 7.15: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Rectángulos sin filtros

En la Figura 7.15, se puede apreciar la similitud existente entre el coeficiente de reflexión medido y el simulado. Además, se puede destacar que el coeficiente de reflexión medido es prácticamente simétrico respecto a la resonancia existente en 6.5 GHz aproximadamente. Sin embargo, el inconveniente presentado en los casos anteriores referente al inicio de la banda de trabajo del coeficiente de reflexión medido se acentúa en este caso, ya que no comienza hasta los 4 GHz. Aun así, se considera que los resultados obtenidos en cuanto a la reflexión son aceptables.

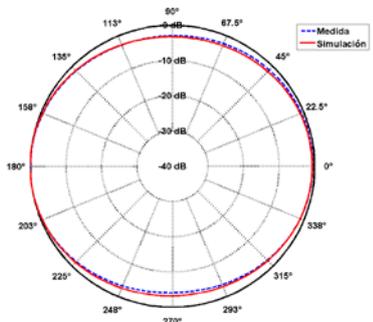
A continuación, se presenta la comparativa de los diagramas de radiación simulados y medidos a 3.5 GHz, 5 GHz, 6.5 GHz, 8 GHz, 9.5 GHz y 11 GHz:



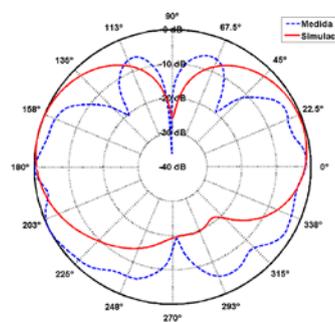
a) Azimuth para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



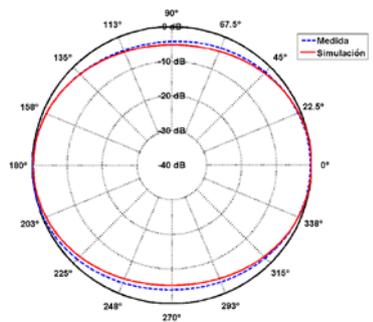
b) Elevación para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



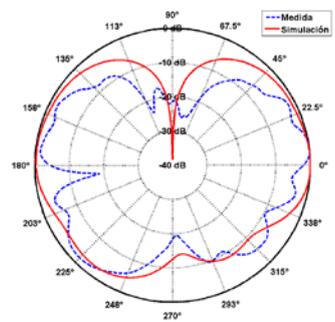
c) Azimuth para  $f = 5 \text{ GHz}$



d) Elevación para  $f = 5 \text{ GHz}$



e) Azimuth para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



f) Elevación para  $f = 6.5 \text{ GHz}$

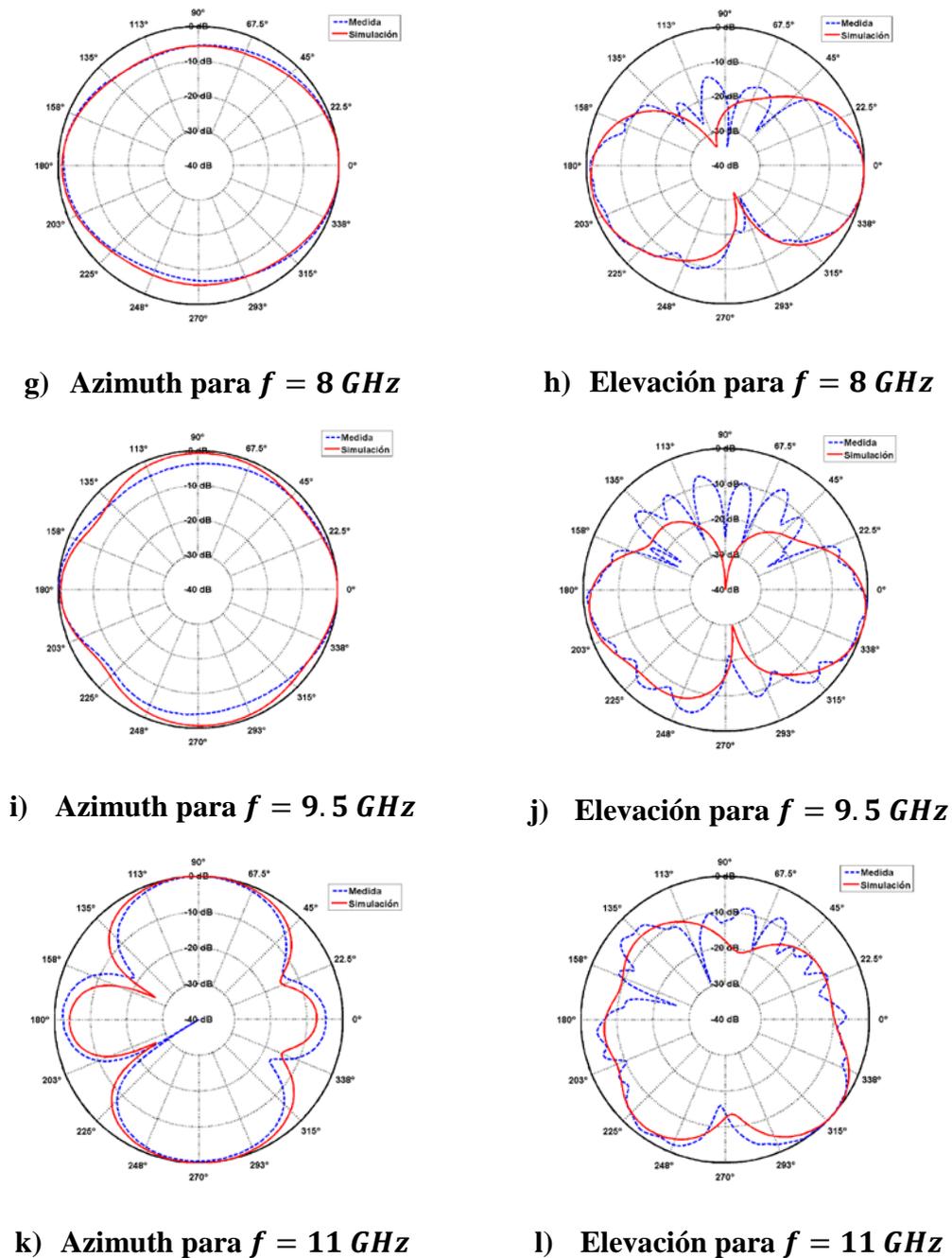


Figura 7.16: Diagramas de radiación de la antena Hexágono con filtros

Tal y como se esperaba, en la Figura 7.16, se aprecian diagramas de radiación semejantes al patrón típico de monopolo omnidireccional con tecnología impresa. Este patrón, como ya se ha comentado, se caracteriza por radiar en todas las direcciones en el plano de azimuth y por tener dos máximos en  $0^\circ$  y  $180^\circ$  y dos mínimos en  $90^\circ$  y  $270^\circ$  en el plano de elevación. Además, se pudo apreciar como para 11 GHz este patrón se va perdiendo, ya que el rango de frecuencias interesante para el desarrollo de este PFC abarca de 3.1 GHz a 10.6 GHz, quedando esta frecuencia fuera de dicho rango. Por lo tanto, los resultados obtenidos tanto en medida como en simulación son satisfactorios.

Tras la comparación de la antena sin filtros, se realiza el mismo estudio pero añadiendo filtros a la estructura. En la Figura 7.17, se muestra la parte posterior e inferior de la antena Rectángulos con filtros:

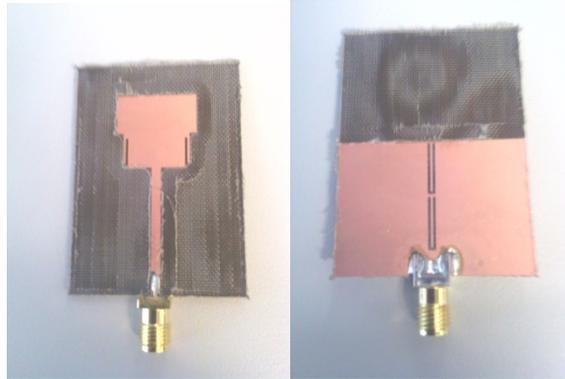


Figura 7.17: Fotografía de la antena Rectángulos con filtros diseñada y construida

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión simulado y medido:

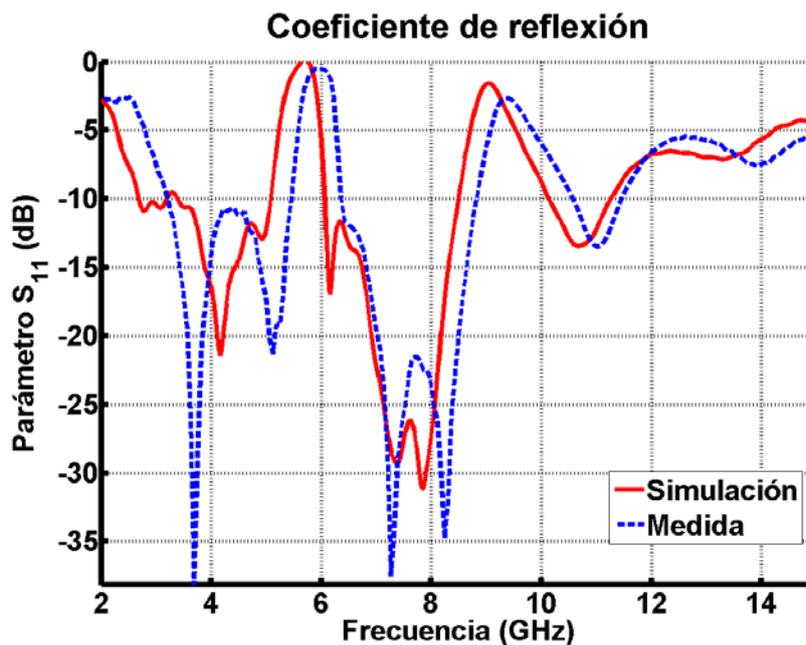


Figura 7.18: Comparativa del coeficiente de reflexión medido y simulado de la antena Rectángulos con filtros

Al igual que ocurría en los casos anteriores, en la Figura 7.18 se puede apreciar el desplazamiento de los filtros hacia frecuencias superiores. Este efecto podría reducirse si las simulaciones se llevaran a cabo variando la constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) como ya se demostró en el apartado 7.2.1. También se podría destacar que la banda de trabajo del coeficiente de reflexión medido sigue sin comenzar en 3.1 GHz como se requería pero ha mejorado respecto al caso de sin filtros.

A continuación, se presenta la comparativa de los diagramas de radiación simulados y medidos a 3.5 GHz, 6.5 GHz, 8 GHz, y 11 GHz:

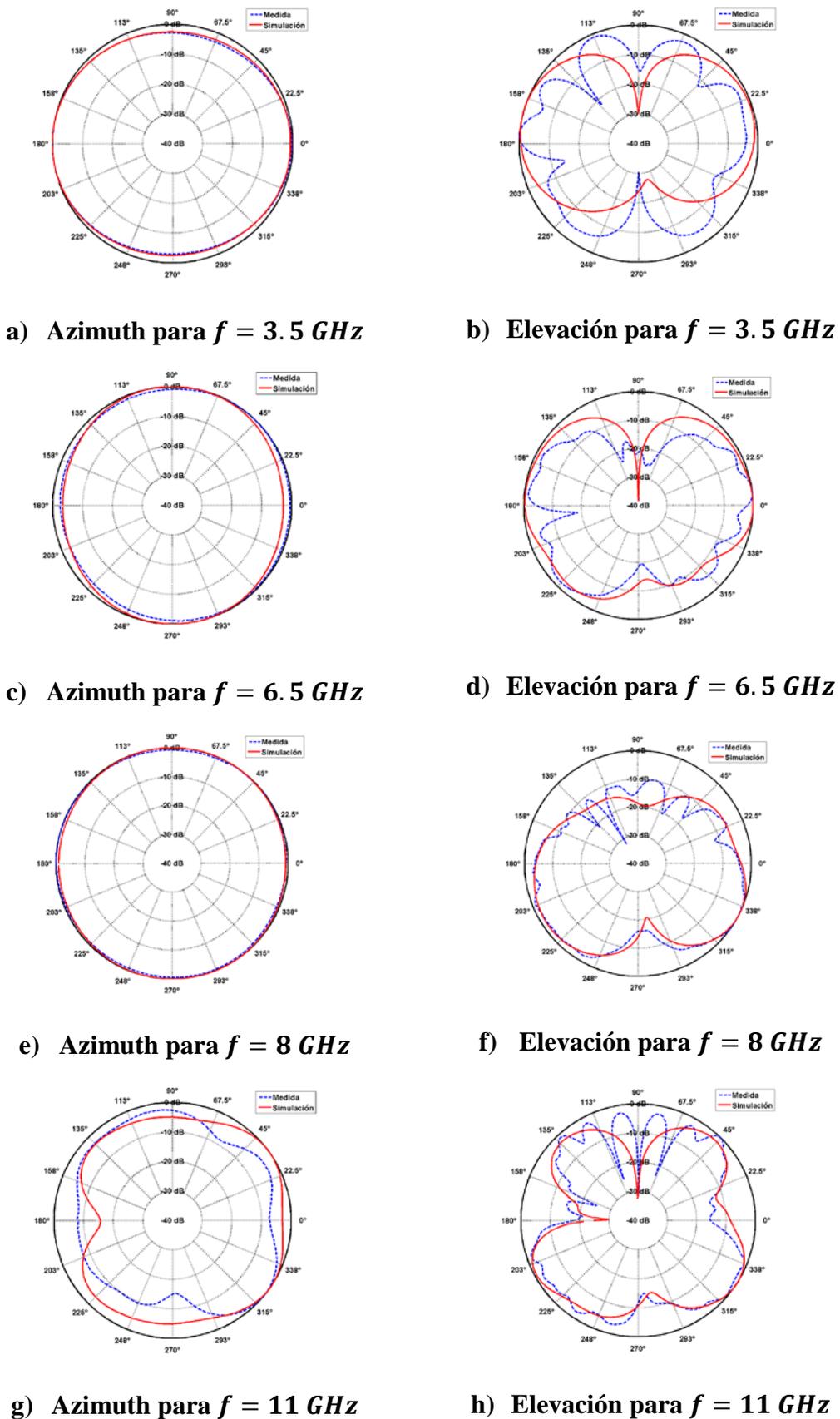


Figura 7.19: Diagramas de radiación de la antena Rectángulos con filtros

Los diagramas de radiación obtenidos de las medidas se parecen bastante a los obtenidos en simulación tal y como se puede observar en la Figura 7.19. Al igual que ocurría en los casos anteriores, esta semejanza se pierde a frecuencias altas ( $f = 11 \text{ GHz}$ ) ya que la banda de trabajo que tiene importancia en este PFC termina en 10.6 GHz.

Por lo tanto, los resultados obtenidos tanto para la estructura con filtros como sin ellos se consideran aceptables.

### 7.2.4 Antena Triángulos

Para finalizar con los elementos unitarios, se realiza una comparativa entre las simulaciones realizadas y los resultados obtenidos tras la construcción y medida de la antena Triángulos, presentada en el apartado 5.5. En la Figura 7.20, se muestra la parte superior e inferior de esta antena:

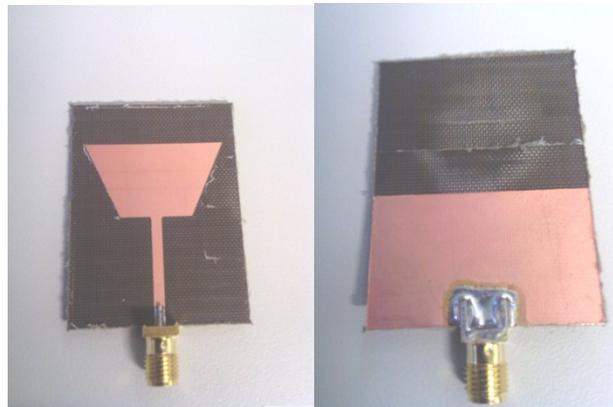


Figura 7.20: Fotografía de la antena Triángulos sin filtros diseñada y construida

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión simulado y medido de esta antena:

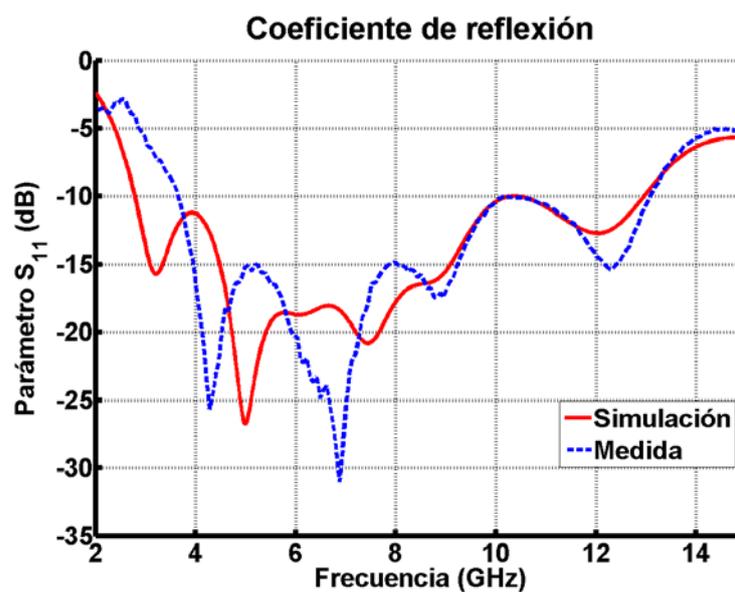
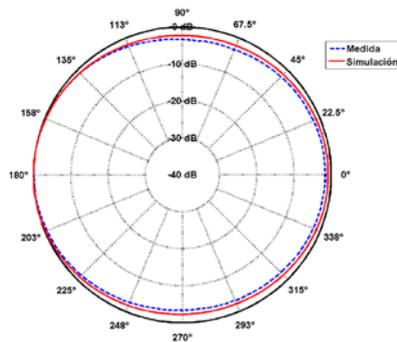


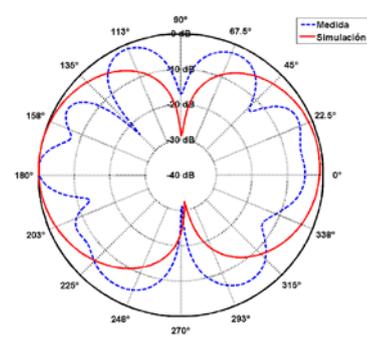
Figura 7.21: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Triángulos sin filtros

La Figura 7.21 representa la gran similitud existente entre el coeficiente de reflexión medido y el simulado. La única diferencia destacable es que la banda de trabajo del coeficiente de reflexión medido comienza en una frecuencia mayor de la que debería según requiere la tecnología UWB. Sin embargo, este pequeño defecto (ya detectado y comentado en los casos anteriores) puede ser debido a los problemas que se presentan cuando la construcción y la medida de la antena son realizadas en parte por el ser humano. Por lo tanto, se puede concluir que los resultados obtenidos son buenos.

