

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

**DISEÑO DE NUEVAS ESTRUCTURAS DE ANTENAS
ULTRA WIDEBAND**

Jorge Cámara Fernández

Marzo 2011

DISEÑO DE NUEVAS ESTRUCTURAS DE ANTENAS ULTRA WIDEBAND

AUTOR: Jorge Cámara Fernández

TUTOR: José Luis Masa Campos

**Grupo de Sistemas y Radiocomunicaciones y Comunicaciones Ópticas
Dpto. de Tecnología de Electrónica y de las Comunicaciones
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid**

Marzo 2011

Resumen

En este proyecto se han diseñado y construido una serie de antenas de monopolo destinadas a funcionar en el sistema de comunicaciones inalámbricas Ultra Wideband. Estas antenas se han fabricado en tecnología plana alimentadas mediante una línea de transmisión microstrip. Cada una de ellas presenta unas características distintas que les permiten obtener grandes anchos de banda de funcionamiento. Debido a las posibles interferencias que pueden causar otros sistemas inalámbricos en el sistema Ultra Wideband, se deben introducir filtros de banda eliminada en las antenas. De esta forma se consigue antenas lo más compactas posible. Diversas técnicas se han utilizado para crear estos filtros y se han comparado las diferencias entre unas y otras.

Una vez diseñadas las antenas, se ha procedido a su fabricación y posterior medida para analizar su comportamiento final. Algunos de los diseños realizados, han presentado bajas prestaciones en la medida de los mismos. Una vez analizadas las causas, se han rediseñado las antenas y comprobado su mejor comportamiento.

Palabras clave

UWB, antenas microstrip, parámetros S, coeficiente de reflexión, ancho de banda, resonancia, muescas, WiFi, filtro banda eliminada, filtro paso bajo, diagrama de radiación, ganancia, sustrato, constante dieléctrica, pérdidas, dispersión.

Abstract

In this project, some monopole antennas have been design and constructed which can operate in the wireless telecommunication system Ultra Wideband. These antennas have been fabricated using planar technology and they have been fed by a microstrip line. Each antenna presents different characteristics that let it to have a huge bandwidth. Due to the possible interferences created by other wireless systems, notch filters must be used. This way, the final antenna presents a compact size. Various techniques have been used to create these filters and the differences between them have been compared.

When the design of the antennas is finished, they have been fabricated and measured in order to analyze their final performance. Some of the prototypes presented poor performance. Once the causes of this efficiency have been studied, the problematic antennas have been redesign and their performance has improved.

Key words

UWB, microstrip antennas, S parameters, reflection coefficient, bandwidth, resonance, slot, WiFi, notch filter, low pass filter, radiation pattern, gain, substrate, dielectric constant, losses, dispersion.

Agradecimientos

En primer lugar quiero dar las gracias a Bazil Taha por el enorme apoyo que he tenido por su parte durante la realización de este proyecto. También por los buenos momentos que hemos pasado en esas mañanas de simulaciones interminables.

Gracias también a José Luis Masa por toda su ayuda y soporte que han hecho posible que este proyecto llegue a buen puerto. Además, gracias por inculcarme tu pasión y experiencia en el mundo de las microondas que me llevaron a embarcarme en esta ardua tarea.

Quiero dar también las gracias a todos mis compañeros del grupo GSRCO que me transmitieron sus conocimientos y me ayudaron en todo lo que pudieron: Ramiro, Roger, Pablo y Álvaro. También gracias a vosotros tuvimos un gran ambiente en el laboratorio que hizo que cada mañana fuera con una sonrisa a la Universidad.

Gracias a todos los compañeros que he tenido la suerte de tener a lo largo de la carrera y que por suerte puedo llamar amigos. Gracias por todos los buenos momentos que hemos pasado dentro y fuera de la Universidad. Especialmente, gracias a Sergio, David y Mario por darme siempre vuestro apoyo en los momentos buenos y también en los malos. Estos años en la Universidad serán inolvidables gracias a vosotros.

Por último quiero dar las gracias a mi familia, a mis padres y a mi hermano. Gracias por quererme y por darme todo vuestro apoyo y ser comprensivos conmigo.

A todos vosotros: muchas gracias,

Jorge.

Índice de contenido

Índice de Figuras	X
Índice de Tablas.....	XVI
1. Introducción.....	1
1.1 Motivación.....	1
1.2 Objetivos.....	1
1.3 Organización de la memoria.....	2
2 Teoría de antenas	3
2.1 Introducción.....	3
2.2 Parámetros característicos	4
2.2.1 Impedancia	4
2.2.2 Diagrama de radiación.....	4
2.2.3 Adaptación.....	6
2.2.4 Relación de onda estacionaria (SWR).....	7
2.2.5 Densidad de potencia radiada	7
2.2.6 Intensidad de radiación	8
2.2.7 Directividad y Ganancia	8
2.2.8 Polarización.....	9
2.2.9 Ancho de banda.....	10
2.3 Tipos de antenas.....	11
2.4 Antenas de parches	12
2.4.1 Introducción.....	12
2.4.2 Alimentación.....	13
2.4.3 Parches.....	16
2.4.4 Teoría alimentación mediante línea microstrip	18
2.4.5 Monopolos en tecnología impresa	20
3 Tecnología UWB.....	23
3.1 Introducción.....	23
3.2 Fundamentos de la tecnología	24
3.3 Ventajas y retos tecnológicos	27
3.4 Aplicaciones	28
3.5 Antenas UWB básicas	29
3.5.1 Antena Circular básica	29

3.5.2	Antena Elíptica básica	31
4	Criterios de Diseño	33
4.1	Filtros de notch	33
4.2	Estimación de la constante dieléctrica práctica en la banda de trabajo	34
5	Diseño de antenas UWB con filtros de notch.....	39
5.1	Antena Disco Tipo 1	39
5.1.1	Antena sin filtros.....	39
5.1.2	Filtro 1: Eliminación 2 sub-bandas del sistema IEEE 802.11a.....	44
5.1.3	Filtro 2: Eliminación banda superior.....	48
5.1.4	Integración de los diseños	50
5.2	Antena Disco Tipo 2	52
5.2.1	Filtro 1: Eliminación de la sub-banda superior del sistema IEEE 802.11a	53
5.2.2	Filtro 2: Eliminación de una banda superior.....	54
5.2.3	Integración de los diseños	56
5.3	Antena Double Band.....	57
5.3.1	Antena sin filtro	57
5.3.2	Antena Double Band.....	60
5.4	Antena Rectangular	64
5.4.1	Filtro notch	65
5.5	Antena Fork.....	67
5.5.1	Antena sin filtro	67
5.6	Antena en Cruz	72
5.6.1	Antena sin filtro	72
5.6.2	Antena en Cruz Tipo 1: Filtro Banda WiFi Europea	77
5.6.3	Antena en Cruz Tipo 2: Filtro Banda WiFi Americana.....	80
5.7	Antena en Pica	83
5.7.1	Antena sin filtro	84
5.7.2	Filtro.....	86
5.8	Antena Elíptica	89
5.8.1	Antena sin filtros.....	89
5.8.2	Filtro 1.....	93
5.8.3	Filtro 2.....	96
5.8.4	Integración de los filtros	98
5.9	Antena Band Limited	99

5.10	Antena Cuasi-elíptica	102
5.10.1	Antena sin filtros.....	102
5.10.2	Filtro 1.....	103
5.10.3	Filtro 2.....	105
5.10.4	Integración de los diseños	106
5.11	Mejora del rechazo en los filtros notch.....	107
5.11.1	Antena Elíptica.....	108
5.11.2	Antena Band Limited	109
6	Medidas	112
6.1	Antena Disco Tipo 1	115
6.2	Antena Disco Tipo 2	117
6.3	Antena Rectangular de dos bandas	118
6.4	Antena Rectangular	120
6.5	Antena Fork.....	121
6.6	Antena en Cruz	122
6.7	Antena en Pica	124
6.8	Antena Elíptica.....	126
6.9	Antena Band Limited	128
6.10	Antena Cuasi-elíptica	128
6.11	Mejora del rechazo en los filtros notch.....	130
7	Conclusiones y trabajo futuro.....	132
7.1	Conclusiones	132
7.2	Trabajo Futuro	133
	Referencias	134
	Anexo A. Construcción	137
	Anexo B. Planos	139
	Anexo C. Publicación.....	146
	Anexo D. Presupuesto	172
	Anexo E. Pliego de condiciones.....	173

Índice de Figuras

Figura 2.1 Esquema de antena.....	3
Figura 2.2 Diagramas de radiación 2D y 3D (elevation y acimut).....	5
Figura 2.3 Parámetros de diagrama de radiación en coordenadas cartesianas.....	5
Figura 2.4 Esquema antena, línea de transmisión y generador.....	6
Figura 2.5 Directividad de una antena.....	9
Figura 2.6 Polarizaciones circular y horizontal.....	10
Figura 2.7 Tipos de antenas.....	11
Figura 2.8 Dipolo y antena de Yagi.....	11
Figura 2.9 Antena de telefonía móvil.....	12
Figura 2.10 Antena de bocina y antena parabólica.....	12
Figura 2.11 Esquema visual y circuital antena microstrip.....	14
Figura 2.12 Esquema antena coaxial, vistas superior e inferior.....	14
Figura 2.13 Esquema circuital antena coaxial.....	15
Figura 2.14 Esquema visual y circuital antena con ranura.....	15
Figura 2.15 Esquema antena CPW.....	16
Figura 2.16 Formas de parches.....	16
Figura 2.17 Esquema y líneas de campo parche rectangular.....	17
Figura 2.18 Esquema parche circular.....	17
Figura 2.19 Esquema línea microstrip.....	18
Figura 2.20 Líneas de campo eléctrico.....	18
Figura 2.21 Esquema antena lineal.....	20
Figura 2.22 Coeficiente de reflexión antena lineal.....	21
Figura 2.23 Esquema antena monopolo (vistas superior e inferior).....	21
Figura 2.24 Coeficiente de reflexión antena monopolo.....	22
Figura 3.1 Sistemas inalámbricos.....	23
Figura 3.2 Tipos de sistemas en función del ancho de banda (I).....	24
Figura 3.3 Tipos de sistemas en función del ancho de banda (II).....	24
Figura 3.4 Técnicas UWB [7].....	25
Figura 3.5 Máscaras de emisión EE.UU y Europa.....	27
Figura 3.6 Aplicaciones UWB hogar.....	28
Figura 3.7 Configuración antena circular básica.....	30
Figura 3.8 Coeficiente de reflexión antena circular básica.....	30
Figura 3.9 Coeficiente de reflexión antena elíptica básica.....	31
Figura 3.10 Coeficiente de reflexión antena circular básica.....	32
Figura 4.1 Criterios de Diseño. Canales UWB OFDM.....	34
Figura 4.2 Criterios de Diseño. Configuración Filtro 3 GHz.....	35
Figura 4.3 Criterios de Diseño. Parámetros S simulados a $\epsilon_r=4,4$ Filtro 3 GHz.....	36
Figura 4.4 Criterios de Diseño. Parámetro S12 Filtro 3 GHz.....	36
Figura 4.5 Criterios de Diseño. Parámetro S12 Filtro 5,5 GHz.....	37
Figura 4.6 Criterios de Diseño. Parámetro S12 Filtro 9 GHz.....	37
Figura 5.1 Antena Disco Tipo 1. Configuración inicial.....	39
Figura 5.2 Antena Disco Tipo 1. Variación r_1 . $r_2=0$, $h=0$	41
Figura 5.3 Antena Disco Tipo 1. Variación h . $r_1=7,5$ mm, $r_2=0$	42
Figura 5.4 Antena Disco Tipo 1. Coeficiente de reflexión en carta de Smith.....	42
Figura 5.5 Antena Disco Tipo 1. Coeficiente de reflexión con “defect ground”.....	43
Figura 5.6 Antena Disco Tipo 1. Carta Smith antena con “defect ground”.....	43

Figura 5.7 Antena Disco Tipo 1. Coeficiente de reflexión antena anillo. $r_1=7.5$ mm, $r_2=3$ mm, $h=0.95$ mm.....	44
Figura 5.8 Formas típicas CSRR.....	44
Figura 5.9 Offset CSRR.....	45
Figura 5.10 Antena Disco Tipo 1. Configuración 1 CSRR.....	45
Figura 5.11 Antena Disco Tipo 1. Variación longitud CSRR. $offset=0$, $ancho=0,25$ mm, $g=0,25$ mm.....	46
Figura 5.12 Antena Disco Tipo 1. Variación offset CSRR. $x_5=4,2$ mm, $ancho=0,25$ mm, $g=0,25$ mm.....	46
Figura 5.13 Antena Disco Tipo 1. Variación ancho 1 CSRR. $x_5= 4.2$ mm, $offset=0$, $g=0,25$ mm.....	47
Figura 5.14 Antena Disco Tipo 1. Variación g 1 CSRR. $x_5= 4.2$ mm, $offset=0$, $ancho=0,25$ mm.....	47
Figura 5.15 Antena Disco Tipo 1. Configuración 2 CSRR.....	48
Figura 5.16 Antena Disco Tipo 1. Coeficiente de reflexión 2 CSRR.....	48
Figura 5.17 Antena Disco Tipo 1. Configuración superior.....	49
Figura 5.18 Antena Disco Tipo 1. Variación ancho filtro 2. $y_8=4.7$ mm.....	49
Figura 5.19 Antena Disco Tipo 1. Variación distancia entre discos filtro 2. $x_3=1,5$ mm.....	50
Figura 5.20 Antena Disco Tipo 1. Coeficiente de reflexión filtro 2.....	50
Figura 5.21 Antena Disco Tipo 1. Configuración superior e inferior antena 1.....	51
Figura 5.22 Antena Disco Tipo 1. Coeficiente de reflexión diseño final.....	52
Figura 5.23 Antena Disco Tipo 1. VSWR final.....	52
Figura 5.24 Antena Disco Tipo 2. Configuración superior filtro 1.....	53
Figura 5.25 Antena Disco Tipo 2. Variación longitud (I) filtro 1. $y_8=2,3$ mm.....	53
Figura 5.26 Antena Disco Tipo 2. Variación longitud (II) filtro 1. $x_6=5,5$ mm.....	54
Figura 5.27 Antena Disco Tipo 2. Coeficiente de reflexión filtro 1.....	54
Figura 5.28 Antena Disco Tipo 2. Configuración inferior filtro 2.....	55
Figura 5.29 Antena Disco Tipo 2. Coeficiente de reflexión filtro 2.....	55
Figura 5.30 Antena Disco Tipo 2. Coeficiente de reflexión filtro 2 (1 anillo).....	56
Figura 5.31 Antena Disco Tipo 2. Coeficiente de reflexión final.....	56
Figura 5.32 Antena Double Band. Configuración.....	57
Figura 5.33 Antena Double Band. Coeficiente de reflexión parche rectangular variación y_3	58
Figura 5.34 Antena Double Band. Coeficiente de reflexión parche rectangular slot1... 58	58
Figura 5.35 Antena Double Band. Coeficiente de reflexión parche rectangular modificación plano de masa.....	59
Figura 5.36 Antena Double Band. Coeficiente de reflexión parche rectangular slot2... 59	59
Figura 5.37 Antena Double Band. Coeficiente de reflexión parche rectangular slot3... 60	60
Figura 5.38 Antena Double Band. Configuración superior.....	61
Figura 5.39 Antena Double Band. Variación ancho del filtro. $x_9=14$ mm, $y_9=3$ mm... 62	62
Figura 5.40 Antena Double Band. Variación longitud filtro. $y_{10}=1$ mm, $y_9=3$ mm.... 62	62
Figura 5.41 Antena Double Band. Variación posición del filtro. $y_{10}=1$ mm, $x_9= 13.5$ mm.....	63
Figura 5.42 Antena Double Band. Coeficiente de reflexión final.....	63
Figura 5.43 Antena Double Band. Configuraciones superior e inferior.....	64
Figura 5.44 Antena Rectangular. Configuración superior.....	65
Figura 5.45 Antena Rectangular. Variación longitud del filtro (I). $y_{11}=7,5$ mm, $x_{10}=1$ mm.....	66

Figura 5.46 Antena Rectangular. Variación longitud del filtro (II). $x_{11}=0,75$ mm, $x_{10}=1$ mm.	66
Figura 5.47 Antena Rectangular. Variación ancho del filtro. $x_{11}=0,75$ mm, $y_{11}=7,5$ mm.	66
Figura 5.48 Antena Rectangular. Coeficiente de reflexión final.....	67
Figura 5.49 Antena Fork. Configuración superior	68
Figura 5.50 Antena Fork. Coeficiente de reflexión parche rectangular	68
Figura 5.51 Antena Fork. Coeficiente de reflexión en carta de Smith parche rectangular	69
Figura 5.52 Antena Fork. Coeficiente de reflexión modificación 1	69
Figura 5.53 Antena Fork. Coeficiente de reflexión modificación 2.....	70
Figura 5.54 Antena Fork. Coeficiente de reflexión en carta de Smith modificación 2..	70
Figura 5.55 Antena Fork. Coeficiente de reflexión modificación 3.....	70
Figura 5.56 Antena Fork. Coeficiente de reflexión modificación 3.....	71
Figura 5.57 Antena Fork. Parte imaginaria antena.....	71
Figura 5.58 Antena Fork. Configuración superior e inferior.....	72
Figura 5.59 Antena Cruz. Configuración superior e inferior	73
Figura 5.60 Antena en Cruz. Configuración superior e inferior parche rectangular	73
Figura 5.61 Antena en Cruz. Coeficiente de reflexión parche rectangular	74
Figura 5.62 Antena en Cruz. Configuración superior e inferior modificación plano de masa.....	74
Figura 5.63 Antena en Cruz. Coeficiente de reflexión modificación plano de masa.....	75
Figura 5.64 Antena en Cruz. Configuración superior e inferior modificación línea de transmisión	75
Figura 5.65 Antena en Cruz. Coeficiente de reflexión modificación línea de transmisión	76
Figura 5.66 Antena en Cruz. Configuración superior e inferior muescas en el parche..	76
Figura 5.67 Antena en Cruz. Coeficiente de reflexión muescas en el parche	77
Figura 5.68 Antena en Cruz Tipo 1. Filtro Banda WIFI Europea	77
Figura 5.69 Antena en Cruz Tipo 1. Variación de la posición del filtro. $y_{10}=4,8$ mm, $x_{10}=0,25$ mm.....	78
Figura 5.70 Antena en Cruz Tipo 1. Filtro Banda WiFi Europea invertido.....	78
Figura 5.71 Antena en Cruz Tipo 1. Coeficiente de reflexión filtro invertido. $x_{10}=0,25$ mm, $y_{10}=4,8$ mm.	79
Figura 5.72 Antena en Cruz Tipo 1. Variación de la longitud del filtro. $y_{12}=27$ mm, $x_{10}=0,25$ mm.....	79
Figura 5.73 Antena en Cruz Tipo 1. Variación de la anchura del filtro. $y_{12}=27$ mm, $y_{10}=4$ mm.....	79
Figura 5.74 Antena en Cruz Tipo 1. Coeficiente de reflexión final	80
Figura 5.75 Antena en Cruz Tipo 2. Filtro Banda WiFi Americana	80
Figura 5.76 Antena en Cruz Tipo 2. Variación de la posición horizontal del filtro. $y_{12}=31,2$ mm, $y_{11}=10$ mm, $x_{12}=0,25$ mm.....	81
Figura 5.77 Antena en Cruz Tipo 2. Variación de la posición vertical del filtro. $x_{13}=3$ mm, $y_{11}=10$ mm, $x_{12}=0,25$ mm	81
Figura 5.78 Antena en Cruz Tipo 2. Variación de la longitud del filtro. $x_{13}=3$ mm, $y_{12}=31$ mm, $x_{12}=0,25$ mm.	82
Figura 5.79 Antena en Cruz Tipo 1. Variación de la anchura del filtro. $x_{13}=3$ mm, $y_{12}=31$ mm, $y_{11}=10$ mm.	82
Figura 5.80 Antena en Cruz Tipo 2. Coeficiente de reflexión final	83
Figura 5.81 Antena en Pica. Esquema configuración superior e inferior.....	84

Figura 5.82 Antena en Pica. Coeficiente de reflexión parche rectangular	84
Figura 5.83 Antena en Pica. Coeficiente de reflexión modificación 1	85
Figura 5.84 Antena en Pica. Coeficiente de reflexión modificación 2.....	85
Figura 5.85 Antena en Pica. Configuración superior e inferior	86
Figura 5.86 Antena en Pica. Configuración del filtro	86
Figura 5.87 Antena en Pica. Variación de la posición del filtro. $y_7=4$ mm, $x_7=0,25$ mm.	87
Figura 5.88 Antena en Pica. Variación de la longitud del filtro. $y_8=4$ mm, $x_7=0,25$ mm.	87
Figura 5.89 Antena en Pica. Variación de la anchura del filtro. $y_8=4$ mm, $y_7=4,5$ mm	88
Figura 5.90 Antena en Pica. Coeficiente de reflexión con filtro final.....	88
Figura 5.91 Antena Elíptica. Esquema Configuración	89
Figura 5.92 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión sin modificaciones	90
Figura 5.93 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión modificación 1	90
Figura 5.94 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión modificación 2.....	91
Figura 5.95 Antena Elíptica. Configuración superior e inferior.....	91
Figura 5.96 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación parámetro y_8 . $x_6=3,4$ mm, $y_9=3$ mm.	92
Figura 5.97 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación parámetro x_6 . $y_8=2$ mm, $y_9=3$ mm.	92
Figura 5.98 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación parámetro y_9 . $y_8=2$ mm, $x_6=3,4$ mm.	93
Figura 5.99 Antena Elíptica. Configuración filtro 1.....	93
Figura 5.100 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación longitud filtro 1. $x_5=0,25$ mm, $y_5=2$ mm.	94
Figura 5.101 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación anchura filtro 1. $x_4=9$ mm, $y_5=2$ mm.	94
Figura 5.102 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación distancia entre slots filtro 1. $x_4=9,5$ mm, $x_5=0,25$ mm.	94
Figura 5.103 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión final filtro 1.....	95
Figura 5.104 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión filtro 1 con 1 slot.....	95
Figura 5.105 Antena Elíptica. Configuración filtro 2.....	96
Figura 5.106 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación anchura filtro 2.....	96
Figura 5.107 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación longitud filtro 2.....	97
Figura 5.108 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación posición vertical filtro 2	97
Figura 5.109 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación posición horizontal filtro 2	97
Figura 5.110 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión filtro 2	98
Figura 5.111 Antena Elíptica. Configuración superior e inferior con filtros	98
Figura 5.112 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión final con 2 filtros	99
5.113 Antena Band Limited. Configuración superior	99
Figura 5.114. Antena Band Limited. Esquema circuital.	100
Figura 5.115 Antena Band Limited. Coeficiente de reflexión variación longitud rama 1 del filtro. $x_{11}=11$ mm.....	100
Figura 5.116 Antena Band Limited. Coeficiente de reflexión variación longitud rama 2 del filtro. $x_{10}=17$ mm.....	100
Figura 5.117 Antena Band Limited. Coeficiente de reflexión variación anchura rama 1 del filtro	101
Figura 5.118 Antena Band Limited. Coeficiente de reflexión final	101

Figura 5.119 Antena Band Limited. Coeficiente de reflexión final en carta de Smith	101
Figura 5.120 Antena Band Limited. Coeficientes de reflexión y transmisión del filtro	102
Figura 5.121 Antena Cuasi-elíptica. Configuración superior e inferior	103
Figura 5.122 Antena Cuasi-elíptica. Coeficiente de reflexión	103
Figura 5.123 Antena Cuasi-elíptica. Configuración superior filtro 1	104
Figura 5.124 Antena Cuasi-elíptica. Variación de la anchura del filtro 1. $y_7=25$ mm.	104
Figura 5.125 Antena Cuasi-elíptica. Variación de la posición del filtro 1. $x_7=0.3$ mm.	104
Figura 5.126 Antena Cuasi-elíptica. Coeficiente de reflexión filtro 1	105
Figura 5.127 Antena Cuasi-elíptica. Configuración superior filtro 2	105
Figura 5.128 Antena Cuasi-elíptica. Coeficiente de reflexión filtro 2	106
Figura 5.129 Antena Cuasi-elíptica. Configuración superior 2 filtros	106
Figura 5.130 Antena Cuasi-elíptica. Coeficiente de reflexión 2 notch	107
Figura 5.131 Mejora del rechazo en los filtros notch. Coeficiente de reflexión Antena Elíptica en función de las pérdidas del material.	107
Figura 5.132 Mejora del rechazo en los filtros notch. Características substrato TLX-9	108
Figura 5.133 Mejora del rechazo en los filtros notch. Coeficiente de reflexión antena Elíptica.	109
Figura 5.134 Mejora del rechazo en los filtros notch. Esquema circuital Antena Band Limited	110
Figura 5.135 Mejora del rechazo en los filtros notch. Configuración antena Band Limited	110
Figura 5.136 Mejora del rechazo en los filtros notch. Parámetros S filtro paso bajo...	110
Figura 5.137 Mejora del rechazo en los filtros notch. Coeficiente de reflexión antena Band Limited	111
Figura 6.1 Analizador de redes	112
Figura 6.2 Plataforma giratoria	112
Figura 6.3 Controladora hardware	113
Figura 6.4 Controladora hardware	113
Figura 6.5 Software DAMS Studio	114
Figura 6.6 Antena Disco Tipo 1. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido	115
Figura 6.7 Antena Disco Tipo 1. Diagramas de radiación. $F=3,5$ GHz (a) azimuth, (b) elevación. $F=6$ GHz (c) azimuth, (d) elevación. $F=10$ GHz (e) azimuth, (g) elevación.	116
Figura 6.8 Antena Disco Tipo 1. Ganancia	117
Figura 6.9 Antena Disco Tipo 2. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido	117
Figura 6.10 Antena Double Band. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido antena simple	118
Figura 6.11 Antena Rectangular simple. Diagramas de radiación. $F=3,5$ GHz (a) azimuth, (b) elevación. $F=6$ GHz (c) azimuth, (d) elevación. $F=10$ GHz (e) azimuth, (g) elevación.	119
Figura 6.12 Antena Rectangular. Ganancia	119
Figura 6.13 Antena Double Band. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido	120
Figura 6.14 Antena Rectangular. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido	120

Figura 6.15 Antena Fork. Antena Rectangular. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido	121
Figura 6.16 Diagramas de radiación antena Fork. F=3,5 GHz (a) azimuth, (b) elevación. F=6 GHz (c) azimuth, (d) elevación. F=10 GHz (e) azimuth, (g) elevación.	122
Figura 6.17 Antena Fork. Ganancia.....	122
Figura 6.18 Antena en Cruz. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido	122
Figura 6.19 Antena en Cruz. Diagramas de radiación. F=3,5 GHz (a) azimuth, (b) elevación. F=6 GHz (c) azimuth, (d) elevación. F=10 GHz (e) azimuth, (g) elevación.	123
Figura 6.20 Antena en Cruz. Ganancia	123
Figura 6.21 Antena en Pica. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido	124
Figura 6.22 Antena en Pica. Diagramas de radiación. F=3,5 GHz (a) azimuth, (b) elevación. F=6 GHz (c) azimuth, (d) elevación. F=10 GHz (e) azimuth, (g) elevación.	125
Figura 6.23 Antena en Pica. Ganancia	125
Figura 6.24 Antena Elíptica. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido antena simple	126
Figura 6.25 Antena elíptica. Diagramas de radiación. F=3,5 GHz (a) azimuth, (b) elevación. F=6 GHz (c) azimuth, (d) elevación. F=10 GHz (e) azimuth, (g) elevación.	127
Figura 6.26 Antena elíptica. Ganancia	127
Figura 6.27 Antena Elíptica. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido antena 2 notch.....	127
Figura 6.28 Antena Band Limited. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido	128
Figura 6.29 Antena Cuasi-elíptica. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido 1 notch	128
Figura 6.30 Antena Cuasi-elíptica. Diagramas de radiación. F=3,5 GHz (a) azimuth, (b) elevación. F=6 GHz (c) azimuth, (d) elevación. F=10 GHz (e) azimuth, (g) elevación.	129
Figura 6.31 Antena Cuasi-elíptica. Ganancia.....	130
Figura 6.32 Antena Cuasi-elíptica. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido 2 notch	130
Figura 6.33 Antena Elíptica substrato TLX-9. Fotografía y Coeficiente de reflexión.	130
Figura 6.34 Antena Band Limited substrato TLX-9. Fotografía y Coeficiente de reflexión.....	131

Índice de Tablas

Tabla 2.1 Antenas de parches	13
Tabla 2.2 Elección del sustrato.....	13
Tabla 3.1 Dimensiones antena circular básica.....	30
Tabla 3.2 Parámetros óptimos para el diseño de la antena circular básica.....	31
Tabla 3.3 Dimensiones antena elíptica básica	31
Tabla 4.1 Criterios de Diseño. Posibles Bandas WiFi a eliminar.....	34
Tabla 4.2 Criterios de Diseño. Longitudes de los Filtros	35
Tabla 4.3 Criterios de Diseño. Frecs. centrales simuladas y medidas de los filtros.....	37
Tabla 5.1 Dimensiones resonantes parche circular	40
Tabla 5.2 Dimensiones resonantes parche rectangular.....	40
Tabla 5.3 Antena Disco Tipo 1. Dimensiones.....	51
Tabla 5.4 Antena Disco Tipo 2. Dimensiones de los filtros.....	56
Tabla 5.5 Antena Double Band. Dimensiones	64
Tabla 5.6 Antena Rectangular. Dimensiones del filtro	67
Tabla 5.7 Antena Fork. Dimensiones	72
Tabla 5.8 Antena en Cruz. Dimensiones	76
Tabla 5.9 Antena en Cruz Tipo 1. Dimensiones del filtro.....	80
Tabla 5.10 Antena en Cruz Tipo 2. Dimensiones del filtro.....	83
Tabla 5.11 Antena Pica. Dimensiones.....	86
Tabla 5.12 Antena en Pica. Dimensiones del filtro	88
Tabla 5.13 Antena Elíptica. Dimensiones	91
Tabla 5.14 Antena Elíptica. Dimensiones de los filtros	98
Tabla 5.15 Antena Band Limited. Dimensiones del filtro paso bajo	102
Tabla 5.16 Antena Cuasi-elíptica. Dimensiones	103
Tabla 5.17 Antena Cuasi-elíptica. Dimensiones de los filtros	106
Tabla 5.18 Mejora del rechazo en los filtros notch. Dimensiones Antena Elíptica	109
Tabla 5.19 Mejora del rechazo en los filtros notch. Dimensiones Antena Band Limited	110

1. Introducción

Este documento describe el proyecto técnico de ingeniería consistente en el diseño, construcción, medida y análisis de una serie de antenas que operan en el sistema Ultra Wideband. 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

La aparición de nuevas tecnologías y su correspondiente mejora surge debido a los cambios y necesidades que tiene la sociedad para comunicarse. A lo largo de la historia, las tecnologías y los protocolos de transmisión han cambiado continuamente. Los motivos de estas innovaciones son diversos. Unas veces ha existido el deseo de transmitir una mayor información en el menor tiempo posible y otras por el deseo de crear una mejor adaptación al entorno existente. Ambos anhelos dieron lugar al nacimiento de la tecnología Ultra Wideband (UWB). Con ella se pretende conseguir un transmisor y receptor inalámbrico lo más discreto posible, con un consumo de potencia mínimo, una tasa de transmisión elevada y un bajo coste.

La tecnología inalámbrica UWB ha sido diseñada para su uso en redes de área personal de corto alcance con el objetivo de interconectar todo tipo de dispositivos entre sí, así como compartir datos, video, audio y voz entre ellos. De esta manera, se puede visualizar, por ejemplo, una película en la televisión enviada desde un ordenador de forma inalámbrica. Por otro lado, surgen múltiples aplicaciones como un sistema de Radar que utiliza esta tecnología y que se aplicará a situaciones de rescate, incendios o desastres naturales.

Las mejoras que proporciona esta tecnología implicarán que tecnologías actualmente utilizadas como es el caso del Bluetooth desaparezcan y den paso a UWB, o en su caso, adoptar el estándar UWB para mejorar su producto. Además los puertos Fire Wire y USB también corren el riesgo de verse afectados debido a la comodidad que ofrecen las conexiones inalámbricas.

1.2 Objetivos

Este proyecto persigue cumplir varios objetivos relacionados con las antenas de UWB:

- Diseño de antenas impresas que operan como una parte del sistema UWB por lo que deben cubrir la banda asignada para este sistema en EE.UU, que se encuentra desde los 3,1 GHz hasta los 10,6 GHz. Se utilizarán distintas formas de parches y se intentarán utilizar técnicas de miniaturización para reducir el tamaño de las mismas.
- Inserción de filtros de banda eliminada (filtros notch) en las antenas iniciales para evitar interferencias de otros sistemas inalámbricos como puede ser el IEEE 802.11x.

- Construcción y medida de las antenas diseñadas. Para ello se pondrá en marcha una versión inicial de la cámara anecoica en la Escuela Politécnica Superior.

1.3 Organización de la memoria

La memoria de este proyecto consta de 7 capítulos. En el primero, se presenta el estado del arte que introduce las motivaciones para el desarrollo del trabajo y los objetivos que se persiguen con el mismo. En el segundo se realiza una introducción al diseño de antenas, dónde se detallan los parámetros característicos de las mismas.

El tercer capítulo muestra una breve descripción del sistema UWB, haciendo especial mención a sus características técnicas. Así mismo, se detallan las aplicaciones que pueden hacer uso del sistema y las ventajas e inconvenientes de la tecnología. En el capítulo cuatro, se presentan dos cuestiones previas al diseño de las antenas UWB. El primero de ellos es la caracterización de la constante dieléctrica del material que se va a utilizar en la construcción. El segundo es la presentación de las bandas que deben ser eliminadas por los filtros que serán incluidos en las antenas.

El quinto capítulo engloba el trabajo principal del presente proyecto, el diseño de las antenas así como la inserción de filtros para evitar interferencias de sistemas inalámbricos que operan en la misma banda. En total, se presentan once sub- apartados. Cada uno de ellos detalla el desarrollo del diseño de cada tipo de antena y de los filtros integrados en las mismas. En el sexto capítulo se muestran los resultados de las medidas de las antenas construidas así como su comparación con los resultados de las simulaciones.

Finalmente el séptimo capítulo presenta las conclusiones del trabajo realizado y las líneas de trabajo futuro.

2 Teoría de antenas

2.1 Introducción

Las primeras manifestaciones de los fenómenos eléctricos y magnéticos se observan mediante las fuerzas que actúan sobre cargas y corrientes. Sin embargo, esta representación no permite estudiar con facilidad los fenómenos de propagación y radiación de ondas, por lo que es necesario introducir el fenómeno de campo. Un campo existe en un punto, o se mide, colocando cargas y corrientes de prueba y observando las fuerzas ejercidas sobre ellas.

Las ecuaciones de Maxwell relacionan los campos eléctricos y magnéticos con las cargas y corrientes que los crean. Una vez solucionadas estas ecuaciones se obtiene otras ecuaciones, en forma de ondas, que pueden estar ligadas a una línea de transmisión o bien al espacio libre, como ocurre en las generadas por las antenas.

El Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE) define la antena como aquel dispositivo capaz de radiar y recibir ondas electromagnéticas [1]. En otras palabras, la antena es una estructura de transición entre el espacio libre y una línea de transmisión como se muestra de forma esquemática en la Figura 2.1. La línea de transmisión se usa para transmitir energía de la fuente a la antena y viceversa.

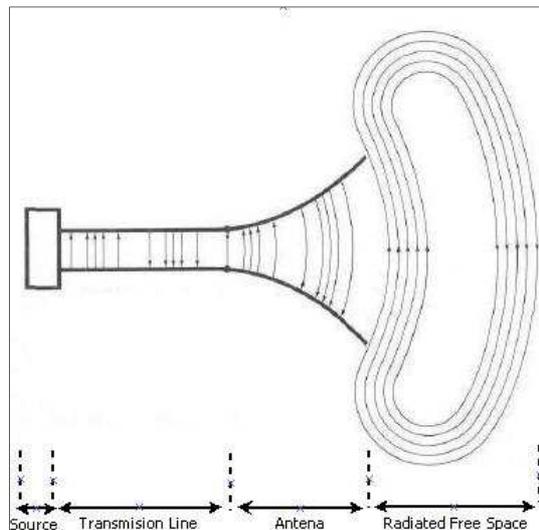


Figura 2.1 Esquema de antena

Una antena tiene como principal función la radiación de una potencia suministrada en una dirección determinada. Dependiendo del sistema para la que esté diseñada, la antena radiará en todas las direcciones (antena omnidireccional) como las usadas en los sistemas de radiodifusión, o en una dirección (antena directiva) como en los radioenlaces.

A continuación se presentarán varias de las características generales de las antenas desarrolladas en [1] para facilitar la comprensión de las mismas.

2.2 Parámetros característicos

2.2.1 Impedancia

La impedancia de una antena es la relación de la tensión entre la corriente que presenta en su terminal. Consta de una parte real, $R_A(\omega)$, y una parte imaginaria, $X_A(\omega)$, dependientes de la frecuencia.

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

La parte real se puede descomponer como $R_A(\omega) = R_r + R_L$ siendo R_r la resistencia de radiación y R_L la resistencia de pérdidas óhmicas. De esta manera, se puede distinguir entre potencia radiada por la antena y potencia disipada en calor:

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

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

2.2.2 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación de una antena se define como la función o representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena. Éste se genera a partir de la expresión de campo eléctrico de la antena en función de las variables angulares, $E(\theta, \varphi)$, correspondientes al sistema de coordenadas esféricas. El diagrama de radiación se puede representar en 2 dimensiones o en 3. La representación en 3D permite una comprensión más vistosa. Por otro lado la representación 2D, se realiza mediante el corte de 2 planos. El plano E está formado por la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. Análogamente, el plano H está formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares entre si y su intersección define la máxima radiación de la antena. En cuanto a la representación 2D, se pueden utilizar coordenadas polares, que ofrecen una información más clara de la distribución de potencia en diferentes puntos del espacio, o coordenadas cartesianas, enfocadas a antenas muy directivas. En la Figura 2.2 se muestra un ejemplo de un diagrama de radiación en 2D y en 3D.

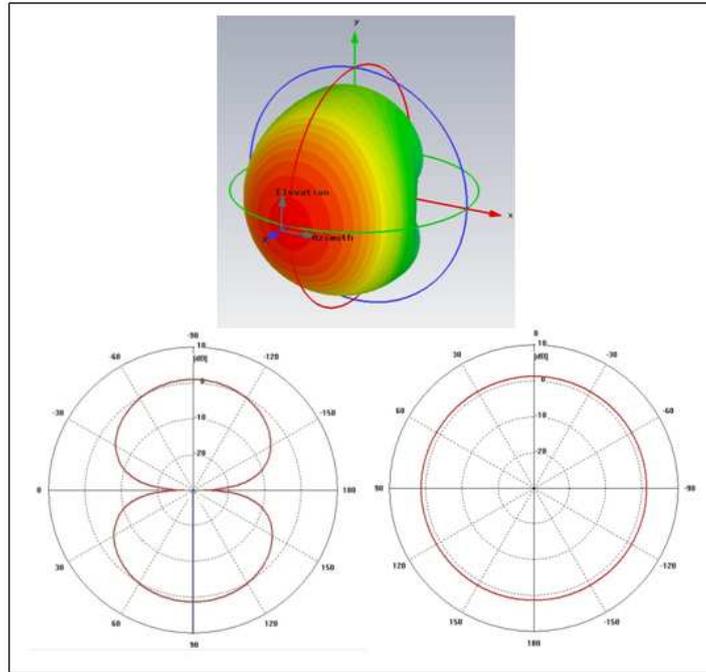


Figura 2.2 Diagramas de radiación 2D y 3D (elevation y acimut)

Algunos parámetros característicos del diagrama de radiación (ver Figura 2.3) son:

- **Lóbulo principal:** Es el margen angular en torno a la dirección de máxima radiación. Está comprendido entre dos mínimos relativos.
- **Lóbulos secundarios:** Son el resto de máximos relativos, de valor inferior al principal.
- **Ancho de haz:** Es el margen angular de direcciones en las que el diagrama de radiación de un haz toma el valor de la mitad del máximo.
- **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.
- **Relación delante-atrás (FBR):** Es el cociente en dB entre el valor de máxima radiación y el de la misma dirección y sentido opuesto.

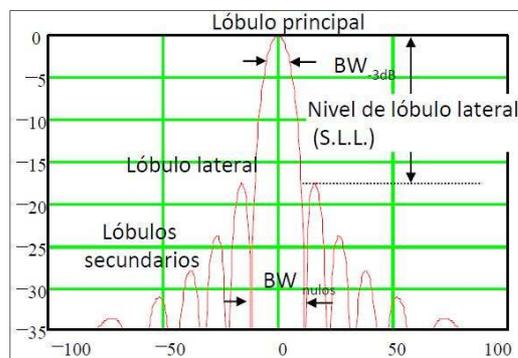


Figura 2.3 Parámetros de diagrama de radiación en coordenadas cartesianas

2.2.3 Adaptación

En la Figura 2.4 se muestra el esquema básico de una antena conectada a un generador mediante una línea de transmisión.

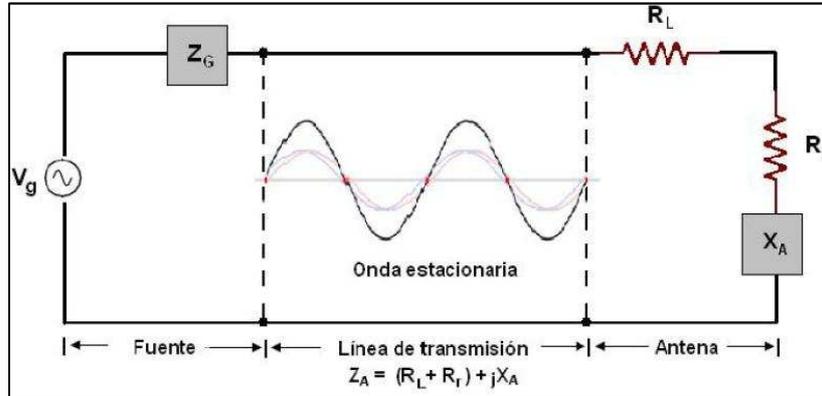


Figura 2.4 Esquema antena, línea de transmisión y generador

El parámetro $S_{1,1}$ da información acerca de la transferencia de potencia desde el generador a la antena. En la práctica interesa que la impedancia de la antena sea lo más parecida a la del generador y la línea de transmisión. Esto implica que la onda reflejada es muy pequeña y por lo tanto no se pierde potencia. Por lo tanto el parámetro $S_{1,1}$, también llamado coeficiente de reflexión, indica la relación entre la onda incidente en la antena y la onda reflejada por la misma. Se puede calcular el coeficiente de reflexión de la antena como:

$$S_{1,1} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.3)$$

donde Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión y suponiendo que la impedancia del generador, Z_G , es la misma que la de la línea de transmisión. Desde el punto de vista del generador se tiene una impedancia $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ y la potencia de entrada a la red se puede definir como:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_G + Z_{in}} \right|^2 R_{in} \quad (2.4)$$

A partir de la potencia de entrada a la red se puede determinar que la máxima transferencia de potencia se producirá cuando se cumpla que:

$$Z_G = Z^*, \text{ es decir, } R_G = R_{in} \text{ y } X_G = -X_{in} \quad (2.5)$$

En esta situación se dice que existe adaptación conjugada entre el generador y la antena. En este caso, el coeficiente de reflexión no es nulo, pero si hay máxima transferencia de potencia a la carga. Es importante notar la diferencia entre adaptación (en la que no existe onda reflejada) y adaptación conjugada (en la que se transmite la máxima potencia a la carga), aunque ambas situaciones se dan cuando Z_0 y Z_G son reales. En este caso la potencia de entrada se puede escribir como:

$$P_{in} = P_{max} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{R_G + R_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \frac{|V_g|^2}{4R_G} \quad (2.6)$$

A la hora de diseñar una antena, es deseable la máxima transmisión de potencia a la carga, es decir conseguir adaptación conjugada. Si esto no se produce, la potencia transmitida a la antena P_L es:

$$P_L = P_{max}(1 - |S_{1,1}|^2) \quad (2.7)$$

2.2.4 Relación de onda estacionaria (SWR)

La relación de onda estacionaria SWR (Standing Wave Ratio) es la relación entre el máximo y el mínimo de la onda estacionaria de tensión o de corriente que se crea a la salida del generador como se muestra en la figura 4. Para el caso concreto de la relación en tensión, las siglas utilizadas son VSWR (Voltage Standing Wave Ratio). Este parámetro está directamente relacionado con la adaptación de la antena ya que se puede escribir como:

$$VSWR = \frac{1+|S_{1,1}|}{1-|S_{1,1}|} \quad (2.8)$$

2.2.5 Densidad de potencia radiada

Las ondas electromagnéticas se usan para transportar información sobre un medio inalámbrico o sobre una línea de transmisión. Es normal asumir que la potencia y la energía están asociadas a campos electromagnéticos. El parámetro que indica la densidad de potencia asociada con una onda electromagnética es el vector de Poynting:

$$\mathcal{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H} \quad (2.9)$$

donde \mathcal{E} y \mathcal{H} son las intensidades de campo eléctrico y magnético instantáneos respectivamente.

Por lo tanto la potencia contenida en una superficie cerrada es:

$$P = \oint_S \mathcal{W} \cdot ds \quad (2.10)$$

Dado que:

$$\mathcal{E}(x, y, z, t) = \text{Re}[E(x, y, z, t)e^{j\omega t}] \text{ y } \mathcal{H}(x, y, z, t) = \text{Re}[H(x, y, z, t)e^{j\omega t}]$$

el vector de Poynting instantáneo queda:

$$\vec{\mathcal{W}} = \vec{\mathcal{E}} \times \vec{\mathcal{H}} = \frac{1}{2} \text{Re}[E \times H^*] + \frac{1}{2} \text{Re}[E \times H e^{j2\omega t}]$$

Por lo tanto la media del vector de Poynting es:

$$\vec{\mathcal{W}}_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[E \times H^*] \quad (2.11)$$

Una antena isotrópica es aquella que radia de forma uniforme en todas las direcciones. En la práctica, ésta antena no existe pero sirve de referencia para comparar otras antenas. La potencia radiada por este tipo de antena es:

$$P_{rad} = \oint_S \overline{\mathcal{W}_{av}} \cdot ds = \frac{1}{2} \oint_S \text{Re}[E \times H^*] \cdot ds = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [\widehat{a}_r S_0(r)] [\widehat{a}_r r^2 \sin \theta d\theta d\varphi] = 4\pi r^2 \mathcal{W}_0$$

Despejando, la densidad de potencia radiada por una antena isotrópica es:

$$\mathcal{W}_0 = \widehat{a}_r \left(\frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \right) \quad (2.12)$$

que está uniformemente distribuida sobre una esfera de radio r.

2.2.6 Intensidad de radiación

La intensidad de radiación es la potencia radiada por una antena en un ángulo sólido. Es un parámetro de campo lejano y se obtiene multiplicando la densidad de potencia radiada por el cuadrado de la distancia.

$$U = r^2 \mathcal{W}_{rad} \quad (2.13)$$

Para el caso de una antena isotrópica, la intensidad de radiación es independiente de los ángulos θ y φ :

$$P_{rad} = \oint_\Omega U_0 d\Omega = U_0 \oint_\Omega d\Omega = 4\pi U_0 \Rightarrow U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.14)$$

2.2.7 Directividad y Ganancia

Se define la directividad de una antena como la relación entre la intensidad de radiación de una antena en cada dirección a una distancia dada y la intensidad de radiación que radiaría a esa misma distancia una antena isotrópica que radiase a la misma potencia. En la Figura 2.5 se representa un esquema del cálculo de la directividad de una antena.

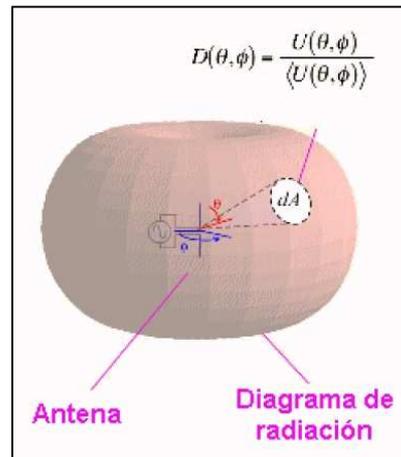


Figura 2.5 Directividad de una antena

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.15)$$

Se suele hablar de directividad de una antena para la dirección de máxima de radiación:

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}}$$

La ganancia de una antena está directamente relacionada con la directividad de la misma. Es la relación entre la intensidad de radiación de la antena y la de una antena isotrópica que aceptase la misma potencia entregada P_{ent} de la antena bajo análisis.

$$G = \frac{4\pi U}{P_{ent}}$$

A partir de estas expresiones de ganancia y directividad, se define la eficiencia de una antena como la relación entre la potencia radiada y la potencia entregada.

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} = \frac{G_{max}}{D_{max}} \Rightarrow G_{max} = \eta_{rad} D_{max} \quad (2.16)$$

2.2.8 Polarización

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

$$\vec{E} = E_\theta \hat{\theta} + E_\phi \hat{\phi} \Rightarrow \begin{cases} E_\theta = |E_\theta| \cdot e^{j\delta_\theta} \\ E_\phi = |E_\phi| \cdot e^{j\delta_\phi} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} E_\theta(t) = |E_\theta| \cdot \cos(\omega t + \delta_\theta) \\ E_\phi(t) = |E_\phi| \cdot \cos(\omega t + \delta_\phi) \end{cases}$$

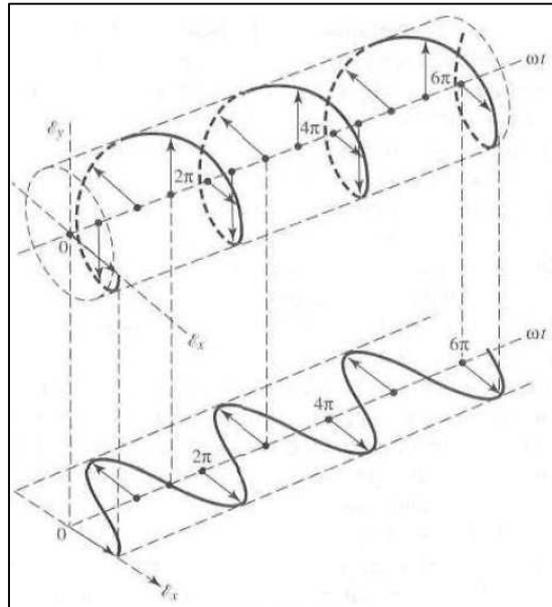


Figura 2.6 Polarizaciones circular y horizontal

Dependiendo de la dirección de variación del campo, existen 3 tipos de polarización:

- Polarización lineal (Figura 2.6): El campo se mueve sobre una recta. Esto se debe a que está formado por una sola componente radial o por dos componentes ortogonales en contra fase (180° o sus múltiplos).
- Polarización circular (Figura 2.6): El campo se mueve sobre una circunferencia. Formado por dos componentes ortogonales y de la misma magnitud. Puede ser circular a derechas o a izquierdas dependiendo del sentido de giro.
- Polarización Elíptica: El campo se mueve sobre una elipse. Formado por dos componentes ortogonales de distinta magnitud. También se distingue el sentido de giro.

2.2.9 Ancho de banda

Debido a la geometría finita de las antenas, éstas están imitadas a funcionar bajo las especificaciones deseadas para un rango de frecuencias limitado. Este rango de frecuencias se define como ancho de banda. Se suele presentar en forma de porcentaje.

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} \cdot 100 \quad (2.17)$$

donde f_{max} , f_{min} y f_c son las frecuencias máxima, mínima y central.

Como ya se ha explicado, el ancho de banda de la antena viene delimitado por las características del sistema en el que se va a utilizar. Por lo tanto puede deberse a cualquiera de los parámetros desarrollados en este capítulo: diagrama de radiación, polarización, adaptación... En las antenas que se han diseñado este proyecto el criterio

de diseño es el de la adaptación, concretamente se necesita una adaptación de $S_{11} \leq -10$ dB, o lo que es lo mismo $VSWR \leq 2$.

2.3 Tipos de antenas

A continuación se introducirán los tipos de antenas más comunes con el objetivo de explicar en qué casos se utilizan unas y otras dependiendo del sistema para el que se necesiten.

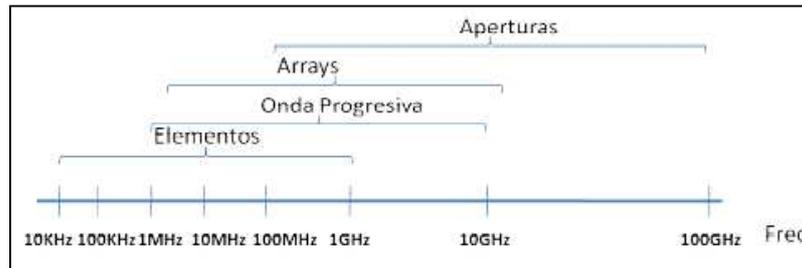


Figura 2.7 Tipos de antenas

Según el modo de radiación se distingue entre 4 tipos de antenas mostradas en la Figura 2.7:

- Elementos

Típicamente son hilos conductores que soportan una onda de corriente. Entre ellos se encuentran los monopolos, las antenas de Yagi, y las antenas de hilo. En la Figura 2.8 se muestran ejemplos de antenas de elementos.

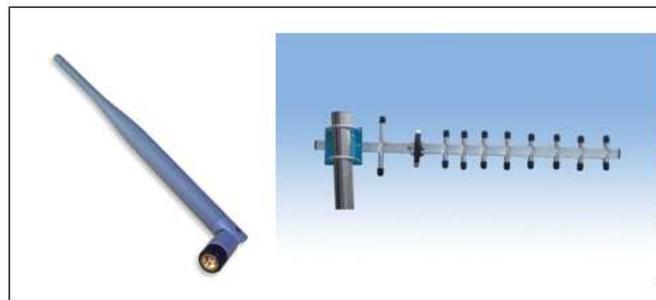


Figura 2.8 Dipolo y antena de Yagi

- Onda progresiva

Se pueden construir con hilos conductores eléctricamente largos terminados en cargas adaptadas o con guías eléctricas.

- Arrays

Son un conjunto de antenas iguales donde se controla la amplitud y la fase de alimentación de cada elemento para conseguir unas propiedades de radiación determinadas. En la Figura 2.9 se muestra una antena usada en estaciones base de telefonía móvil. Estas antenas están basadas en arrays de parches.



Figura 2.9 Antena de telefonía móvil

- Aperturas

En este conjunto de antenas la radiación se produce en función de los campos de la onda que atraviesa dicha apertura. Ejemplos de antenas de este tipo son el extremo de una guía de onda en circuito abierto, bocinas y estructuras más complejas como reflectores o lentes. Dos ejemplos de antenas en apertura se pueden ver en la Figura 2.10.

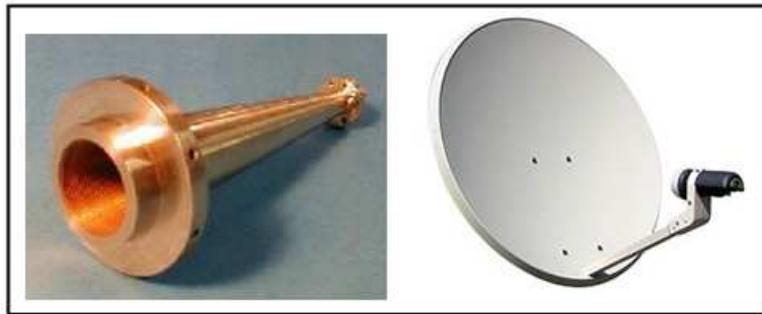


Figura 2.10 Antena de bocina y antena parabólica

2.4 Antenas de parches

2.4.1 Introducción

Uno de los tipos de antenas impresas más utilizado en la actualidad son las antenas de parches. Un parche es un monopolo formado por una tira metálica de tamaño resonante, aproximadamente 0.5λ . El parche se diseña de forma que el máximo de radiación sea normal a su superficie, lo cual se consigue escogiendo apropiadamente el modo de excitación de éste. El parche se alimenta mediante una línea de transmisión, siendo las más utilizadas las líneas microstrip y la sonda coaxial.

En la Tabla 2.1 se presentan las ventajas e inconvenientes del uso de antenas de parches [2].

Tabla 2.1 Antenas de parches

Ventajas	Inconvenientes
Dimensiones y peso reducidos	Alto Q(>50) ⇒ Banda estrecha: 1-5 %
Bajo coste	Radiación espuria ⇒ Estropea el comportamiento de la antena
Robustez mecánica (montado en superficies rígidas)	Requieren substratos de calidad
Sencilla fabricación	Limitación de potencia
Repetitividad	Impedancia de entrada: difícil de calcular y ajustar.
Versátiles(frecuencia, polarización, diagramas,...)	
Compatibles con dispositivos activos	Polarización cruzada ⇒ Pobre pureza de polarización
Fáciles de agrupar en arrays	
Adaptables a superficies curvas	Eficiencia reducida en arrays

En cuanto al sustrato, se puede utilizar numerosos tipos, estando la constante dieléctrica, ϵ_r , comprendida entre $1 < \epsilon_r < 12$. Los sustratos gruesos de constante dieléctrica cercana a la parte baja de este rango son los más aconsejables para lograr un apropiado funcionamiento de la antena, ya que proporcionan mejor eficiencia y mayor ancho de banda, con el inconveniente de tener circuitos de mayor tamaño y aumentar de la misma manera la formación de ondas de superficie que restarán potencia al diagrama de radiación.

En circuitos de microondas, es apropiado elegir sustratos más finos con mayor ϵ_r para minimizar radiaciones y acoplamientos no deseados y obtener circuitos de menor tamaño, aunque en general presentarán mayores pérdidas, con lo que bajará su eficiencia y su ancho de banda relativo. De este modo, se deberá buscar un compromiso entre un funcionamiento óptimo de la antena y el diseño de los circuitos que la acompañen. La Tabla 2.2 permite elegir de forma orientativa el tipo de sustrato a utilizar.

Tabla 2.2 Elección del sustrato

Si el espesor del sustrato disminuye	Ancho de banda disminuye
	Frecuencia de resonancia aumenta
	Longitud resonante del parche disminuye
Para aumentar el ancho de banda	Aumentar el espesor del sustrato
	Aumentar la longitud resonante del parche
	Frecuencia de resonancia disminuye
	Dimensiones pequeñas del plano de masa

2.4.2 Alimentación

Existen varias formas de alimentar una antena impresa [3]. Los principales tipos de alimentación son: la línea microstrip, la sonda coaxial (a través de las capas mediante una vía), el acoplamiento por apertura y la CPW (coplanar waveguide).

- Línea microstrip

Una línea microstrip está formada por una tira conductora generalmente de anchura mucho menor que la del parche. Debajo se encuentra el sustrato, y finalmente el plano de masa. En la Figura 2.11 se muestra una visualización en 3D de una antena de parche alimentada mediante línea microstrip así como su equivalente circuital.

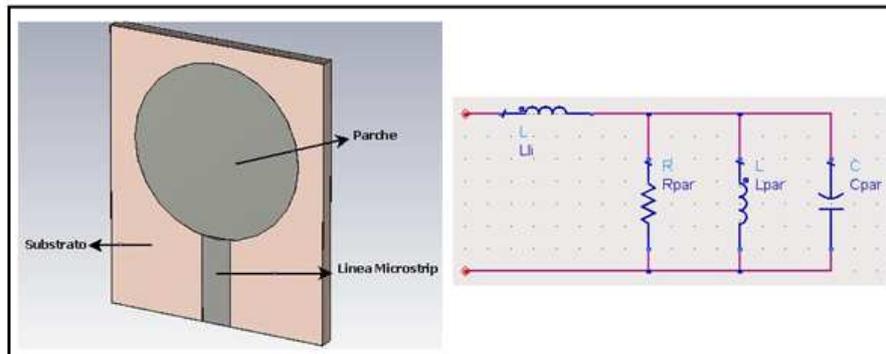


Figura 2.11 Esquema visual y circuital antena microstrip

Los principales aspectos positivos de esta alimentación son la facilidad de fabricación y su sencillez de modelación. Por el contrario, al aumentar el grosor del sustrato, aumentan las ondas de superficie y las radiaciones espurias, lo que limita el ancho de banda de diseño entre un 2-5%. Además, se produce un importante acople entre el parche y la línea, lo que genera altos niveles de contrapolar y campos inducidos.

- Sonda coaxial

La sonda coaxial es otro de los tipos de alimentación más utilizados. El alma del coaxial está unida al parche mediante una vía realizada en el sustrato y el conductor externo está conectado al plano de masa. Así mismo, es fácil de fabricar y unir y tiene bajo nivel de radiaciones espurias. Sin embargo, tiene un ancho de banda estrecho y es más difícil de modelar, sobre todo para sustratos gruesos, ya que la propia vía puede llegar a funcionar como una antena propia, perturbando la señal generada por el parche. En las Figura 2.12 y 2.13 se muestran una visualización en 3D de una antena de parche alimentada mediante sonda coaxial y su equivalente circuital.

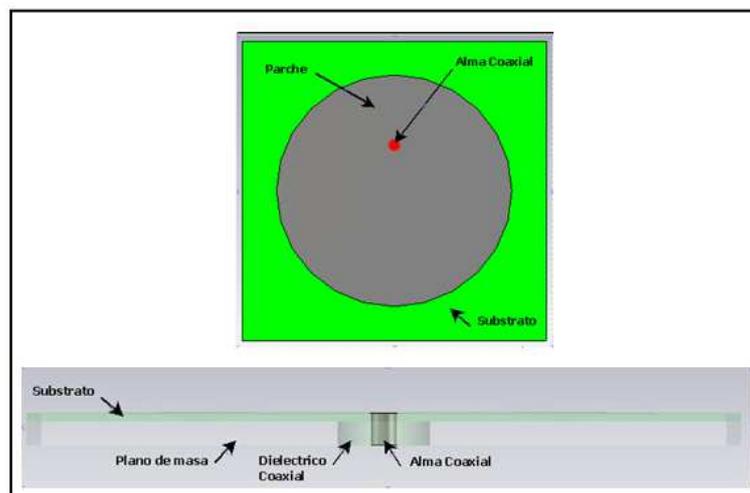


Figura 2.12 Esquema antena coaxial, vistas superior e inferior

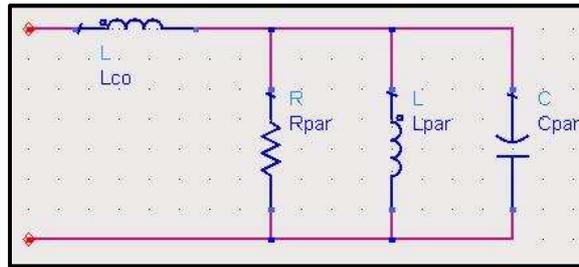


Figura 2.13 Esquema circuital antena coaxial

- Acoplamiento por apertura

Con este tipo de alimentación se solucionan los efectos contrapolares y la aparición de órdenes superiores. Además permite alcanzar mayores anchos de banda (hasta un 13%) y se reducen las radiaciones espurias. Por otro lado es el más difícil de fabricar y modelar y el tamaño de la antena es mayor. La visualización en 3D y su correspondiente esquema circuital pueden verse en la Figura 2.14. Consiste en dos substratos separados por un plano de masa. En la superficie inferior del substrato situado debajo se sitúa la línea impresa cuya energía se acopla al parche a través de una ranura que tiene el plano de masa que separa ambos dieléctricos.

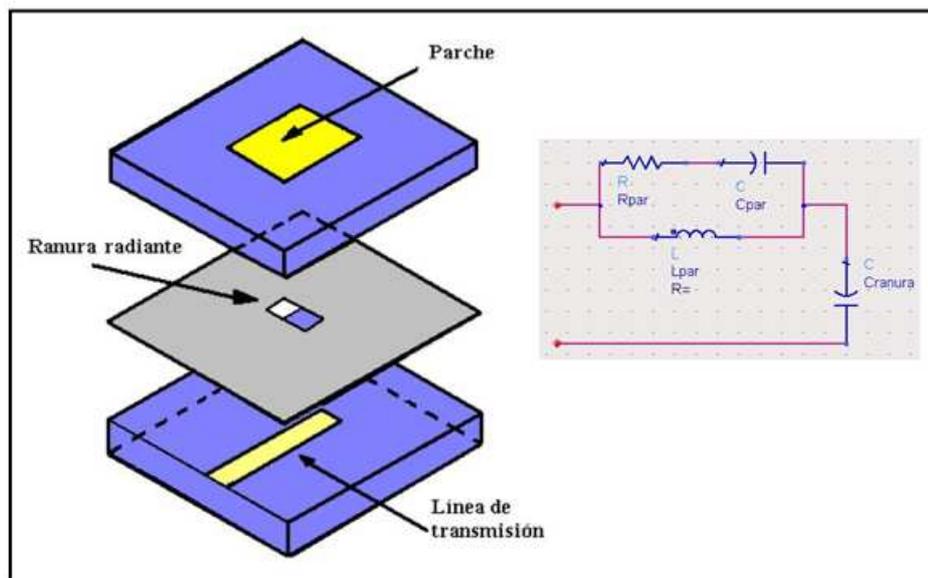


Figura 2.14 Esquema visual y circuital antena con ranura

- Coplanar waveguide (CPW)

La alimentación mediante una *coplanar waveguide* está formada por un conductor junto a dos planos de masa que se encuentran en el mismo plano (ver Figura 2.15). Justo debajo se encuentra el dieléctrico. La principal ventaja de esta alimentación es su mejor comportamiento para altas frecuencias (100 GHz o más) ya que no se tienen discontinuidades parásitas debido al plano de masa. También existe una variante de este método llamada *grounded coplanar waveguide* (GCPW) que incluye otro plano de masa en el plano inferior. Actualmente este tipo de alimentación no se usa excesivamente debido a que existen problemas de continuidad entre los planos de masa que afectan negativamente al comportamiento de la antena.

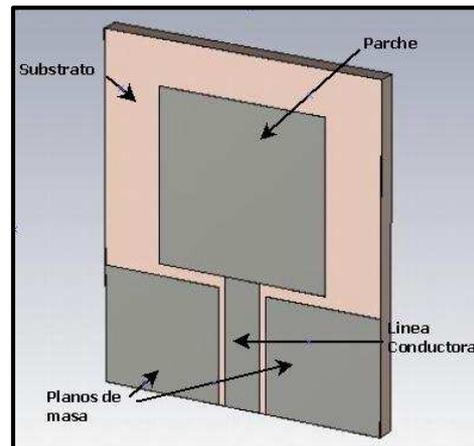


Figura 2.15 Esquema antena CPW

2.4.3 Parches

En la actualidad existen infinidad de estructuras de parches. Muchas de ellas se han creado en este proyecto y serán detalladas en los próximos capítulos. En este apartado se detallarán las formas básicas que tienen las antenas de parches [1]. Entre ellas se encuentran la circular, rectangular, cuadrada... como muestra la Figura 2.16. Cada una de ellas presenta unas características de impedancia y polarización distintas.

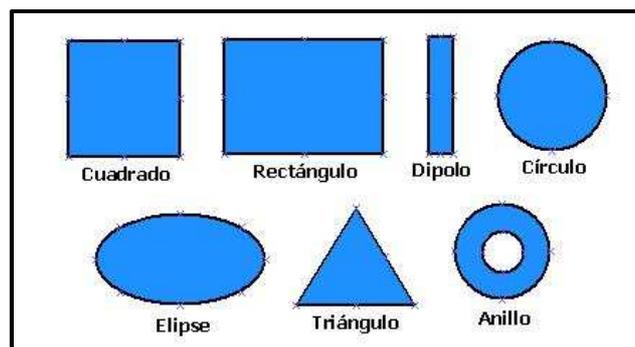


Figura 2.16 Formas de parches

- Parche rectangular

El parche rectangular tiene dimensiones $L \times W$. Resuena en el largo y radia en el ancho. El primer modo resonante de este parche es el TM_{010} . Las dimensiones del parche para la propagación de este modo (a la frecuencia de diseño f) se calculan con las siguientes expresiones [4]:

$$W = \frac{c_0}{2f} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad L = \frac{c_0}{2f\sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta l \quad (2.18)$$

Donde la constante dieléctrica efectiva (ϵ_{eff}) y la variación de la longitud (Δl) son:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{t}{W} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

$$\Delta l = 0.412t \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{t} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{t} + 0.8\right)}$$

De la Ecuación 2.18 se deduce que la condición de resonancia se da cuando la dimensión L es aproximadamente $\lambda/2$ ya que como se muestra en la Figura 2.17, se trata de un monopolo en el que el plano de masa se sitúa debajo del parche.

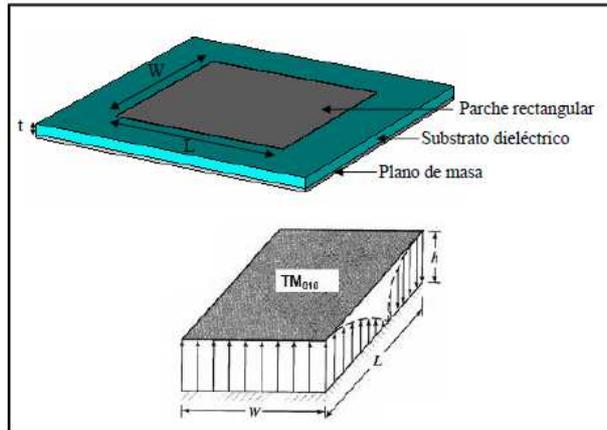


Figura 2.17 Esquema y líneas de campo parche rectangular

Las dimensiones L y W pueden modificarse para ajustar las características de la antena a los criterios de diseño. Por ejemplo, si se reduce W disminuye la eficiencia de la antena. Si, por el contrario aumenta W, aumenta la eficiencia pero pueden aparecer modos de orden superior que modifican las distribuciones de los campos.

- Parche circular

Otro tipo de parche básico es el parche circular (esquema en la Figura 2.18). Al tratarse de un monopolo, su diámetro tiene que tener una dimensión aproximada de $\lambda/2$ [13]. Sin embargo se ha obtenido una fórmula empírica para calcular el radio del parche (en mm) [5].

$$F = \frac{8,791 \cdot 10^9}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad r = \frac{F \cdot 10}{\left\{1 + \frac{2t}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln\left(\frac{\pi f}{2t}\right) + 1,7726 \right]\right\}^2} \quad (2.19)$$

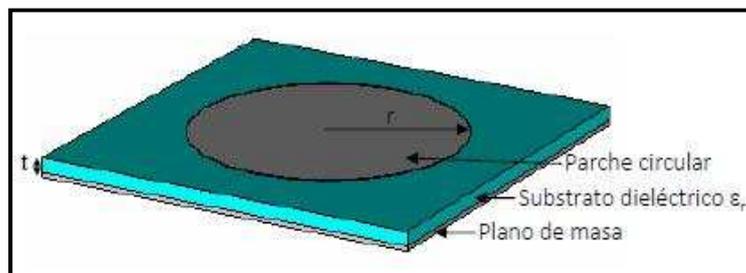


Figura 2.18 Esquema parche circular

2.4.4 Teoría alimentación mediante línea microstrip

Como ya se ha explicado, la línea microstrip es una de las líneas de transmisión más utilizadas para alimentar un parche debido a su sencillez de fabricación mediante procesos electrolíticos y su facilidad de integración con otros dispositivos pasivos y activos. La Figura 2.19 muestra un esquema con las dimensiones características de una línea microstrip.

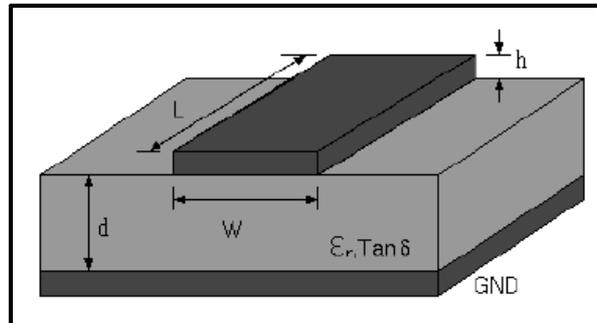


Figura 2.19 Esquema línea microstrip

Como se puede ver en la Figura 2.20, la presencia del dieléctrico y particularmente el hecho de que se encuentre por encima de la línea metálica, complica el análisis de la línea [3]. La mayoría de las líneas de campo se encuentran en la región del dieléctrico, concentradas mediante el conductor y el plano de masa. El resto se encuentran en el aire, por encima del sustrato. Por esta razón, el modo que se transmite por la línea no es un modo TEM puro porque la velocidad de fase de los campos que se presentan en el dieléctrico es distinta a la de los que se transmiten por el aire.