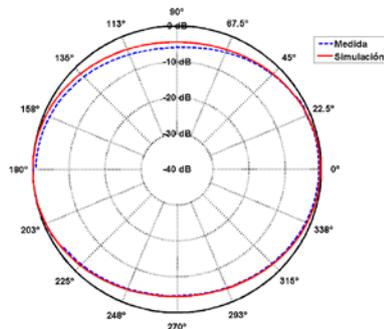
A continuación, se presenta la comparativa de los diagramas de radiación simulados y medidos a 3.5 GHz, 5 GHz, 6.5 GHz, 8 GHz, 9.5 GHz y 11 GHz:



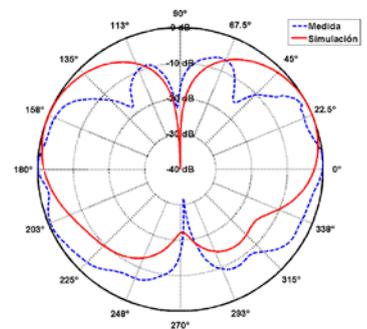
a) Azimuth para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



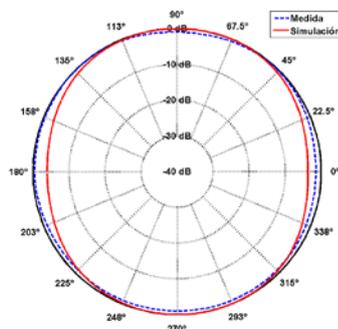
b) Elevación para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



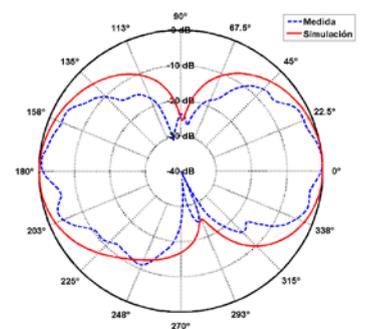
c) Azimuth para  $f = 5 \text{ GHz}$



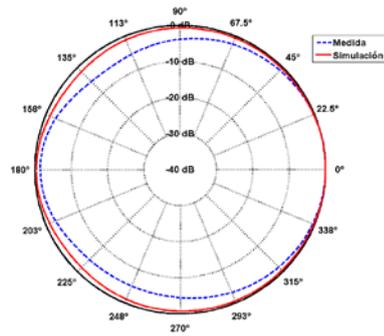
d) Elevación para  $f = 5 \text{ GHz}$



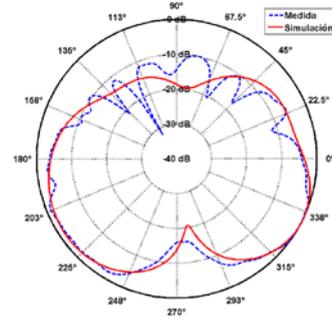
e) Azimuth para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



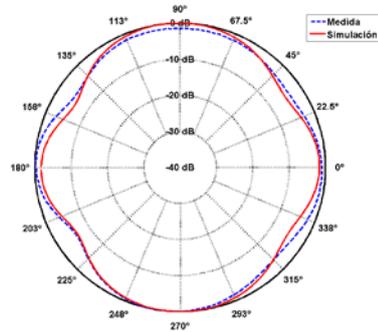
f) Elevación para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



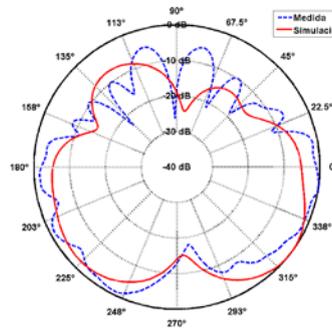
g) Azimuth para  $f = 8 \text{ GHz}$



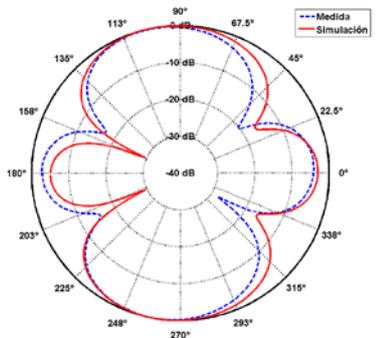
h) Elevación para  $f = 8 \text{ GHz}$



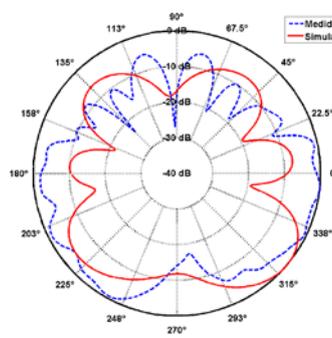
i) Azimuth para  $f = 9.5 \text{ GHz}$



j) Elevación para  $f = 9.5 \text{ GHz}$



k) Azimuth para  $f = 11 \text{ GHz}$

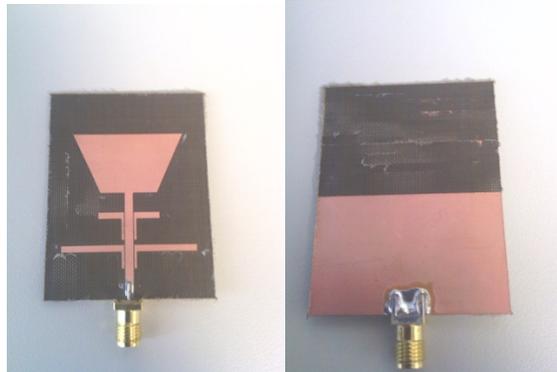


l) Elevación para  $f = 11 \text{ GHz}$

Figura 7.22: Diagramas de radiación de la antena Triángulos sin filtros

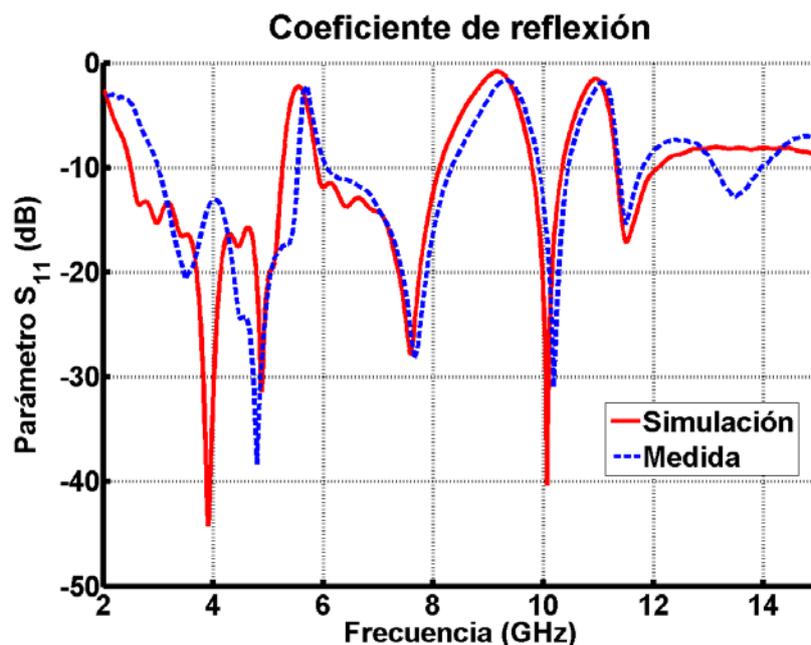
Los diagramas de radiación que se presentan en la Figura 7.22, cumplen con el patrón típico de monopolo omnidireccional con tecnología impresa, que se caracteriza por radiar en todas las direcciones en el plano de azimuth y por tener dos máximos en  $0^\circ$  y  $180^\circ$  y dos mínimos en  $90^\circ$  y  $270^\circ$  en el plano de elevación. Además, se puede apreciar como para 11 GHz este patrón se va perdiendo, tanto en el plano de azimuth como en el de elevación, ya que el rango de frecuencias de interés para el desarrollo de este PFC abarca de 3.1 GHz a 10.6 GHz, quedando esta frecuencia fuera de dicho rango. Por lo tanto, los resultados obtenidos tanto en medida como en simulación son satisfactorios.

Tras la comparación de la antena sin filtros, se realiza el mismo estudio pero añadiendo filtros a la estructura. En la Figura 7.23, se muestra la parte posterior e inferior de la antena Triángulos con filtros:



**Figura 7.23: Fotografía de la antena Triángulos con filtros diseñada y construida**

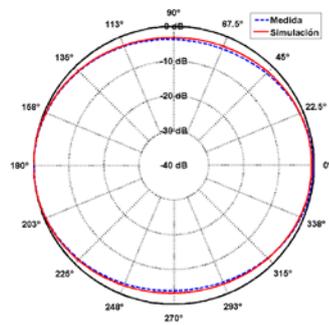
A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión simulado y medido:



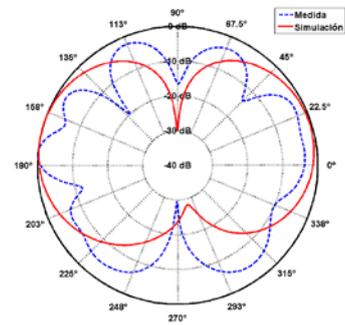
**Figura 7.24: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Triángulos con filtros**

En la Figura 7.24, se puede observar que esta antena, a comparación de las presentadas con anterioridad, es la que mayor similitud presenta entre medida y simulación. Además, el desplazamiento de los filtros hacia frecuencias superiores, que se ha comentado en todas las antenas presentadas, es ligeramente inferior al resto de casos. Finalmente, también cabe destacar que el comienzo de la banda de trabajo del coeficiente de reflexión medido es correcto de acuerdo a lo requerido por la tecnología UWB. Por todas estas razones se considera que los resultados obtenidos en reflexión son muy satisfactorios.

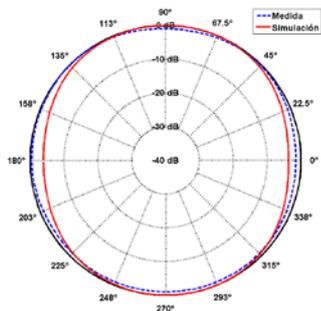
A continuación, se presentan los diagramas de radiación simulados y medidos:



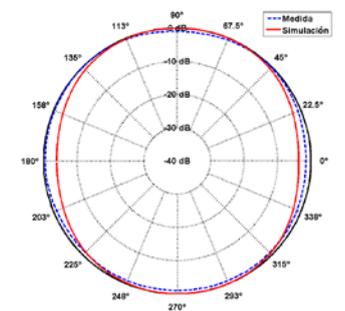
a) Azimuth para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



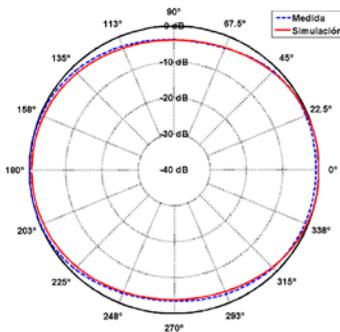
b) Elevación para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



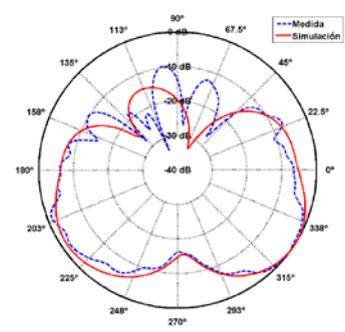
c) Azimuth para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



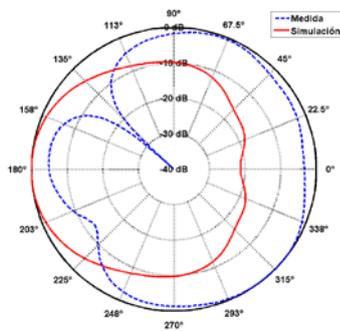
d) Elevación para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



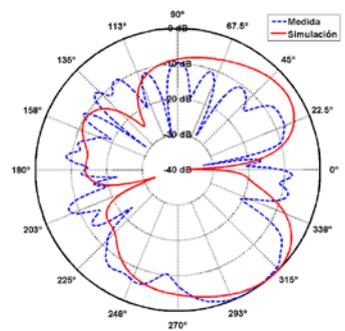
e) Azimuth para  $f = 8 \text{ GHz}$



f) Elevación para  $f = 8 \text{ GHz}$



g) Azimuth para  $f = 11 \text{ GHz}$



h) Elevación para  $f = 11 \text{ GHz}$

Figura 7.25: Diagramas de radiación de la antena Triángulos con filtros

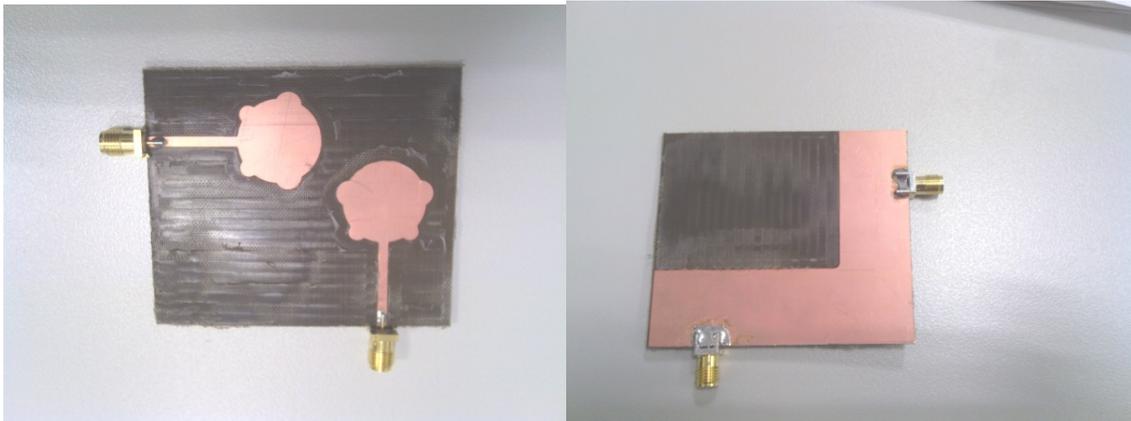
En la Figura 7.25, se puede observar que los diagramas de radiación simulados y medidos a 3.5 GHz, 6.5 GHz y 8 GHz se asemejan bastante entre sí y cumplen las características del patrón de monopolo de tecnología impresa. Sin embargo, para 11 GHz los resultados obtenidos no son buenos. Esto es debido a que esta antena presenta un filtro más, a comparación de las antenas presentadas anteriormente, cuya frecuencia central es 11 GHz y por lo tanto, a esta frecuencia la antena no radia. Por esta razón, en las estructuras con filtros no se representan los diagramas de radiación a las frecuencias centrales de dichos filtros.

Para concluir, decir que los resultados obtenidos para esta antena, tanto con filtros como sin ellos, son muy buenos e incluso destacan respecto del resto de antenas presentadas.

### **7.3 Antenas de diversidad de polarización**

#### **7.3.1 Antena Cuatro Círculos**

En este apartado se presenta una comparativa entre las simulaciones realizadas y los resultados obtenidos tras la construcción y medida de la antena Cuatro Círculos presentada en el apartado 6.2. En la Figura 7.26, se muestra la parte superior e inferior de esta antena:



**Figura 7.26: Fotografía de la antena Cuatro Círculos sin filtros construida y medida**

A continuación, en la Figura 7.27, se representa el coeficiente de reflexión simulado y medido de esta antena. Se puede observar que no existe una gran semejanza entre ellos, a diferencia de lo que ocurriría cuando se presentaba este tipo de parche como elemento unitario. La gran diferencia se observa en que en simulación se apreciaba una gran resonancia en 7.3 GHz aproximadamente y en la medida no se aprecia. Además, se puede añadir que, al igual que ocurría en los elementos unitarios, la banda de trabajo del coeficiente de reflexión medido comienza en una frecuencia ligeramente superior a lo requerido por la tecnología UWB. Todos estos defectos pueden ser debidos al error manual que se comete a la hora de construir y medir la antena. A pesar de estos pequeños inconvenientes, se puede considerar que los resultados obtenidos en reflexión son aceptables.

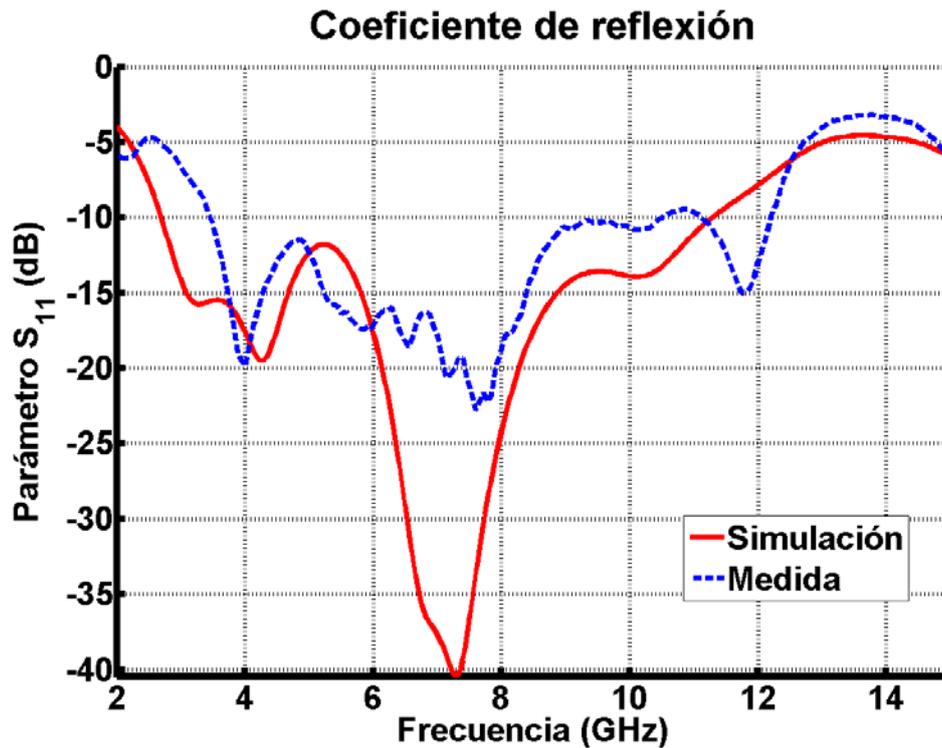
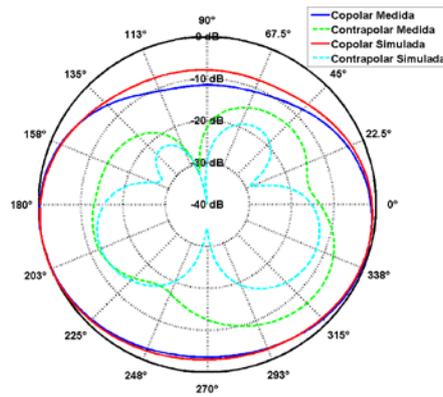
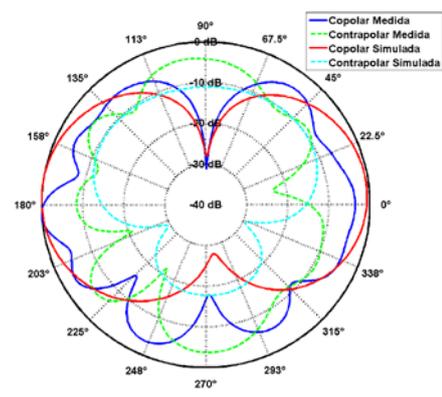


Figura 7.27: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Cuatro Círculos sin filtros

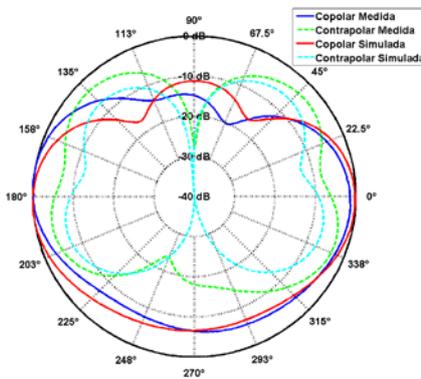
A continuación, en la Figura 7.28, se presenta la comparativa de las componentes copolares y contrapolares de los diagramas de radiación simulados y medidos a 3.5 GHz, 5 GHz, 6.5 GHz, 8 GHz, 9.5 GHz y 11 GHz. En cuanto a las componentes copolares, cabe destacar que ya no se observa exactamente el patrón típico de monopolo omnidireccional en tecnología impresa ya que ahora la antena está formada por dos elementos y se pierde simetría, pero sí se aprecia la intención de mantener la radiación en casi todas las direcciones en el plano de azimuth y en el plano de elevación, se respetan los máximos y mínimos presentados en  $0^\circ$  y  $180^\circ$  y en  $90^\circ$  y  $270^\circ$ , respectivamente. Por otro lado, en este tipo de antenas, es interesante representar las componentes contrapolares normalizadas respecto a las componentes copolares para ver lo que afecta la radiación del otro elemento que forma la antena. Se puede observar que las componentes contrapolares son pequeñas respecto a las copolares, lo que quiere decir que los elementos están bastante bien aislados entre sí, tal y como se comprobará más adelante con la representación del coeficiente de acoplamiento. Todos estos aspectos se consiguen para bajas frecuencias (3.5 GHz, 5 GHz y 6.5 GHz) pero a partir de 8 GHz los resultados van perdiendo la forma esperada. Aun así, se considera que los resultados obtenidos respecto a la radiación son satisfactorios ya que los diagramas obtenidos en las medidas se asemejan bastante a los obtenidos previamente en simulación.