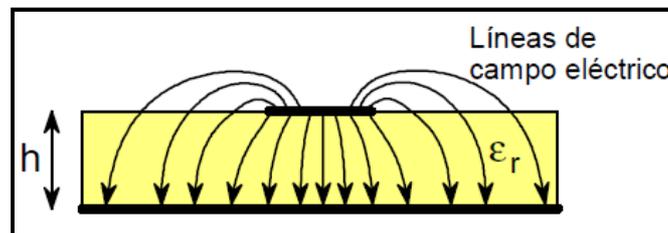


Figura 2.20 Líneas de campo eléctrico

Los campos de una línea microstrip constituyen un modo híbrido TM-TE, lo cual requiere un análisis avanzado para su caracterización. Sin embargo, en la mayoría de las aplicaciones el sustrato es eléctricamente muy fino ($d \ll \lambda$), por lo que los campos crean un modo quasi-TEM. Con esta simplificación, los campos son esencialmente iguales a los del caso estático. Por lo tanto, se pueden obtener aproximaciones para la velocidad de fase, constante de propagación e impedancia característica, simplificando los cálculos.

En esta estructura, la velocidad de fase y la constante de propagación se pueden expresar como:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad \beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e}$$

donde ϵ_e es la constante dieléctrica efectiva que satisface la relación:

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r$$

debido a que algunas de las líneas de campo se encuentran en el dieléctrico y otras en el aire. Depende del espesor del sustrato y de la anchura de la línea.

A continuación se presentan las ecuaciones de la constante dieléctrica efectiva, la impedancia característica y la atenuación de la línea microstrip. Estas ecuaciones se han obtenido mediante la aplicación de métodos numéricos para obtener la solución de la capacitancia por unidad de longitud de una línea microstrip.

La constante dieléctrica efectiva se calcula:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \left(1 + 12 \frac{t}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.20)$$

Puede interpretarse como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que simularía las regiones de aire y dieléctrico de la línea microstrip.

La impedancia característica se puede calcular a partir de las dimensiones como:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d}\right) & , si \ W/d \leq 1 \\ 120\pi & , si \ W/d > 1 \end{cases}$$

Si por el contrario, se necesitan calcular las dimensiones a partir de la impedancia:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & , si \ W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right\} \right] & , si \ W/d > 2 \end{cases}$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r+1}{2}} + \frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r}\right) \quad (2.21)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}}$$

Considerando la que se propaga un modo quasi-TEM, la atenuación debido a las pérdidas del dieléctrico son:

$$\alpha_d = \frac{k_0 \varepsilon_r (\varepsilon_e - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\varepsilon_e} (\varepsilon_r - 1)} \quad (Np/m) \quad (2.22)$$

Y la atenuación debido al conductor se calcula mediante:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \quad (Np/m) \quad (2.23)$$

donde $R_s = \sqrt{\omega\mu_0/2\sigma}$ es la resistividad del conductor. En la mayoría de los substratos, las pérdidas debidas al conductor son muy pequeñas en comparación a las debidas al dieléctrico, aunque hay algunas excepciones.

2.4.5 Monopolos en tecnología impresa

En este proyecto se van diseñar monopolos en tecnología impresa alimentados mediante línea microstrip. En el caso de las antenas lineales (un cable es el caso más simple), un monopolo de longitud $\lambda/4$ resuena a la frecuencia correspondiente a esa longitud de onda. En la Figura 2.21, se muestra el esquema de una antena lineal de tipo monopolo. Está formada por cable coaxial que ejerce de línea de transmisión y el elemento radiante es un cable.

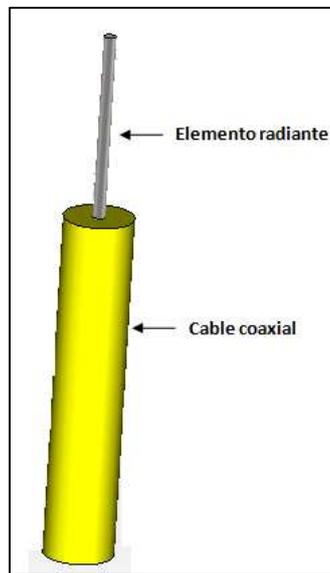


Figura 2.21 Esquema antena lineal

Si se desea que la antena esté adaptada a una frecuencia de 3,5 GHz, la longitud del elemento radiante ha de ser:

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4 \cdot f} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 3,5 \cdot 10^9} = 0,0214 \text{ m} = 21,4 \text{ mm}$$

La simulación del comportamiento electromagnético de esta estructura (al igual que el resto de este proyecto) se realiza con el software profesional CST Design Studio. La simulación se muestra en la Figura 5.22. Como puede verse, el coeficiente de reflexión se encuentra centrado en 3,5 GHz y se tiene un ancho de banda a -10dB de 300 MHz.

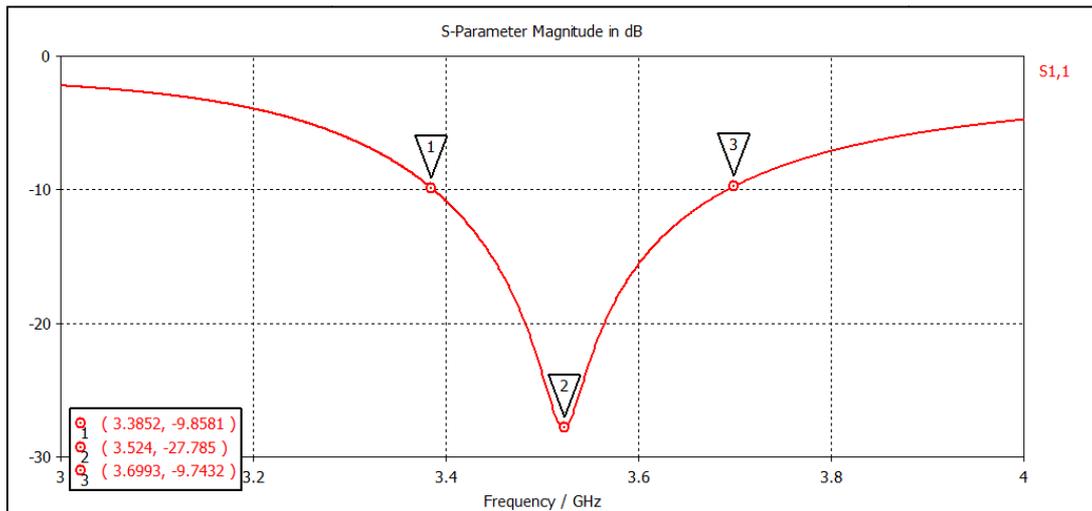


Figura 2.22 Coeficiente de reflexión antena lineal

Una de las ventajas del uso de antenas impresas es el aumento del volumen del elemento radiante. Al aumentar el volumen, el ancho de banda de la antena aumenta [2]. Por otro lado, cabe destacar que en este proyecto se buscan antenas omnidireccionales en el plano horizontal por lo que el plano de masa (o plano reflector) no debe encontrarse debajo del parche al contrario que ocurriría con los parches del Apartado 2.4.3. En la Figura 2.23 se muestra la configuración de una antena de monopolo con el plano reflector modificado y su simulación en la Figura 5.24 para obtener una resonancia en la misma frecuencia. En el Capítulo 5 se detallará qué dimensiones debe tener para funcionar a una frecuencia deseada.

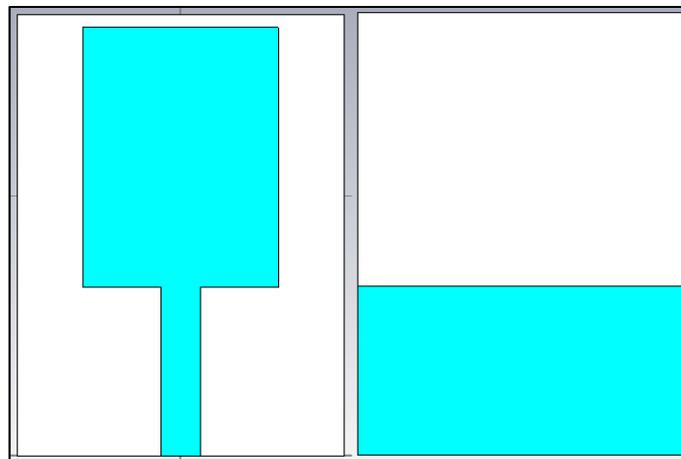


Figura 2.23 Esquema antena monopolo (vistas superior e inferior)

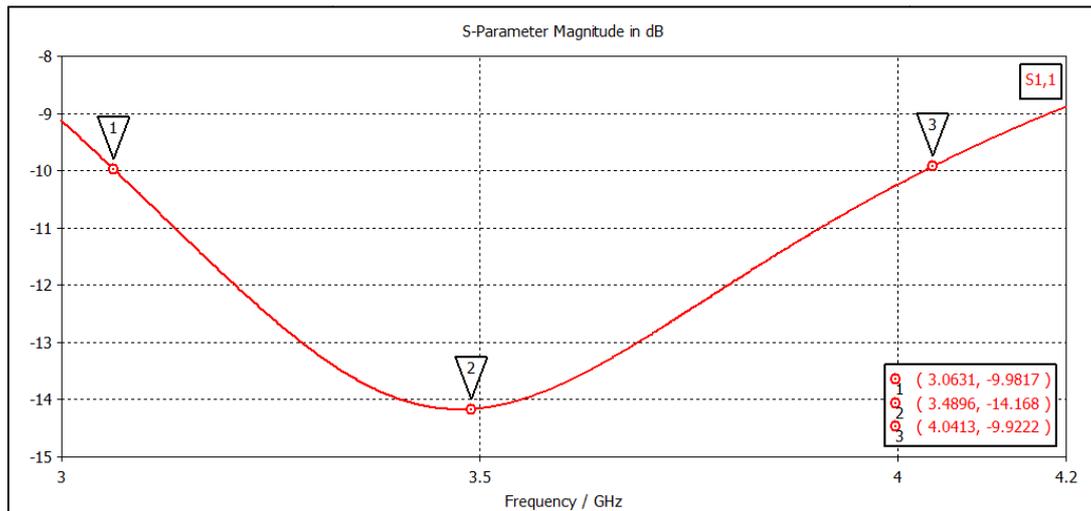


Figura 2.24 Coeficiente de reflexión antena monopolo

Como puede verse, el ancho de banda obtenido es de 1 GHz, mucho mayor al que se obtiene con una antena lineal.

3 Tecnología UWB

3.1 Introducción

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 distintos dispositivos en un entorno de cortas distancias a unas velocidades moderadas. Sin embargo, estas tecnologías presentan aún serias limitaciones, entre las que destacan la baja velocidad de transmisión, la autonomía de funcionamiento y la seguridad [6].

Con el fin de mejorar notablemente estas deficiencias, aparece una tecnología, nueva en el ámbito civil, pero con gran tradición en el campo militar conocida como *Ultra Wide-Band* (UWB) o ultra banda ancha. UWB es una tecnología de radiofrecuencia que se ha desarrollado desde la década de los años 60 en empresas relacionadas con instituciones militares y gubernamentales norteamericanas. Es, por lo tanto, una tecnología muy probada, que ha demostrado su potencial en muchas aplicaciones y en diversos escenarios, algunos de los cuales se corresponden con los requisitos que exigen las nuevas generaciones de sistemas móviles de comunicaciones personales y entre dispositivos. Además, si bien inicialmente los equipos UWB eran muy caros debido a la utilización de componentes discretos en los circuitos, la situación ha cambiado radicalmente con la aparición de los circuitos integrados.

La Figura 3.1 muestra una comparativa de los sistemas inalámbricos actuales en la que se analizan dos características fundamentales: velocidad de transmisión y alcance [7].

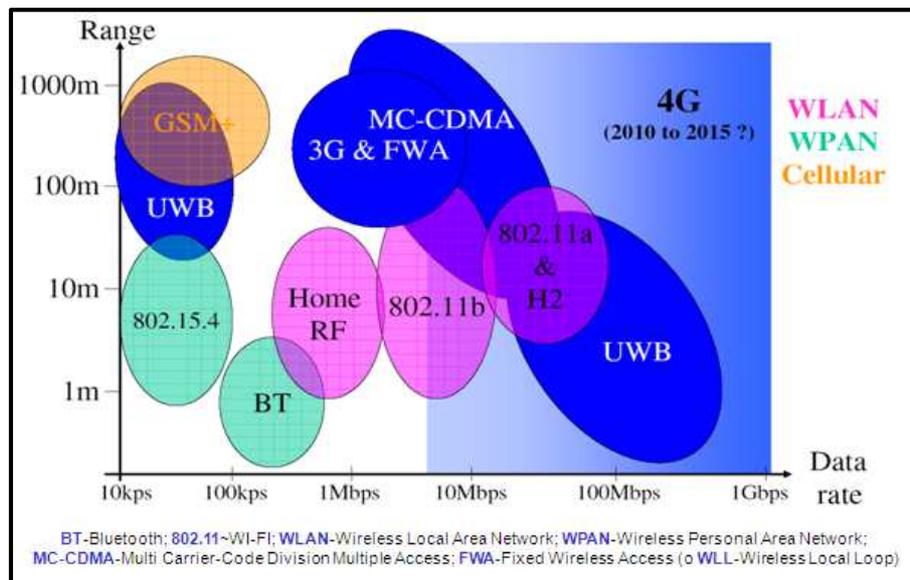


Figura 3.1 Sistemas inalámbricos

No hay que olvidar que el éxito comercial de las tecnologías de comunicaciones inalámbricas depende enormemente de la porción del espectro radioeléctrico que las administraciones públicas asignen sea el adecuado. En EE.UU, la FCC (*Federal Communication Commission*), organismo regulador de las telecomunicaciones, sentó las

bases de la tecnología UWB para uso civil. Los sistemas de UWB deben funcionar con un ancho de banda a -10 dB en el interior del margen de frecuencias que se extiende desde los 3,1 GHz hasta los 10,6 GHz, con una densidad espectral de potencia de emisión máxima de -42,3 dBm/MHz [8]. Debido a la limitación de potencia impuesta por la FCC sobre las especificaciones de UWB, el alcance de estos sistemas es bastante reducido. No obstante, esto se convierte en una ventaja cuando se desea combinar varios radioenlaces en un espacio relativamente pequeño. Los estándares basados en tecnología UWB son el IEEE 802.15.3a, de alta tasa binaria, y el IEEE 802.15.4a de baja tasa binaria.

3.2 Fundamentos de la tecnología

Existen varias definiciones para una señal UWB. La FCC define el sistema UWB como cualquier sistema de comunicaciones inalámbricas que ocupa un ancho de banda fraccional superior al 20%, $B_c/f_c \geq 20\%$, o que ocupe más de 500 MHz de ancho de banda absoluto [9]. Las Figuras 3.2 y 3.3 representan las diferencias en frecuencia y tiempo de los sistemas de ultra banda ancha y bandas más pequeñas.



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, los cuales se sitúan de forma precisa en el tiempo (con posibles desviaciones inferiores al picosegundo). Como resultado 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.

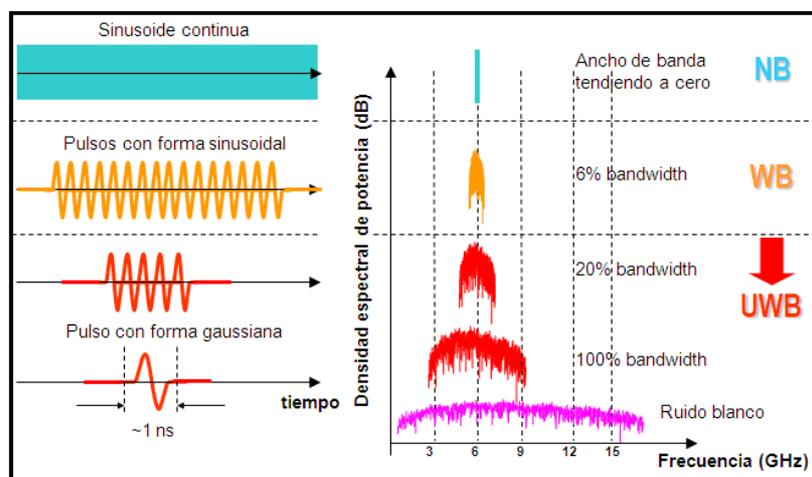


Figura 3.3 Tipos de sistemas en función del ancho de banda (II)

Esta limitación de potencia deja a los sistemas UWB para aplicaciones indoor de corto alcance pero con grandes tasas binarias, o bien para alcances mayores pero con

menor capacidad [10]. Esta variedad de posibilidades se debe a su estructura en la capa física. Así, esa baja potencia de transmisión requiere una secuencia de varios pulsos de baja potencia para transmitir un bit de información y que reciben el nombre de tren de pulsos. A mayor número de pulsos transmitidos por bit, menor tasa binaria, pero mayor alcance conseguido.

Se utilizan varios tipos de esquemas de modulación en banda base con señales ortogonales y antipodales como PPM (Pulse-Position Modulation), PAM (Pulse Amplitud Modulation), OOK (On-Off Keying), Bi-Phase Modulation o incluso BPSK o QPSK que transmiten varios bits por símbolo. Se utilizan distintas técnicas de acceso como TH (Time-Hopping) o DS (Direct-Sequence), ambas con micro pulsos, como los explicados anteriormente, y sistemas multiportadoras como por ejemplo OFDM. La Figura 3.4 presenta las modulaciones habituales que se usan en UWB.

UWB Technique	OFDM	TDMS/FDMA Pulses	DSSS/CDMA
Bands	3 to 13	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	M-ary Bi-Orthogonal Keying (M-BOK), QPSK	BPSK, QPSK, M-BOK
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, 3/4 rate at 480 Mbps	6/32 rate at 110 Mbps, 5/16 rate at 200 Mbps, 3/4 rate at 480 Mbps	1/2 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 3.4 Técnicas UWB [7]

En comparación con otro tipo de sistemas inalámbricos como WLAN, UWB proporciona una mayor velocidad de transmisión con una gran eficiencia en potencia, lo que permite el desarrollo de dispositivos portátiles de gran autonomía. En cambio su alcance es similar al que proporciona el sistema Bluetooth, debido principalmente a las limitaciones de potencia impuestas. Eliminando estas restricciones, el alcance de UWB se estima que podría ser similar o incluso superior al proporcionado por las tecnologías 802.11.

El sistema deberá cumplir las siguientes condiciones [10]:

- Este dispositivo no debe causar interferencias dañinas, es decir, que obstruya, degrade o interrumpa repetidamente un servicio de comunicaciones vía radio.
- Este dispositivo debe aceptar cualquier interferencia recibida incluyendo aquellas que causen una operación indeseada. Lo que implica que aquellos aparatos que funcionen sin licencia deberán poder coexistir en un ambiente inestable e incontrolado.
- Este dispositivo debe emitir a baja potencia con el objetivo de optimizar el uso del espectro y no interferir sobre los canales adyacentes. Esta baja potencia está regulada mediante una máscara de emisión propuesta por la FCC en los EE.UU y por la CEPT en Europa.

El espectro de UWB está dividido en:

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

Existen varias máscaras de emisión dependiendo de la aplicación para la que se halla diseñado el sistema [11]. En la Figura 3.5 se presentan las máscaras de emisión.

En Europa los órganos que se encargan de regular la tecnología radio UWB (UWB-RT) son básicamente dos: la ETSI (European Telecommunications Standards Institute) y la CEPT (Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications). 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.

Por otro lado, en la Universidad Autónoma de Madrid se trabaja para obtener una máscara más precisa con una resolución del orden de 10 MHz.

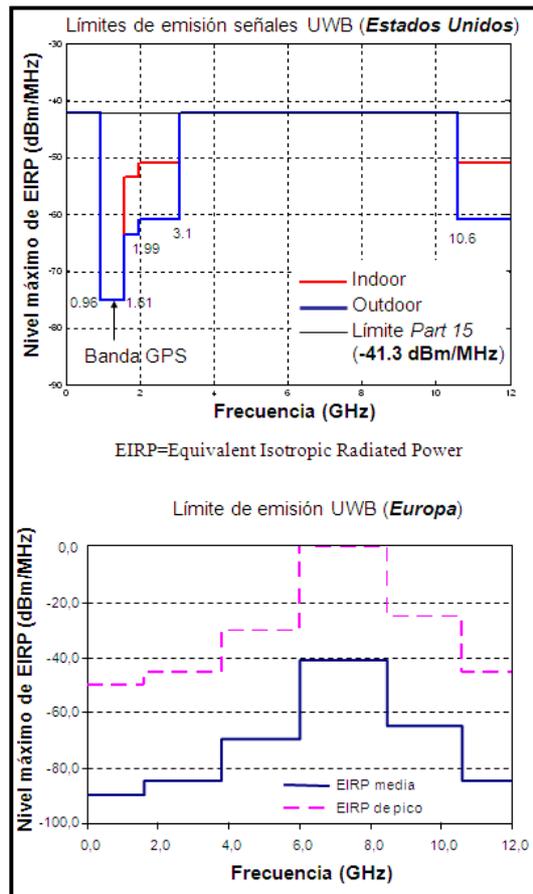


Figura 3.5 Máscaras de emisión EE.UU y Europa

3.3 Ventajas y retos tecnológicos

La tecnología UWB presenta una serie de ventajas indiscutibles frente a tecnologías competidoras como Bluetooth o WLAN. Sin embargo, también se enfrenta a una serie de retos tecnológicos derivados del propio sistema.

En cuanto a las ventajas, se pueden enumerar las siguientes:

- Altas tasas binarias de transmisión.
- Bajo consumo (como emisor de ondas de radio).
- Baja potencia de transmisión, lo cual permite su uso 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 (se puede usar tecnología CMOS para implementar un dispositivo UWB radio) y alta productividad, lo que marca esta tecnología como el futuro de las WPAN.

Por otro lado las características de esta tecnología implican una serie de retos tecnológicos que deben ser abordados:

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

En este proyecto, se va a abordar los dos últimos retos. Se diseñarán nuevas antenas con una buena adaptación a las que se añadirán filtros en la propia estructura para evitar interferencias con otros sistemas.

3.4 Aplicaciones

Principalmente la tecnología UWB en el ámbito civil fue diseñada para ser utilizada en redes WPAN, es decir, la electrónica en el hogar o en la oficina [6] (Figura 3.6):

- Reemplazo de estándar IEEE 1394 en dispositivos multimedia (cámaras de fotos o vídeo, reproductores MP3,...) con conectividad inalámbrica.
- Permitir conectividad WUSB (Wireless Universal Serial Bus) de gran velocidad (periféricos de ordenador, como escáneres, impresoras o dispositivos de almacenamiento externo).
- Aplicaciones con uso de streaming de vídeo debido a la anchura de banda del sistema (528 MHz o 2736 MHz).

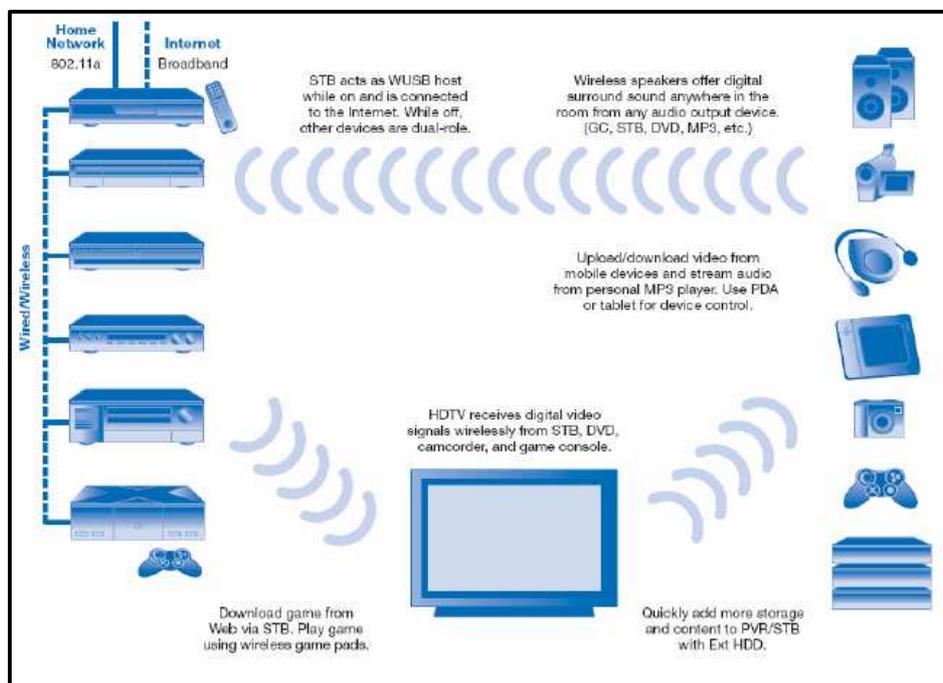


Figura 3.6 Aplicaciones UWB hogar

Para la transmisión sinusoidal, las ondas de baja frecuencia tienen la característica de poder atravesar las paredes, las puertas y las ventanas debido a que la longitud de onda es más larga que la del material que atraviesa, debido a que según crece la frecuencia, la longitud de onda decrece y viceversa. Todo lo contrario ocurre

con las ondas de alta frecuencia, que se reflejan en paredes y puertas ya que su longitud de onda es menor que la de los materiales de las que están formadas. Por esta razón, existen muchas aplicaciones en el campo de los radares, como el rescate de víctimas enterradas, detección de minas terrestres, radares que atraviesan paredes o tierra, etc.

Otras aplicaciones posibles son:

- Control de datos y voz.
- Sensores de colisión, proximidad y altitud.
- Monitorización de fluidos.
- Detección de movimientos.
- Sistemas de localización geográfica.
- Aplicaciones médicas...

3.5 Antenas UWB básicas

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

En este apartado se expondrán dos antenas de parches básicas diseñadas en [12].

3.5.1 Antena Circular básica

Este diseño es muy sencillo. Está basado en un parche circular alimentado mediante una línea microstrip. Se ha utilizado un substrato FR-4, de constante dieléctrica $\epsilon_r=4.7$ y espesor 1.5 mm. La línea de transmisión tiene una impedancia de 50Ω mientras que el radio del parche se ha calculado para que el diámetro tenga una dimensión de $\lambda/4$ a una frecuencia de 3,5 GHz. Cabe destacar que el parámetro h , distancia entre el comienzo del parche y el plano de masa, es crítico en cuanto al valor la impedancia del parche y, por lo tanto, en la adaptación de la antena.

En la Figura 3.7 se muestran las dimensiones de la antena mientras que las dimensiones de la misma aparecen en la Tabla 3.1.

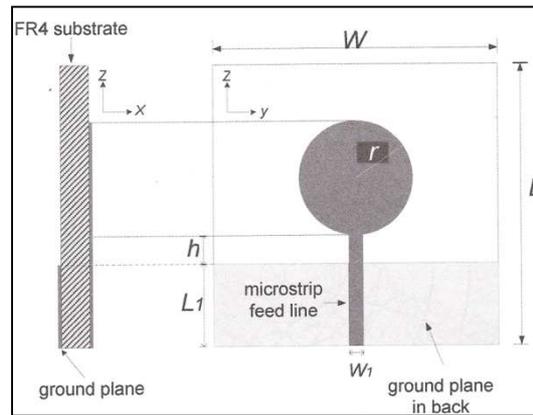


Figura 3.7 Configuración antena circular básica

Tabla 3.1 Dimensiones antena circular básica

Dimensión	Valor (mm)
W	42
L	50
W_1	2,6
L_1	20
h	0,3
r	10

El coeficiente de reflexión simulado y medido de esta antena se muestra en la Figura 3.8.

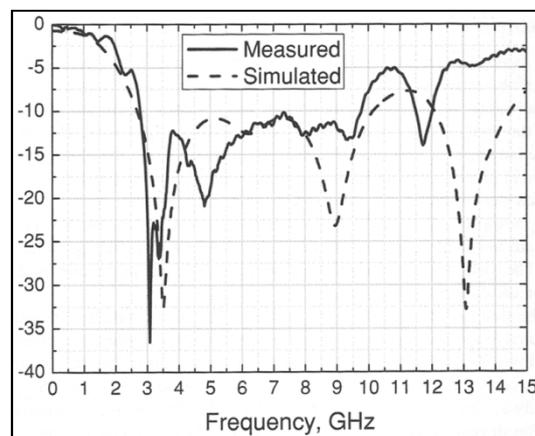


Figura 3.8 Coeficiente de reflexión antena circular básica

Como puede verse, esta antena tiene una banda de trabajo a -10dB desde 2,7 GHz a 10,2 GHz (116%) en la simulación y una vez construida y medida, la banda de trabajo baja de 2,8 GHz a 9,7 GHz (110%). Estos resultados son aceptables, aunque hubiera sido deseable que el ancho de banda fuera más grande a frecuencias superiores para cumplir los requisitos de la FCC.

Por otro lado, se ha calculado una tabla para obtener el radio de parche y la distancia desde el parche al plano de masa, h , óptimos (Tabla 3.2).

Tabla 3.2 Parámetros óptimos para el diseño de la antena circular básica

Diámetro (2r)	Primera resonancia, f (GHz)	Longitud de onda, λ (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	57	0,3
40	1,95	153,8	0,26	75	0,4

3.5.2 Antena Elíptica básica

Otra antena presentada en [12], es una antena con parche elíptico (Figura 3.9 y Tabla 3.3). Al igual que en el caso anterior, se ha usado un substrato FR-4, de constante dieléctrica $\epsilon_r=4.7$ y espesor 1.5 mm.

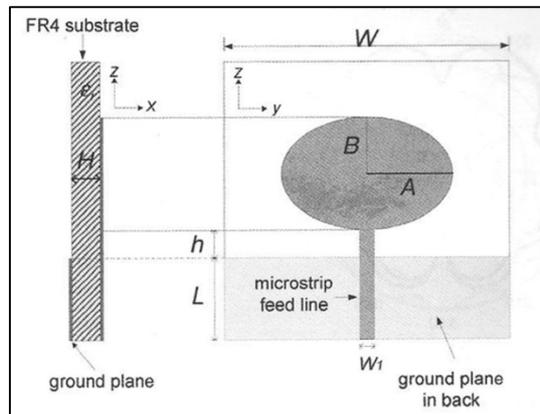


Figura 3.9 Coeficiente de reflexión antena elíptica básica

Tabla 3.3 Dimensiones antena elíptica básica

Dimensión	Valor (mm)
W	44
W_1	2,6
L	20
h	0,7
A	10,9
B	7,8

El coeficiente de reflexión simulado y medido de esta antena se presenta en la Figura 3.10.

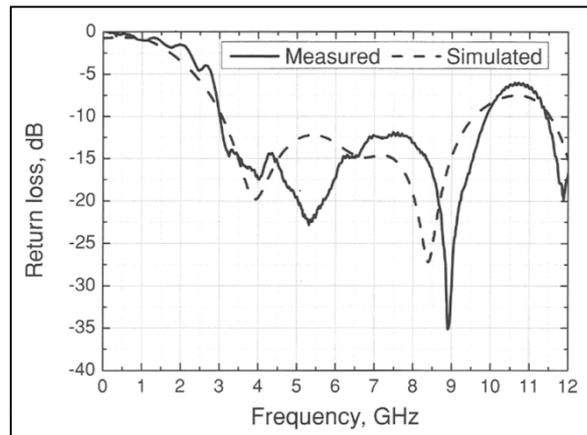


Figura 3.10 Coeficiente de reflexión antena circular básica

Esta antena presenta una banda de trabajo a -10 dB desde 3,07 GHz hasta 9,58 GHz (103%) en el caso teórico y un ancho de banda desde 3,07 GHz hasta 9,89 GHz (105%) en la medida. Por lo tanto se puede concluir que es ligeramente peor en este aspecto que la antena presentada en el apartado anterior.

4 Criterios de Diseño

Antes de pasar al diseño de las antenas es necesario abordar dos cuestiones esenciales, una teórica y otra práctica. La cuestión teórica se centra en qué bandas pueden eliminar los filtros y la práctica consiste en calcular de manera experimental la constante dieléctrica del material que se va a utilizar para la construcción de los prototipos.

4.1 Filtros de notch

Como se explica en el Capítulo 3 del presente informe, uno de los principales problemas de la tecnología UWB es la interferencia que pueden ocasionar otros sistemas de telecomunicación como puede ser el IEEE.802.11x o la banda ISM. Por lo tanto es necesario el uso de filtros de banda eliminada (filtros notch) para poder rechazar posibles interferencias. Ya que las antenas presentadas en este proyecto están indicadas para sistemas de transmisión y recepción, es necesario que sean lo más compactas posible. Por ello se diseñarán filtros de notch insertados en la propia antena. Hay tres tipos de filtros en función de la posición que ocupan en la antena:

- Internos al parche. Realizados mediante slots o ranuras en el parche.
- Externos al parche. Se obtienen realizando pistas de cobre en las inmediaciones del parche.
- Plano de masa. Formados por slots en el plano reflector.

El sistema que más puede interferir en UWB es el IEEE.802.11.x, más conocido como WiFi por dos razones. Por un lado es un sistema muy implantado en la actualidad y por otro lado, forma parte del mismo subconjunto de tipo de red que el sistema UWB, las WPAN o Wireless Personal Area Network por lo que pueden encontrarse en entornos muy cercanos aumentando la interferencia.

El sistema WiFi tiene varias bandas de funcionamiento [14] dependiendo de la revisión del estándar que se utilice: 802.11a, 802.11g y 802.11n. Las versiones “a” y “g” operan en la banda de 2,4 GHz mientras que la versión “n” añade el uso de una banda centrada en 5,5 GHz que a su vez se divide en dos sub-bandas. La primera, usada en Europa, se sitúa en la banda 5,15-5,35 GHz y la segunda, usada en EE.UU, se encuentra en la banda 5,725-5,825 GHz [15].

El criterio para discernir cuando una banda es eliminada es que el coeficiente de reflexión de la antena sea mayor que -10 dB en esa banda. Sin embargo, para obtener un mal coeficiente de reflexión en las bandas a eliminar, se dejará un margen de frecuencias a ambos lados de las bandas no deseadas obteniendo así peores coeficientes de reflexión en las bandas que realmente se desean eliminar. Esto supone un compromiso entre la buena eliminación de la banda no deseada y el aprovechamiento

del ancho de banda sí deseado. Sin embargo, no es difícil resolver el compromiso debido a que el espectro UWB es muy amplio y que una pequeña fracción de ancho de banda no sea útil (cientos de MHz) no afecta al comportamiento global del sistema. Por otro lado sí es más importante que las bandas WiFi sean eliminadas correctamente.

En la Tabla 4.1 se presentan las bandas que se pueden eliminar para evitar interferencias con el sistema WiFi:

Tabla 4.1 Criterios de Diseño. Posibles Bandas WiFi a eliminar

Tipo	Frecuencia Mínima (GHz)	Frecuencia Máxima (GHz)
Europea	5,1	5,5
Americana	5,5	5,9
Europea y Americana	5,1	5,9

Otras bandas que pueden eliminar los filtros de notch son las indicadas por los estándares de modulaciones que se utilizan en UWB indicados en la Figura 3.4. Centrándonos en la modulación OFDM, vemos que se dispone de 13 canales de 528 MHz cada uno (Figura 4.1). El tercer canal finaliza a 4,75 GHz y a continuación se tiene un canal no utilizado debido a la interferencia que ocurriría con el sistema WiFi (banda Europea). En el diseño de antenas se realizarán filtros para eliminar canales adyacentes, concretamente el 4 y el 5 debido a interferencias con el sistema UWB (banda Americana).

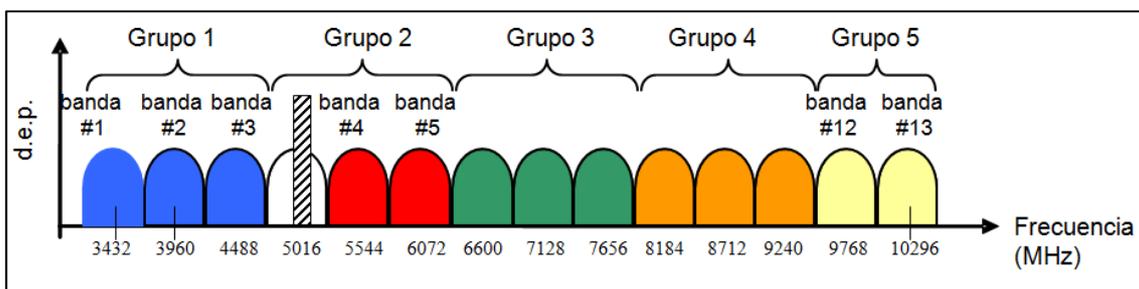


Figura 4.1 Criterios de Diseño. Canales UWB OFDM

4.2 Estimación de la constante dieléctrica práctica en la banda de trabajo

Para la construcción de las antenas que se diseñen se ha decidido usar un sustrato tipo FR-4. Este material está compuesto de fibra de vidrio y resina epoxy. Es un material estándar muy utilizado en la fabricación de placas de circuitos impresos (PCB) y circuitos de microondas. Los dos parámetros más importantes a la hora de diseñar un circuito de microondas son la constante dieléctrica (ϵ_r) y la tangente de pérdidas ($\tan \delta$). En el sustrato FR-4 se toman como valores comunes $\epsilon_r=4,4$ y $\tan \delta = 0,02$. Sin embargo estos valores se corresponden con frecuencias de trabajo de cientos de MHz. Debido a que la banda de trabajo de las antenas objetivo de este proyecto comienza a partir de 3 GHz y terminan en torno a 10 o 12 GHz es necesario estimar el valor de estos parámetros a frecuencias comprendidas en este intervalo.

Existen estudios en los que se calcula la constante dieléctrica del material como en [16]. En este informe se concluye que a 1 GHz, la constante dieléctrica del substrato es 4,47 pero como ya hemos dicho es necesario calcularla a frecuencias mayores. El objetivo es calcular la constante dieléctrica a 3 GHz 5,5 GHz y 9 GHz. Para ello se ha utilizado un proceso muy sencillo. Se ha diseñado una línea microstrip de 50Ω a la que se le añade un sintonizador paralelo de longitud determinada (Ver Tabla 4.2) para obtener una resonancia a la frecuencia deseada obteniendo un filtro de notch a esa frecuencia. Inicialmente se da un valor de $\epsilon_r=4,4$ para realizar la simulación. A continuación se fabrica el filtro y se mide su parámetro de transmisión (parámetro S_{12}). El siguiente paso es realizar una comparación entre el resultado de la medida y la simulación (usando el CST Studio Suite) con $\epsilon_r=4,4$.

Tabla 4.2 Criterios de Diseño. Longitudes de los Filtros

Frecuencia Central (GHz)	Longitud del sintonizador paralelo (mm)
3 GHz	32,4
5,5 GHz	19,45
9 GHz	12,8

Si el pico de transmisión no se encuentra en la misma frecuencia, indica que la constante dieléctrica del material no es 4,4 sino otro valor por lo que la longitud eléctrica del sintonizador en paralelo ha variado y por ello el pico de la resonancia no coincide. Para calcular la verdadera constante dieléctrica, se realizan nuevas simulaciones de la misma estructura pero con valores distintos de ϵ_r hasta que el coeficiente de transmisión simulado y medido coincidan. A continuación se muestran el procedimiento para una la frecuencia de 3 GHz.

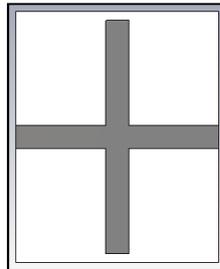


Figura 4.2 Criterios de Diseño. Configuración Filtro 3 GHz

El sintonizador tiene una longitud de 32,4 mm que le permite resonar a 3 GHz con un valor de $\epsilon_r=4,4$. En la Figura 4.3 se muestran la simulación de los parámetros S del filtro. El valor de transmisión (valores S_{21} y S_{12}) tiene una resonancia muy pronunciada en 3 GHz.

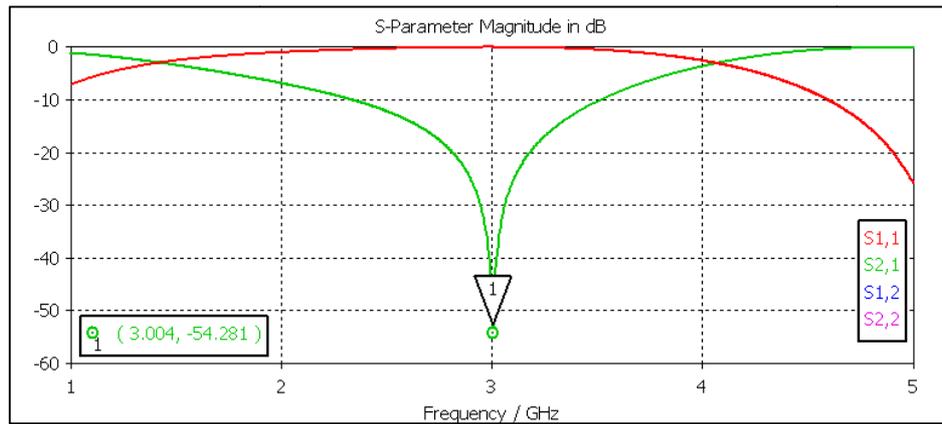


Figura 4.3 Criterios de Diseño. Parámetros S simulados a $\epsilon_r=4,4$ Filtro 3 GHz

En la Figura 4.4 se muestra la comparativa entre el parámetro S_{21} para varios valores de la constante dieléctrica y el valor medido real.

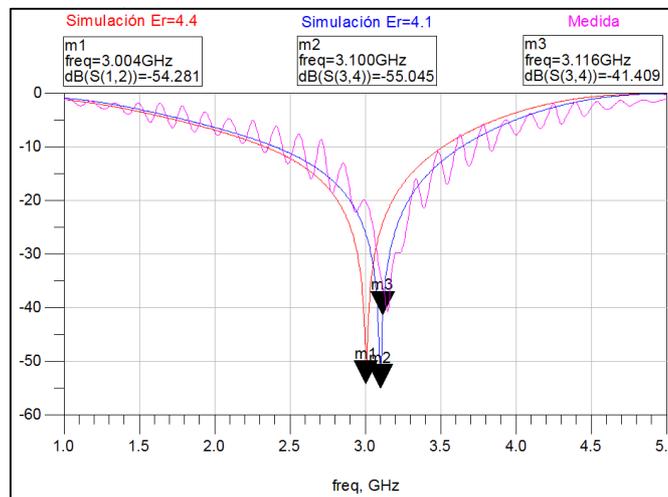


Figura 4.4 Criterios de Diseño. Parámetro S_{12} Filtro 3 GHz

Como puede verse, el valor exacto de la constante dieléctrica del FR-4 es 4,1. En las Figuras 4.5 y 4.6 se muestran los resultados para los filtros de 5,5 GHz y 9 GHz.

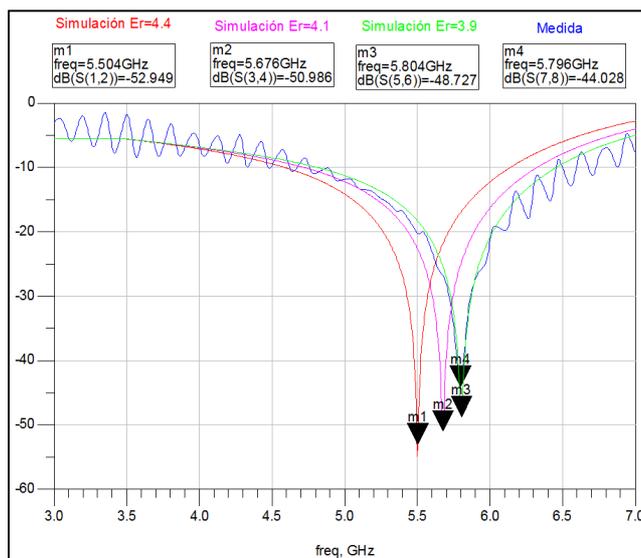


Figura 4.5 Criterios de Diseño. Parámetro S12 Filtro 5,5 GHz

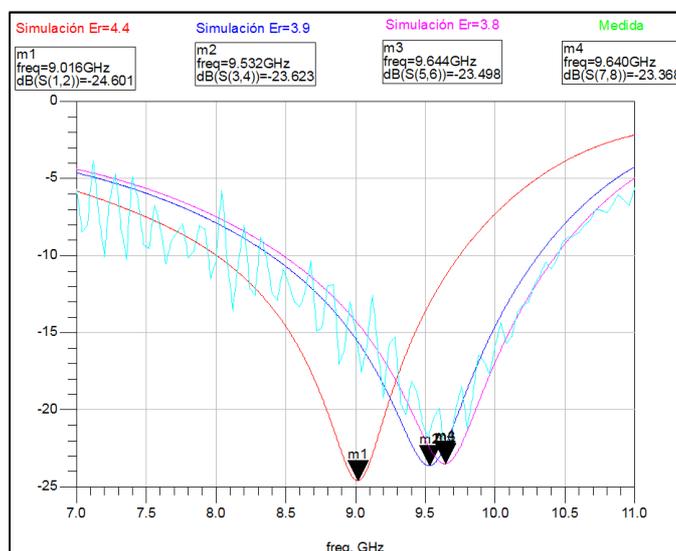


Figura 4.6 Criterios de Diseño. Parámetro S12 Filtro 9 GHz

A modo resumen, se presentan los resultados en la Tabla 4.3 donde se marcan los valores en lo que el valor simulado coincide con la medida.

Tabla 4.3 Criterios de Diseño. Frecs. centrales simuladas y medidas de los filtros

Frecuencias centrales (GHz)	Simulación $\epsilon_r=4,4$	Simulación $\epsilon_r=4,1$	Simulación $\epsilon_r=3,9$	Simulación $\epsilon_r=3,8$	Medida
Filtro 3 GHz	3,00	3,10			3,12
Filtro 5,5 GHz	5,5	5,68	5,80		5,80
Filtro 9 GHz	9,02		9,53	9,64	9,64

Como puede verse, la constante dieléctrica del material disminuye a medida que aumenta la frecuencia. Debido a que el programa de simulaciones electromagnéticas CST Design Studio sólo permite trabajar con un solo valor de ϵ_r y no con varios en

función de la frecuencia como sería deseable, se ha decidido tomar un valor constante de $\epsilon_r = 3,9$ ya que es muy importante ajustar las simulaciones a 5,5 GHz para poder distinguir las bandas WiFi que sean eliminadas.

5 Diseño de antenas UWB con filtros de notch

En este capítulo se muestran los diseños de las antenas que se han realizado. Se han diseñado distintos tipos de parches y filtros de notch. La clasificación de las antenas se realiza mediante la forma del parche.

5.1 Antena Disco Tipo 1

Se pretende realizar una antena UWB que tenga las siguientes características:

- Banda de trabajo mínima: 3,1 GHz a 10,6 GHz para cumplir la normativa de la FCC.
- 1 Filtro notch que elimine la banda de frecuencias que ocupa el sistema IEEE 802.11a (dos sub-bandas): 5,1-5,9 GHz.
- 1 Filtro notch a una frecuencia superior.

Inicialmente se ha diseñado una antena que cumpla el requisito de ancho de banda, a continuación se le han añadido uno a uno los filtros y finalmente se han integrado en el diseño final.

5.1.1 Antena sin filtros

La configuración de la antena se muestra en la Figura 5.1.

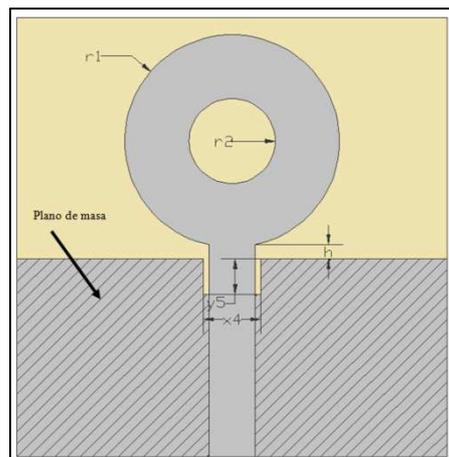


Figura 5.1 Antena Disco Tipo 1. Configuración inicial

A continuación se detallan los pasos dados para diseñar esta antena. Se ha diseñado un parche circular alimentado por una línea microstrip. El primer parámetro que se ha decidido es el radio del parche. Al tratarse de un monopolo, la dimensión del parche debe ser aproximadamente $\lambda/4$. Esta ecuación es simplista y es más válida para monopolos lineales como el presentado en el Capítulo 2.4.5 [1], En antenas impresas

este valor puede disminuir a un intervalo de $(0.2 - 0.25) \cdot \lambda$. Sin embargo utilizaremos 0.25λ como valor de referencia ya que es más común. Para un parche circular, la dimensión del mismo ha de ser:

$$2r_1 \cong \frac{\lambda_e}{4}$$

Donde λ_e , es la longitud de onda efectiva (o eléctrica) que se calcula a partir de la siguiente expresión:

$$\lambda_e = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_e}} \rightarrow f = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e} \cdot \lambda_e} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e} \cdot 8r_1}$$

Inicialmente se desconoce con exactitud el valor de la constante dieléctrica efectiva ϵ_e . La idea inicial es que esa constante efectiva fuera la del aire ($\epsilon_e = 1$), sin embargo, al realizar simulaciones con el software CST Design Studio, se comprueba que ese valor no es exactamente 1, sino ligeramente superior. Para demostrarlo, se han realizado simulaciones con dos tipos de parches distintos: circular (Figura 5.2) y rectangular (Figura 5.34) con varias longitudes de los mismos para comprobar que la constante efectiva del parche es superior a 1. Los resultados se muestran en las Tabla 5.1 y 5.2.

Dimensión resonante $\approx \lambda/4$	$f_{\text{res teórica}} \epsilon_e = 1$ (GHz)	$f_{\text{res simulada}}$ (GHz)	$f_{\text{res teórica}}/f_{\text{res sim.}}$
13	5,77	4,15	1,38
15	5	3,9	1,28
17	4,41	3,65	1,20
19	3,95	3,4	1,16

Tabla 5.1 Dimensiones resonantes parche circular

Si se toma la media de los cuatro valores de la relación entre las frecuencias de resonancia teórica y simulada, se tiene un valor de:

$$\frac{f_{\text{res teórica}}}{f_{\text{res sim}}} = 1,25 = \sqrt{\epsilon_e} \rightarrow \epsilon_e = 1,56$$

En el caso del parche rectangular, los valores son ligeramente distintos:

Dimensión resonante $\approx \lambda/4$	$f_{\text{res teórica}} \epsilon_e = 1$ (GHz)	$f_{\text{res simulada}}$ (GHz)	$f_{\text{res teórica}}/f_{\text{res sim.}}$
16	4,68	4	1,17
17	4,41	3,9	1,13
18	4,17	3,75	1,11
19	3,94	3,7	1,06
20	3,75	3,6	1,04

Tabla 5.2 Dimensiones resonantes parche rectangular

El nuevo valor de constante dieléctrica efectiva es:

$$\frac{f_{\text{res teórica}}}{f_{\text{res sim}}} = 1,10 = \sqrt{\epsilon_e} \rightarrow \epsilon_e = 1,21$$

Este valor es ligeramente inferior al obtenido en el caso del parche circular. Por lo tanto, el valor exacto de constante dieléctrica efectiva depende de varios factores. Uno de ellos es la forma del parche, como se ha demostrado. Otro efecto es el tamaño del substrato total, ya que el parche estará más o menos rodeado de material dieléctrico lo cual cambia la constante del mismo. Lo que sí se puede asegurar es que el valor de ϵ_e no es ni 1 ni el del substrato sobre el que se diseña la antena. Este comportamiento implica el uso de software que permita evaluar el coeficiente de reflexión de las antenas de manera precisa y no con fórmulas simples que solamente sirven para partir de un valor inicial que sea posteriormente optimizado.

Por lo tanto siempre las resonancias obtenidas se encontrarán en frecuencias inferiores a las que se obtienen del cálculo simplista de un monopolo de longitud $\lambda/4$ y constante dieléctrica $\epsilon_e = 1$. Posteriormente se comprobará que al tener más de una longitud resonante en la misma antena, los efectos de éstas se acoplan y es mucho más difícil estimar qué nuevas resonancias aparecerán en las simulaciones.

Si se quiere obtener un parche que tenga una primera resonancia en 3.5 GHz (para obtener un $|S_{11}| < -10$ dB a 3.1 GHz), el valor aproximado de r_1 será:

$$2r_1 \cong \frac{\lambda_e}{4} = \frac{3 \cdot 10^8 \left(\frac{m}{s}\right)}{4 \cdot \sqrt{1,55} \cdot 3,5 \cdot 10^9 (GHz)} = 0,017m = 17,2 \text{ mm} \rightarrow r_1 \cong 8,6 \text{ mm}$$

Para ajustar el valor óptimo de r_1 se realiza una simulación con varios valores. El resultado se muestra en la Figura 5.2.

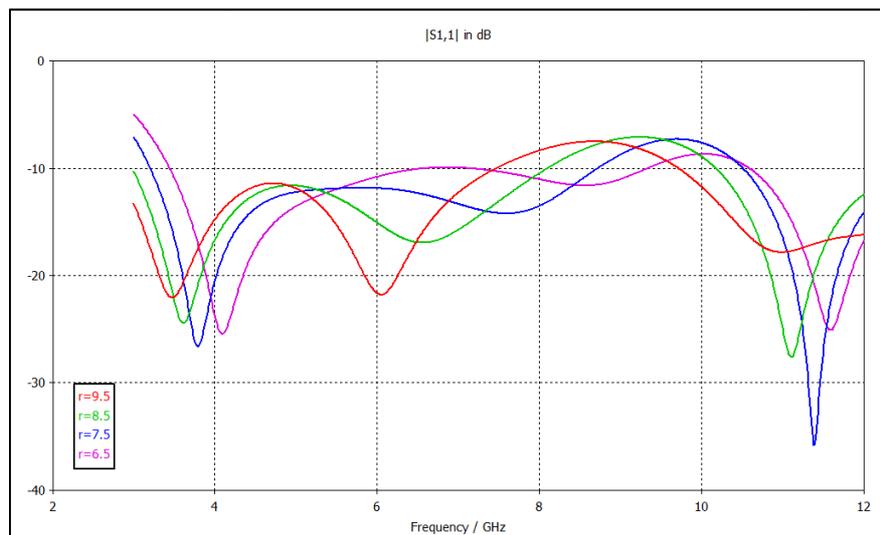


Figura 5.2 Antena Disco Tipo 1. Variación r_1 . $r_2=0$, $h=0$

El valor que permite por ahora más ancho de banda es el de 7,5 mm. Para este valor, se va a comprobar qué ancho de la línea microstrip es más adecuado. Recordar que según (2.21) el ancho para una línea de 50Ω es de 3,2 mm por lo que deberá

La modificación consiste en realizar un slot en el plano de masa o “defect ground”. En este caso se ha realizado justo en la zona de alimentación de la antenna con forma rectangular y dimensiones x_4 e y_5 [17]. A continuación se muestran los resultados.

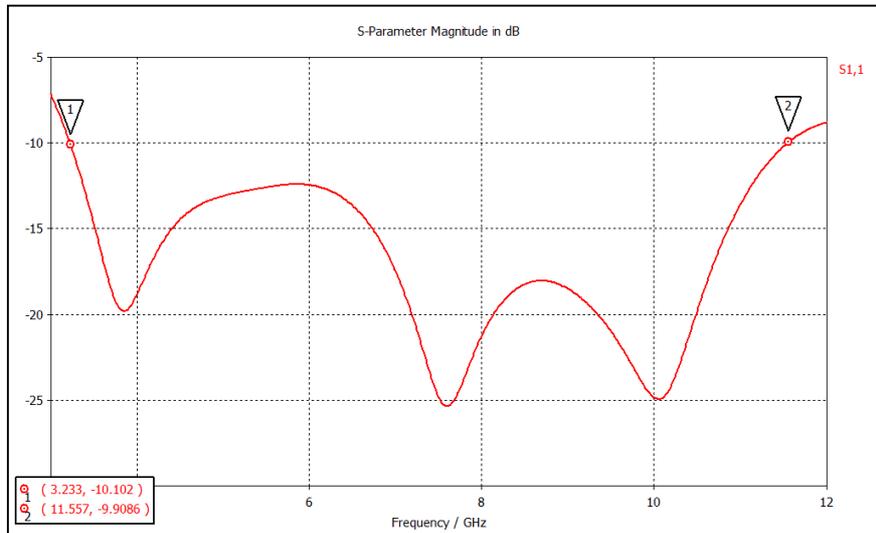


Figura 5.5 Antena Disco Tipo 1. Coeficiente de reflexión con “defect ground”

Como puede verse, el rango de frecuencias que cumplen que el coeficiente de reflexión es menor que -10dB ha aumentado hasta $11,5\text{ GHz}$, por lo que ya cumple los requisitos planteados. Si se muestra en Carta de Smith (Figura 5.6):

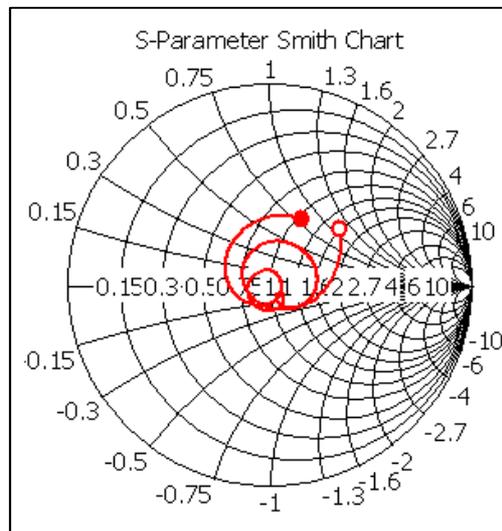


Figura 5.6 Antena Disco Tipo 1. Carta Smith antena con “defect ground”

Puede verse que la impedancia de la antena se aproxima a 50Ω en todas las frecuencias simuladas. A pesar de que se cumple el requisito de adaptación, a continuación se pretende mejorar la reflexión hasta 12 GHz para futuras aplicaciones que operen en esta banda. Para ello se modifica el parche para que en vez de un círculo tenga forma de anillo de radios r_1 y r_2 (mayor y menor). En la Figura 5.7 se presenta el resultado.

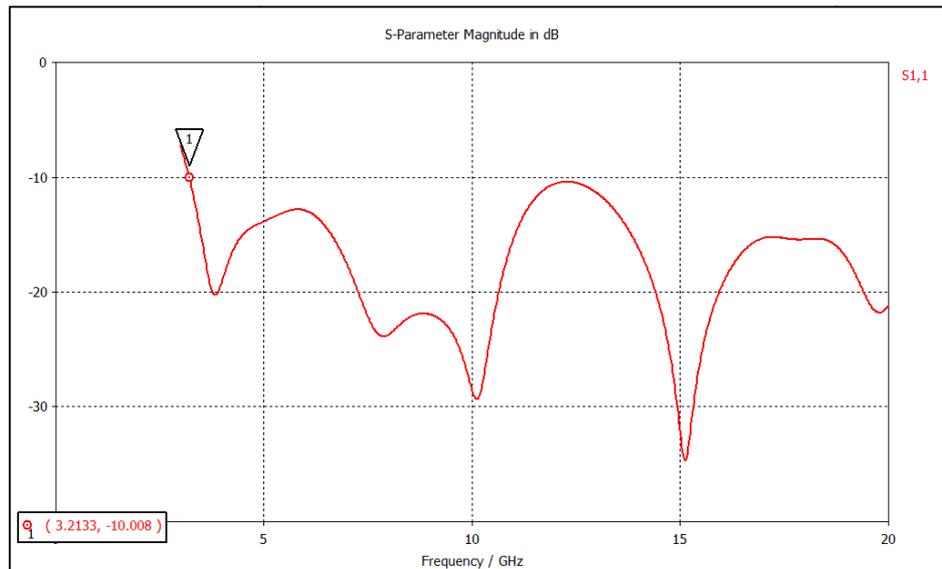


Figura 5.7 Antena Disco Tipo 1. Coeficiente de reflexión antena anillo. $r_1=7.5$ mm, $r_2=3$ mm, $h=0.95$ mm

El coeficiente de reflexión ha mejorado a partir de 11,5 GHz, incluso llega a frecuencias muy altas que exceden considerablemente los requisitos planteados ya que ha aparecido una nueva resonancia debido al anillo de $r_2=3$ mm. Debido a la interacción de los dos anillos, la resonancia aparece a una frecuencia superior a la que se obtendría con un monopolo simple $\lambda/4$. Una vez que la banda de trabajo cumple el requisito de adaptación se procede a diseñar los filtros.

5.1.2 Filtro 1: Eliminación 2 sub-bandas del sistema IEEE 802.11a

Para realizar este filtro se ha elegido un filtro bastante usado en diseños con líneas microstrip llamado “complementary split-ring resonator” o CSRR. Este tipo de filtro está documentado en [18] y en [19]. Consiste en un slot realizado en el plano de masa situado debajo de la línea de transmisión. Pueden tener dos formas típicas, tanto cuadrada como circular (Figura 5.8).

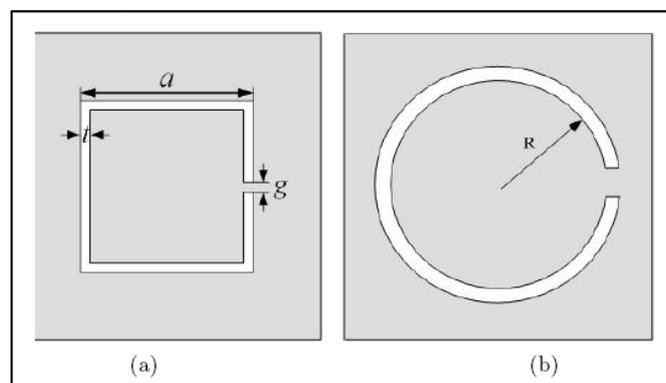


Figura 5.8 Formas típicas CSRR

Otro parámetro importante a la hora de diseñar este tipo de filtros es la distancia del propio filtro a la línea de transmisión como puede verse en la Figura 5.9.

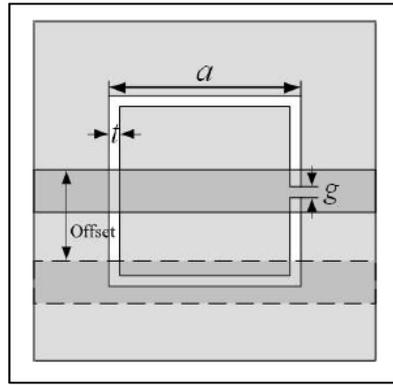


Figura 5.9 Offset CSRR

En las Figuras 5.11-5.14 detallan los efectos de la variación de cada uno de estos parámetros a partir de la configuración que muestra la Figura 5.10.

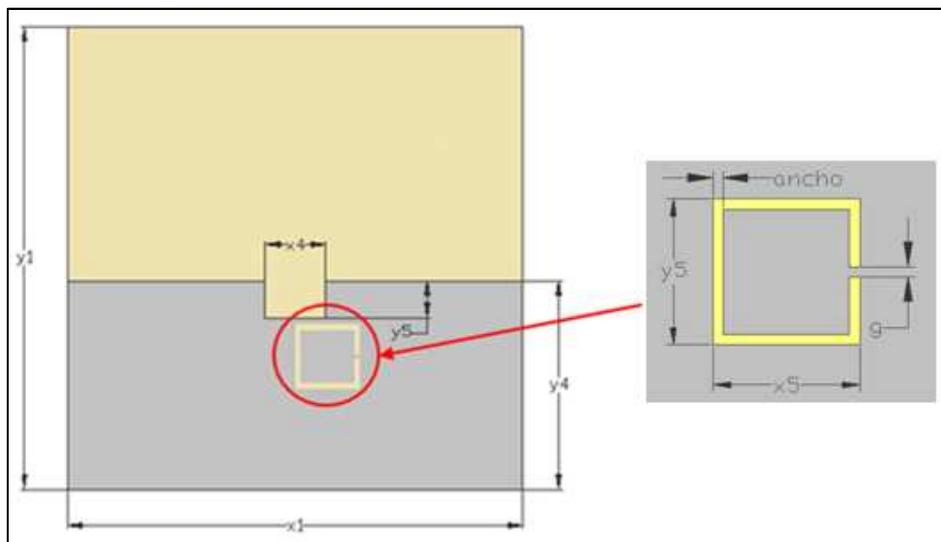


Figura 5.10 Antena Disco Tipo 1. Configuración 1 CSRR

- Variación de la longitud del filtro (parámetro x_5).

Al aumentar longitud del filtro, la banda eliminada se desplaza a bajas frecuencias. Por el contrario, al disminuir ésta, la banda eliminada aumenta en frecuencia.

La longitud efectiva del filtro obtenida en las simulaciones es aproximadamente:

$$\frac{\lambda_0}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_e}}$$

donde ϵ_e es la longitud de onda efectiva de la línea microstrip.

$$L_{filtro} = 2 \cdot x_5 + 2 \cdot y_5 - g = 16,55 \text{ mm}$$

Que se corresponde aproximadamente con media longitud de onda efectiva:

$$\lambda_e = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8}{6 \cdot 10^9 \sqrt{3,15}} = 0,027 \text{ m} = 27,27 \text{ mm} \rightarrow \frac{\lambda_e}{2} = 14,08 \text{ mm}$$

La longitud del filtro y $\lambda_0 / 2 \cdot \sqrt{\epsilon_e}$ no coinciden exactamente ya que existen otros

factores como la achura del filtro o la propia forma mismo que modifican su longitud eléctrica.

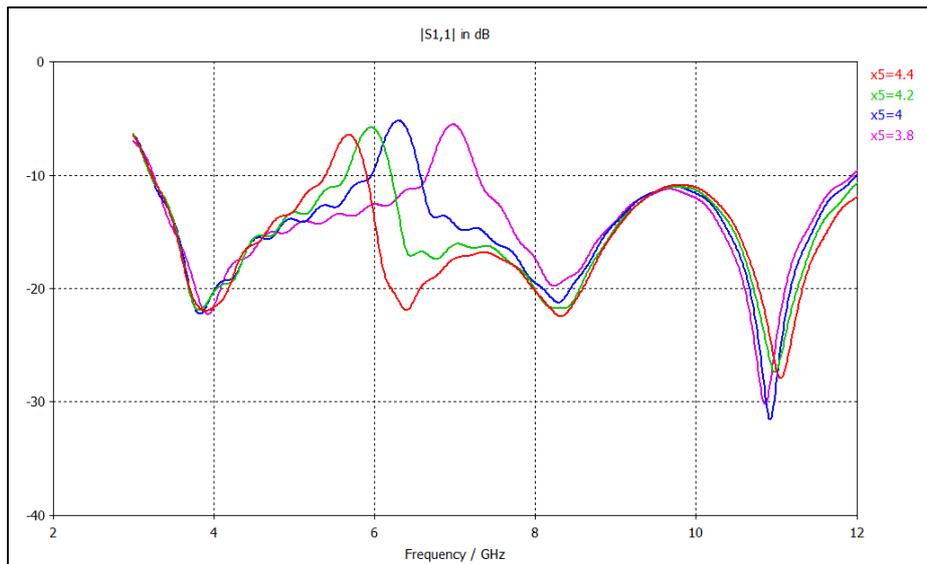


Figura 5.11 Antena Disco Tipo 1. Variación longitud CSRR. offset=0, ancho=0,25 mm, g=0,25 mm

- Variación del offset.

Al aumentar el offset, la resonancia que se obtiene es más pequeña por lo que la banda eliminada es menor.

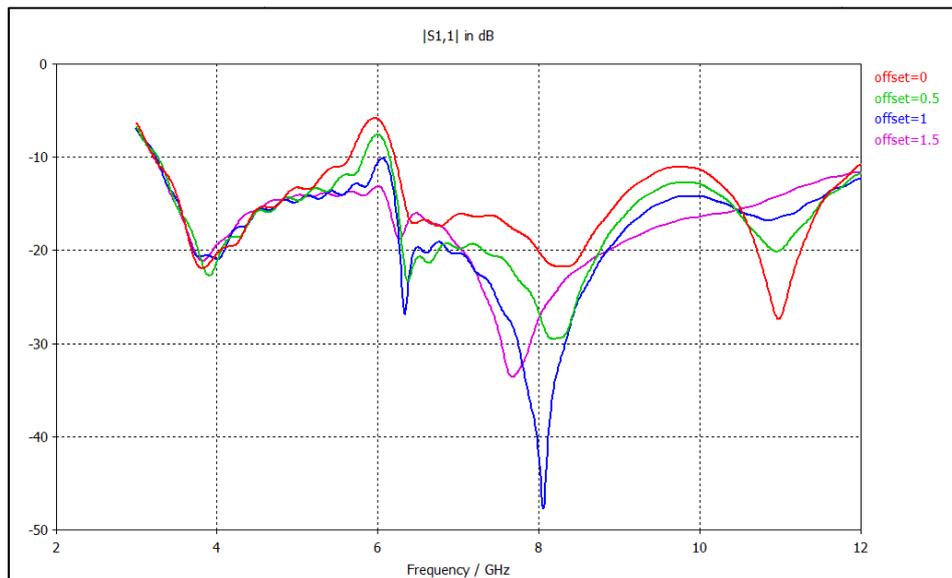


Figura 5.12 Antena Disco Tipo 1. Variación offset CSRR. x5=4,2 mm, ancho=0,25 mm, g=0,25 mm

- Variación del ancho del filtro.

Si aumenta el ancho del filtro, la banda eliminada aumenta. En el caso de un ancho de 0,1 mm, la banda eliminada es de 200 MHz, además la resonancia que se obtiene es muy pequeña. Para unos valores de 0,25 y 0,4 mm de ancho del filtro se obtienen bandas más grandes, concretamente 500 y 600 MHz. Por otro lado, al aumentar el ancho del filtro, la longitud efectiva del filtro disminuye por lo que también hay un desplazamiento a frecuencias más altas.

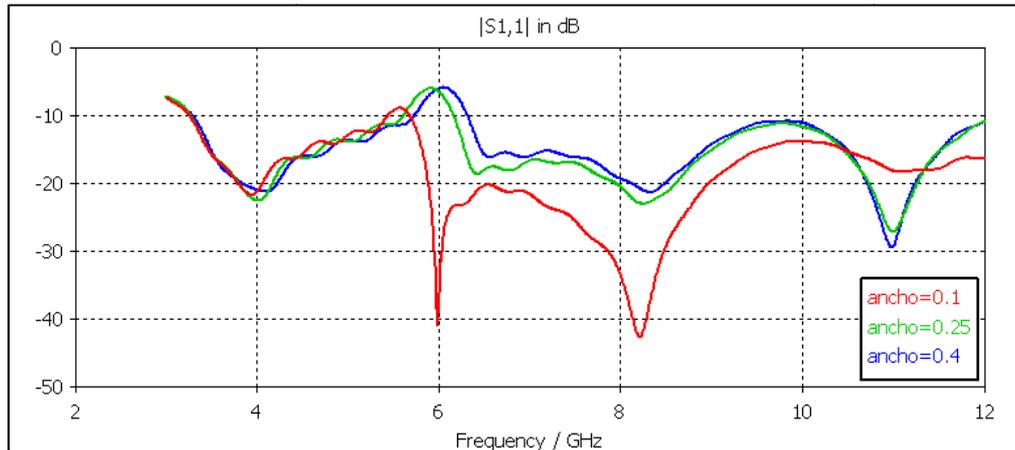


Figura 5.13 Antena Disco Tipo 1. Variación ancho 1 CSRR. $x_5 = 4.2$ mm, $offset = 0$, $g = 0.25$ mm

- Variación parámetro g.

Este parámetro permite ajustar la longitud total del filtro, por lo que su variación implica el desplazamiento en frecuencia de la banda eliminada.

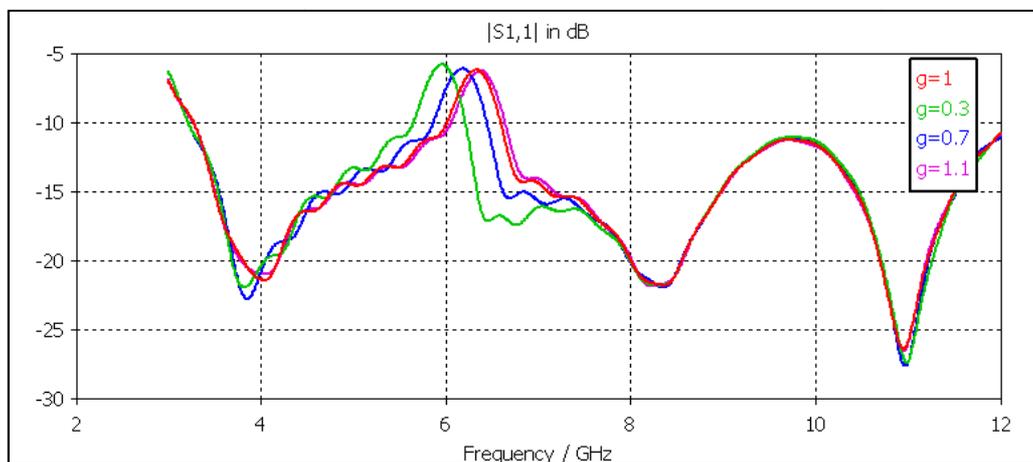


Figura 5.14 Antena Disco Tipo 1. Variación g 1 CSRR. $x_5 = 4.2$ mm, $offset = 0$, $ancho = 0.25$ mm

Como puede verse en todas estas simulaciones, el coeficiente de reflexión en la banda eliminada siempre se encuentra por debajo de los -5dB. Recordemos que para que idealmente rechace todas las frecuencias, el coeficiente de reflexión debería ser 0 dB. Por lo tanto el siguiente paso es aumentar el rechazo en la banda eliminada. Para ello se va a introducir dentro del filtro inicial otro filtro CSRR más pequeño (ver Figura 5.15) para que los efectos de ambos filtros se acoplen y se obtenga una mayor resonancia.