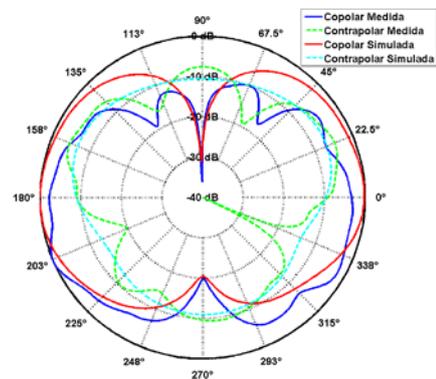
a) Azimuth para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



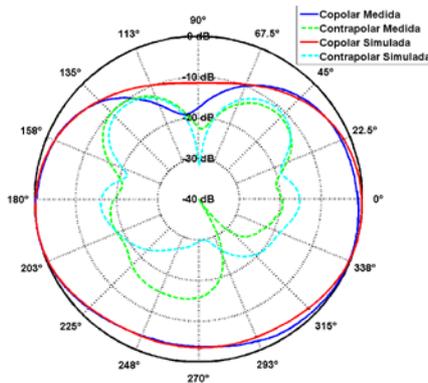
b) Elevación para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



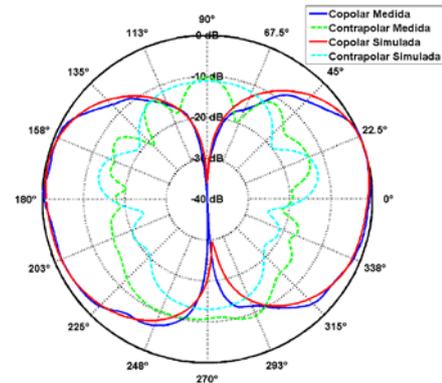
c) Azimuth para  $f = 5 \text{ GHz}$



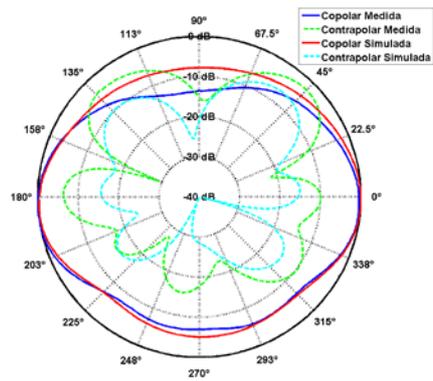
d) Elevación para  $f = 5 \text{ GHz}$



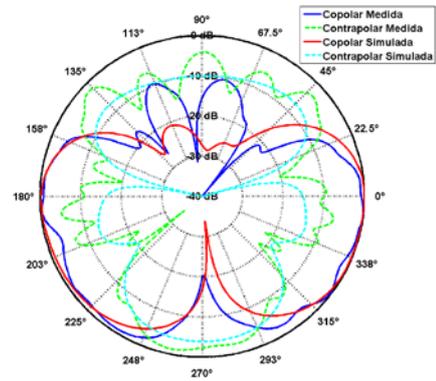
e) Azimuth para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



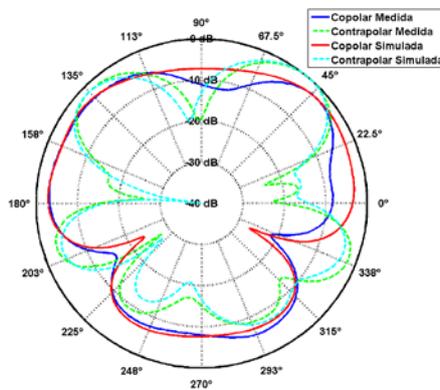
f) Elevación para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



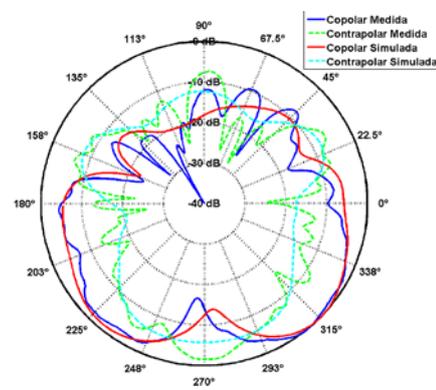
g) Azimuth para  $f = 8 \text{ GHz}$



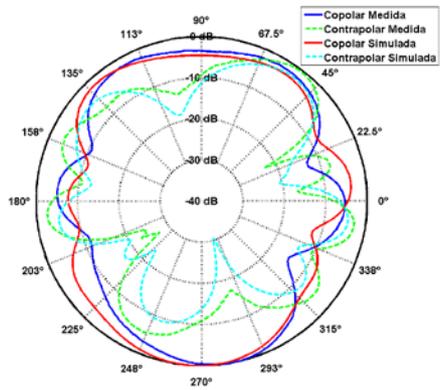
h) Elevación para  $f = 8 \text{ GHz}$



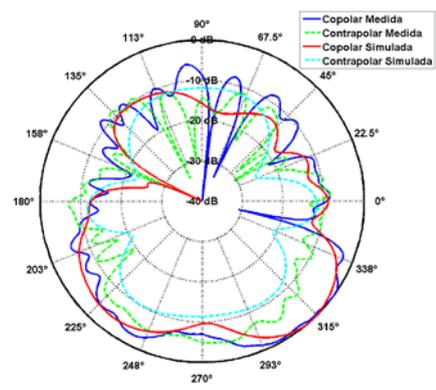
i) Azimuth para  $f = 9.5 \text{ GHz}$



j) Elevación para  $f = 9.5 \text{ GHz}$



k) Azimuth para  $f = 11 \text{ GHz}$



l) Elevación para  $f = 11 \text{ GHz}$

Figura 7.28: Diagramas de radiación de la antena Cuatro Círculos sin filtros

A continuación, se presenta el coeficiente de acoplamiento simulado y medido de esta antena:

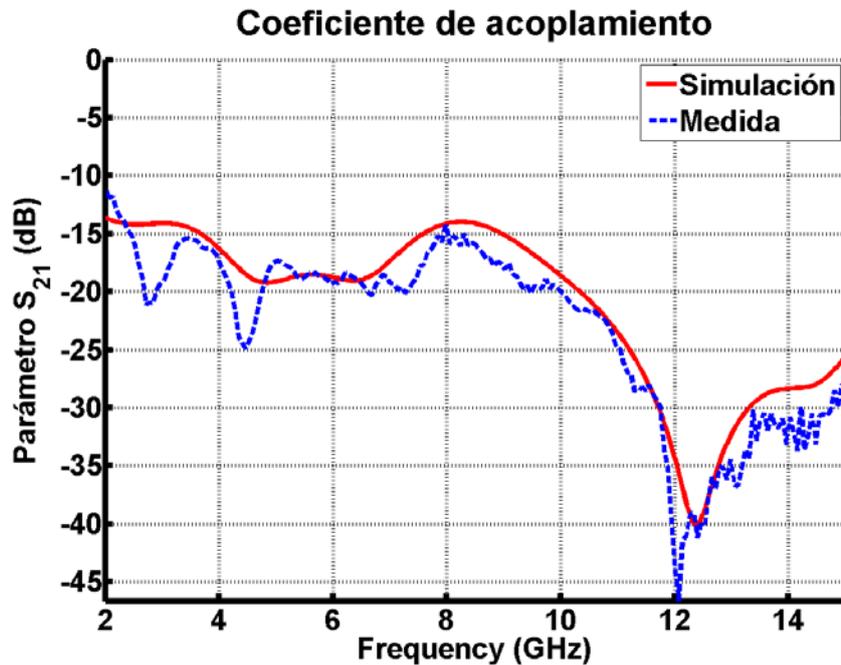


Figura 7.29: Comparativa del coeficiente de acoplamiento simulado y medido de la antena Cuatro Círculos sin filtros

En la Figura 7.29, se puede observar que los coeficientes de acoplamiento simulado y medido tienen gran parecido. Además, se considera que el acoplamiento entre los elementos que forman la antena es bajo ya que está por debajo de -15 dB en casi toda la banda de trabajo, lo que implica que el aislamiento entre dichos elementos es bueno como ya se ha comentado anteriormente.

Una vez estudiados los aspectos relacionados con la reflexión y la radiación, se puede concluir que los resultados obtenidos para esta antena son muy satisfactorios.

### 7.3.2 Antena Dos Círculos

En este apartado se presenta una comparativa entre las simulaciones realizadas y los resultados obtenidos tras la construcción y medida de la antena Dos Círculos presentada en el apartado 6.3. En la Figura 7.30, se muestra la parte superior e inferior de esta antena:

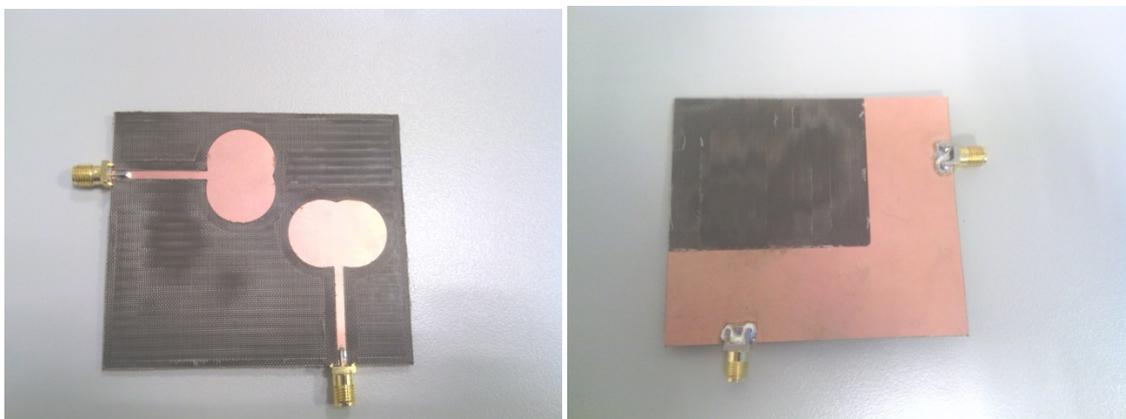


Figura 7.30: Fotografía de la antena Dos Círculos sin filtros construida y medida

A continuación, se representa el coeficiente de reflexión simulado y medido de esta antena:

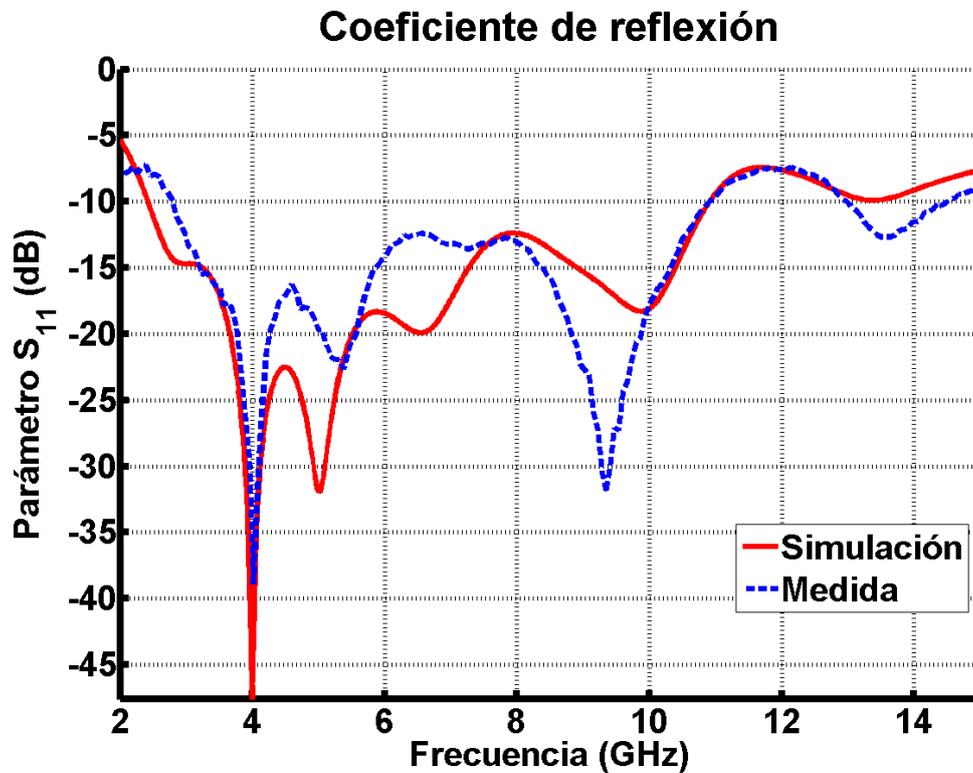
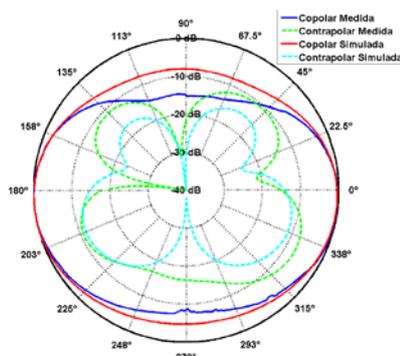


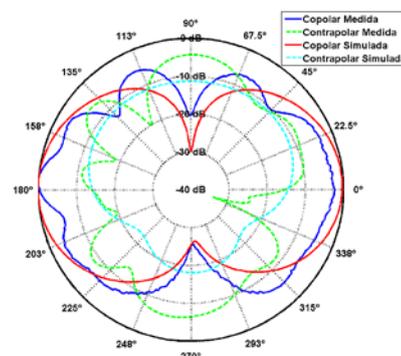
Figura 7.31: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Dos Círculos sin filtros

En la Figura 7.31, se puede observar una gran semejanza entre el coeficiente de reflexión medido y el simulado en toda la banda de trabajo requerida por la tecnología UWB. Por lo tanto, los resultados obtenidos en reflexión se consideran muy buenos.