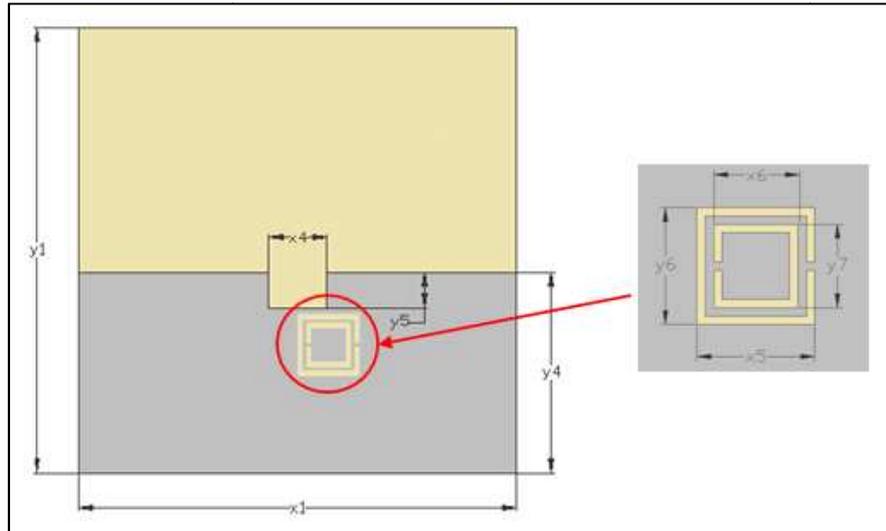


Figura 5.15 Antena Disco Tipo 1. Configuración 2 CSRR

Una vez ajustados los parámetros de ambos filtros para eliminar la banda deseada, se obtiene el resultado mostrado en la Figura 5.16. Recordemos que se desea eliminar la banda de 5,1 a 5,8 GHz.

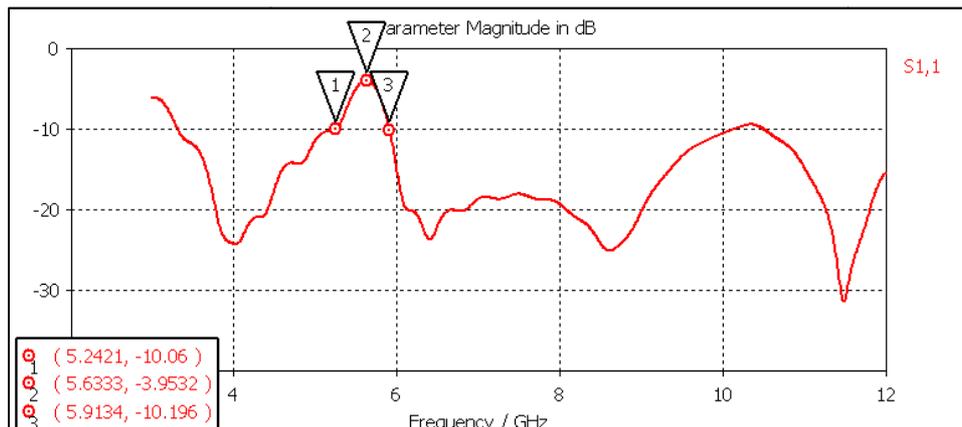


Figura 5.16 Antena Disco Tipo 1. Coeficiente de reflexión 2 CSRR

El rechazo obtenido en la frecuencia central es de -4 dB, lo cual significa 2 dB más que con la configuración de 1 sólo CSRR.

5.1.3 Filtro 2: Eliminación banda superior

A continuación se desea eliminar otra banda de frecuencias superior. Para ello se realizan dos slots dentro del parche. Para preservar la simetría de la antena y por lo tanto obtener un diagrama de radiación lo más omnidireccional posible, la forma de los slots es de un arco.

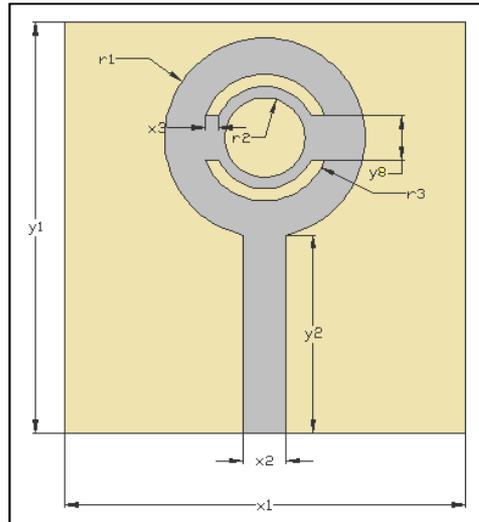


Figura 5.17 Antena Disco Tipo 1. Configuración superior

A continuación se estudiará el efecto de dos parámetros cruciales para obtener la respuesta del filtro: el ancho y la distancia entre los dos discos (Figuras 5.18-5.19).

- Variación del ancho del filtro (parámetro x_3).

Si aumenta el ancho de los discos, el ancho de banda eliminado aumenta. Para los valores de 0,5 1 y 1,5 mm, se han eliminado 440, 600 y 700 MHz respectivamente. Por otro lado la banda eliminada también se desplaza a frecuencias mayores.

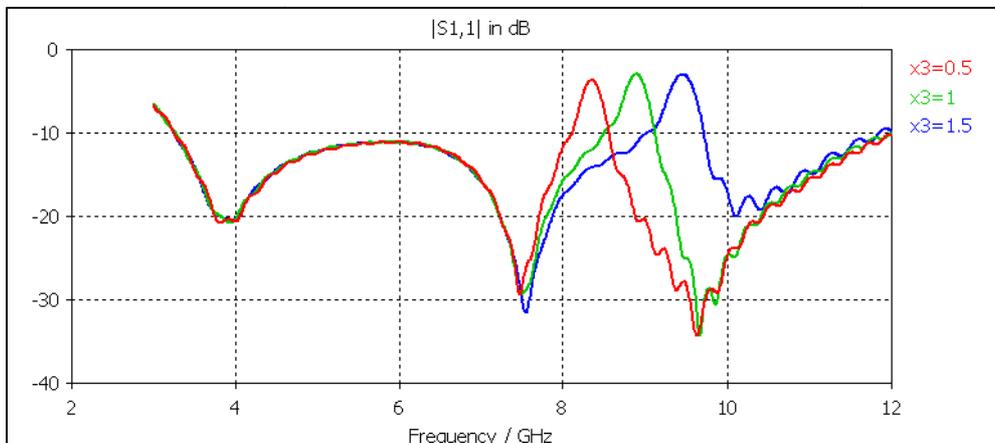


Figura 5.18 Antena Disco Tipo 1. Variación ancho filtro 2. $y_8=4.7$ mm

- Variación de la distancia entre los discos.

Al aumentar la distancia entre los discos, la banda eliminada se desplaza a frecuencias mayores y además el ancho de banda es mayor.

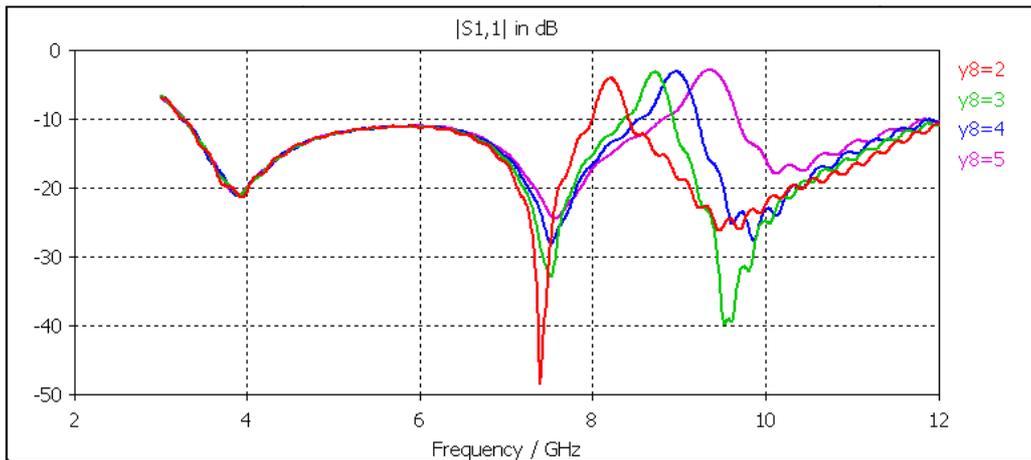


Figura 5.19 Antena Disco Tipo 1. Variación distancia entre discos filtro 2. $x_3=1,5$ mm

Teniendo en cuenta los resultados de estas simulaciones y que la banda de rechazo no está especificada se ha elegido unos parámetros que permitan tener un buen rechazo en la banda eliminada, con una banda de 600 MHz y que la banda no se encuentre muy cercana al final de la banda definida por la FCC. El resultado se muestra en la Figura 5.20.

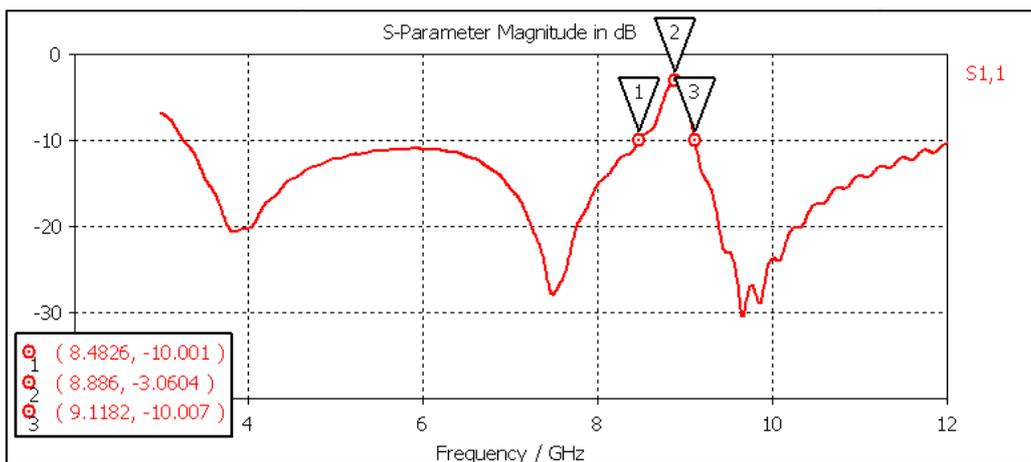


Figura 5.20 Antena Disco Tipo 1. Coeficiente de reflexión filtro 2

5.1.4 Integración de los diseños

Finalmente se muestra en la Figura 5.21 y la Tabla 5.3 todos los parámetros de la antena con los dos filtros y los resultados obtenidos en las Figura 5.22 y 5.23.

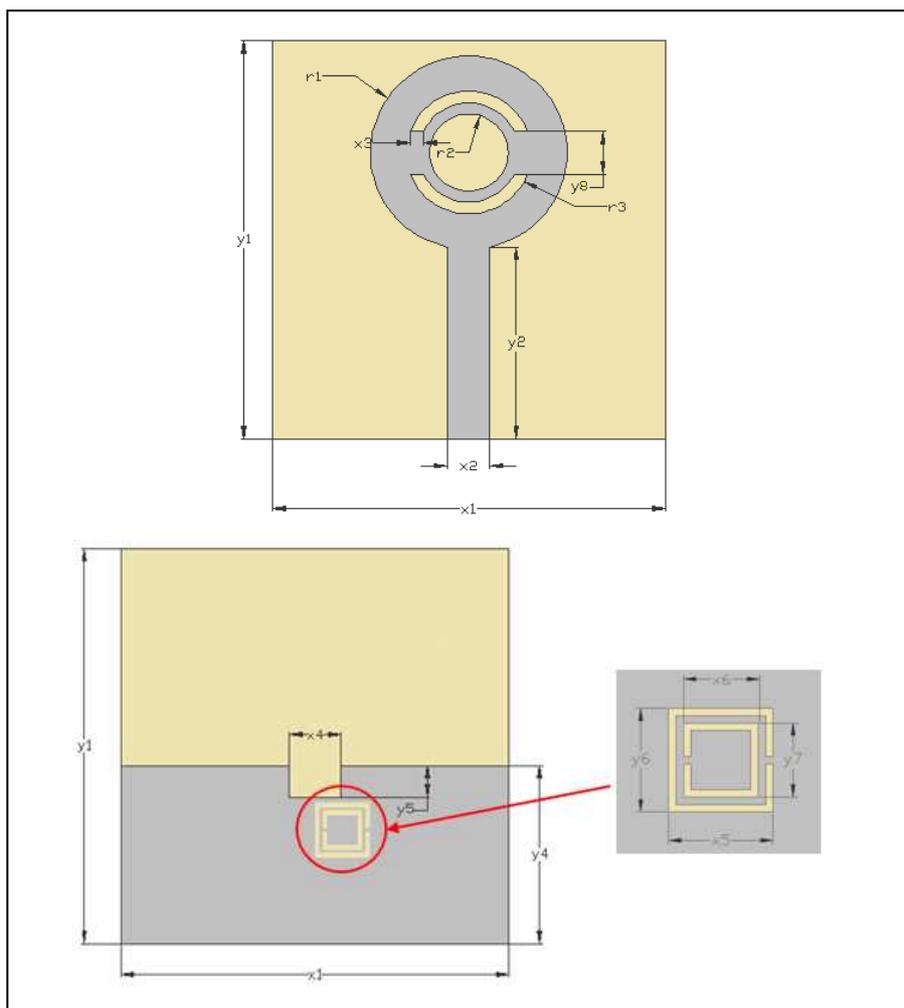


Figura 5.21 Antena Disco Tipo 1. Configuración superior e inferior antena 1

Tabla 5.3 Antena Disco Tipo 1. Dimensiones

Dimensión	Valor (mm)
x1	30
y1	31
x2	3,2
y2	14,95
x3	1
x4	4
y4	14
x5	4,2

Dimensión	Valor (mm)
x6	3
y6	4,2
y7	3
y8	3,4
g	0,3
ancho	0,3
r1	7,5
r2	3

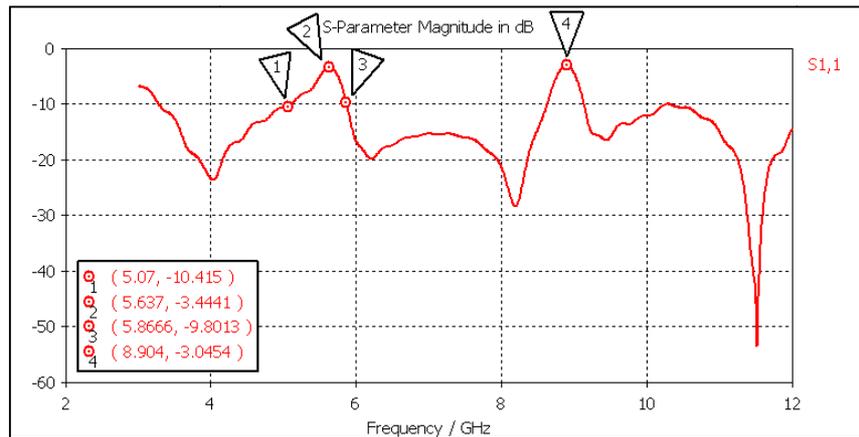


Figura 5.22 Antena Disco Tipo 1. Coeficiente de reflexión diseño final

Otra representación del mismo comportamiento es el Voltage Standing Wave Ratio (VSWR). Recordar que una reflexión de -10 dB, el VSWR equivale a un valor de 2.

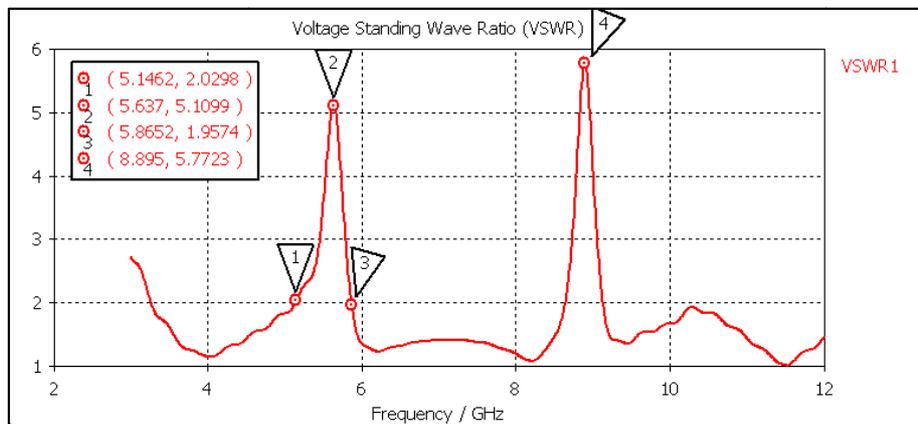


Figura 5.23 Antena Disco Tipo 1. VSWR final

5.2 Antena Disco Tipo 2

Se pretende realizar una antena UWB que tenga las siguientes características:

- Banda de trabajo mínima: 3,1 GHz a 10,6 GHz para cumplir la normativa de la FCC.
- 1 Filtro notch que elimine la banda de frecuencias que ocupa el sistema IEEE 802.11^a (sub-banda superior): 5,5-5,9 GHz.
- 1 Filtro notch a una frecuencia superior.

Inicialmente se parte de la antena UWB sin filtros diseñada en el Apartado 5.1 del actual capítulo al que se le modifica el parámetro $r2$ (ver Figura 5.1) para que el filtro que se presenta a continuación tenga cabida dimensionalmente.

5.2.1 Filtro 1: Eliminación de la sub-banda superior del sistema IEEE 802.11a

Con este filtro se pretende aprovechar el espacio libre que queda en la antena debido a la forma del parche. La forma del filtro de notch consiste en dos ramas enfrentadas con forma de "T" como se muestra en la Figura 5.24.

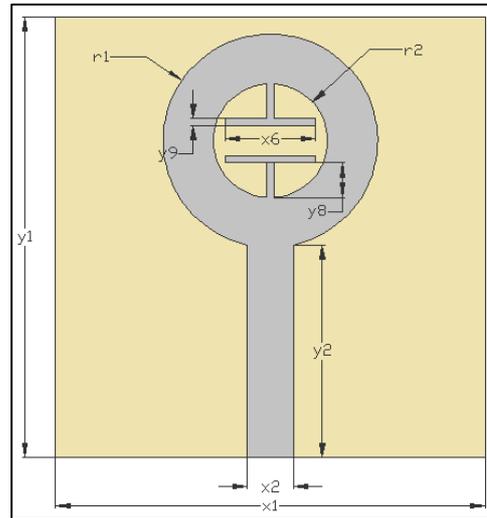


Figura 5.24 Antena Disco Tipo 2. Configuración superior filtro 1

En las Figuras 5.25 y 5.26 se muestra el coeficiente de reflexión de la antena para la variación de los parámetros de longitud y distancia entre las ramas.

- Variación de la longitud de los filtros (parámetros x_6 e y_8)

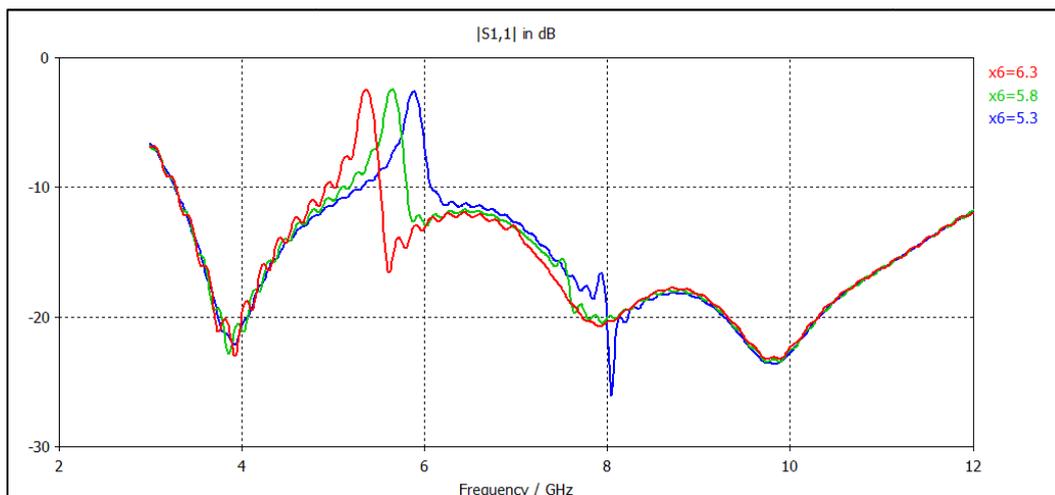


Figura 5.25 Antena Disco Tipo 2. Variación longitud (I) filtro 1. $y_8=2,3$ mm

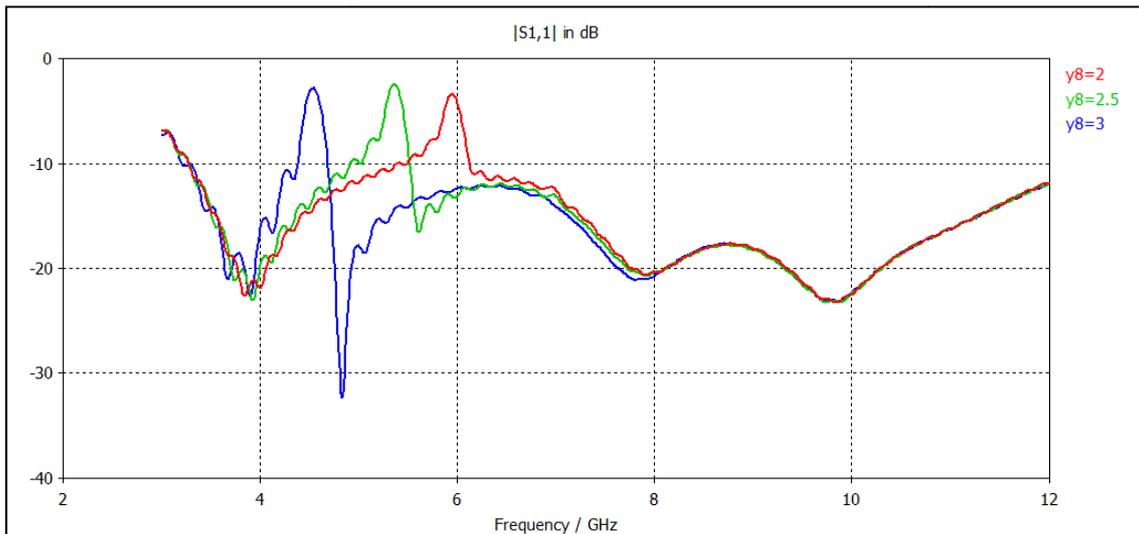


Figura 5.26 Antena Disco Tipo 2. Variación longitud (II) filtro 1. $x_6=5,5$ mm

Mediante la variación de la longitud del filtro y de la separación de las dos ramas, se puede seleccionar la banda de frecuencias que se desee eliminar. En la Figura 5.27 se presenta el coeficiente de reflexión de la antenna para los valores óptimos de los parámetros del filtro. La longitud total de cada rama es $x_6+y_8=6,3+3,6=9,9$ mm, que es distinta de media longitud de onda ya que la separación entre las ramas también afecta en la frecuencia de resonancia del filtro.

Si se compara con el filtro CSRR presentado en el Capítulo 5.1.2 (Figura 5.16), se puede ver una mejora en el rechazo del filtro de 1.5 dB.

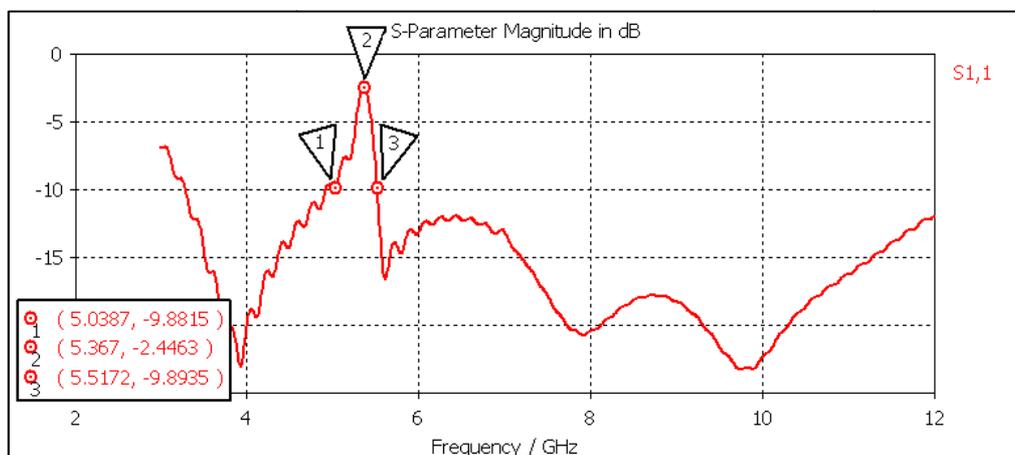


Figura 5.27 Antena Disco Tipo 2. Coeficiente de reflexión filtro 1

5.2.2 Filtro 2: Eliminación de una banda superior

El segundo filtro en esta antenna permite eliminar una banda de frecuencias superior. Se ha elegido el filtro tipo CSRR ya explicado en el Apartado 5.1.2 del presente informe. Sin embargo, se opta por una modificación del mismo. Como en este caso se pretende que tenga una frecuencia superior (en torno a 9 GHz), solamente se usará un anillo rectangular. Además, se realizará un segundo anillo de la misma longitud con un plano de simetría en el eje y.

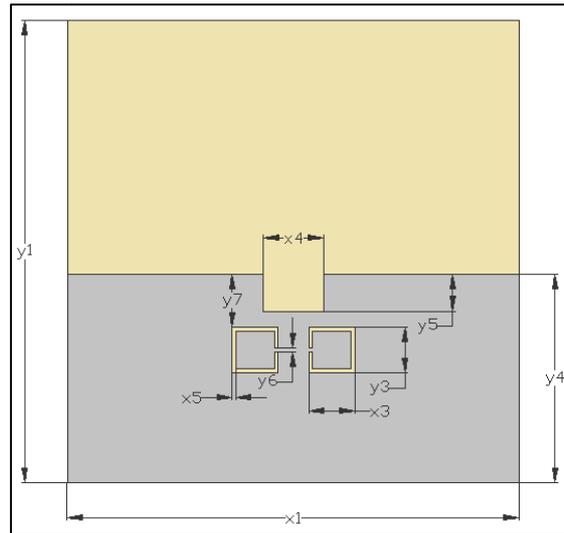


Figura 5.28 Antena Disco Tipo 2. Configuración inferior filtro 2

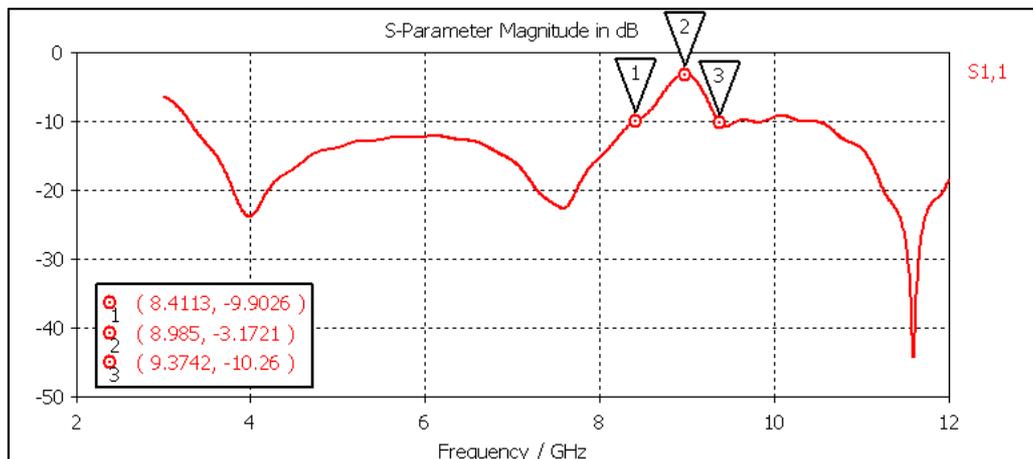


Figura 5.29 Antena Disco Tipo 2. Coeficiente de reflexión filtro 2

Con la inserción del segundo anillo, se obtiene un mejor comportamiento del filtro. Como puede verse en la Figura 5.30 si sólo se hubiera usado un único anillo el coeficiente de reflexión en la frecuencia central hubiera sido de $-7,7\text{dB}$ mientras que en el caso de usar dos anillo se obtiene una mejora de $4,5\text{dB}$. De esta forma, se puede concluir que existen 2 técnicas para aumentar el rechazo de los filtros CSRR:

- Insertar 2 CSRR concéntricos de longitudes distintas.
- Insertar 2 CSRR simétricos y de la misma longitud.

La segunda técnica puede ser más útil en determinados casos ya que puede ser demasiado pequeño el CSRR inferior que sea inviable su construcción. No se ha conseguido usar las dos técnicas en el mismo diseño.

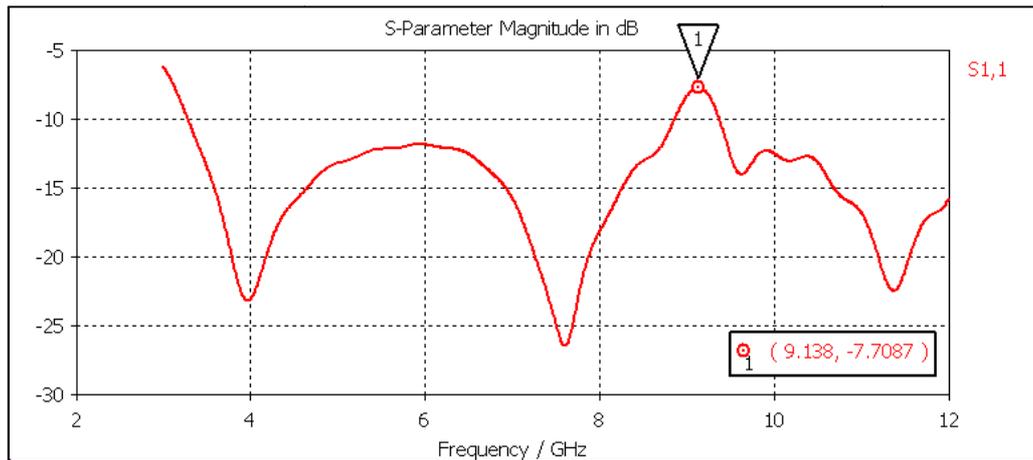


Figura 5.30 Antena Disco Tipo 2. Coeficiente de reflexión filtro 2 (1 anillo)

5.2.3 Integración de los diseños

Finalmente se integran los filtros en una misma antena y se presentan los resultados en la Figura 5.31 y los valores óptimos de las dimensiones en la Tabla 5.4.

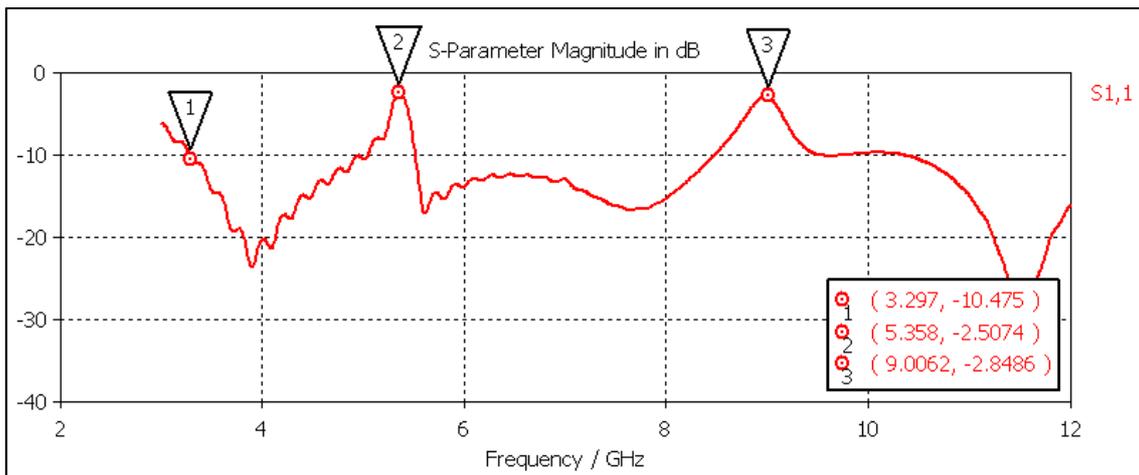


Figura 5.31 Antena Disco Tipo 2. Coeficiente de reflexión final

Tabla 5.4 Antena Disco Tipo 2. Dimensiones de los filtros

Dimensión	Valor (mm)
x3	3,06
y3	3,06
x5	0,26
x6	6,3

Dimensión	Valor (mm)
y6	0,26
y8	2,5
y9	0,5

5.3 Antena Double Band

Se pretende realizar una antena UWB que tenga las siguientes características:

- Banda de trabajo mínima: 3,1 GHz a 10,6 GHz para cumplir la normativa de la FCC.
- 1 Filtro notch que elimine las frecuencias de 4,7 GHz a 6,5 GHz para eliminar el Grupo 2 de los canales de la banda OFDM.

Esta antena, al tener dos bandas claramente diferenciadas, se la denomina antena de doble banda, o “Double Band Antenna”. Inicialmente se ha diseñado una antena que cumpla el requisito de ancho de banda, a continuación se le ha añadido un filtro para eliminar la banda requerida.

5.3.1 Antena sin filtro

La configuración de la antena se presenta en la Figura 5.32.

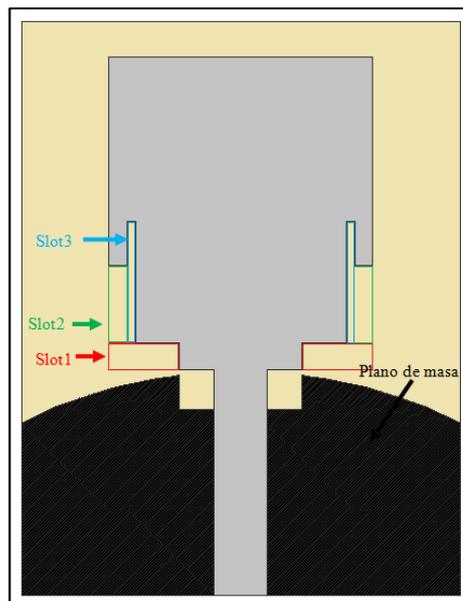


Figura 5.32 Antena Double Band. Configuración

Se parte de un parche rectangular, a partir del cual se le añaden muescas para obtener nuevas resonancias que permitan cumplir los requisitos de adaptación al igual que en [20]. Finalmente, se usa la técnica de modificar el plano de masa para obtener un mejor coeficiente de reflexión.