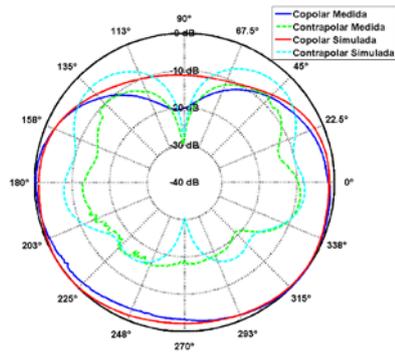
A continuación, se presenta la comparativa de las componentes copolares y contrapolares de los diagramas de radiación simulados y medidos a 3.5 GHz, 5 GHz, 6.5 GHz, 8 GHz, 9.5 GHz y 11 GHz:



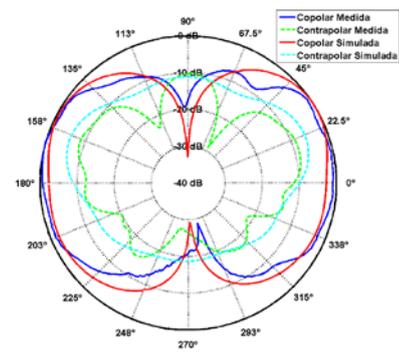
a) Azimuth para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



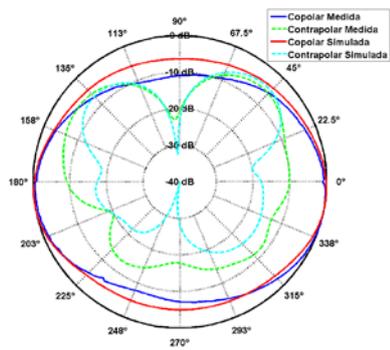
b) Elevación para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



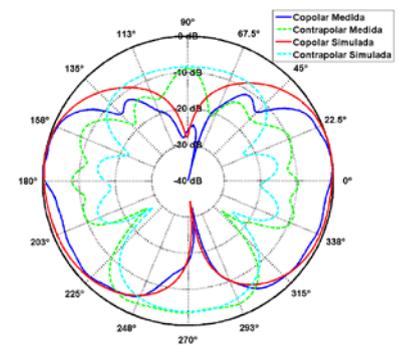
c) Azimuth para  $f = 5 \text{ GHz}$



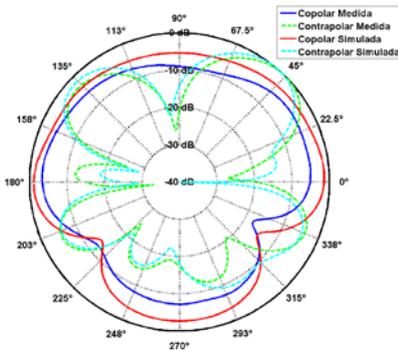
d) Elevación para  $f = 5 \text{ GHz}$



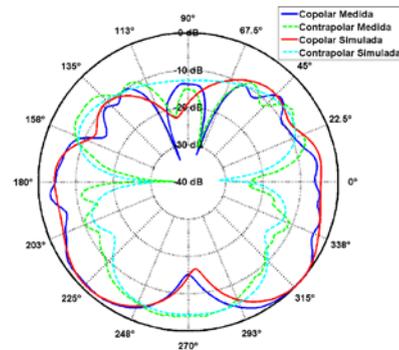
e) Azimuth para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



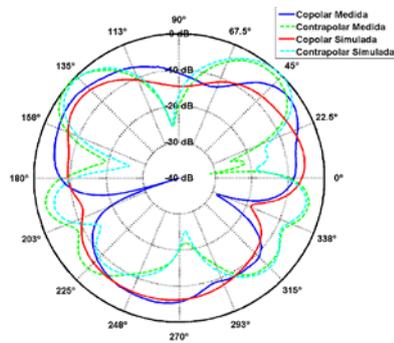
f) Elevación para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



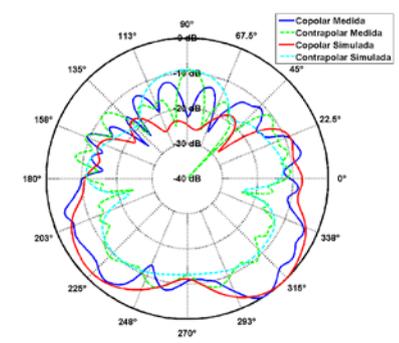
g) Azimuth para  $f = 8 \text{ GHz}$



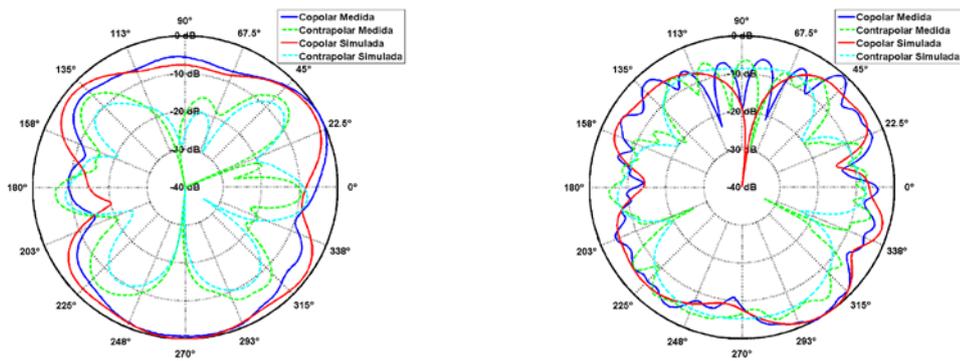
h) Elevación para  $f = 8 \text{ GHz}$



i) Azimuth para  $f = 9.5 \text{ GHz}$



j) Elevación para  $f = 9.5 \text{ GHz}$



k) Azimuth para  $f = 11 \text{ GHz}$

l) Elevación para  $f = 11 \text{ GHz}$

Figura 7.32: Diagramas de radiación de la antena Dos Círculos sin filtros

De la Figura 7.32 cabe destacar la gran similitud existente entre los resultados obtenidos en las medidas y los obtenidos en simulación. En las componentes copolares, se puede observar como el patrón típico de monopolo en tecnología impresa (comentado anteriormente en varias ocasiones) se mantiene a bajas frecuencias. Sin embargo, a medida que aumenta la frecuencia dicho patrón se va perdiendo y las componentes contrapolares van siendo cada vez mayores, lo que da lugar a un mayor acoplamiento entre los elementos que forman la antena. Esto puede ser debido a la falta de simetría existente en los cortes de los planos en los que se toma la radiación a diferencia de lo que ocurría en los elementos unitarios. A pesar de estos pequeños inconvenientes, los resultados obtenidos se consideran aceptables.

A continuación, se muestra el coeficiente de acoplamiento simulado y medido de esta antena:

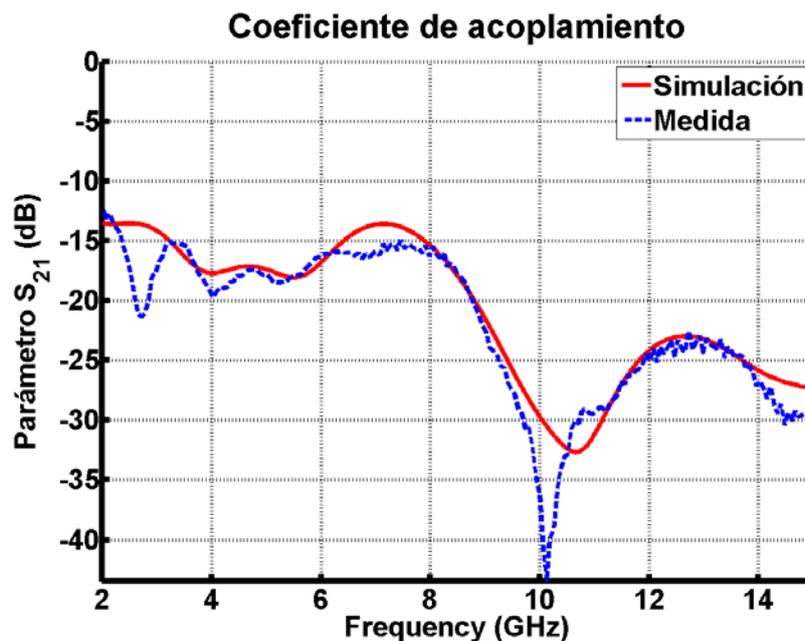


Figura 7.33: Comparativa del coeficiente de acoplamiento simulado y medido de la antena Dos Círculos sin filtros

En la Figura 7.33, se aprecia gran similitud entre el coeficiente de acoplamiento simulado y el medido. Además, se observa un acoplamiento bajo entre los elementos que forman la antenna dando lugar a un buen aislamiento entre ellos.

Una vez analizada esta antenna, se le añade filtros a la estructura y se realiza el estudio de nuevo. La parte superior e inferior de la antenna Dos Círculos con filtros se muestra en la Figura 7.34:

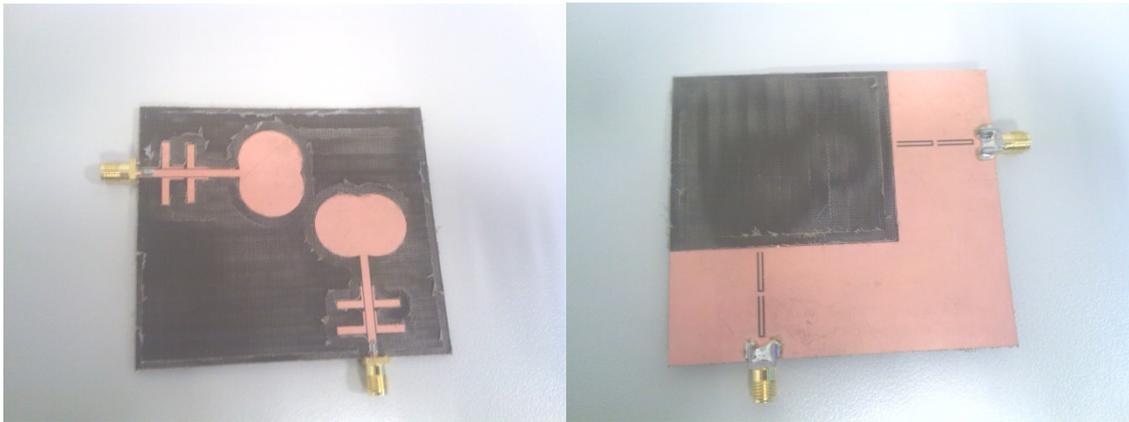


Figura 7.34: Fotografía de la antenna Dos Círculos con filtros construida y medida

A continuación, se representa el coeficiente de reflexión simulado y medido de esta antenna:

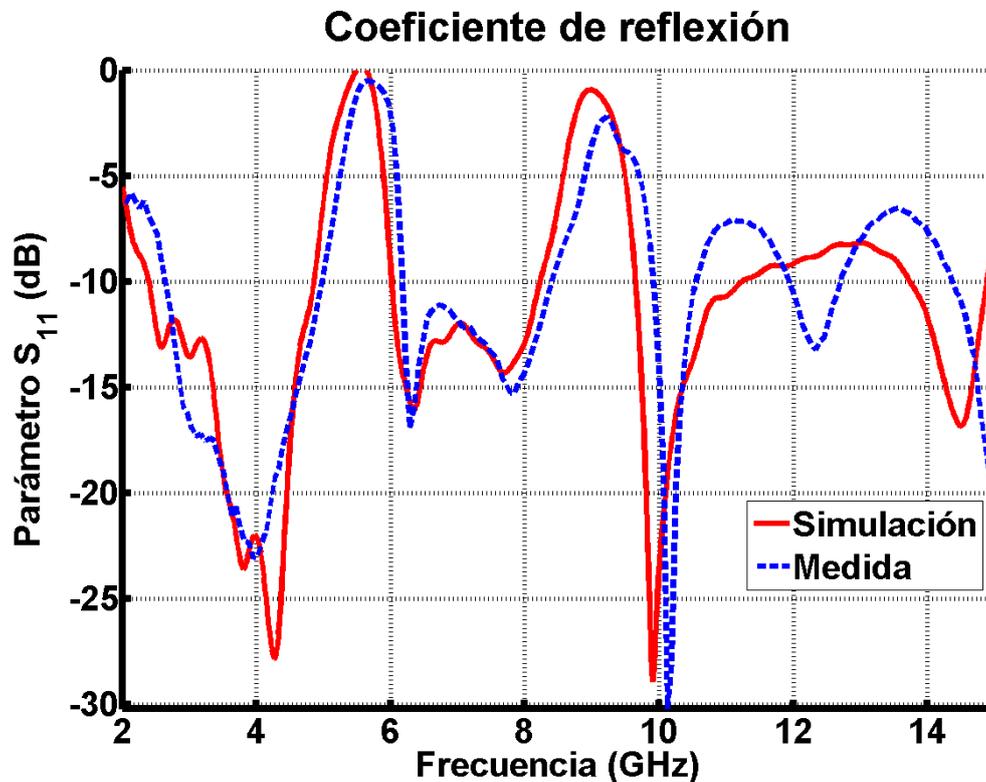
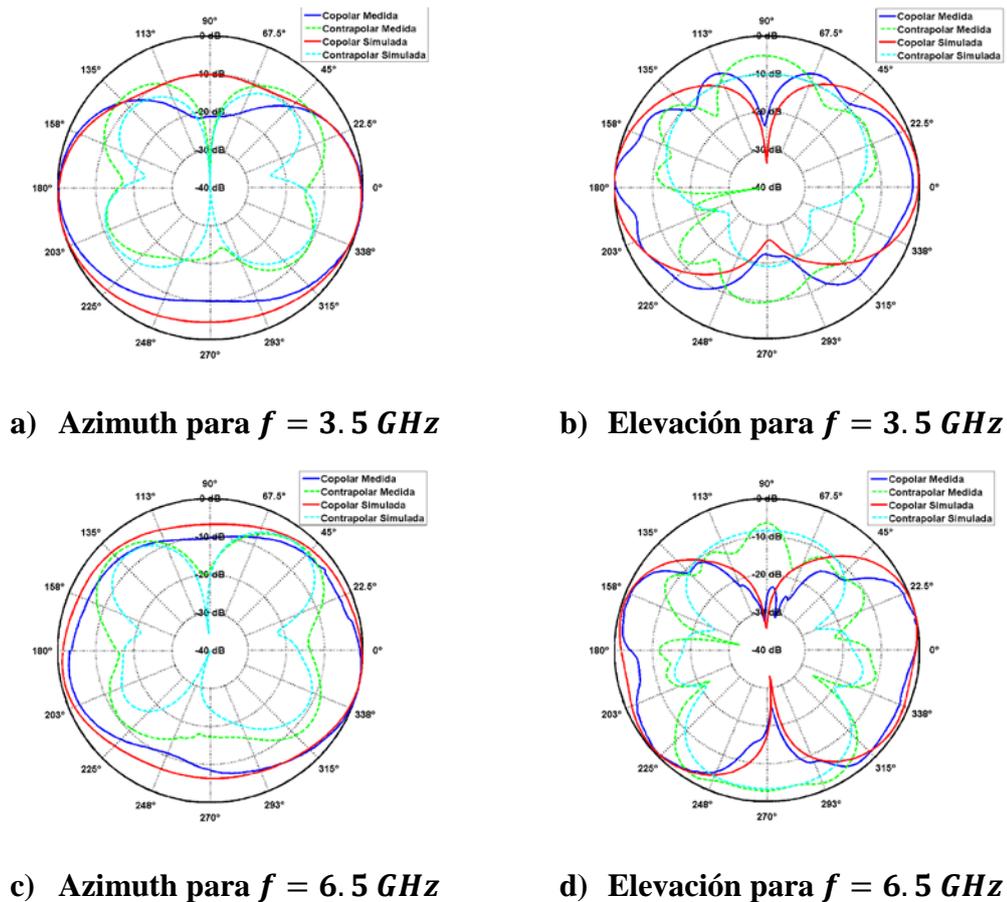
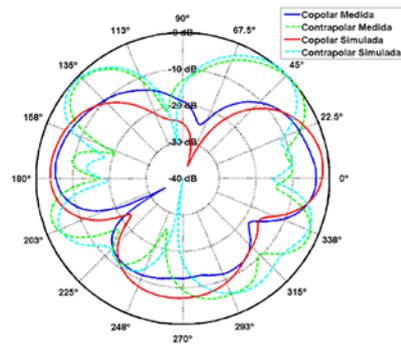


Figura 7.35: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antenna Dos Círculos con filtros

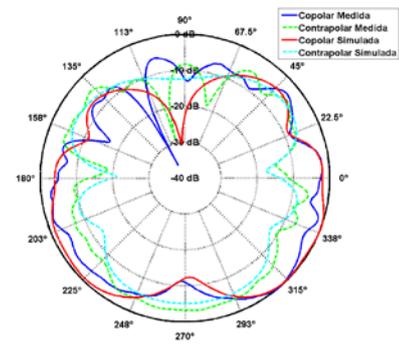
En la Figura 7.35, se aprecia gran semejanza entre el coeficiente de reflexión simulado y el medido pero hay que recalcar el ligero desplazamiento de los filtros en la medida hacia frecuencias superiores como ya ocurría en los elementos unitarios presentados anteriormente. Como ya se comentó entonces, este efecto es debido a que la simulación se realiza con una constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) fija y en realidad, dicha constante varía con la frecuencia. Por lo demás, se cumplen los requisitos especificados por la tecnología UWB por lo que se consideran buenos resultados.

A continuación, en la Figura 7.36, se presenta la comparativa de las componentes copolares y contrapolares de los diagramas de radiación simulados y medidos a 3.5 GHz, 6.5 GHz, 8 GHz y 11 GHz. Cabe destacar la gran similitud existente entre las medidas realizadas y los resultados obtenidos en simulación previamente. En cuanto a la componente copolar, mencionar que a frecuencias bajas intenta mantener el patrón típico de monopolo en tecnología impresa y a medida que aumenta la frecuencia dicho patrón se va perdiendo, tal y como ocurría en el caso sin filtros. De la componente contrapolar se puede destacar que se hace mayor a medida que aumenta la frecuencia. Una de las posibles causas de una componente contrapolar grande puede ser la situación de los filtros en la estructura, ya que al estar situados perpendicularmente respecto del plano en el que se mide la radiación, afectaría a la radiación del otro elemento que forma la antenna.

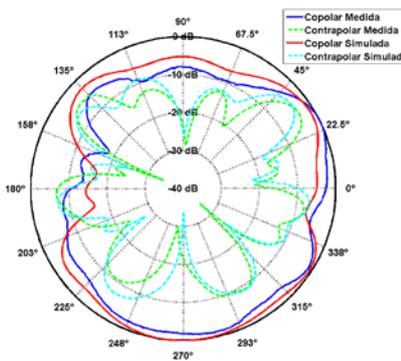




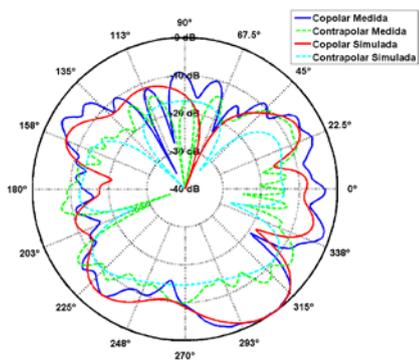
e) Azimuth para  $f = 8 \text{ GHz}$



f) Elevación para  $f = 8 \text{ GHz}$



g) Azimuth para  $f = 11 \text{ GHz}$



h) Elevación para  $f = 11 \text{ GHz}$

Figura 7.36: Diagramas de radiación de la antena Dos Círculos con filtros

A continuación, se representa el coeficiente de acoplamiento de esta antena:

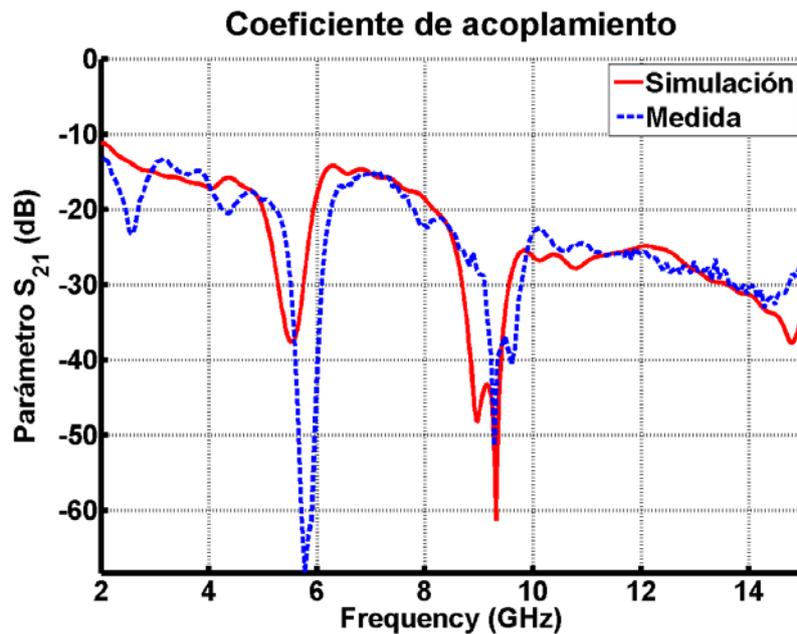


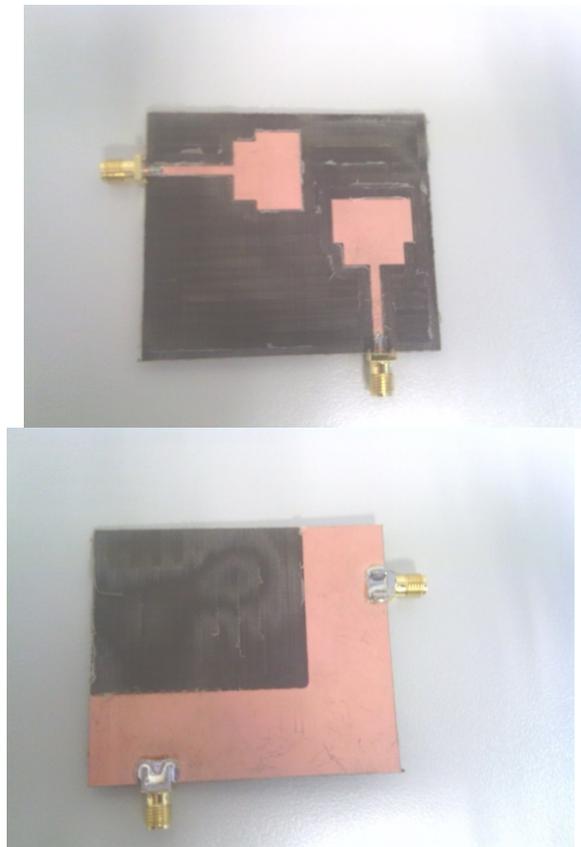
Figura 7.37: Comparativa del coeficiente de acoplamiento simulado y medido de la antena Dos Círculos con filtros

De la Figura 7.37, cabe destacar las resonancias apreciables en 5.5 GHz y en 9 GHz, aproximadamente, coincidiendo con las frecuencias centrales de los filtros. También, se puede observar que el coeficiente de acoplamiento medido se asemeja bastante al simulado y que el acoplamiento está por debajo de -15 dB en toda la banda de trabajo, dando lugar a un buen aislamiento entre los elementos que forman la antenna.

Finalmente, se puede concluir que los resultados obtenidos para esta antenna, tanto con filtros como sin ellos, son satisfactorios tanto en reflexión como en radiación, ya que cumple con todos los requisitos propuestos por la tecnología UWB.

### 7.3.3 Antena Rectángulos

Al igual que en los casos anteriores, en este apartado se presenta una comparativa entre las simulaciones realizadas y los resultados obtenidos tras la construcción y medida de la antenna Rectángulos presentada en el apartado 6.4. En la Figura 7.38, se muestra la parte superior e inferior de esta antenna:



**Figura 7.38: Fotografía de la antenna Rectángulos sin filtros construida y medida**

A continuación, en la Figura 7.39, se representa el coeficiente de reflexión simulado y medido de esta antenna. En ella se puede apreciar gran similitud entre los resultados obtenidos en la medida y los obtenidos en simulación. Al igual que ocurría en casos anteriores, el comienzo de la banda de trabajo en el coeficiente de reflexión medido se produce a una frecuencia mayor (3.1 GHz) que en el simulado (2.9 GHz). Además, dicha banda de trabajo termina en torno a 10.6 GHz en ambos casos. Por lo tanto, cumple con los

requisitos propuestos por la tecnología UWB y los resultados obtenidos, en cuanto a la reflexión, se consideran aceptables.

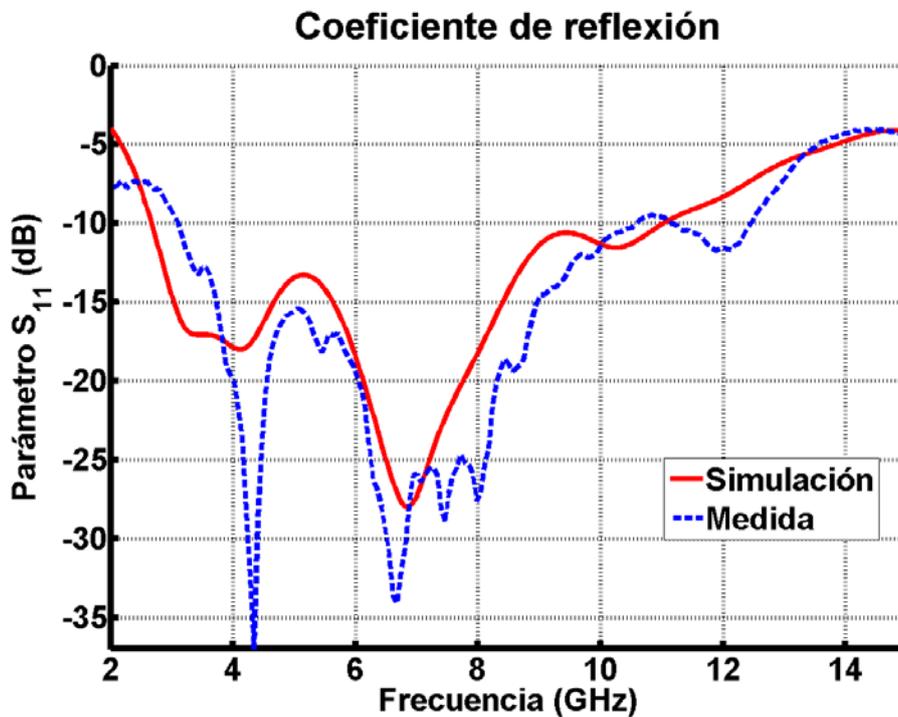
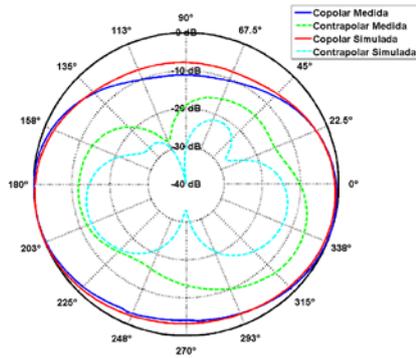
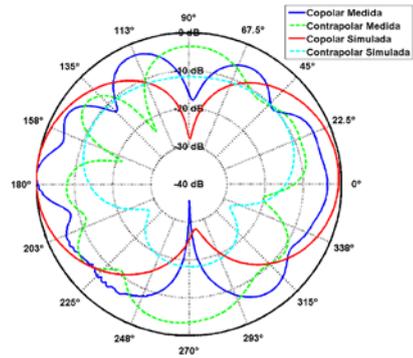


Figura 7.39: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Rectángulos sin filtros

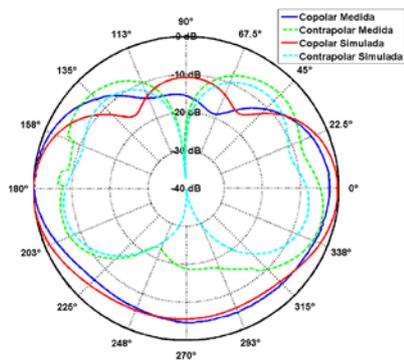
A continuación, se presenta la comparativa de las componentes copolares y contrapolares de los diagramas de radiación simulados y medidos a 3.5 GHz, 5 GHz, 6.5 GHz, 8 GHz, 9.5 GHz y 11 GHz. De la Figura 7.40, cabe destacar que en las componentes copolares se mantiene el patrón típico de monopolo en tecnología impresa (radiación en todas las frecuencias en el plano de azimuth y, en el plano de elevación, máximos en  $0^\circ$  y  $180^\circ$  y mínimos en  $90^\circ$  y  $270^\circ$ ) al igual que ocurría en los casos anteriores. En relación a las componentes contrapolares, comentar que su forma es la esperada ya que se puede apreciar que toma valores grandes cuando se produce poca radiación y valores pequeños en los puntos de máxima radiación. Se puede concluir que los resultados obtenidos en radiación se consideran buenos ya que los diagramas medidos son muy similares a los simulados con anterioridad.



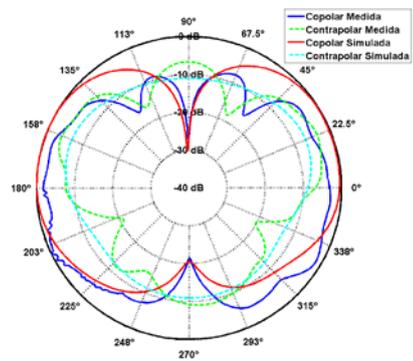
a) Azimuth para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



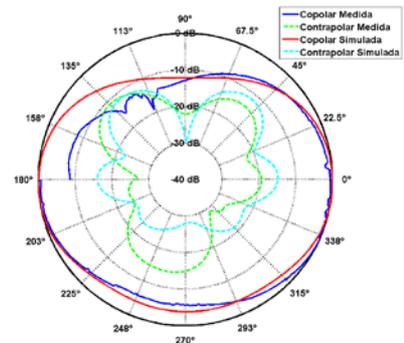
b) Elevación para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



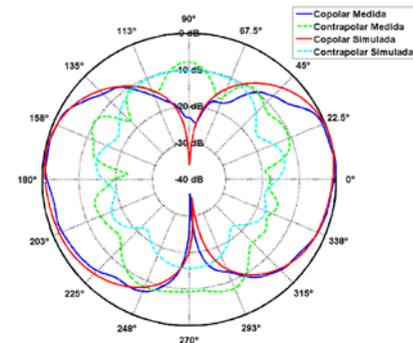
c) Azimuth para  $f = 5 \text{ GHz}$



d) Elevación para  $f = 5 \text{ GHz}$



e) Azimuth para  $f = 6.5 \text{ GHz}$



f) Elevación para  $f = 6.5 \text{ GHz}$

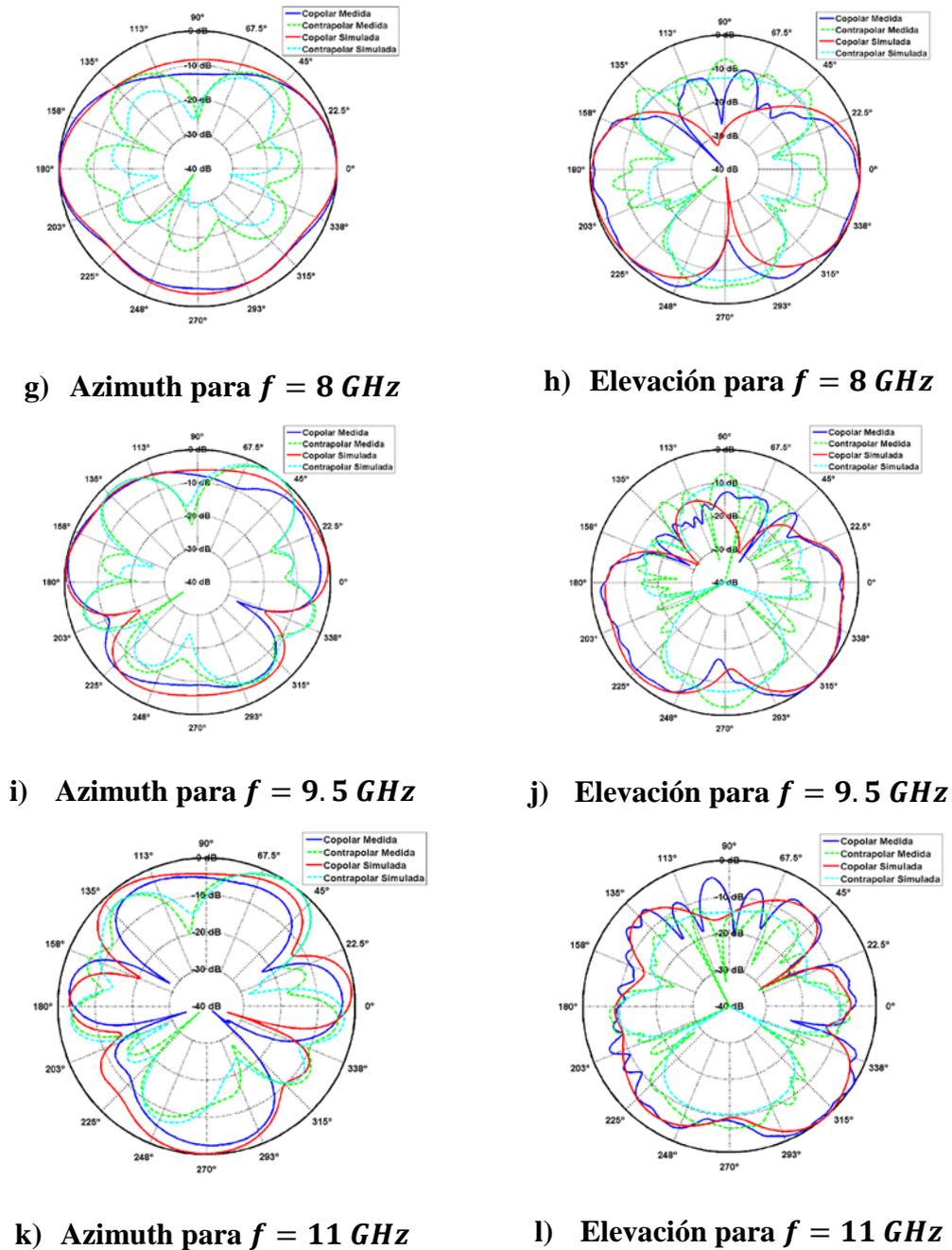


Figura 7.40: Diagramas de radiación de la antena Rectángulos sin filtros

A continuación, se muestra el coeficiente de acoplamiento simulado y medido de esta antena:

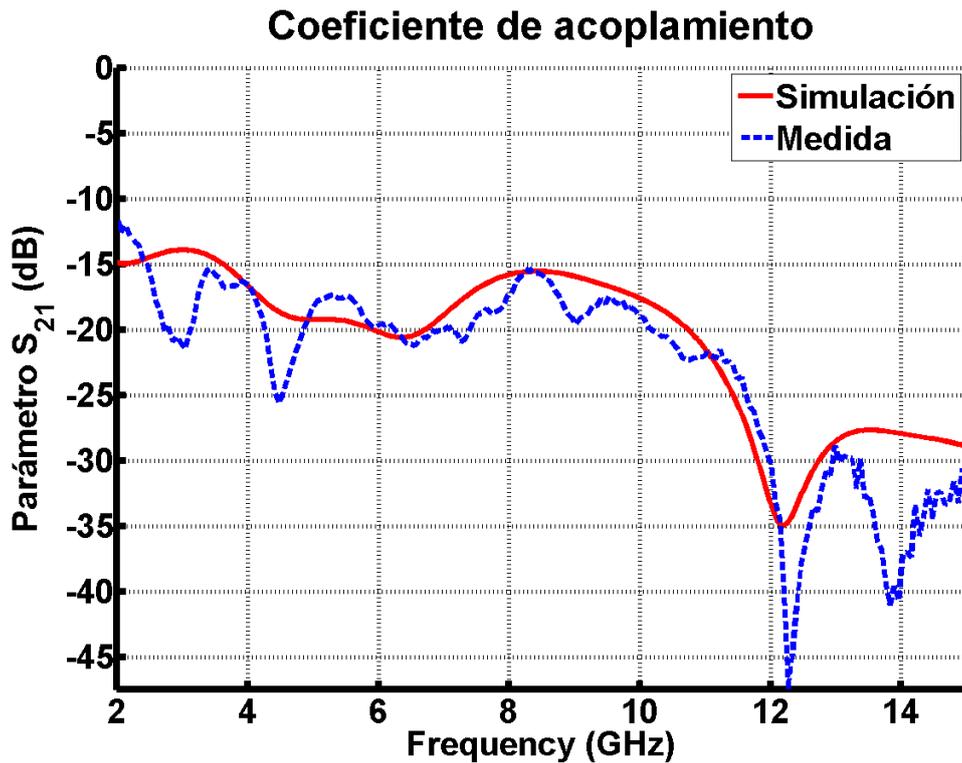


Figura 7.41: Comparativa del coeficiente de acoplamiento simulado y medido de la antena Rectángulos sin filtros

Tal y como se puede observar en la Figura 7.41, el coeficiente de acoplamiento está por debajo de -15 dB en toda la banda de trabajo, por lo que se produce un buen aislamiento entre los elementos que forman la antena.

Finalmente, el comportamiento de esta antena se considera satisfactorio ya que los resultados obtenidos tanto en reflexión como en radiación son aceptables.