Inicialmente se tiene un parche rectangular de dimensiones $15 \times 18 \text{ mm}^2$ (sin el plano de masa modificado). La dimensión $L=18 \text{ mm}$ del parche rectangular es la que resuena como se indica en el Capítulo 2.4.3 por lo tanto se obtendrá una resonancia aproximadamente en:

$$L \cong \frac{\lambda_e}{4} \rightarrow 4L \cong \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e f}} \rightarrow f \cong \frac{c}{4L\sqrt{\epsilon_e}} \cong \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 18 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{1,21}} \cong 3,78 \text{ GHz}$$

La simulación del parche sin slots se presenta en la Figura 5.33

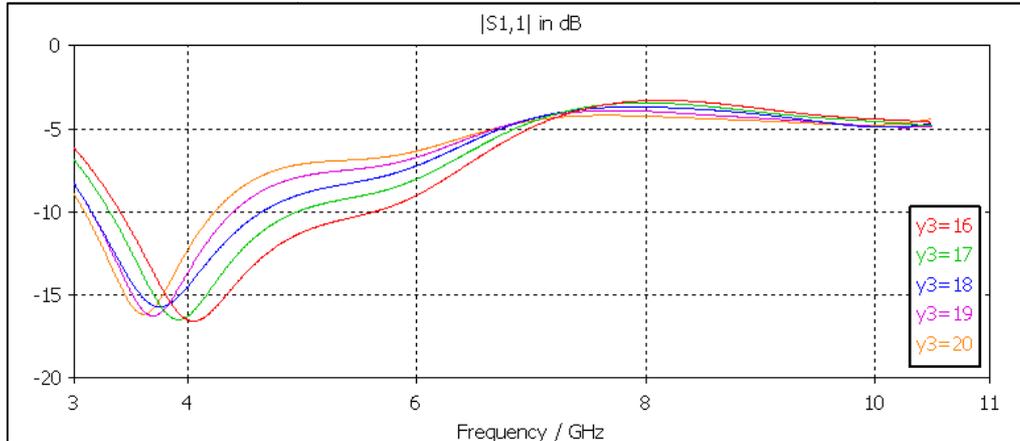


Figura 5.33 Antena Double Band. Coeficiente de reflexión parche rectangular variación y3

Este diseño sólo presenta una resonancia en 3,8 GHz (cercano a lo calculado). El ancho de banda a -10dB obtenido es insuficiente para la especificación, concretamente 39,19%. A continuación se realiza el slot1 de dimensión 4x1.5 mm² en los dos lados del parche. Este slot “crea” dos dimensiones ficticias: la inicial y otra de dimensiones 7x16.5 mm. La nueva resonancia debería aparecer aproximadamente en:

$$f \cong \frac{c}{4L} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 16 \cdot 10^{-3} \sqrt{1,21}} = 4,3 \text{ GHz}$$

El coeficiente de reflexión simulado se presenta en la Figura 5.34.

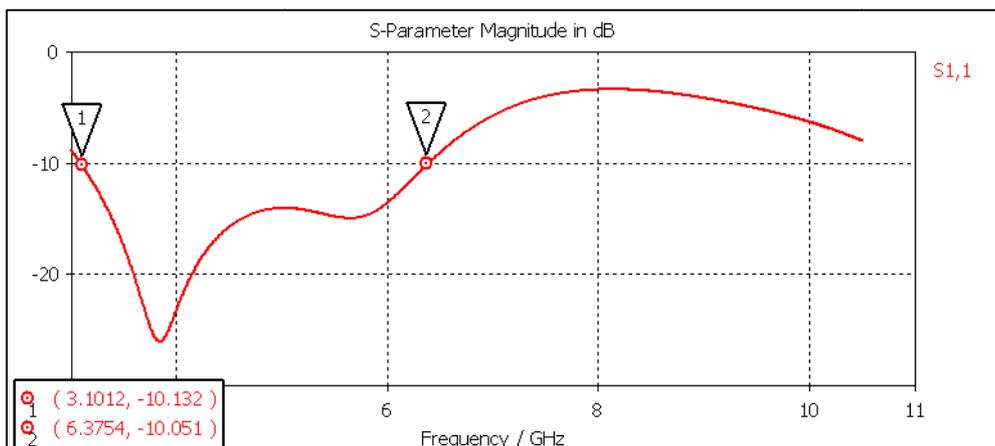


Figura 5.34 Antena Double Band. Coeficiente de reflexión parche rectangular slot1

La reflexión obtenida en el paso anterior se mantiene y se vislumbra la aparición de otra resonancia en torno a los 6 GHz. La nueva resonancia obtenida no coincide con la estimada. Este comportamiento se debe a que el ancho de la segunda dimensión ficticia también ha disminuido por lo que la resonancia se ha desplazado a una frecuencia más alta. El ancho de banda actual es de 68,01%. Para acentuar la nueva

resonancia se modifica el plano de masa insertándole 3 muescas. Una rectangular debajo de la línea microstrip y dos resultado de la intersección entre el plano de masa rectangular y una elipse de ejes 19,5 mm y 7,85 mm y centro el eje de coordenadas. Este plano de masa semi-elíptico se ha usado en otras publicaciones como [21]. La nueva simulación arroja el resultado mostrado en la Figura 5.35.

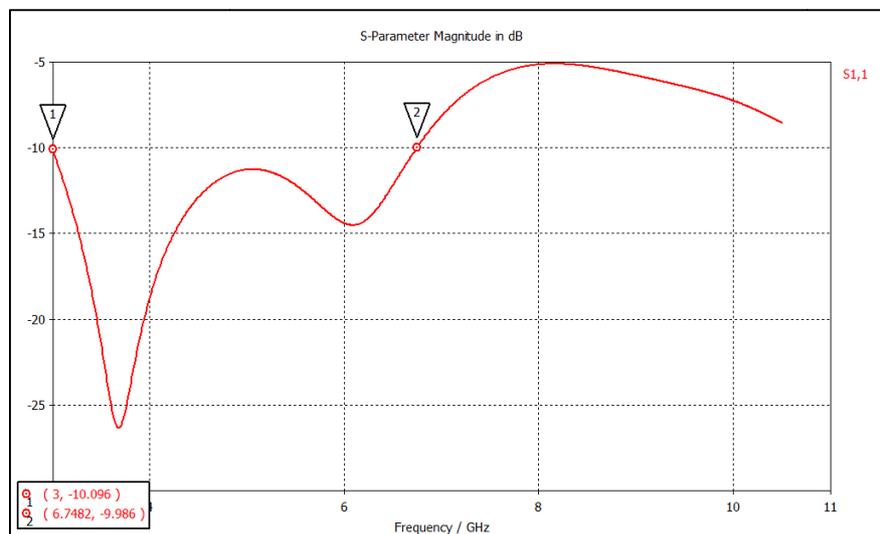


Figura 5.35 Antena Double Band. Coeficiente de reflexión parche rectangular modificación plano de masa

Como puede verse la mejora ha sido mínima, el ancho de banda conseguido se encuentra en 76,2%. A continuación se realiza el slot2 (dimensiones $1 \times 4,5 \text{ mm}^2$) en el parche. La simulación se muestra en la Figura 5.36.

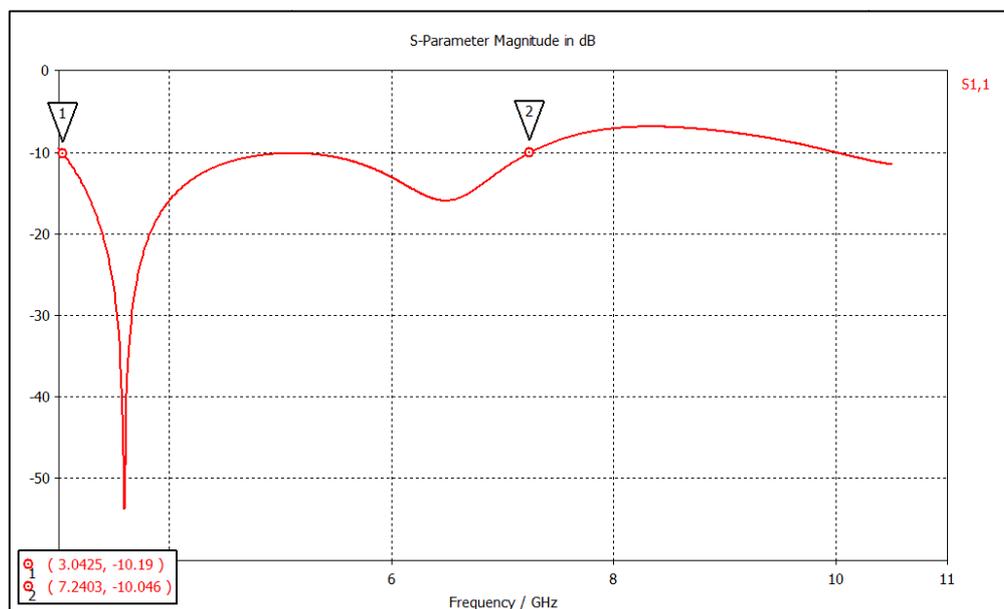


Figura 5.36 Antena Double Band. Coeficiente de reflexión parche rectangular slot2

El ancho de banda obtenido asciende a un 82,3%. No se ha obtenido ninguna nueva resonancia, sino que se ha desplazado la segunda a una frecuencia más alta. Esto puede deberse a que el slot2 no es lo suficientemente grande para obtener una resonancia en altas frecuencias y los efectos de los slots1 y 2 dan lugar a una única resonancia mayor que la obtenida con el slot1. Finalmente se realiza el último slot

obteniendo la configuración final cuyo coeficiente de reflexión se muestra en la Figura 5.37. A parte de las resonancias anteriormente citadas, ha aparecido otra en 9.6 GHz. No se puede establecer una relación directa entre el tamaño del slot3 y la nueva resonancia ya que el parche obtenido ya no tiene forma rectangular. Este comportamiento refleja la importancia del uso de un potente software de simulación de circuitos de microondas como el CST Desing Studio.

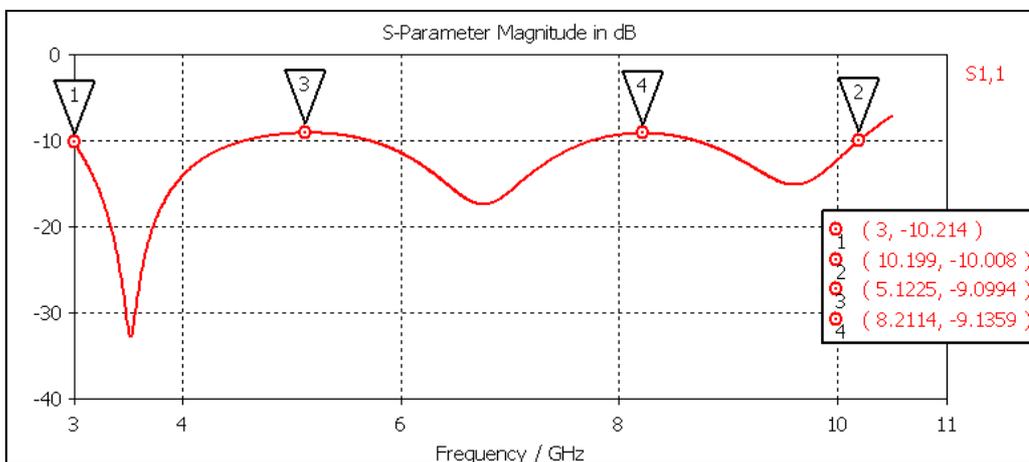


Figura 5.37 Antena Double Band. Coeficiente de reflexión parche rectangular slot3

El ancho de banda obtenido es de 109%. Sin embargo aparecen dos picos (marcadores 3 y 4 Figura 4.29) que se sitúan 1 dB por encima del mínimo. El primer pico podría aceptarse ya que va a ser en esa zona donde va a resonar el filtro de notch por lo que podría ser incluso beneficioso de cara a obtener una resonancia mayor. Por otro lado, en cuanto al otro pico, en otras antenas UWB diseñadas como en [22] se admite obtener una reflexión de -9 dB. Además como se verá a continuación, al insertar el filtro de notch el coeficiente de reflexión en esta zona disminuirá y por lo tanto se encontrará debajo del límite.

5.3.2 Antena Double Band

A la antena diseñada en el apartado anterior, se le inserta un slot rectangular en el parche de dimensiones x_6 e y_{10} a una distancia y_9 del lado superior del mismo (ver Figura 5.38).

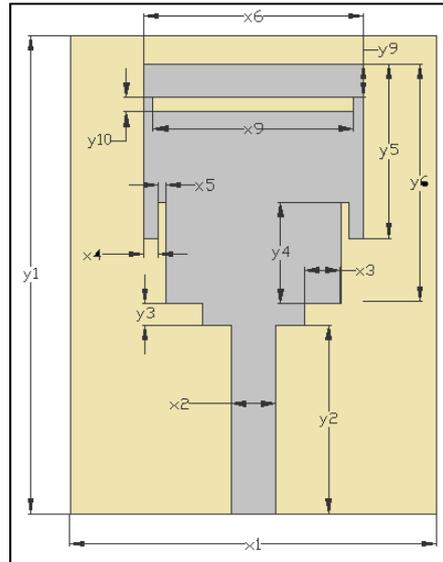


Figura 5.38 Antena Double Band. Configuración superior

La longitud efectiva del filtro debe ser aproximadamente media longitud de onda como ya se ha explicado anteriormente. Si se quiere una frecuencia central entorno a 6 GHz,

$$L_{\text{filtro}} \cong \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 6 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2,45}} = 0,016 \text{ m} = 15,97 \text{ mm}$$

En este caso, al encontrarse el slot que crea el filtro de notch en el parche en lugar de en el plano de masa como en el Apartado 5.1.2, la constante dieléctrica efectiva también cambia, usándose una media entre la constante dieléctrica del substrato y la del aire como indica [23].

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} = \frac{3,9 + 1}{2} = 2,45$$

A continuación se explica el efecto en la banda eliminada por el filtro en función de cada una de las variables del mismo.

- Variación del ancho (parámetro y10).

Como en otros casos ya estudiados, al aumentar la anchura del filtro, el ancho de banda eliminado aumenta. Además, al aumentar la anchura, la longitud eléctrica efectiva también aumenta por lo que la resonancia obtenida se desplaza a frecuencias más bajas (ver Figura 5.39).

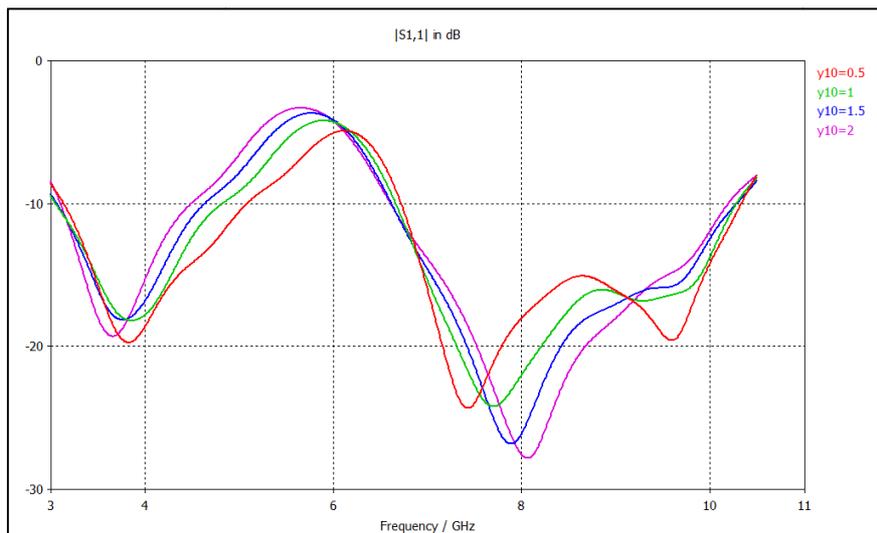


Figura 5.39 Antena Double Band. Variación ancho del filtro. $x_9=14$ mm, $y_9=3$ mm

- Variación de la longitud (parámetro x_{10}).

Como se puede apreciar en la Figura 5.40, se obtiene el mismo comportamiento que en casos anteriores: varía en frecuencia la banda eliminada.

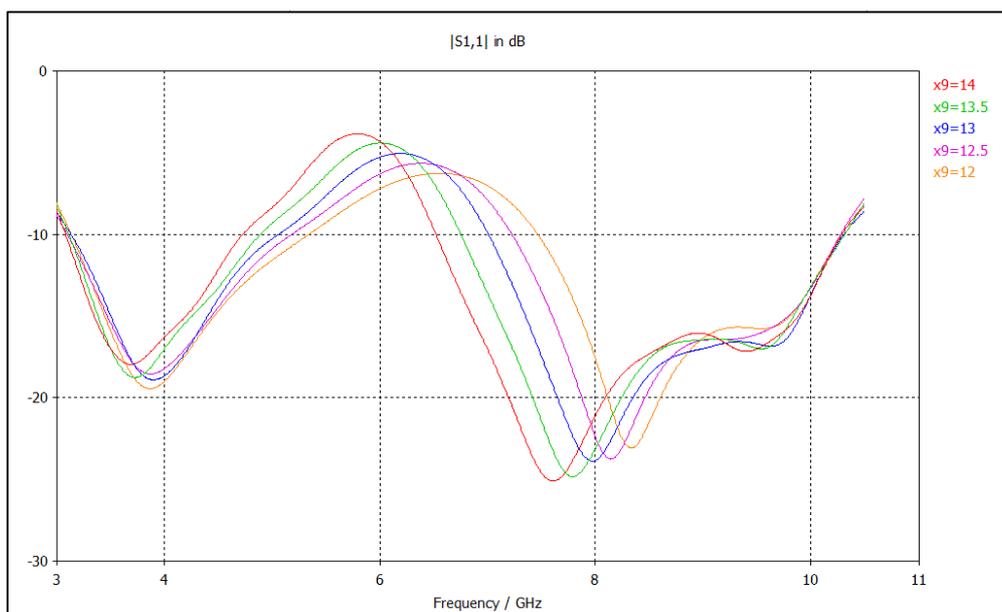


Figura 5.40 Antena Double Band. Variación longitud filtro. $y_{10}=1$ mm, $y_9=3$ mm

- Variación de la posición en el parche (parámetro y_9).

El efecto de este parámetro en el coeficiente reflexión es muy importante (ver Figura 5.41). Cuanto más lejos esté colocado el parche del lado superior (y por lo tanto más cerca del punto de alimentación con la línea microstrip), el rechazo que se consigue con el filtro es mayor y por lo tanto aumenta considerablemente el ancho de banda del notch.

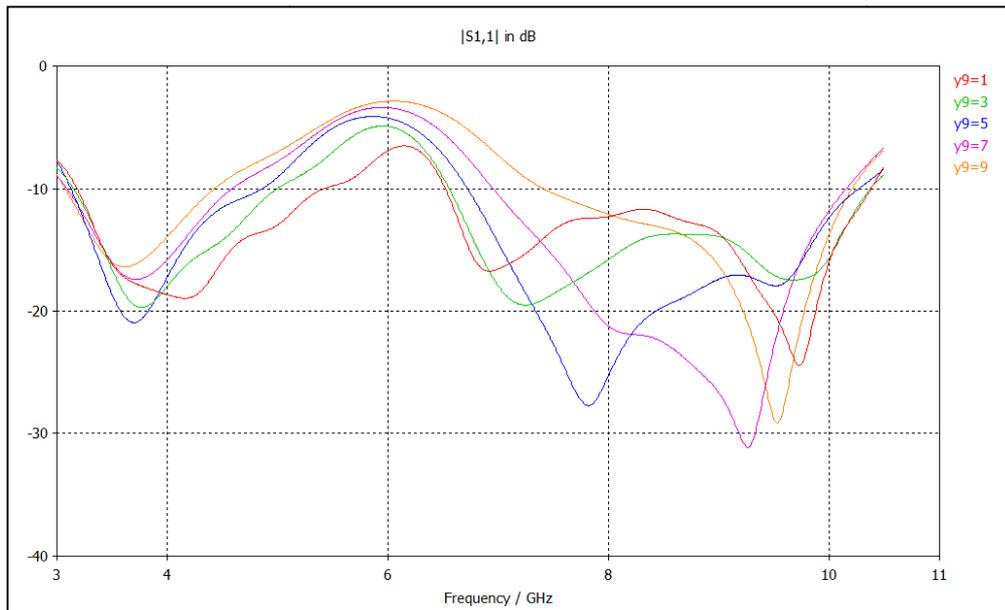


Figura 5.41 Antena Double Band. Variación posición del filtro. $y_{10}=1$ mm, $x_9=13.5$ mm

Una vez comprobado el efecto de cada uno de los parámetros característicos del parche, se han decidido los valores óptimos gracias a las simulaciones con el software de diseño. El resultado obtenido aparece en la Figura 5.42 y la configuración en la Figura 5.43 y Tabla 5.5.

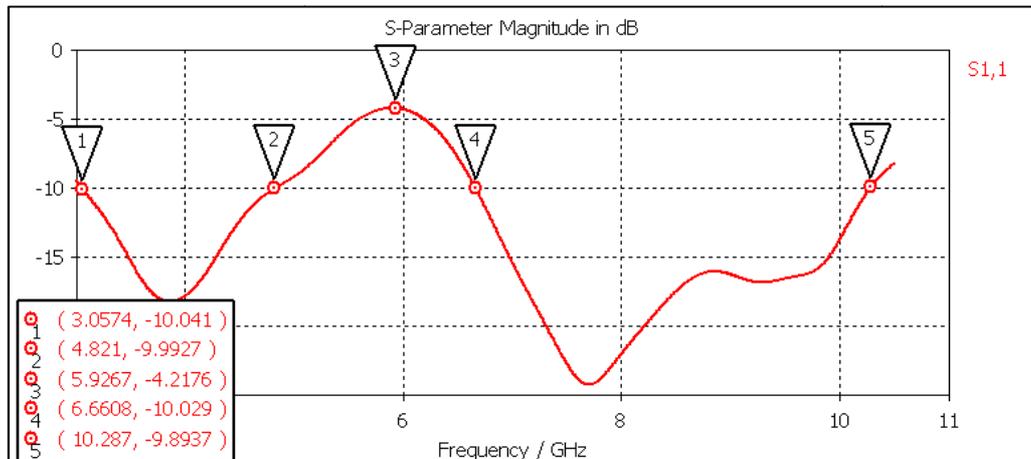


Figura 5.42 Antena Double Band. Coeficiente de reflexión final

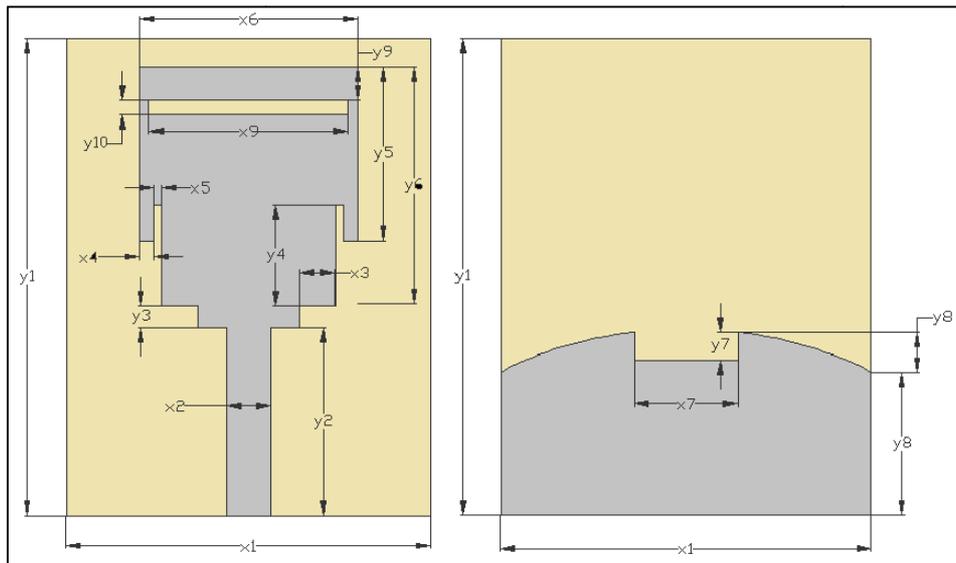


Figura 5.43 Antena Double Band. Configuraciones superior e inferior

Tabla 5.5 Antena Double Band. Dimensiones

Dimensión	Valor (mm)	Dimensión	Valor (mm)
x1	25	x6	15
y1	30	y6	18
x2	3	x7	7
y2	13	y7	2
x3	2,5	y8	2,8
y3	1,5	x9	13,8
x4	1	y9	4,5
y4	7	y10	1
x5	0,5	y11	9,9
y5	13,5		

5.4 Antena Rectangular

A partir de la antena UWB básica (sin filtro notch) realizada en el Capítulo 5.3, se pretende obtener una antena que rechace la banda WiFi y otro canal del sistema UWB con la modulación OFDM. Por lo tanto tiene que cumplir:

- Banda de trabajo mínima: 3,1 GHz a 10,6 GHz para cumplir la normativa de la FCC.
- 1 Filtro notch que elimine la banda de frecuencias de 4,75 a 5.8 GHz. Se va a dejar un margen mayor (hasta 6 GHz) para asegurar un correcto filtrado de la banda.

El proceso ha sido sencillo, se ha partido de la antena rectangular con muescas en el parche (ver Figura 5.32) y se la ha añadido a ambos lados del parche dos pistas perpendiculares unidas al mismo en las esquinas superiores para obtener un filtro de notch como se muestra en la Figura 5.44.

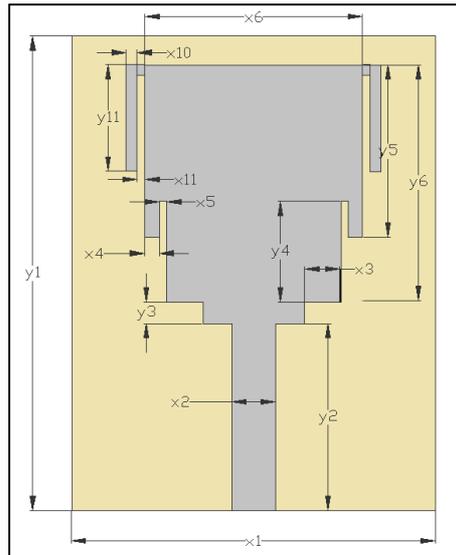


Figura 5.44 Antena Rectangular. Configuración superior

5.4.1 Filtro notch

Para la eliminación de la banda arriba citada no se ha utilizado el filtro presentado en la antena del Capítulo 5.3 ya que no se consiguió obtener exactamente la banda eliminada con una reflexión lo suficientemente grande (por encima de los -5 dB), por lo que se ideó otro tipo de filtro que sí lo permitiera. Cabe destacar que en este caso es muy importante que el filtro esté unido físicamente al parche, sino no tendrá efecto. Como en otros casos, se presenta el efecto del filtro en el coeficiente de reflexión de la antena.

- Variación longitud del filtro (parámetros x_{11} e y_{11}).

Este parámetro influye en la banda eliminada. En este diseño se puede modificar a partir de las dimensiones x_{11} e y_{11} . Como puede verse en las Figuras 5.45 y 5.46, la longitud del filtro es en este caso es mucho menor que media longitud de onda (aproximadamente la mitad). Este comportamiento se debe a que el filtro se encuentra externo al parche y al acoplamiento que se produce entre las tiras metálicas y el propio parche.

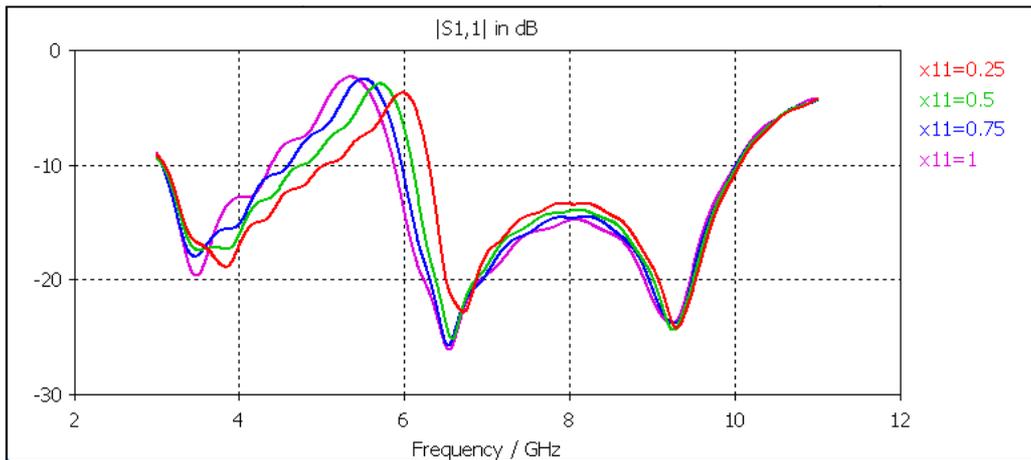


Figura 5.45 Antena Rectangular. Variación longitud del filtro (I). $y_{11}=7,5$ mm, $x_{10}=1$ mm.

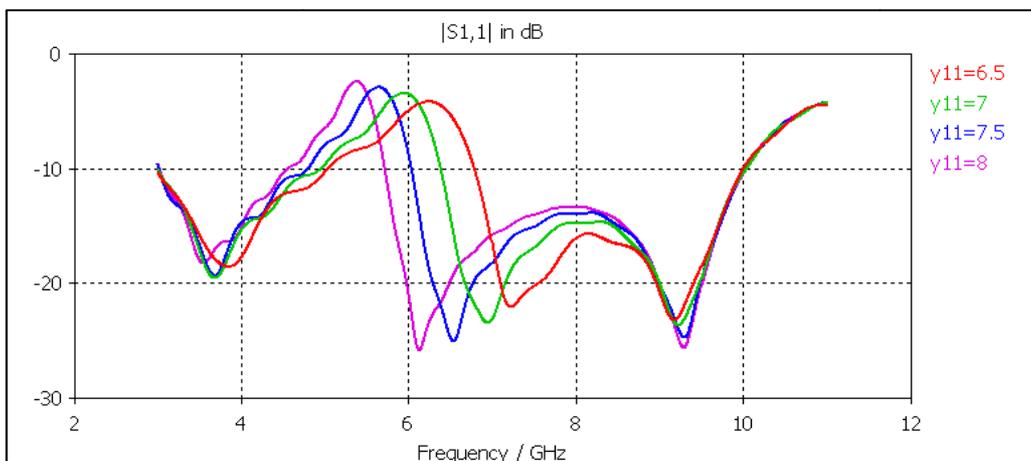


Figura 5.46 Antena Rectangular. Variación longitud del filtro (II). $x_{11}=0,75$ mm, $x_{10}=1$ mm.

- Variación ancho del filtro (parámetro x_{10}).

Al igual que en los otros casos, con este parámetro se controla la banda eliminada en el filtro (Figura 5.47).

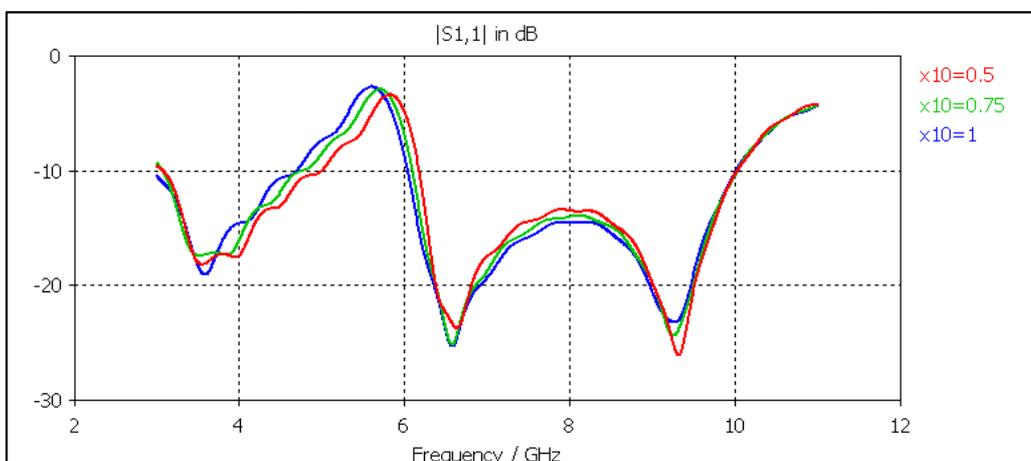


Figura 5.47 Antena Rectangular. Variación ancho del filtro. $x_{11}=0,75$ mm, $y_{11}=7,5$ mm.

Una vez optimizados todos los parámetros, el resultado final se muestra en la Figura 5.48 para los parámetros del filtro que figuran en la Tabla 5.6 (el resto de dimensiones no cambia respecto a la antena del Capítulo 5.3).

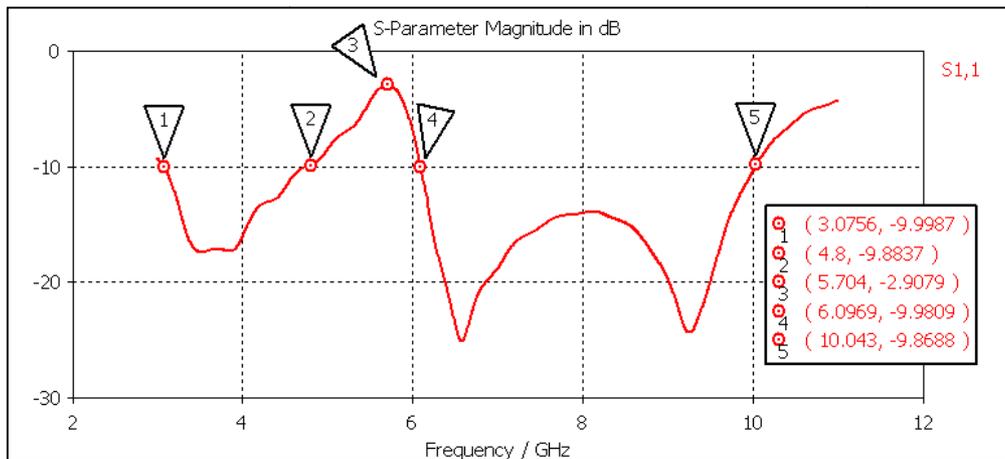


Figura 5.48 Antena Rectangular. Coeficiente de reflexión final

Tabla 5.6 Antena Rectangular. Dimensiones del filtro

Dimensión	Valor (mm)
x10	0,75
y10	7,4

Dimensión	Valor (mm)
x11	0,5

5.5 Antena Fork

En este apartado se pretende analizar el diseño presentado en [24] ya que presenta características especiales que merecen ser estudiadas. Se va a estudiar qué pasos se han dado para obtener el diseño de un parche en forma de tenedor a partir de un parche rectangular así como la inserción de unos pequeños sintonizadores o stubs en el mismo.

5.5.1 Antena sin filtro

El diseño que se presenta a continuación es el de un tenedor. Inicialmente se ha debido de partir de un parche rectangular al que se le realizan 4 modificaciones para conseguir la forma citada.

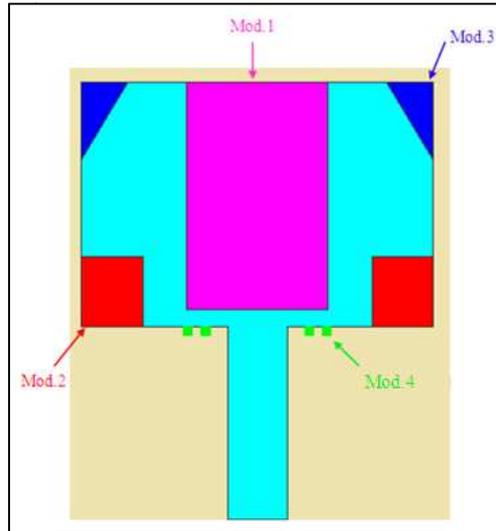


Figura 5.49 Antena Fork. Configuración superior

El parche rectangular de dimensiones 20x14 mm. Por lo tanto la resonancia del mismo se debe encontrar en torno a:

$$L = 0,014mm \cong \frac{\lambda_e}{4} = \frac{c}{f_{res}} \rightarrow f_{res} \cong \frac{c}{4L\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 0,014 \cdot \sqrt{1,21}} = 4,87GHz$$

Una vez realizada la simulación, se obtiene que el parche es resonante a una frecuencia de 4,9 GHz. Como puede verse en las Figuras 5.50 y 5.51, la adaptación conseguida es muy pequeña y el ancho de banda a -10dB es de un 40%.