### 7.3.4 Antena Hexágonos

Para terminar con el apartado de medidas, se presenta una comparativa entre las simulaciones realizadas y los resultados obtenidos tras la construcción y medida de la antena Hexágonos presentada en el apartado 6.5. En la Figura 7.42, se muestra la parte superior e inferior de esta antena:

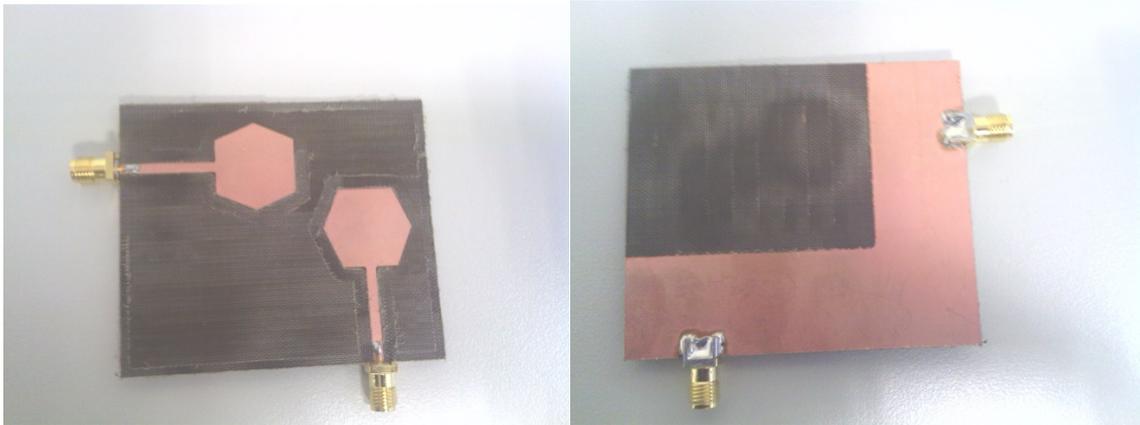


Figura 7.42: Fotografía de la antena Hexágonos sin filtros construida y medida

A continuación, se muestra el coeficiente de reflexión simulado y medido de esta antena:

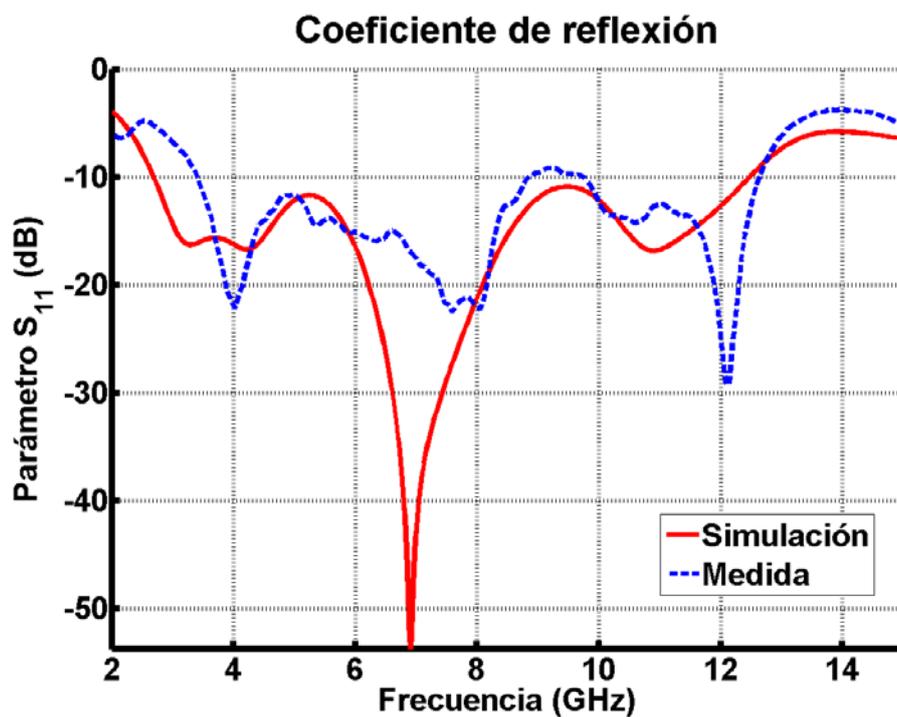
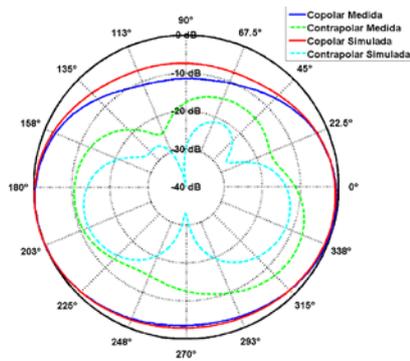


Figura 7.43: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Hexágonos sin filtros

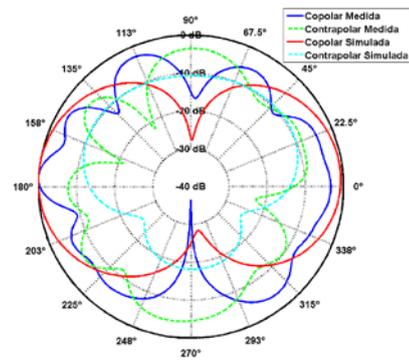
En la Figura 7.43, se puede observar que no existe una gran semejanza entre el coeficiente de reflexión medido y el simulado, a diferencia de lo que ocurría cuando se presentaba este tipo de parche como elemento unitario. La gran diferencia se observa en que en simulación se aprecia una gran resonancia en 7.1 GHz aproximadamente y en la medida no se aprecia. Además, se puede añadir que, al igual que ocurría en los elementos unitarios, la banda de trabajo del coeficiente de reflexión medido comienza en una frecuencia ligeramente superior a lo requerido por la tecnología UWB. Todos estos defectos pueden ser debidos al error cometido en la construir y medida la antena. A pesar

de estos pequeños inconvenientes, cabe destacar que abarca una gran banda de trabajo respecto al resto de antenas, por lo que se puede considerar que los resultados obtenidos en reflexión son aceptables.

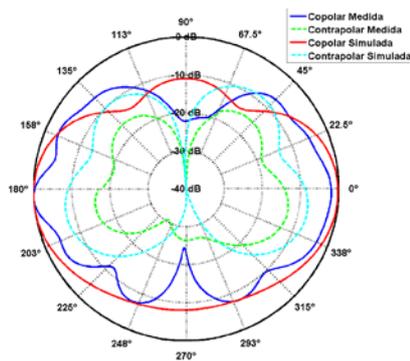
A continuación, en la Figura 7.44, se presenta la comparativa de las componentes copolares y contrapolares de los diagramas de radiación simulados y medidos a 3.5 GHz, 5 GHz, 6.5 GHz, 8 GHz, 9.5 GHz y 11 GHz. En las componentes copolares, se puede observar como el patrón típico de monopolo en tecnología impresa (comentado anteriormente en varias ocasiones) se mantiene a bajas frecuencias. Sin embargo, a medida que aumenta la frecuencia dicho patrón se va perdiendo y las componentes contrapolares van siendo cada vez mayores, lo que da lugar a un mayor acoplamiento entre los elementos que forman la antena. Esto puede ser debido a la falta de simetría existente en los cortes de los planos en los que se toma la radiación a diferencia de lo que ocurriría en los elementos unitarios. A pesar de estos pequeños inconvenientes, los resultados obtenidos se consideran aceptables ya que existen una gran similitud entre los diagramas obtenidos en las medidas y los obtenidos previamente en simulación.



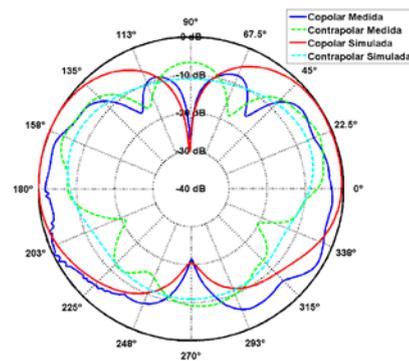
a) Azimuth para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



b) Elevación para  $f = 3.5 \text{ GHz}$



c) Azimuth para  $f = 5 \text{ GHz}$



d) Elevación para  $f = 5 \text{ GHz}$

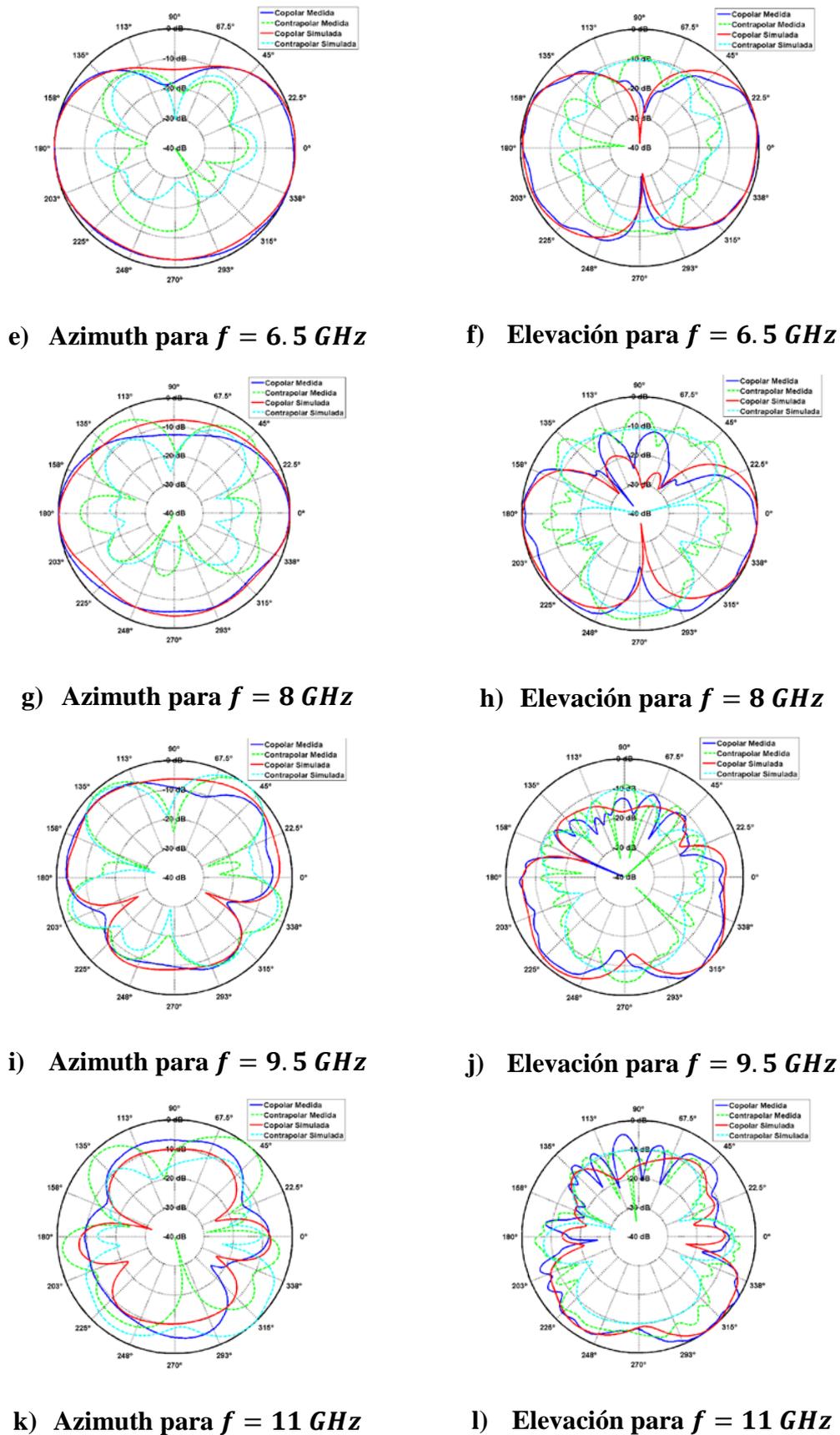


Figura 7.44: Diagramas de radiación de la antena Hexágonos sin filtros

A continuación, se muestra el coeficiente de acoplamiento simulado y medido de esta antena:

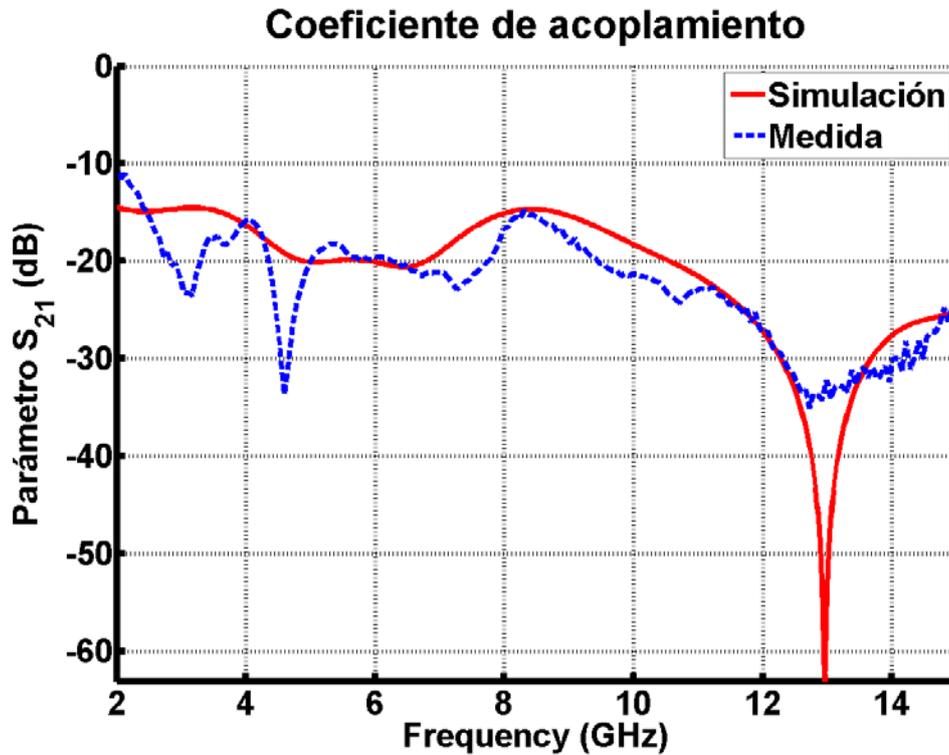


Figura 7.45: Comparativa del coeficiente de acoplamiento simulado y medido de la antena Hexágonos sin filtros

De la Figura 7.45, se puede destacar el bajo acoplamiento entre los elementos que forman la antena, dando lugar a un buen aislamiento entre ellos. Además, se puede observar que la medida obtenida del coeficiente de acoplamiento es muy similar a la obtenida previamente en simulación.

Una vez realizado el análisis de esta antena, se le añaden filtros a la estructura y se realiza de nuevo el estudio. La parte superior e inferior de la antena Hexágonos con filtros se muestra en la Figura 7.46:

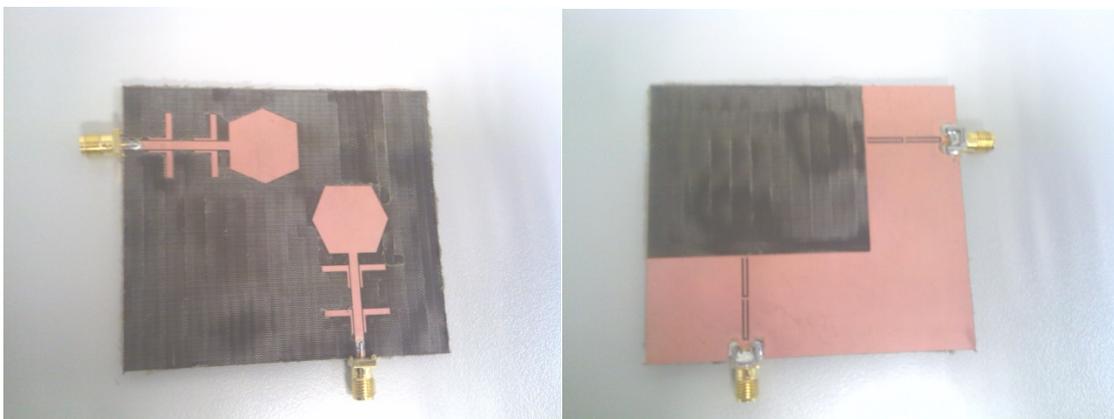


Figura 7.46: Fotografía de la antena Hexágonos con filtros construida y medida

A continuación, se representa el coeficiente de reflexión simulado y medido de esta antena:

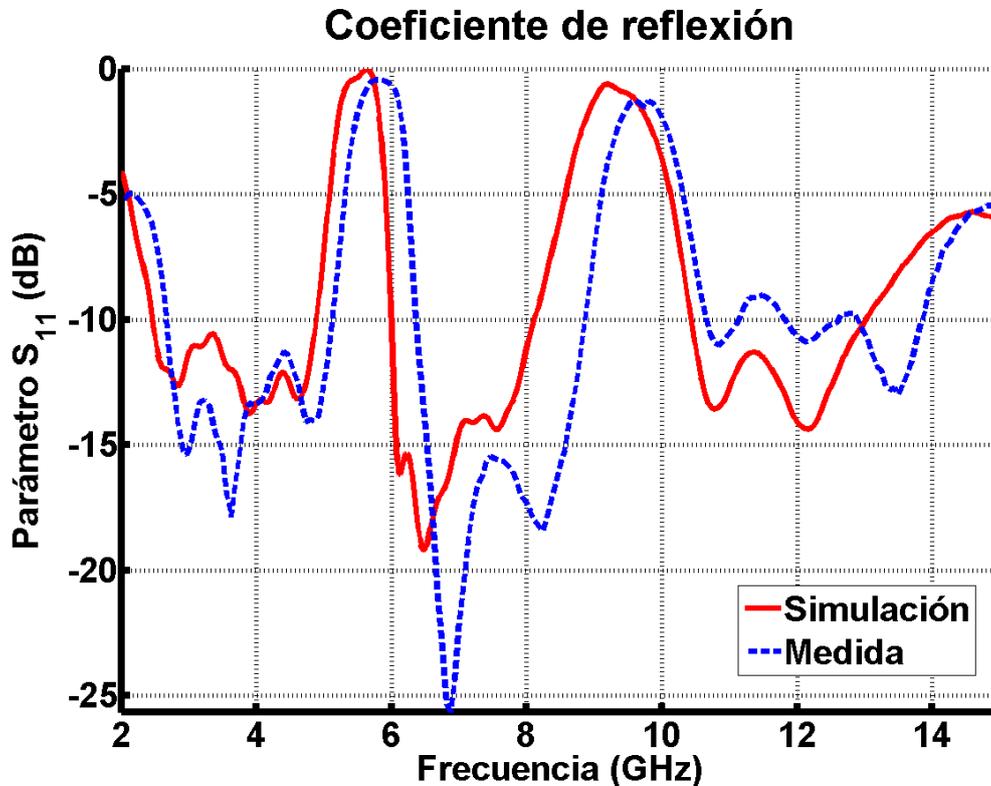


Figura 7.47: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena Hexágonos con filtros

En la Figura 7.47, se aprecia gran semejanza entre el coeficiente de reflexión simulado y el medido pero hay que recalcar el desplazamiento de los filtros en la medida hacia frecuencias superiores como ya ocurría en los elementos unitarios presentados anteriormente. Como ya se ha comentado con anterioridad, este efecto es debido a que la simulación se realiza con una constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) fija y en realidad, dicha constante varía con la frecuencia. Por lo demás, se cumplen los requisitos especificados por la tecnología UWB por lo que se consideran buenos resultados.

A continuación, en la Figura 7.48, se presenta la comparativa de las componentes copolares y contrapolares de los diagramas de radiación simulados y medidos a 3.5 GHz, 6.5 GHz, 8 GHz y 11 GHz. Cabe destacar la gran similitud existente entre las medidas realizadas y los resultados obtenidos en simulación previamente. En cuanto a la componente copolar, mencionar que a frecuencias bajas intenta mantener el patrón típico de monopolo en tecnología impresa y a medida que aumenta la frecuencia dicho patrón se va perdiendo, tal y como ocurría en el caso sin filtros. De la componente contrapolar se puede destacar que se hace mayor a medida que aumenta la frecuencia. Como ya se comentó anteriormente, una de las posibles causas de una componente contrapolar grande puede ser la situación de los filtros en la estructura, ya que al estar situados perpendicularmente respecto del plano en el que se mide la radiación, afectaría a la radiación del otro elemento que forma la antena.

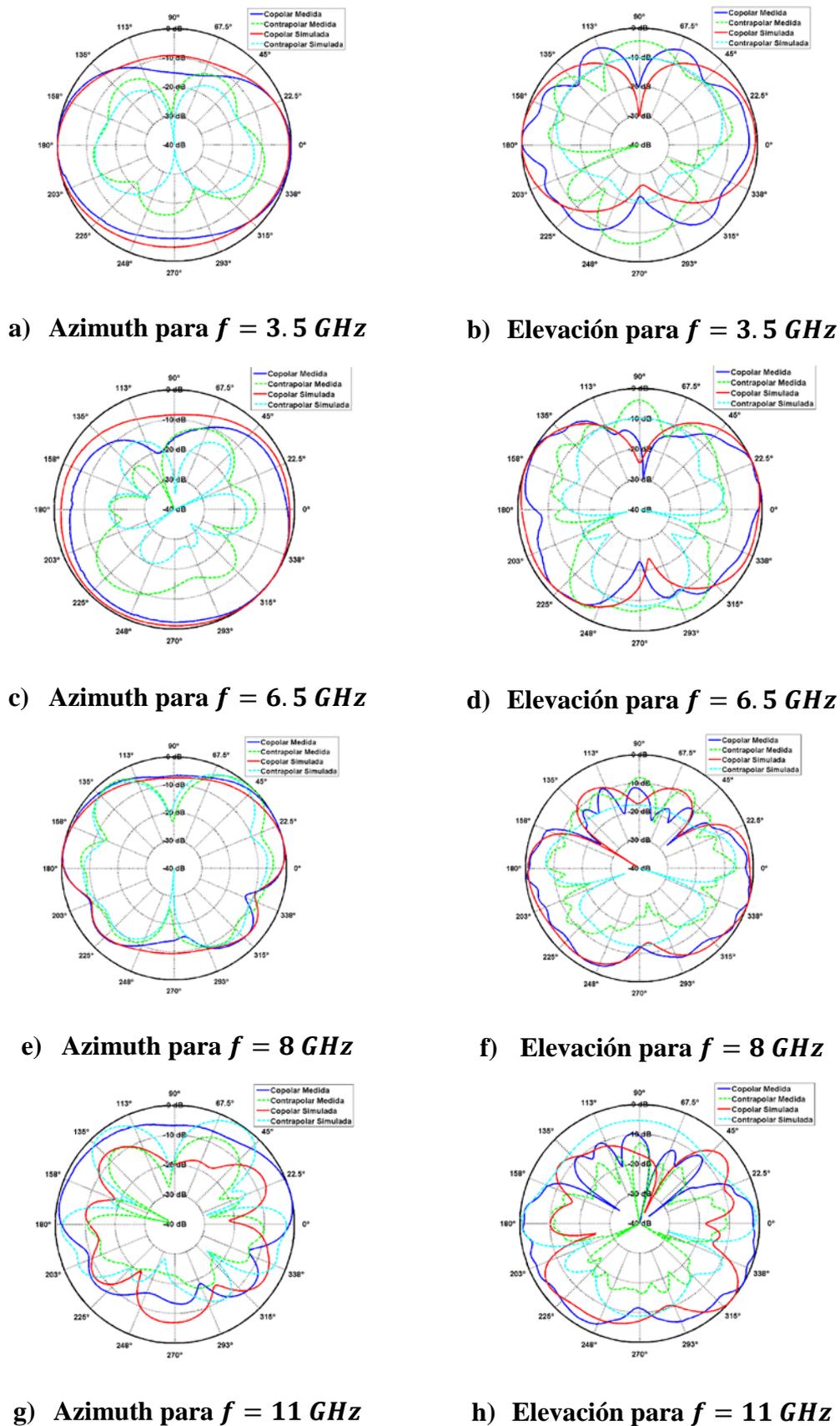


Figura 7.48: Diagramas de radiación de la antena Hexágonos con filtros

A continuación, se muestra el coeficiente de acoplamiento simulado y medido de esta antena:

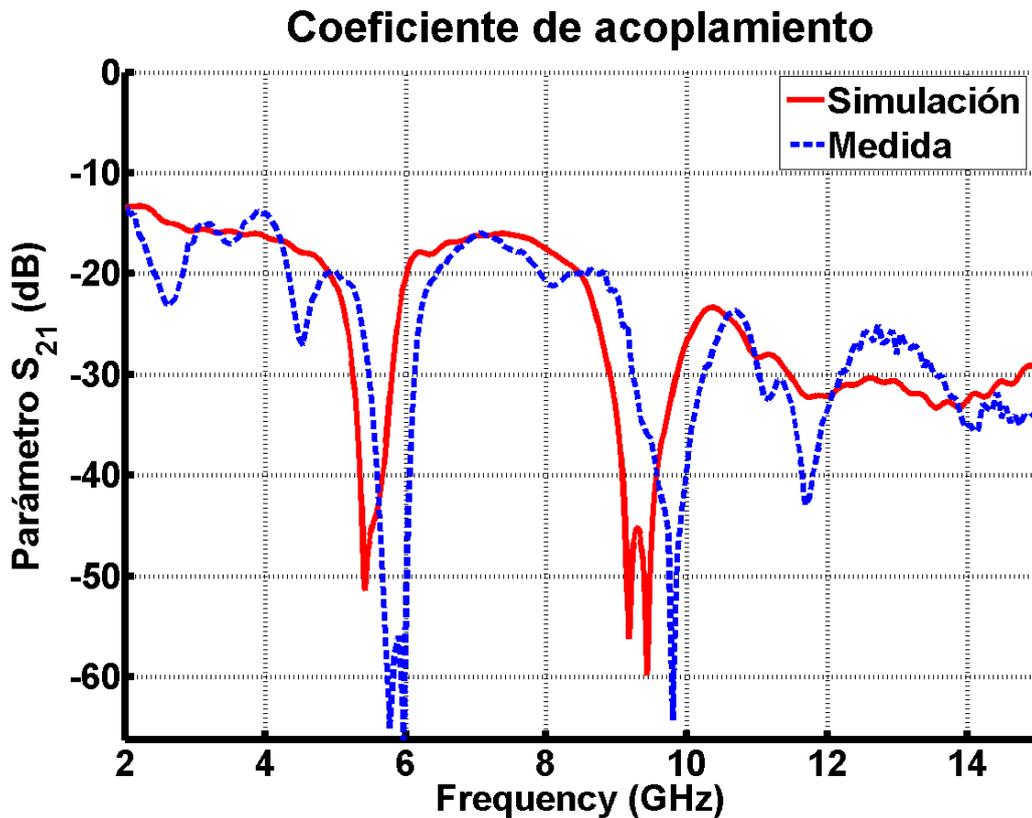


Figura 7.49: Comparativa del coeficiente de acoplamiento simulado y medido de la antena Hexágonos con filtros

De la Figura 7.49, cabe destacar las resonancias apreciables (en simulación) en 5.5 GHz y en 9 GHz, aproximadamente, coincidiendo con las frecuencias centrales de los filtros. También, se puede observar un desplazamiento entre las resonancias medidas y las simuladas al igual que ocurría con los filtros en el coeficiente de reflexión. Además, el coeficiente de acoplamiento medido se asemeja bastante al simulado y el acoplamiento está por debajo de -15 dB en toda la banda de trabajo, dando lugar a un buen aislamiento entre los elementos que forman la antena.

Finalmente, se puede concluir que los resultados obtenidos para esta antena, tanto con filtros como sin ellos, son satisfactorios tanto en reflexión como en radiación, ya que cumplen con todos los requisitos propuestos por la tecnología UWB.



## 8 Conclusiones y trabajo futuro

---

### 8.1 Conclusiones

Durante la realización de este PFC se han diseñado, construido y medido varios tipos de antenas impresas destinadas a funcionar en sistemas UWB. Para ello, se ha partido de las antenas básicas UWB presentadas en el apartado 3.8, modificando la forma del parche para adaptarla a cada caso particular y utilizando diferentes tipos de filtros.

En el capítulo 5, se han diseñado cuatro elementos unitarios UWB, primeramente sin filtros y posteriormente con filtros, con el fin de obtener el mayor ancho de banda posible y el máximo rechazo de los filtros, aunque en algunas ocasiones hay que llegar a un compromiso entre estos objetivos.

Las simulaciones se han llevado a cabo con el conector incorporado en las antenas con el fin de acercarnos a la realidad. Aún así, como se ha podido observar, en las estructuras con filtros, se ha producido un desplazamiento en frecuencia de dichos filtros debido a que las simulaciones se realizan con una constante dieléctrica fija ( $\epsilon_r$ ).

Para mejorar el ancho de banda de la antena con el fin cumplir los requerimientos de ancho de banda especificados por la tecnología UWB, se realizan modificaciones en los parches simples, en el plano de masa y en la línea de transmisión.

Entre los filtros de banda eliminada utilizados para evitar interferencias con otros sistemas cabe destacar:

- **Slots insertados en el parche:** proporciona altos valores de rechazo y no implica un aumento en las dimensiones de la antena. Sin embargo, esta técnica finalmente no se ha utilizado ya que no había el suficiente espacio en el parche como para que el filtro tuviera las dimensiones óptimas.
- **Slots insertados en la línea de transmisión:** esta técnica ha sido la más utilizada en este PFC ya que soluciona el inconveniente de la técnica anterior. Es decir, además de proporcionar altos valores de rechazo y no implicar un aumento en las dimensiones de la antena, permite la duplicidad del filtro obteniendo los resultados requeridos.
- **Inserción de slots en el plano de masa:** se utilizaron en simulación pero se obtenían peores resultados que los obtenidos con la técnica anterior.
- **Adición de tiras metálicas alrededor del parche:** son utilizadas en este PFC cuando el principal objetivo no es el tamaño de la antena, ya que es el principal inconveniente de esta técnica.

En el capítulo 6, se han diseñado antenas con diversidad de polarización formadas por dos elementos unitarios UWB, en el que uno presenta polarización vertical y el otro horizontal. El objetivo de este tipo de antenas es disminuir el efecto del multitrayecto y la difracción que pueden ocasionar cambios en la polarización de la señal transmitida.

Para cumplir con los requisitos propuestos por la tecnología UWB, ha habido que encontrar la posición óptima de cada uno de los elementos que forman la antena, variando la distancia entre ellos.

Los filtros utilizados en este tipo de antenas son los mismos que los utilizados en los elementos unitarios.

En cuanto a la construcción de las antenas, se ha utilizado el sustrato TLX-9 de espesor  $H = 0.787$  ya que presentaba menores pérdidas y mayor rechazo que el sustrato FR-4 utilizado en proyectos anteriores. El espesor utilizado ha causado algunos problemas en la construcción ya que a la hora de eliminar el cobre, la herramienta tenía que pasar varias veces por la misma zona para eliminar el cobre completamente.

Finalmente, se han llevado a cabo las medidas de las antenas en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior obteniendo así, las componentes copolares y contrapolares (en el caso de las antenas de diversidad de polarización) de los diagramas de radiación presentadas en el capítulo 7.

Por lo tanto, este PFC se ha realizado íntegramente en las instalaciones del grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

## **8.2 Trabajo futuro**

Existen numerosos campos de investigación en la tecnología UWB. Algunas de las líneas de trabajo futuro que se proponen son:

- Fabricación de antenas añadiendo un filtro notch centrados en 3.5 GHz, es decir, que la estructura tuviera tres filtros.
- Diseño de un array lineal utilizando como elementos unitarios las estructuras con filtros y diferentes tipos de redes de alimentación.
- Utilización de diferentes materiales y espesores con el fin de evaluar las ventajas e inconvenientes de cada uno de ellos.
- Mejora de las componentes contrapolares de los diagramas de radiación de las antenas con diversidad de polarización.
- Utilización de otras líneas de transmisión y variación en el plano de masa.
- Utilización de diferentes técnicas para la inserción de filtros en la estructura de la antena.

## Referencias

---

- [1] **Daniel Brande Hernández.** *Diseño de nuevas antenas Ultra Wide Band con filtros notch integrados.* 2012.
- [2] **Jorge Cámara Fernández.** *Diseño de nuevas estructuras de antenas Ultra Wide Band.* 2011.
- [3] **Constantine A. Balanis.** *Antenna Theory, Analysis and Design.* John Wiley and Sons, 2005.
- [4] **José Luis Masa Campos, Jorge Alfonso Ruiz Cruz.** *Antenas y circuitos de alta frecuencia,* 2009. Asignatura de máster impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [5] **Miguel Ferrando Bataller, Alejandro Valero Nogueira.** *Antenas.* Asignatura impartida en la Universidad Politécnica de Valencia.
- [6] **David M. Pozar.** *Microwave Engineering.* John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [7] **Ramón J. Millán.** *¿Qué es UWB?* BIT No.147, COIT & AEIT.
- [8] *Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-wideband Transmission Systems.* Federal Communications Commission, 2002.
- [9] **Jorge A. Ruiz Cruz.** *Introducción a los Sistemas de Ultra Banda Ancha.* Asignatura impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [10] **Jianxin Liang.** *Antenna Study and Design for Ultra Wideband Communication Applications.* Department of Electronic Engineering. Queen Mary, University of London, 2006.
- [11] **X. Shen, M Guisan, R.C. Qiu, T. Le-Ngoc,** *Ultra-WideBand, Wireless Communications and Networks.* John Wiley & Sons, 2006.
- [12] **José Luis Masa Campos.** *Transmisión por soporte físico,* 2010. Asignatura impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [13] **Nasser Ojaroudi, Hamed Ojaroudi, Mohammad Ojaroudi and Noradin Ghadimi.** *A Novel Design of 5.5/7.5 GHz Dual Band-Notched Ultrawideband antenna.* Microwave and Optical Technology Letters, Vol.55, No. 12.
- [14] **Shaowen Hu, Yiqiang Wu, Ye Zhang, Huilin Zhou.** *Design of a CPW-Fed Ultra Wide Band Antenna.* Open Journal of Antennas and Propagation, 2013.

- [15] **A. K. Gautam Indu and Binod Kr Kanaujia.** *Dual Band-Notched Rectangular monopole antenna for Ultra Wideband Applications.* Microwave and Optical Technology Letters, Vol.55, No. 12.
- [16] **Bybi P. Chacko, Gijo Augustin y Tayeb A. Denidni.** *Uniplanar Slot Antenna for Ultrawideband Polarization-Diversity Applications.* IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.12, 201.
- [17] Características disponibles en <http://www.taconic-add.com/en/pdf/tlx.pdf>
- [18] End Launch JK 1.57 PCB. Referencia 526-5791 en <http://es.rs-online.com/web/>
- [19] Marca JBC. Disponible en <http://www.jbctools.com/>
- [20] Consultar características en <http://www.lpkf.com/>
- [21] Ambos de la empresa LPKF: <http://www.lpkf.es/productos/creacion-rapida-prototipos-pcb/software/index.htm>
- [22] Documentación del analizador de redes Agilent E5071C disponible en <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-5478EN.pdf>
- [23] Documentación kit de calibración Agilent 85052D disponible en <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/85052-90079.pdf>
- [24] Documentación cables de medida flexibles Agilent 85131 disponible en <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/85131-90009.pdf>
- [25] DAMS Light to Medium Antenna Measurement Systems: [http://www.diamondeng.net/PDF/DAMS\\_x000.pdf](http://www.diamondeng.net/PDF/DAMS_x000.pdf)
- [26] Documentación Antenna Measurement Studio disponible en [http://www.diamondeng.net/PDF/software\\_specs.pdf](http://www.diamondeng.net/PDF/software_specs.pdf)
- [27] Fuente de alimentación Promax FAC-662B: [http://jvgavila.com/man\\_test/PROMAX/FAC-662B\\_Sch.pdf](http://jvgavila.com/man_test/PROMAX/FAC-662B_Sch.pdf)
- [28] OBH-2080 2-8 GHz Horn Antenna: <http://www.oceanmicrowave.com/OBH/OBH-2080.pdf>
- [29] MA86551 X Band Horn: <http://www.advancedreceiver.com/page34.html>
- [30] Documentación del amplificador ZVE-8G disponible en <http://217.34.103.131/pdfs/ZVE-8G.pdf>
- [31] Documentación del amplificador ZX60-24-S+ disponible en <http://217.34.103.131/pdfs/ZX60-6013E+.pdf>

## Anexos

### A Construcción de circuitos impresos

Como ya se ha comentado anteriormente, las características principales de las antenas impresas son su sencillez en la fabricación y su bajo coste. Existen dos métodos diferentes para la construcción de antenas impresas:

- El método químico: consiste en la creación de una máscara que contenga las pistas impresas que debe tener el circuito. Esta máscara se pega a la placa y se introduce en una disolución de cloruro férrico, que reacciona con el cobre y lo elimina solo en las zonas no cubiertas por la máscara.
- El método mecánico: utiliza una fresadora de precisión controlada por un software. La fresadora elimina el cobre con ayuda de los diferentes tipos de herramientas disponibles. Este método tiene la ventaja de ser muy limpio y seguro ya que no se manejan productos químicos. Sin embargo, es menos preciso que el método anterior.

La construcción de las antenas de este proyecto se ha llevado a cabo mediante el método mecánico ya que es el más sencillo, es del que se dispone en la Escuela Politécnica Superior y además, los resultados suelen ser bastante satisfactorios.

Los pasos a seguir para la construcción de un circuito a partir de un diseño software se describen a continuación y se muestran en la Figura A.1:

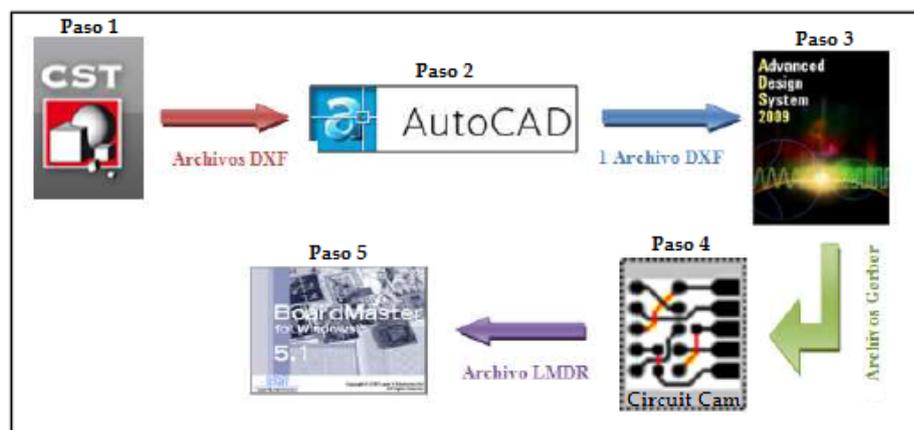


Figura A.1: Esquema sobre el proceso de diseño software para el diseño de un prototipo

1. Una vez que el circuito ha sido diseñado electromagnéticamente mediante el software CST Microwave Design Studio (apartado 2.9.1), se deben exportar archivos DXF correspondientes a cada una de las capas que se quieren imprimir sobre el circuito (en este caso tres: plano de masa, pistas y sustrato).
2. Los archivos DXF exportados se combinan en uno solo utilizando el software de dibujo AutoCad (apartado 2.9.4). En este archivo se definen las capas que la fresadora de precisión LPKF ProtoMat S100 (Figura A.2) debe interpretar para su correcto funcionamiento: capa superior, inferior, de corte y taladros si fuera necesario.



Figura A.2: Fresadora LPKF ProtoMat S100, propiedad de la EPS (UAM)

3. A continuación, es necesario generar los archivos Gerber (uno por cada capa). Para ello, se utiliza el software Advanced Design System (ADS, apartado 2.9.2). El formato Gerber fue creado por Gerber Systems Corporation y es utilizado en la impresión de circuitos impresos.
4. Una vez obtenidos los ficheros Gerber, se utiliza el software CircuitCAM, exclusivo de la fresadora LPKF, que permite a partir de dichos ficheros escoger las herramientas que se van a utilizar en la construcción y la forma de actuar sobre la placa. Para la construcción de las antenas de este proyecto se han utilizado las siguientes herramientas (Figura A.3):
  - **Universal Cutter:** usada tanto para marcar el contorno de la antena como para eliminar el cobre de manera precisa.
  - **End Mill RF:** usada en la zona de inserción de los filtros debido a su gran precisión en la eliminación de cobre.
  - **End Mill:** se utiliza para eliminar el cobre rápidamente de zonas amplias ya que no presentan mucha precisión.
  - **Contour Router:** se utiliza para cortar el circuito de la lámina de sustrato con la que se trabaja.
  - **Spiral Drill:** es una herramienta de taladro con que se realizan agujeros con diámetros de gran precisión sobre la placa. En este PFC no ha sido necesaria su utilización.