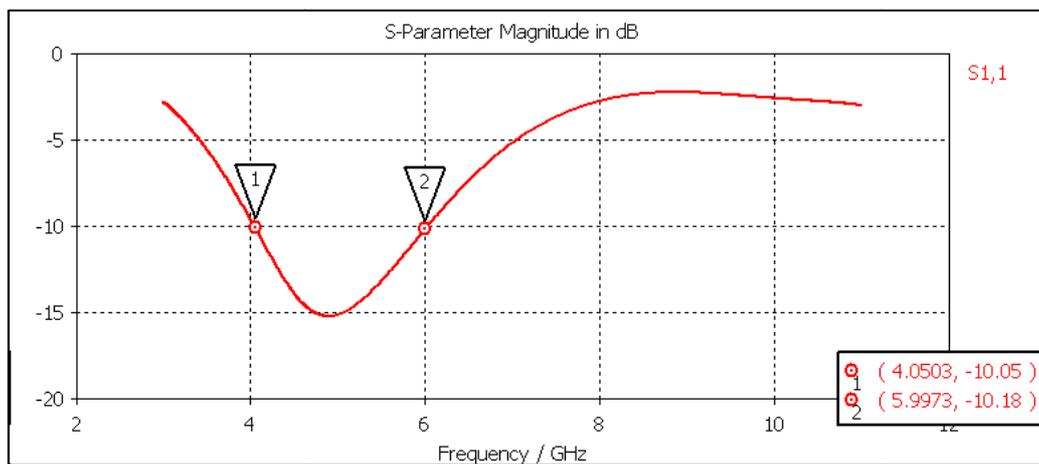


Figura 5.50 Antena Fork. Coeficiente de reflexión parche rectangular

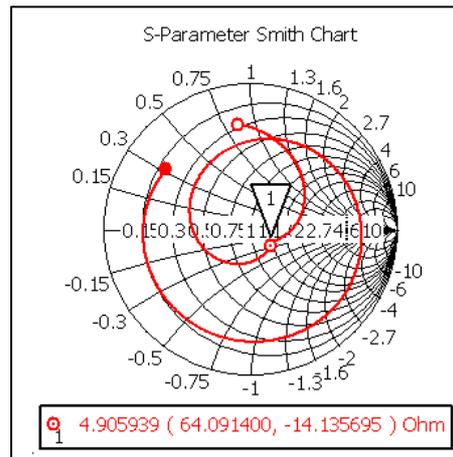


Figura 5.51 Antena Fork. Coeficiente de reflexión en carta de Smith parche rectangular

La modificación 1 consiste en la realización de una muesca en el parche de dimensiones 8x13 mm. El coeficiente de reflexión de la antena se muestra en la Figura 5.52.

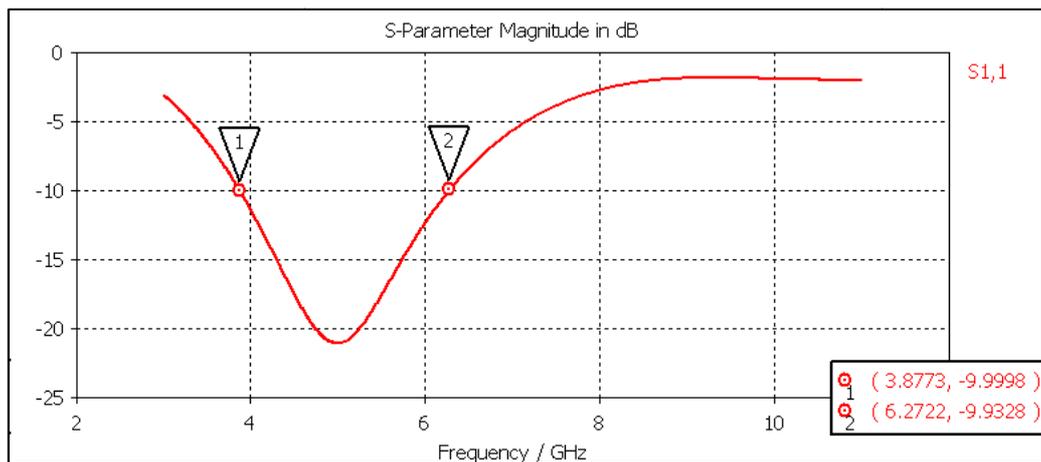


Figura 5.52 Antena Fork. Coeficiente de reflexión modificación 1

La inserción de esta muesca no ha supuesto la aparición de una nueva resonancia sino que ha acrecentado la resonancia anterior consiguiendo aumentar a un ancho de banda de 47%. Esto se produce porque la longitud del parche no ha cambiado sino que ahora se tienen dos parches de igual longitud y menor anchura. Las resonancias de estos dos parches de la misma dimensión se acoplan y por lo tanto la resonancia del conjunto es mayor.

En estos momentos ya se tiene una configuración de tipo tenedor pero a todas luces insuficiente. Para mejorar la adaptación de la antena, se realizan dos nuevas muescas de tamaño 3,5x4 mm en las esquinas inferiores del parche. En este caso, se tienen dos parches virtuales de dimensiones 2,5x14 mm² y 6x10 mm². El segundo parche virtual ha de resonar aproximadamente a una frecuencia de:

$$f_{res} \cong \frac{c}{4L\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 0,010\sqrt{1,21}} = 6,8GHz$$

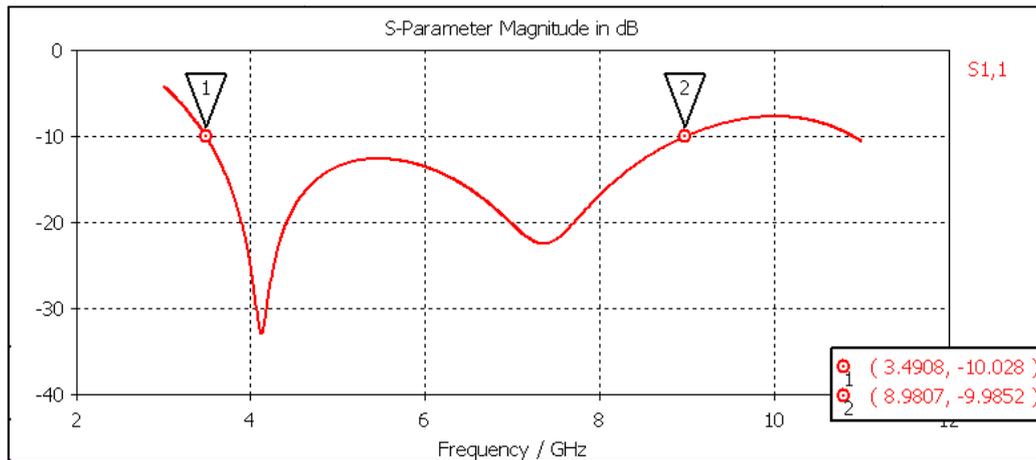


Figura 5.53 Antena Fork. Coeficiente de reflexión modificación 2

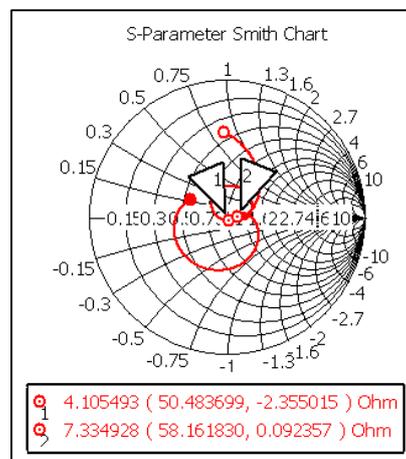


Figura 5.54 Antena Fork. Coeficiente de reflexión en carta de Smith modificación 2

Como puede verse en las Figuras 5.53 y 5.54, ha aparecido una nueva resonancia en 7,3 GHz (diferente a la calculada por motivos que ya se han explicado) y la resonancia anterior se ha desplazado a 4,1 GHz. El ancho de banda actual a -10 dB es de un 88%. Todavía es necesario nuevas modificaciones para obtener un ancho de banda mayor. La modificación 3 consiste en nuevas muescas con forma triangular y en las esquinas superiores del parche.

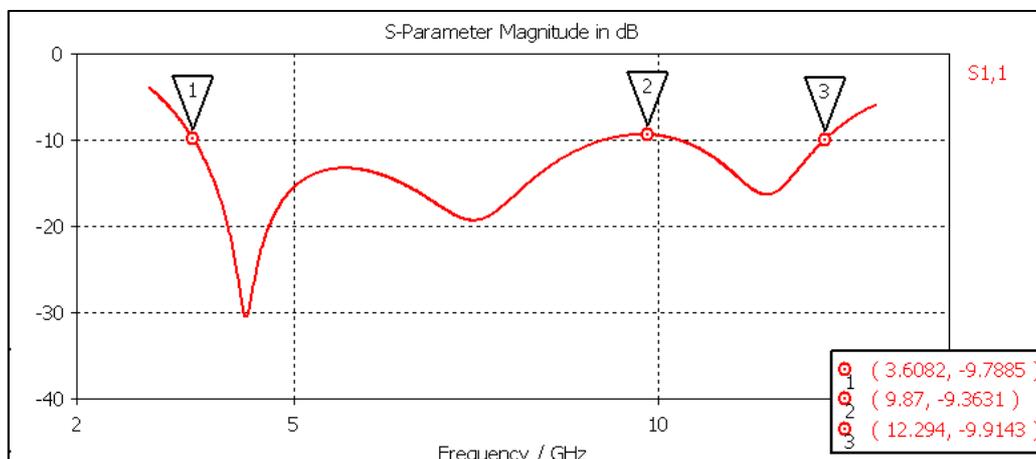


Figura 5.55 Antena Fork. Coeficiente de reflexión modificación 3

Como puede verse en la Figura 5.55, ha aparecido una nueva resonancia en 11,5 GHz que permite aumentar el ancho de banda de la antena hasta el 109%. Al realizar la última modificación una nueva dimensión virtual del parche ha aparecido. Este nuevo parche tiene forma de trapecio por lo que es muy difícil realizar una estimación de la frecuencia a la que resonará.

Todavía existe una banda de frecuencias (marcador 2 de la Figura 5.55) que se encuentra por encima de los -10 dB de reflexión. La siguiente modificación pretende subsanar este aspecto. Se realizan una serie de cuadrados de tamaño $0,5 \times 0,5 \text{ mm}^2$ en la zona inferior del parche.

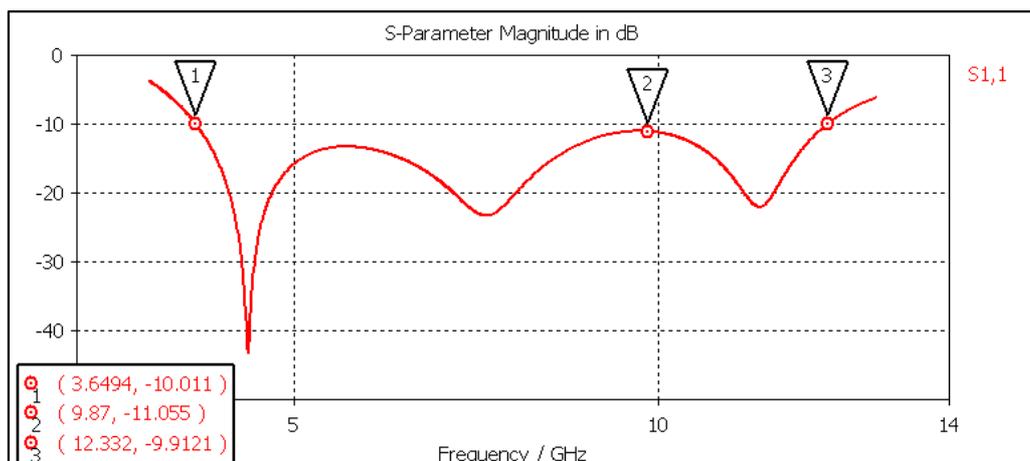


Figura 5.56 Antena Fork. Coeficiente de reflexión modificación 3

Estos cuadrados actúan a modo de sintonizadores o stubs que permiten aumentar la parte imaginaria de la impedancia de la antena en la zona de los 9,8 GHz y por lo tanto, reduciendo el coeficiente de reflexión. En la Figura 5.57 se muestra la parte imaginaria de la antena sin stubs y con stubs.

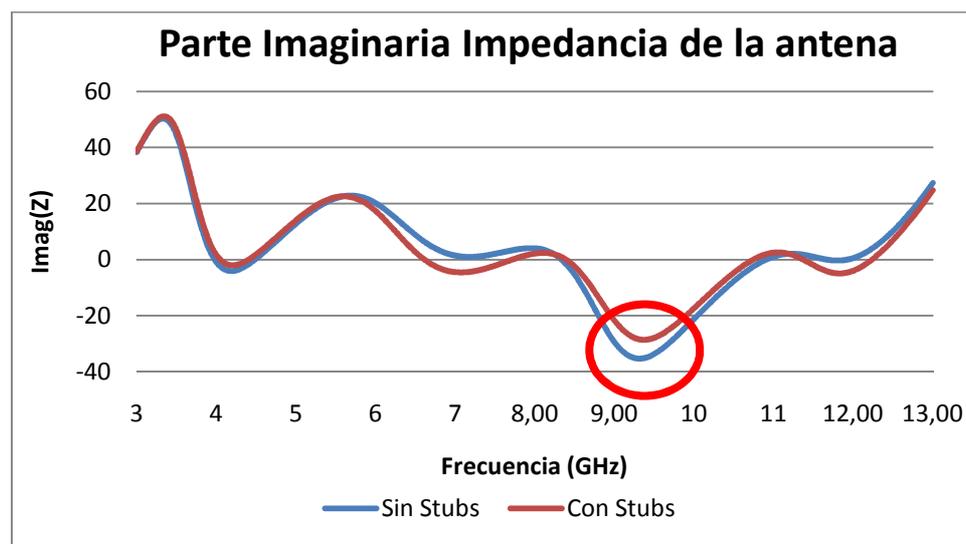


Figura 5.57 Antena Fork. Parte imaginaria antena

Las dimensiones finales de la configuración de la antena (Figura 5.58) se detallan en la Tabla 5.7.

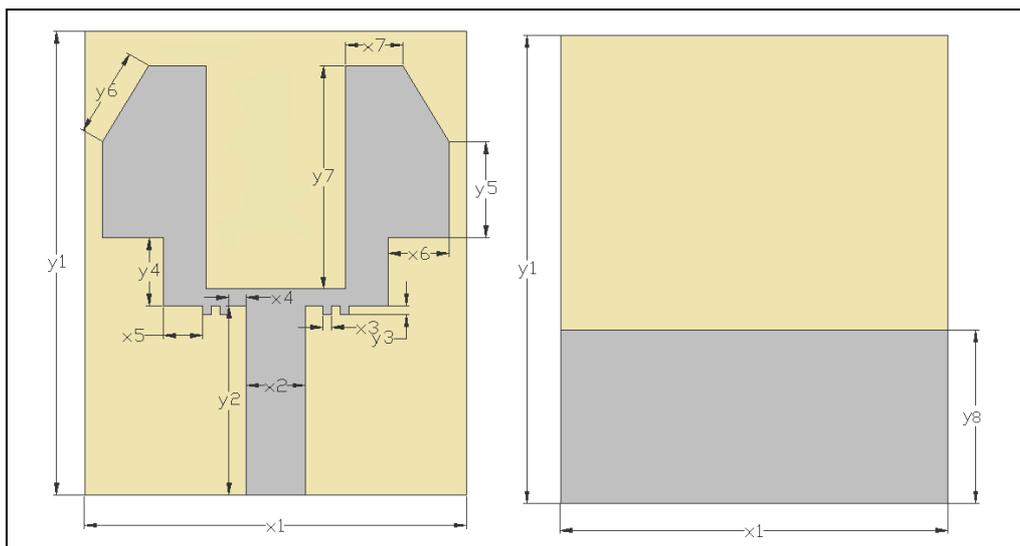


Figura 5.58 Antena Fork. Configuración superior e inferior

Tabla 5.7 Antena Fork. Dimensiones

Dimensión	Valor (mm)
x1	22
y1	27
x2	3,4
y2	11
x3	0,5
y3	0,5
x4	1
y8	11

Dimensión	Valor (mm)
y4	4
x5	2,3
y5	5,58
x6	3,5
y6	5,15
x7	3,35
y7	15

5.6 Antena en Cruz

Se pretende realizar dos antenas UWB que tengan las siguientes características:

- Banda de trabajo mínima: 3,1 GHz a 10,6 GHz para cumplir la normativa de la FCC.
- Antena en cruz Tipo1: Filtro notch que elimine la banda de frecuencias que ocupa el sistema IEEE 802.11x (Banda Europea): 5,1-5,5 GHz.
- Antena en cruz Tipo2: Filtro notch que elimine la banda de frecuencias que ocupa el sistema IEEE 802.11x (Banda Americana): 5,5-5,9 GHz.

5.6.1 Antena sin filtro

La antena presentada a continuación tiene una característica muy importante: su tamaño (ver Figura 5.59). Concretamente, sus dimensiones son 18x31 mm. Este aspecto es altamente beneficioso ya que facilita su integración en un sistema transmisor y receptor, donde el tamaño es una característica fundamental.

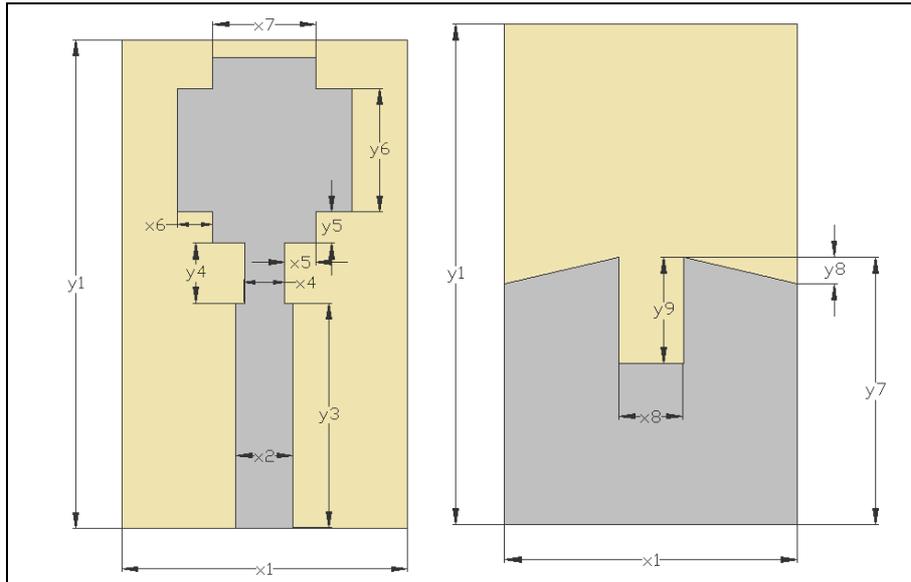


Figura 5.59 Antena Cruz. Configuración superior e inferior

La técnica utilizada para reducir el tamaño de la antena es practicar un slot en el plano de masa, con lo cual lo que antes era línea microstrip, pasa a ser parche por lo que el tamaño de la antena sigue siendo resonante a la frecuencia deseada (en torno a los 4 GHz). A continuación se presentan los pasos realizados.

- Parche rectangular (Figura 5.60)

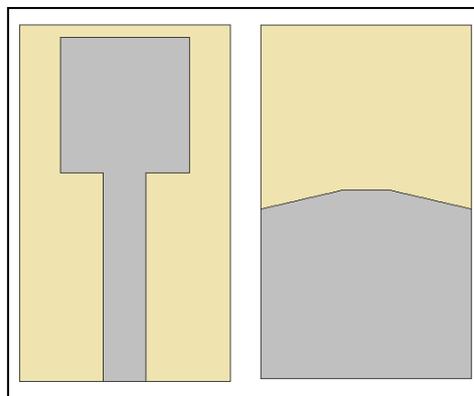


Figura 5.60 Antena en Cruz. Configuración superior e inferior parche rectangular

Inicialmente se parte de un parche rectangular de dimensiones $11 \times 11,8 \text{ mm}^2$. Las dimensiones del parche son tan pequeñas que la resonancia del mismo se encuentra en 8,9 GHz (Figura 5.61).

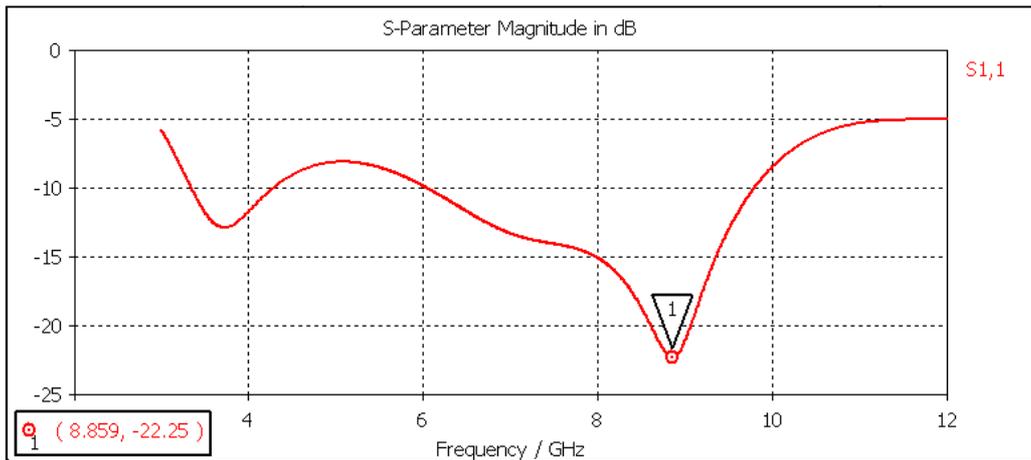


Figura 5.61 Antena en Cruz. Coeficiente de reflexión parche rectangular

- Modificación plano de masa (Figura 5.62)

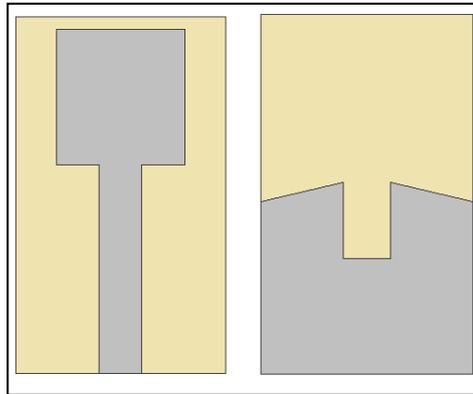


Figura 5.62 Antena en Cruz. Configuración superior e inferior modificación plano de masa

Una vez se elimina una parte del plano de masa para que lo que antes actuaba como línea de transmisión, actúe como parche, la longitud efectiva del parche es:

$$y_9 + 2 \cdot y_5 + y_6 = 18,33mm$$

por lo que la frecuencia de resonancia se debe encontrar aproximadamente en:

$$f_{res} \cong \frac{c}{4L\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 0,01833 \cdot \sqrt{1,21}} = 3,7 \text{ GHz}$$

En la Figura 5.63, se muestra el coeficiente de reflexión de la antena con la modificación 1. La resonancia simulada se encuentra en 3,9 GHz. De esta manera se ha conseguido una miniaturización de la antena. El ancho de banda conseguido todavía es muy pequeño, por lo que todavía hay que modificar el diseño.

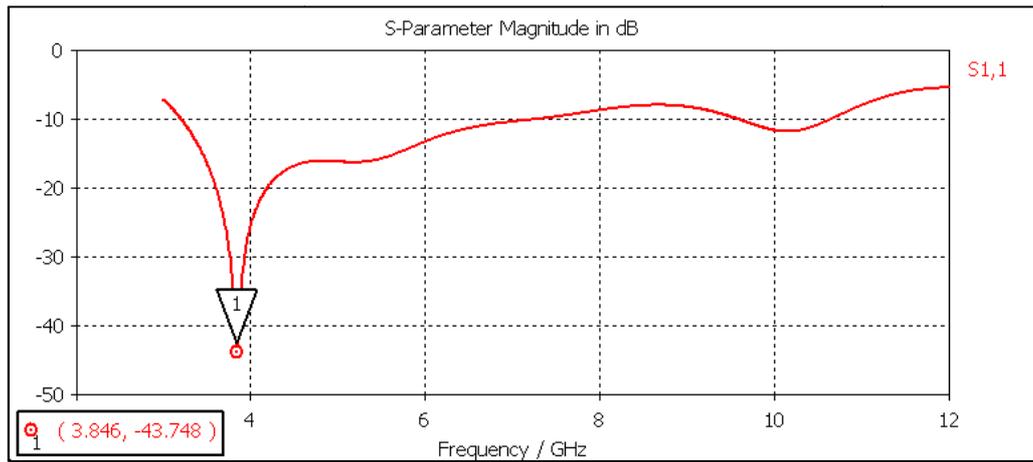


Figura 5.63 Antena en Cruz. Coeficiente de reflexión modificación plano de masa

- Modificación línea de transmisión

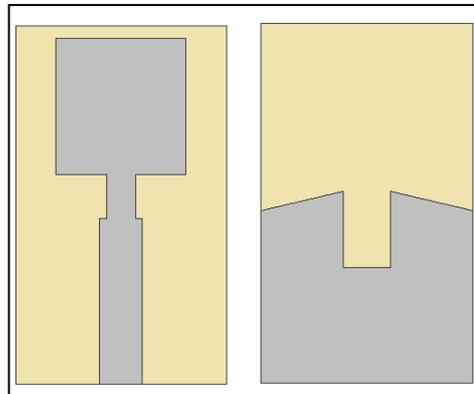


Figura 5.64 Antena en Cruz. Configuración superior e inferior modificación línea de transmisión

Se realiza un estrechamiento en el parche (zona que anteriormente era línea de transmisión) para obtener una nueva dimensión resonante aproximadamente a:

$$y_4 + 2 \cdot y_5 + y_6 = 15,2 \text{ mm}$$

por lo que la nueva frecuencia de resonancia se debe encontrar aproximadamente en:

$$f_{res} \cong \frac{c}{4L\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 0,0152 \cdot \sqrt{1,21}} = 4,5 \text{ GHz}$$

Como puede verse en la Figura 5.65 la nueva resonancia se sitúa en 5,3 GHz. El ancho de banda apenas ha variado.

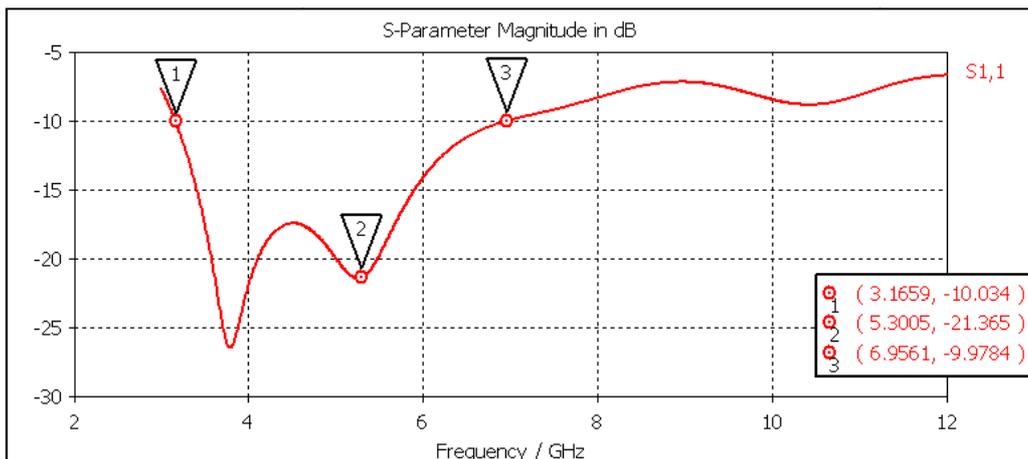


Figura 5.65 Antena en Cruz. Coeficiente de reflexión modificación línea de transmisión

- Muecas en el parche (Figura 5.66)

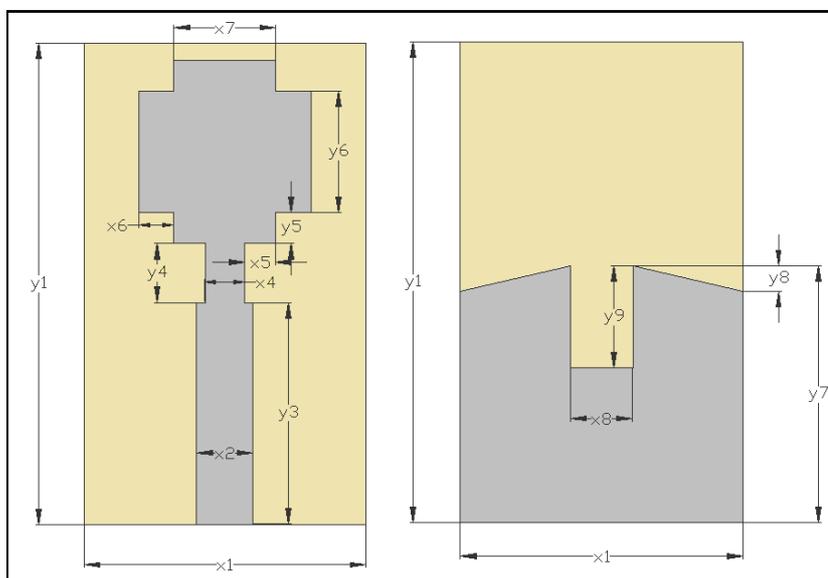


Figura 5.66 Antena en Cruz. Configuración superior e inferior muescas en el parche

Tabla 5.8 Antena en Cruz. Dimensiones

Dimensión	Valor (mm)
x1	18
y1	31
x2	3,6
y3	14,3
x4	2,5
y4	3,8
x5	2
y5	2

Dimensión	Valor (mm)
x6	2,25
y6	7,8
x7	6,5
y7	16,5
x8	4
y8	1,63
y9	6,53

Finalmente se realizan unas muescas en el parche como ya se realizaron en la Antena Double Band para conseguir una nueva resonancia a frecuencias superiores. Concretamente se tiene una forma rectangular de dimensiones $x7$ e $y6 = 6,5 \times 7,8 \text{ mm}^2$.

Como puede verse en la Figura 5.67, se ha obtenido un ancho de banda nominal igual a 112% que cumple la normativa de la FCC. En la Tabla 5.8 se muestran las dimensiones de la configuración final de la antenna en cruz.

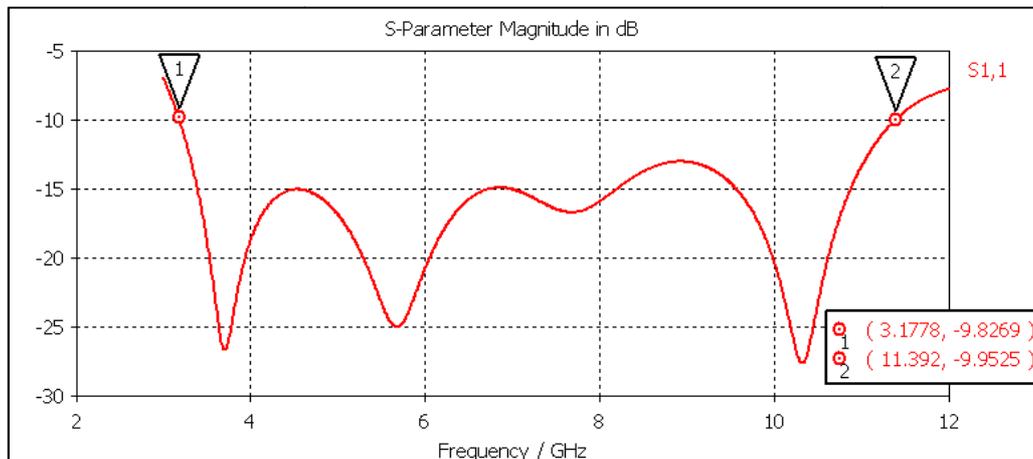


Figura 5.67 Antena en Cruz. Coeficiente de reflexión muescas en el parche

5.6.2 Antena en Cruz Tipo 1: Filtro Banda WiFi Europea

Para el diseño de esta antena se ha escogido que el filtro se forme a partir de un slot en el parche. Posteriormente, cuando se diseñe el filtro para eliminar la banda Americana del sistema WiFi se diseñará externo al parche para analizar las diferencias que presentan uno y otro.

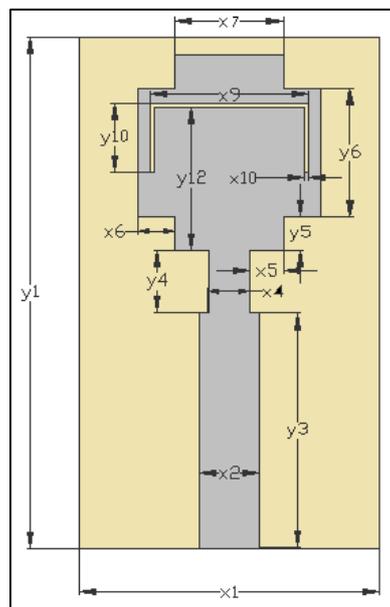


Figura 5.68 Antena en Cruz Tipo 1. Filtro Banda WIFI Europea

Como puede verse en la Figura 5.68, el filtro tiene una forma de “c” girada de longitud $x_9 + 2 \cdot x_{10}$ situado a una distancia y_{12} de las muescas. Como ya se ha explicado anteriormente en esta memoria, la longitud efectiva del filtro ha de ser

aproximadamente media longitud de onda. Si se desea un filtro a una frecuencia central de 5,3 GHz:

$$L \cong \frac{\lambda_0}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2 \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 5,3 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2,45}} = 0,018 \text{ m} = 18,08 \text{ mm}$$

En este caso, la posición del filtro es muy importante a la hora del resultado del coeficiente de reflexión que presenta la antena.

- Variación de la posición del filtro (parámetro y12)

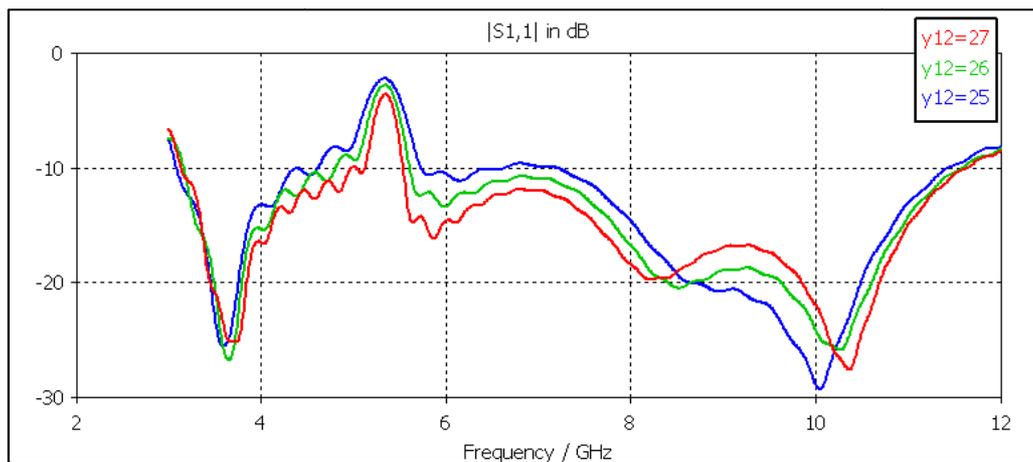


Figura 5.69 Antena en Cruz Tipo 1. Variación de la posición del filtro. y10=4,8 mm, x10=0,25 mm.

Los resultados obtenidos (Figura 5.69) muestran que a medida que el filtro se acerca al punto de alimentación del parche, la resonancia obtenida es mayor, por lo que el rechazo de la banda eliminada mejora y el ancho de banda eliminado aumenta. La situación extrema es invertir el filtro como indica la Figura 5.70 para que se obtenga la mayor resonancia (Figura 5.71).

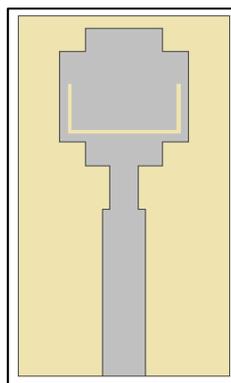


Figura 5.70 Antena en Cruz Tipo 1. Filtro Banda WiFi Europea invertido

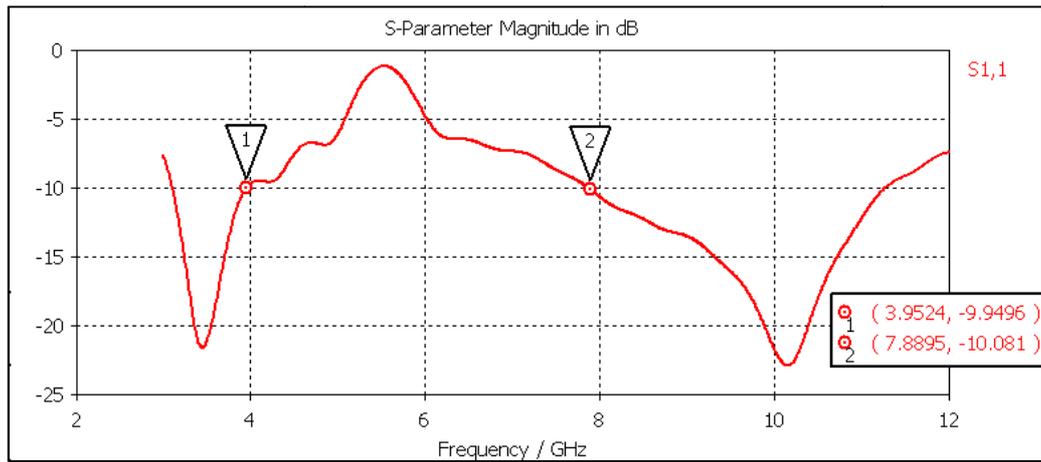


Figura 5.71 Antena en Cruz Tipo 1. Coeficiente de reflexión filtro invertido. $x_{10}=0,25\text{mm}$, $y_{10}=4,8\text{ mm}$.