Figura A.3: Herramientas utilizadas en el diseño de circuitos impresos

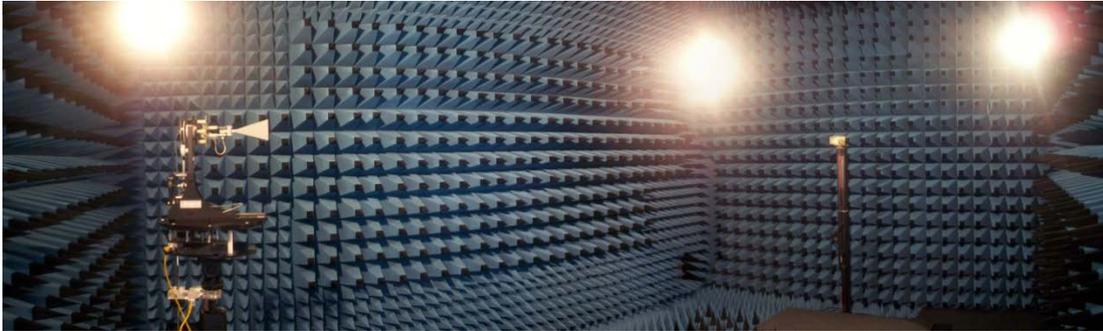
5. Tras pasar por el programa CircuitCam se genera un fichero con extensión LMDR, que se pasa al software Board Master que se encarga de controlar la comunicación entre el ordenador y la fresadora.
6. Una vez obtenida la antena, se suelda el conector SMA siendo el último paso de la construcción.

Para el proceso de construcción se ha utilizado el siguiente material:

- Placas de sustrato TLX-9 de espesor 0.787 mm. [17]
- Conectores SMA. [18]
- Estación profesional de soldadura. [19]
- Sistema de realización de prototipos RF: LPKF ProtoMat S100. [20]
- Software de control: CircuitCAM y Board Master. [21]

## **B Cámara Anecoica – EPS (UAM)**

Como se ha comentado con anterioridad, el grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior (EPS) de la Universidad Autónoma de Madrid (UAM) dispone de una cámara anecoica en la que pueden realizarse medidas hasta una frecuencia de 20 GHz (Figura B.1).



**Figura B.1: Cámara anecoica de la EPS (UAM)**

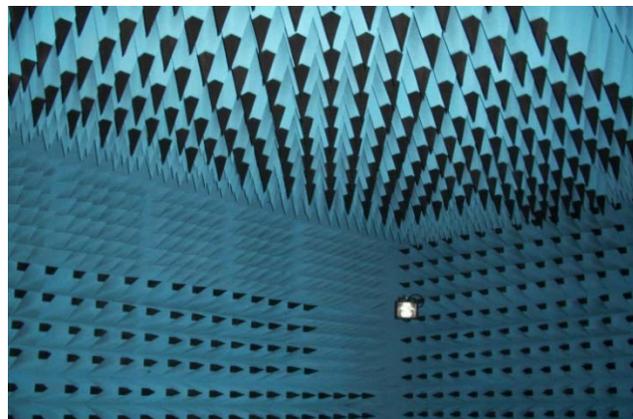
Una cámara anecoica es una sala aislada de señales de radiofrecuencia exteriores y con unas paredes capaces de absorber completamente las ondas electromagnéticas. La combinación de estas dos propiedades hace que en su interior se produzcan unas condiciones de espacio libre de dimensiones infinitas.

El aislamiento de fuentes de ruido electromagnético exterior se consigue realizando un blindaje metálico en sus paredes formando una jaula de Faraday. Por otro lado, las paredes interiores de la cámara están recubiertas por material absorbente electromagnético con forma de pirámide, evitando así cualquier tipo de reflexión en ellas.

Gracias al aislamiento electromagnético que se produce en su interior, las cámaras anecoicas son principalmente utilizadas para la caracterización de elementos radiantes (antenas), así como para el testeo y medidas de otros sistemas (radares).

La cámara anecoica de la EPS está compuesta por los siguientes elementos:

- **Material absorbente piramidal:** este material consigue la atenuación de señales de radiofrecuencia tanto por dispersión (scattering) como por absorción.



**Figura B.2: Material absorbente piramidal de la cámara anecoica**

Como se puede ver en la Figura B.2, el material absorbente está compuesto de una espuma cubierta de carbón negro. La altura de la pirámide se elige en función de la mínima frecuencia y la absorción de energía requerida.

- **Analizador de redes Agilent E5071C [22]:** un analizador de redes es un instrumento capaz de analizar los parámetros de dispersión (parámetros S), es decir, las propiedades de las redes eléctricas asociadas con la reflexión y la transmisión de señales eléctricas. Muchas de las propiedades eléctricas útiles de las redes o de componentes (ganancia, pérdidas de retorno, VSWR, coeficiente de reflexión, etc) pueden expresarse por medio de los parámetros S. Como se observa en la Figura B.3, este analizador tiene dos puertos y abarca un rango de frecuencias comprendido entre 300 KHz y 20 GHz.



Figura B.3: Analizador de redes Agilent E5071C, propiedad de la EPS

- **Kit de calibración del analizador de redes Agilent 85052D 3.5 mm Economy Calibration Kit [23]** (Figura B.4): para la medida de los parámetros S de un circuito de radiofrecuencia (RF) se necesita eliminar de la medición el efecto de todos los errores sistemáticos como las pérdidas en cables y conectores. Para ello, antes de la medida del circuito de RF, el analizador necesita ser calibrado. En este proceso de calibración, el analizador recibe toda la información necesaria para que posteriormente pueda eliminar de la medida del circuito los efectos debido a los errores sistemáticos comentados y conseguir la información real del circuito.



Figura B.4: Kit de calibración Agilent 85052D 3.5 mm Economy, propiedad de la EPS

Este procedimiento consiste en conectar al final del cable que va a ser utilizado para medir el dispositivo una serie de terminaciones que trae el kit, que son un circuito abierto, un cortocircuito y una carga de  $50\Omega$  (impedancia característica del circuito).

- **Cables de medida flexibles Agilent 85131E/F/H NMD-3.5 mm [24]** (Figura B.5): se conectan a los puertos del analizador de redes para analizar los parámetros de dispersión de las antenas construidas.



Figura B.5: Cables medida flexibles Agilent 85131E/F/H NMD-3.5 mm

- **Nivel digital y medidor láser** (Figura B.6): muy importantes para alinear y nivelar las antenas entre sí.



Figura B.6: Nivel digital y medidor láser

- **Sistema de medida de antenas DAMS 6000 [25]** (Figura B.7): consta de una plataforma giratoria para colocar las antenas a medir, un controlador hardware para mover la plataforma y una serie de cables RF de precisión, accesorios y herramientas para montar el sistema completo. Este sistema se muestra en la Figura B.7 y es idóneo para medir antenas de pequeño tamaño.



Figura B.7: Sistema de medida DAMS 6000

- **Software Antenna Measurement Studio** [26] (Figura B.8): se encarga de controlar la plataforma giratoria DAMS 6000. Se conecta y controla el analizador de redes para obtener el diagrama de radiación.

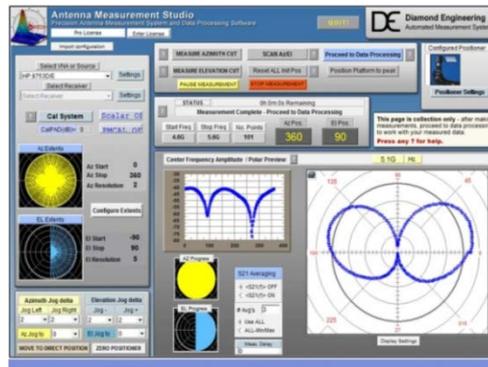


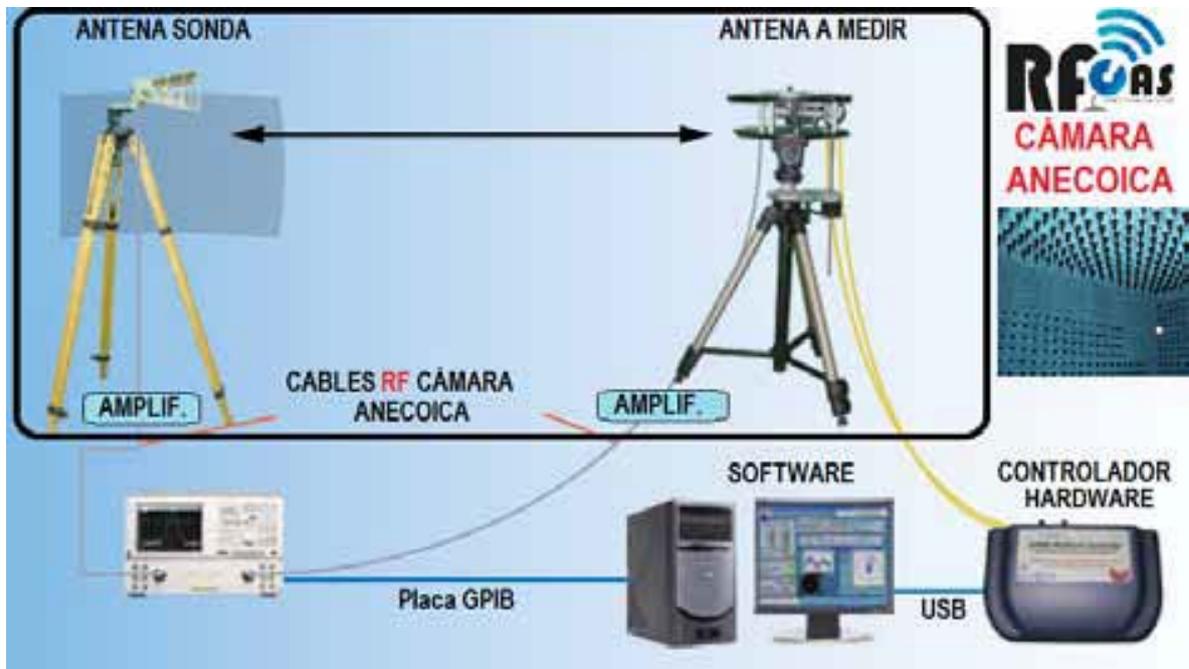
Figura B.8: Captura de pantalla del Software Antenna Measurement Studio

- **Amplificadores de potencia:** son imprescindibles ya que se producen muchas pérdidas en la radiación de las señales de RF dentro de la cámara y por la longitud considerable de los cables. Se utilizan dos tipos de amplificadores que se presentarán más adelante.
- **Fuentes de alimentación PROMAX FAC-662B** [27] (Figura B.9): se utilizan para alimentar los amplificadores.



Figura B.9: Fuente de alimentación PROMAX FAC-662B

A continuación, se muestra el esquema completo de la Cámara Anecoica de la EPS (UAM) con todos los elementos descritos anteriormente:



**Figura B.10: Esquema completo de la Cámara Anecoica EPS (UAM)**

En la Figura B.10, se observa que dentro de la Cámara Anecoica se dispone de una antena sonda y de la propia antena a medir. Una sonda se define como una antena que se usa de referencia para a su vez medir otra antena a la misma frecuencia de trabajo. Los cables RF se conectan con el analizador de redes presentado anteriormente. Normalmente, es necesario amplificar las señales por las razones ya comentadas. En este caso, los amplificadores se intercalan entre cada una de las dos antenas y el analizador de redes. En todo momento, se debe tener en cuenta en el enlace propuesto cuál es la antena emisora (fuente) y cuál la receptora con el fin de realizar una conexión adecuada de los amplificadores y de seleccionar adecuadamente el parámetro de medida en el analizador de redes.

El sistema DAMS, presentado con anterioridad, permite realizar medidas a múltiples frecuencias al mismo tiempo, lo que reduce considerablemente el tiempo de medida. Los pasos a seguir son:

1. Seleccionar la sonda adecuada, en función del rango de frecuencias de trabajo y situarla en la polarización a medir (horizontal o vertical).
2. Colocar la antena a medir y cerrar las puertas de la cámara.
3. Configurar el analizador de redes seleccionando el rango de frecuencias, el número de puntos y el parámetro de medida. Para medir el diagrama de radiación debe seleccionarse el parámetro  $s_{12}$  o  $s_{21}$  en función de la conexión de la antena sonda y la de medida.

4. Iniciar el software de medida y encender el controlador hardware. Seleccionar el analizador de redes en el software de medida, el tipo de rotación (horizontal o vertical) en función de la medida a realizar y el número de puntos de rotación.

Una vez iniciado el proceso, el software comienza a controlar el analizador de redes, mediante la placa GPIB, realizando medidas del parámetro seleccionado por cada punto de rotación y en el rango de frecuencias seleccionado. Asimismo, el propio software, mediante el controlador hardware, hace que la plataforma vaya girando y se tome la medida en cada punto. Al finalizar, se obtiene el diagrama de radiación para cada una de las frecuencias seleccionadas, que podrá exportarse posteriormente en diversos formatos.

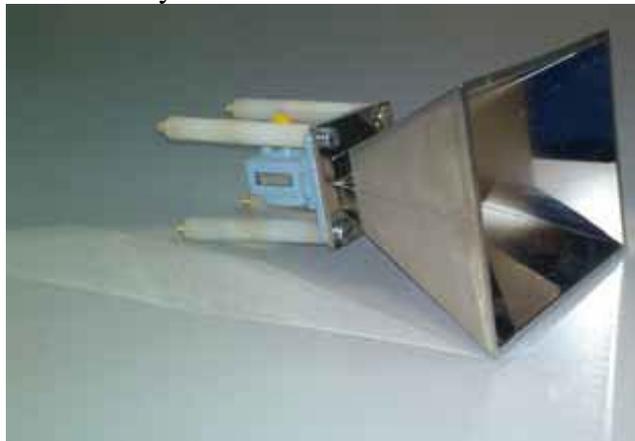
Dado que en este PFC se han desarrollado antenas de un gran ancho de banda, es necesario realizar medidas del diagrama de radiación a varias frecuencias para cubrir dicho ancho de banda. Para ello, tendremos que utilizar sondas y amplificadores diferentes realizando varias combinaciones:

- **Sonda 1 [28]:** se muestra en la Figura B.11 y abarca las frecuencias comprendidas entre 2 GHz y 8 GHz:



**Figura B.11: Bocina de referencia utilizada como sonda de 2 GHz a 8 GHz**

- **Sonda 2 [29]:** se muestra en la Figura B.12 y abarca las frecuencias comprendidas entre 8 GHz y 12 GHz:



**Figura B.12: Bocina de referencia utilizada como sonda de 8 GHz a 12 GHz**

- **Amplificador 1 [30]:** se muestra en la Figura B.13 y es utilizado en el rango de frecuencias comprendido entre 2 GHz y 8 GHz:

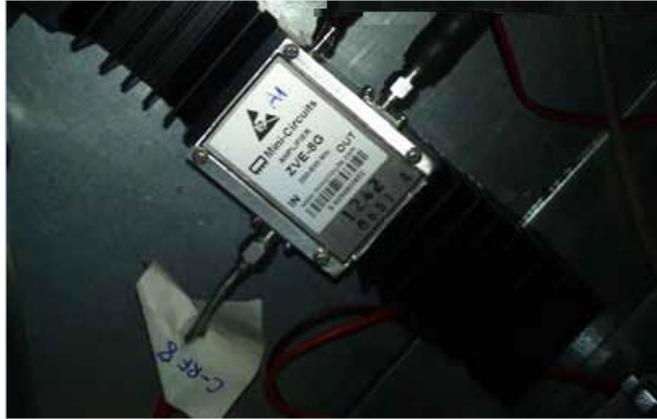


Figura B.13: Amplificador Mini-Circuits ZVE-8G

- **Amplificador 2 [31]:** se muestra en la Figura B.14 y es utilizado en el rango de frecuencias comprendido entre 5 GHz y 20 GHz:



Figura B.14: Amplificador Mini-Circuits ZX60-24-S+

## **C Presupuesto**

### **1) Ejecución Material**

- Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 2.000 €
- Alquiler de impresora láser durante 6 meses ..... 50 €
- Material de fabricación de prototipos
  - Sustrato de circuitos impresos..... 450 €
  - Conectores SMA ..... 200 €
- Material de oficina ..... 150 €
- Alquiler de máquina fresadora durante 15 días..... 1500 €
- Medidas en cámara anecoica durante 7 días ..... 5600 €
- Medidas con analizador de redes durante 1 día..... 300 €
- Total de ejecución material ..... 10.250 €

### **2) Gastos generales**

- 16 % sobre Ejecución Material ..... 1640 €

### **3) Beneficio Industrial**

- 6 % sobre Ejecución Material ..... 615 €

### **4) Honorarios Proyecto**

- 1500 horas a 15 €/ hora..... 22500 €

### **5) Material fungible**

- Gastos de impresión..... 200 €
- Encuadernación..... 5 €

### **6) Subtotal del presupuesto**

- Subtotal Presupuesto..... 35210 €

### **7) I.V.A. aplicable**

- 21% Subtotal Presupuesto ..... 7394,1 €

### **8) Total presupuesto**

- Total Presupuesto..... 42604,1 €

Madrid, Mayo de 2014  
La Ingeniera Jefa de Proyecto  
Fdo.: Eva Morodo Lasa  
Ingeniera Superior de Telecomunicación

## ***D Pliego de condiciones***

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de un Diseño e implementación de nuevas antenas Ultra Wide Band con filtros de rechazo de bandas integrados. En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

### **Condiciones generales**

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.
2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.
3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.
4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.
5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.
6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.
7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de

- fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.
8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.
  9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.
  10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.
  11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.
  12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partida alzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.
  13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.
  14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.
  15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.
  16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.
18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.
19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.
20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es obligación del contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la misma, por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.
21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.
22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.
23. Las tarifas para la determinación de honorarios, reguladas por orden de la Presidencia del Gobierno el 19 de Octubre de 1961, se aplicarán sobre el denominado en la actualidad "Presupuesto de Ejecución de Contrata" y anteriormente llamado "Presupuesto de Ejecución Material" que hoy designa otro concepto.

### **Condiciones particulares**

La empresa consultora, que ha desarrollado el presente proyecto, lo entregará a la empresa cliente bajo las condiciones generales ya formuladas, debiendo añadirse las siguientes condiciones particulares:

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.
2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.
3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.
4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones así como su cantidad.
5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.
6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.
7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.
8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.
9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.
10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.
11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.
12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.