- Variación de la longitud y anchura del filtro (parámetros y_{10} e x_{10})

Al igual que en las antenas ya presentadas, la variación de la longitud (Figura 5.72) y anchura (Figura 5.73) de los filtros dan lugar a bandas eliminadas de distinto tamaño y posición.

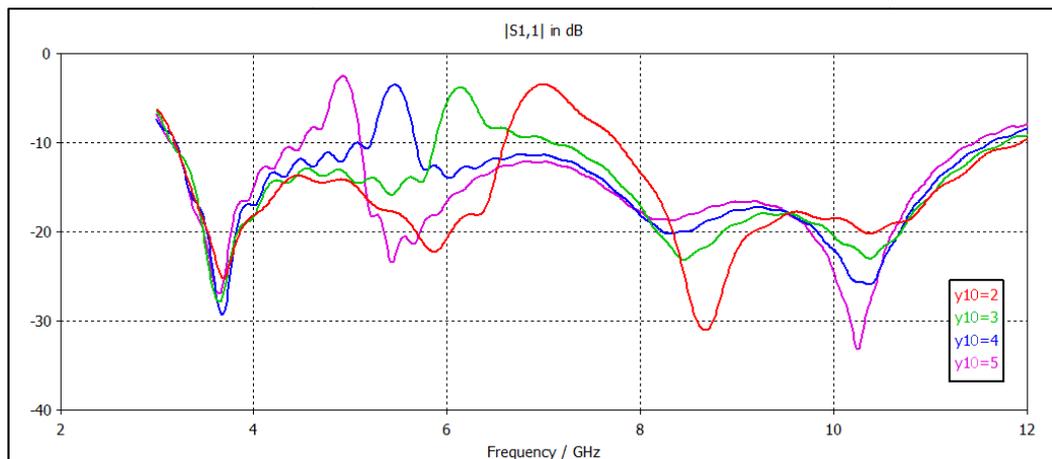


Figura 5.72 Antena en Cruz Tipo 1. Variación de la longitud del filtro. $y_{12}=27\text{ mm}$, $x_{10}=0,25\text{ mm}$.

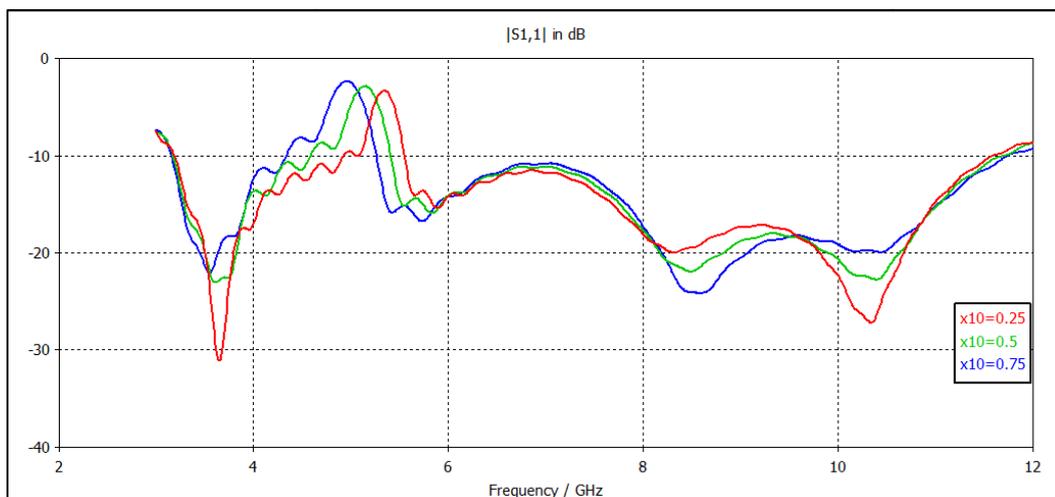


Figura 5.73 Antena en Cruz Tipo 1. Variación de la anchura del filtro. $y_{12}=27\text{ mm}$, $y_{10}=4\text{mm}$.

Finalmente, una vez optimizado los parámetros del filtro para atender a las especificaciones, el coeficiente de reflexión de la antenna se muestra en la Figura 5.74 y las dimensiones del filtro en la Tabla 5.9. Cabe destacar que se cumple la condición de la longitud del filtro calculada previamente ya que $L=x9+2y10=18,2$ mm.

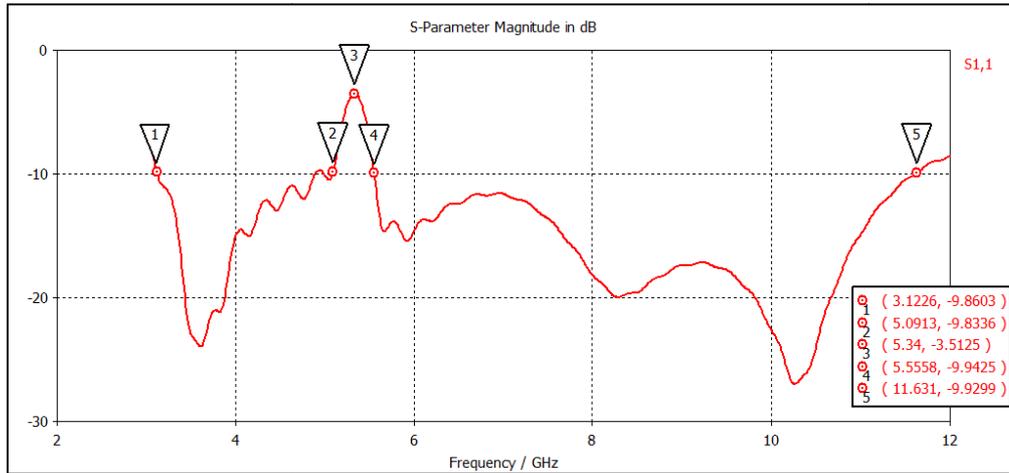


Figura 5.74 Antena en Cruz Tipo 1. Coeficiente de reflexión final

Tabla 5.9 Antena en Cruz Tipo 1. Dimensiones del filtro

Dimensión	Valor (mm)	Dimensión	Valor (mm)
x9	9,5	y10	4,2
x10	0,25	y12	8,65

5.6.3 Antena en Cruz Tipo 2: Filtro Banda WiFi Americana

Para el diseño de esta antenna se ha decidido que el filtro se forme a partir de una tira metálica situada alrededor del el parche como muestra la Figura 5.75.

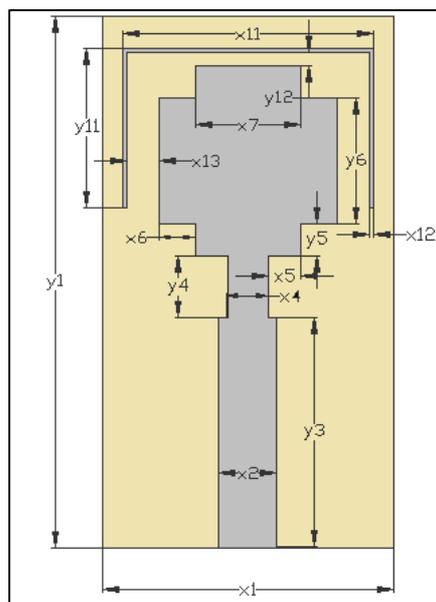


Figura 5.75 Antena en Cruz Tipo 2. Filtro Banda WiFi Americana

- Variación de la posición del filtro (parámetros x_{13} e y_{12})

Un parámetro muy importante a la hora del diseño de este filtro es la posición del mismo respecto al parche, tanto en la dimensión horizontal (parámetro x_{13}) como en la vertical (parámetro y_{12}). En las Figuras 5.76 y 5.77 se muestran los resultados de la variación de estos parámetros.

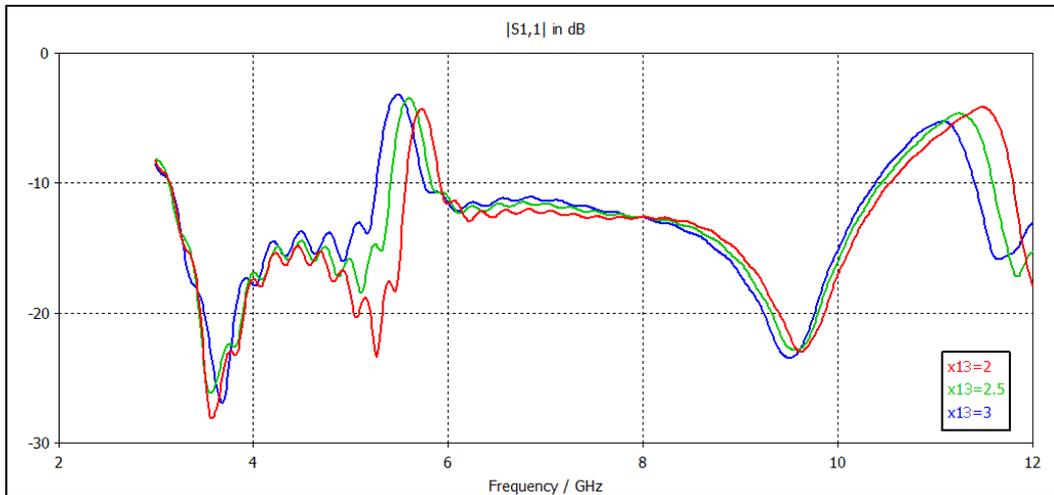


Figura 5.76 Antena en Cruz Tipo 2. Variación de la posición horizontal del filtro. $y_{12}=31,2$ mm, $y_{11}=10$ mm, $x_{12}=0,25$ mm

Al aumentar la distancia del filtro respecto del parche en dirección horizontal, la resonancia obtenida es mayor, con lo cual el pico del coeficiente de reflexión es mayor así como el ancho de banda rechazado. También se aprecia un ligero desplazamiento en frecuencia de la banda eliminada.

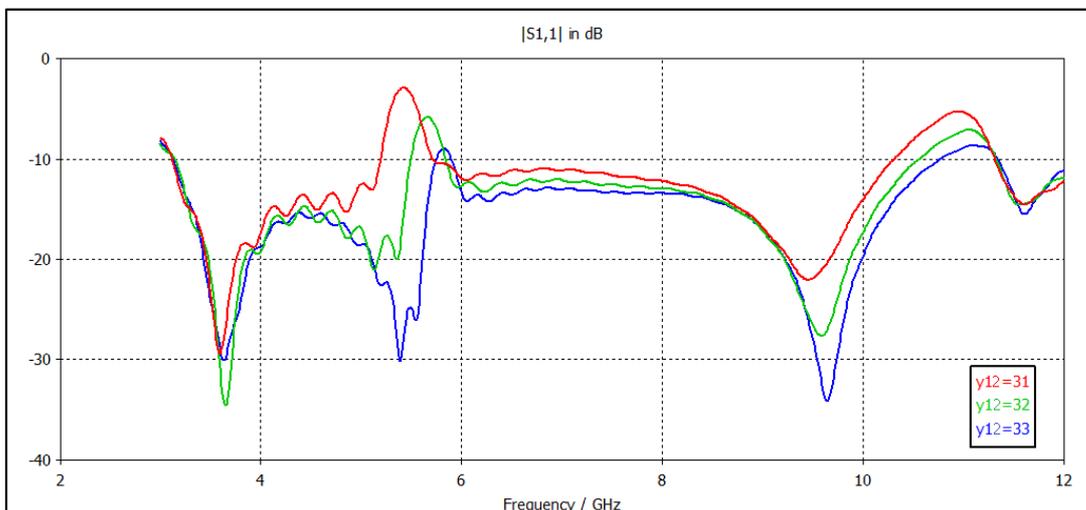


Figura 5.77 Antena en Cruz Tipo 2. Variación de la posición vertical del filtro. $x_{13}=3$ mm, $y_{11}=10$ mm, $x_{12}=0,25$ mm

En el caso de la posición del filtro respecto del parche ocurre el efecto contrario. Al aumentar la distancia, la resonancia que se obtiene es menor.

- Variación de la longitud y anchura del filtro (parámetros y_{11} e x_{12})

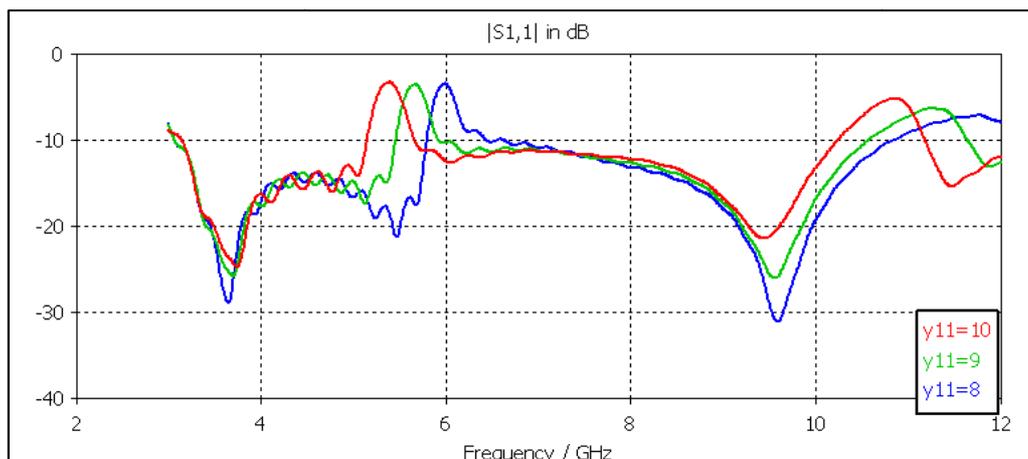


Figura 5.78 Antena en Cruz Tipo 2. Variación de la longitud del filtro. $x_{13}=3$ mm, $y_{12}=31$ mm, $x_{12}=0,25$ mm.

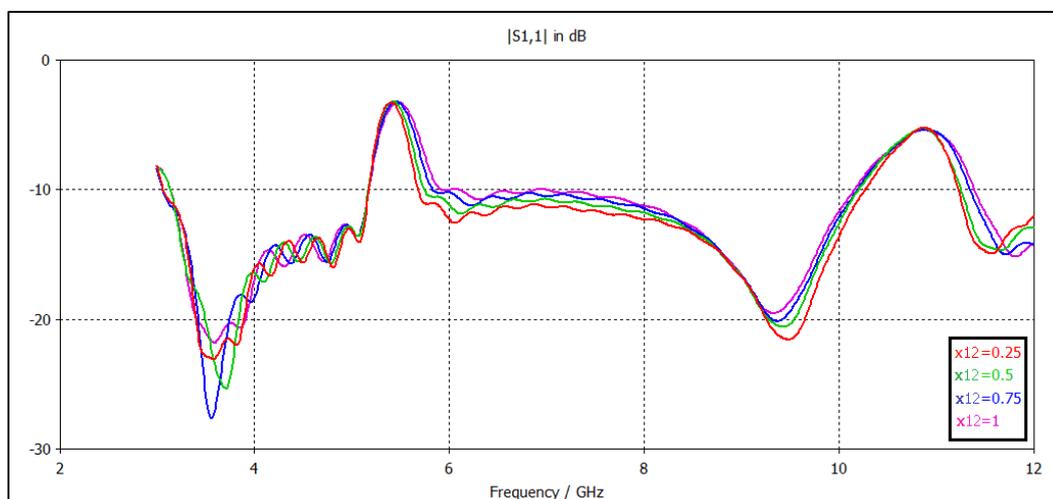


Figura 5.79 Antena en Cruz Tipo 1. Variación de la anchura del filtro. $x_{13}=3$ mm, $y_{12}=31$ mm, $y_{11}=10$ mm.

Los efectos de la variación de la longitud y anchura del filtro (Figuras 5.78 y 5.79) son los ya apreciados en las antenas presentadas en apartados anteriores: variación de la banda eliminada y variación del ancho de banda eliminado. Un dato reseñable es la longitud total del filtro, concretamente $L=x_{11}+2y_{11}= 37,8$ mm. Esta longitud es el doble que en caso del filtro creado mediante el slot en el parche del Capítulo 5.6.2. Sin embargo se puede decir que resuena a una longitud de onda ya que la posición relativa del filtro con el parche, modifica la resonancia.

Una vez optimizados los parámetros del filtro para conseguir la especificación requerida, se presenta en la Figura 5.80 el coeficiente de reflexión de la antena así como las dimensiones del filtro en la Tabla 5.10.

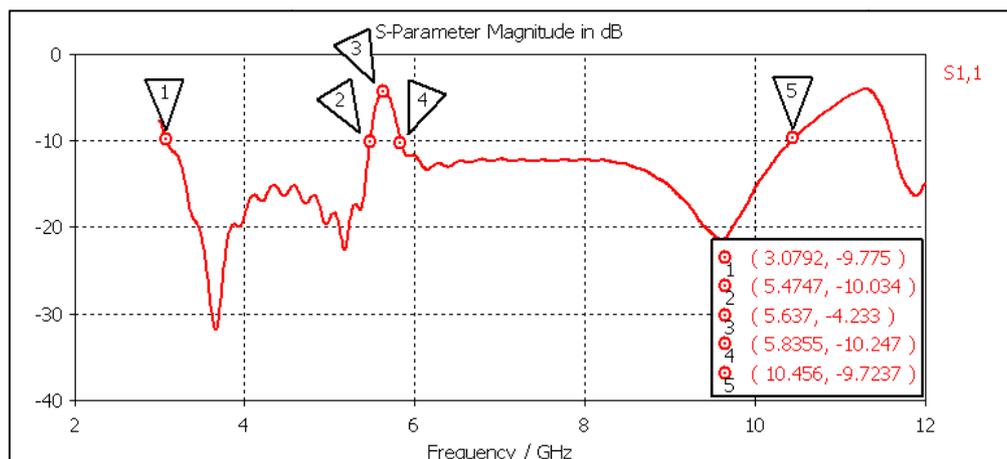


Figura 5.80 Antena en Cruz Tipo 2. Coeficiente de reflexión final

Tabla 5.10 Antena en Cruz Tipo 2. Dimensiones del filtro

Dimensión	Valor (mm)
x11	17,5
y11	10,15
x12	0,25

Dimensión	Valor (mm)
y12	1
x13	2

Una vez analizadas las prestaciones de los filtros, a continuación se comprueban las diferencias entre uno y otro. Por un lado, ambos filtros permiten eliminar las bandas WiFi Americana y Europea ya que el ancho de banda que presentan es de 400 MHz. Sin embargo el filtro obtenido mediante la realización del slot en el parche presenta mejor rechazo que el filtro externo (concretamente 0,8 dB). Finalmente, la principal ventaja del filtro interno frente al externo es el tamaño total de la antena: 18x31 mm frente a 20x34 mm (un 18% menos).

5.7 Antena en Pica

Se pretende realizar una antena UWB que tenga las siguientes características:

- Banda de trabajo mínima: 3,1 GHz a 10,6 GHz para cumplir la normativa de la FCC.
- Filtro notch que elimine la banda de frecuencias desde 4,75 GHz a 6,1 GHz para eliminar 2 canales de la modulación OFDM además de un margen para aumentar el rechazo a los canales.

La siguiente antena a presentar tiene forma de pica. Otras antenas con la misma forma de parche han sido diseñadas como [25]. Está formada a partir de un parche a partir del cual se realizan muescas en las esquinas inferiores (Modificación 1) y finalmente se le da forma circular coronando con un triángulo (Modificación 2).

5.7.1 Antena sin filtro

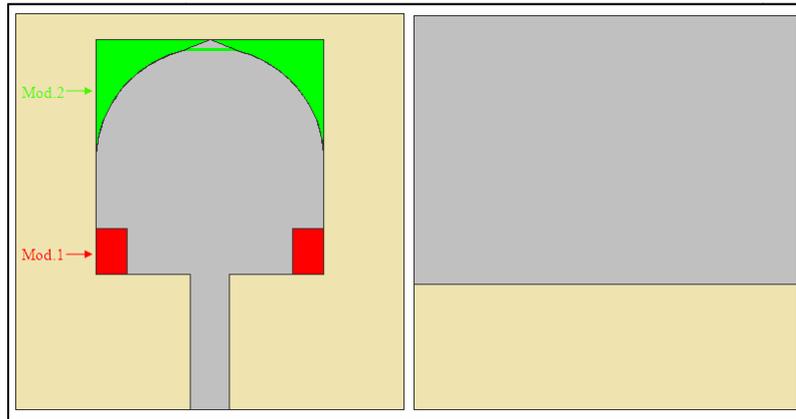


Figura 5.81 Antena en Pica. Esquema configuración superior e inferior

A continuación se presentan la variación del coeficiente de reflexión de los tres pasos realizados (Figura 5.81) hasta conseguir el diseño final. Inicialmente se tiene un parche rectangular de dimensiones 20x20,7 mm. La frecuencia de resonancia aproximada es:

$$f_{res} \cong \frac{c}{4L\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 0,0207 \cdot \sqrt{1,21}} = 3,3GHz$$

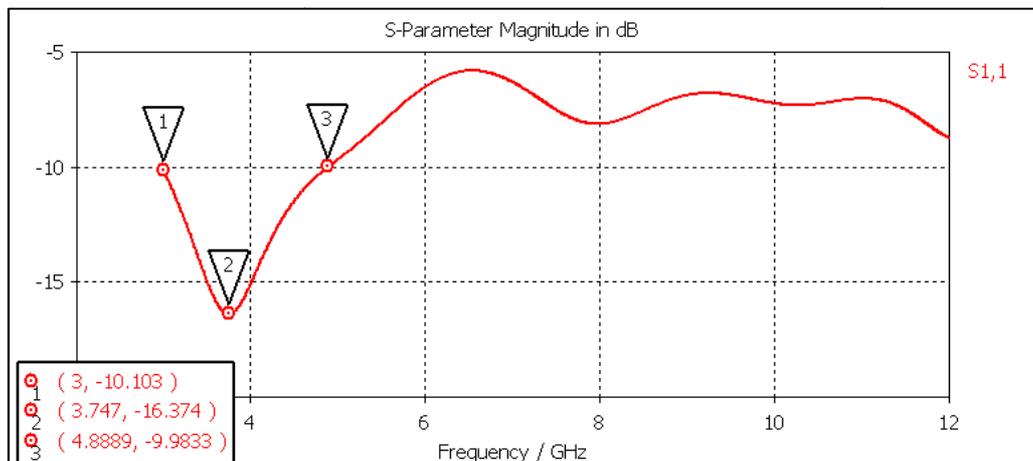


Figura 5.82 Antena en Pica. Coeficiente de reflexión parche rectangular

Como puede verse en la Figura 5.82 se ha obtenido una resonancia en 3,7 GHz. El ancho de banda a -10dB es todavía muy pequeño, concretamente un 48%. La modificación 1 consiste en realizar unas muescas en las esquinas inferiores del parche de tamaño 2,75x4 mm² para obtener nuevas dimensiones del parche que den lugar a nuevas resonancias. Concretamente, se tiene una nueva forma rectangular de tamaño 14,5x16.7 mm que debería resonar aproximadamente a una frecuencia de:

$$f_{res} \cong \frac{c}{4L\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 0,0167 \cdot \sqrt{1,2}} = 4,3GHz$$

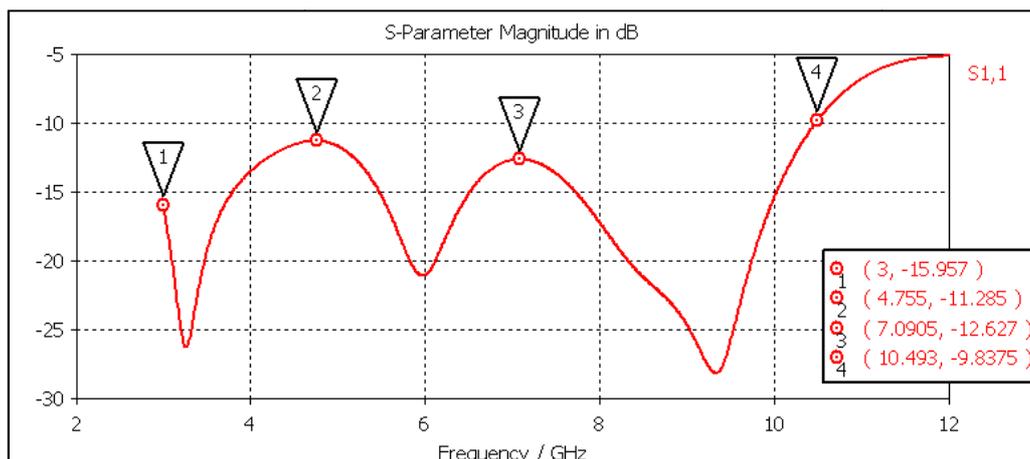


Figura 5.83 Antena en Pica. Coeficiente de reflexión modificación 1

Con esta modificación, se han obtenido 2 nuevas resonancias situadas en 6 GHz y 9,3 GHz y un ancho de banda nominal de 111,1%. La primera de ellas se ha desplazado a una frecuencia más alta de la calculada debido al descenso en la anchura del segundo “parche virtual”. Se desconocen los motivos exactos de la aparición de la segunda resonancia pero resulta de gran utilidad para obtener un mayor ancho de banda nominal. El objetivo de la modificación 2 es conseguir una mejor adaptación en los puntos 2 y 3 marcados en la Figura 5.83 ya que en la construcción de la antena siempre se puede perder algún dB y se corre el riesgo de superar el límite de los -10dB.

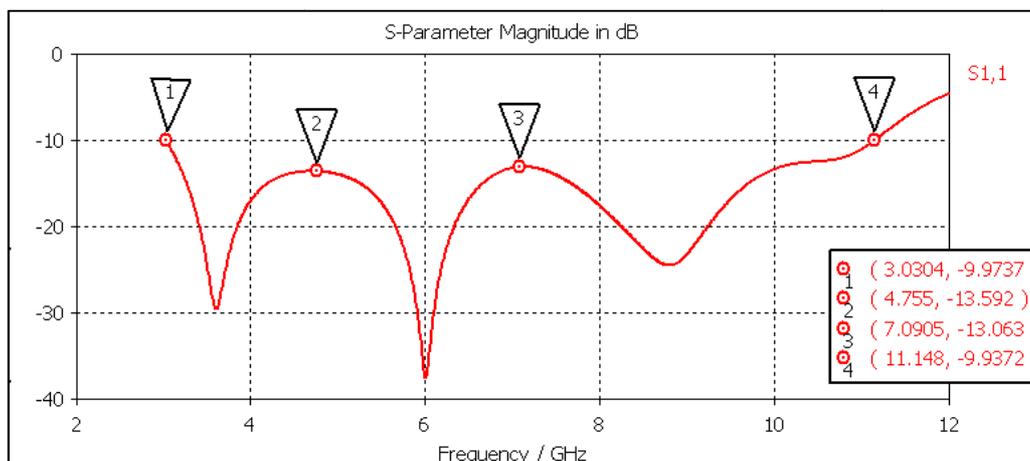


Figura 5.84 Antena en Pica. Coeficiente de reflexión modificación 2

Como puede verse en la Figura 5.84, el objetivo de mejorar la adaptación se ha conseguido en 2.3 dB en el caso del marcador 2 y en 0,5 dB para el marcador 3. Además el ancho de banda nominal ha aumentado ligeramente hasta el 114,9%.

En la Figura 5.85 se presenta la configuración final de la antena UWB y sus dimensiones en la Tabla 5.11.

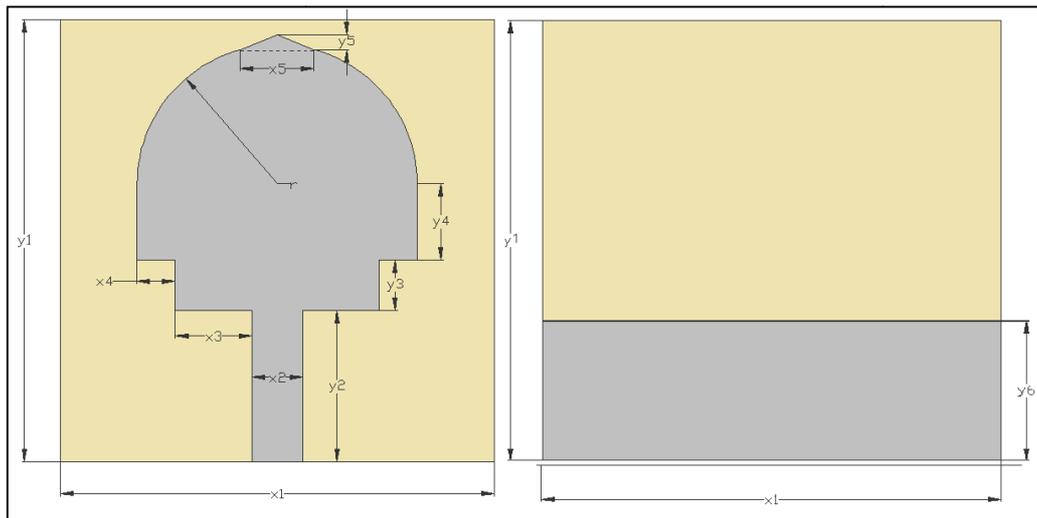


Figura 5.85 Antena en Pica. Configuración superior e inferior

Tabla 5.11 Antena Pica. Dimensiones

Dimensión	Valor (mm)	Dimensión	Valor (mm)
x1	35	x4	2,75
y1	35	y4	6
x2	3,4	x5	4,8
y2	12	y5	1
x3	5,55	y6	11,1
y3	4	r	10

5.7.2 Filtro

Para la obtención del filtro indicado en las especificaciones se ha decidido realizar un slot en el parche (Figura 5.86) como el realizado en el Apartado 5.6.2.

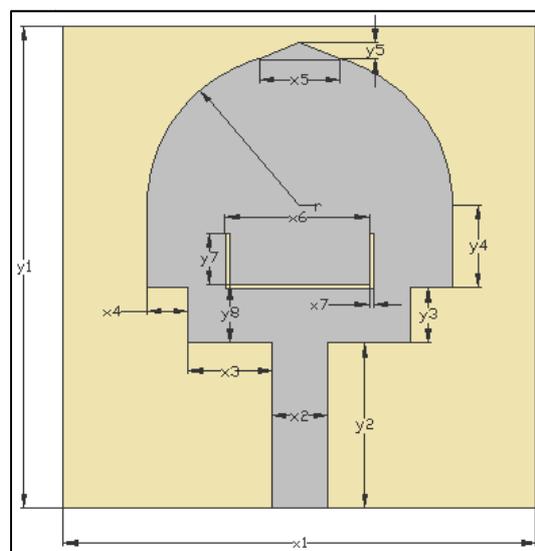


Figura 5.86 Antena en Pica. Configuración del filtro

Como en los casos anteriores se presentan las variaciones del coeficiente de reflexión de la antena en función de las dimensiones y colocación del filtro en las Figuras 5.87-5.89.

- Variación de la posición del filtro (parámetro y_8).

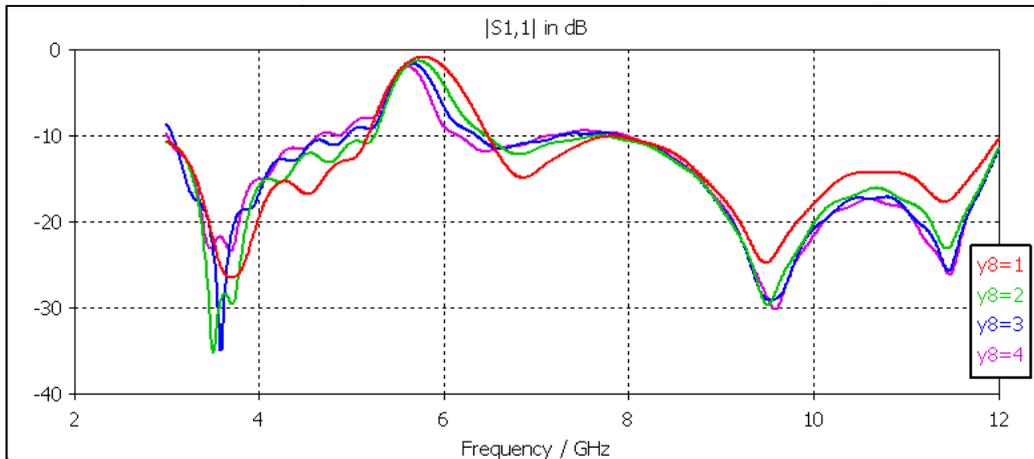


Figura 5.87 Antena en Pica. Variación de la posición del filtro. $y_7=4$ mm, $x_7=0,25$ mm.

Si el filtro se encuentra más cercano al punto de alimentación de la antena, la resonancia obtenida es también mayor por lo que el ancho de banda aumenta así como el rechazo.

- Variación de la longitud y anchura del filtro (parámetros y_7 y x_8).

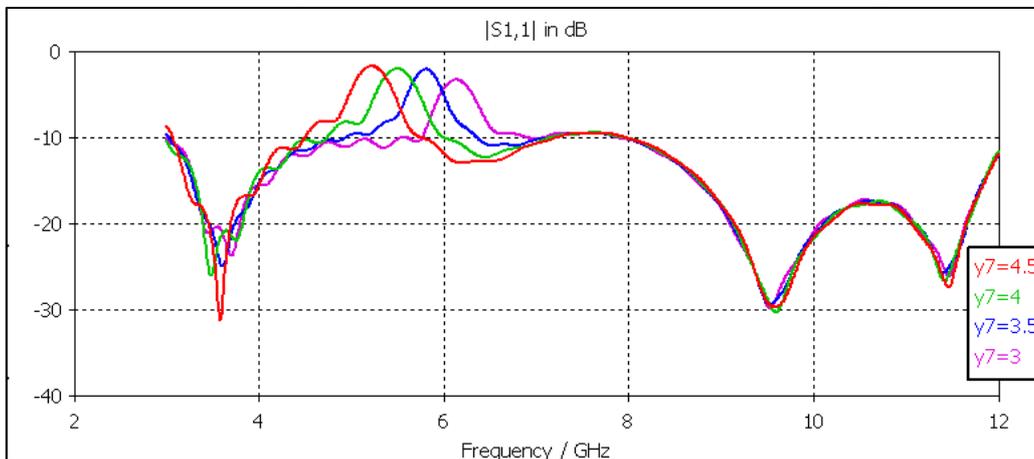


Figura 5.88 Antena en Pica. Variación de la longitud del filtro. $y_8=4$ mm, $x_7=0,25$ mm.

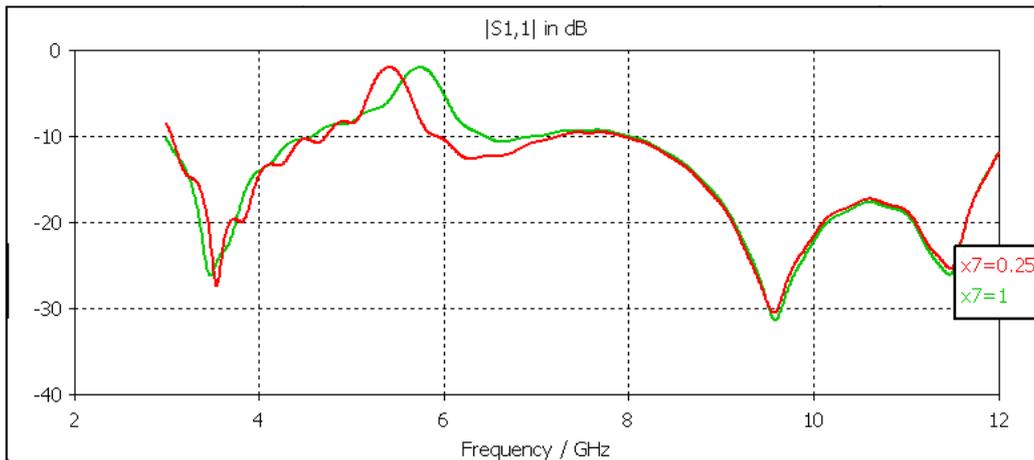


Figura 5.89 Antena en Pica. Variación de la anchura del filtro. $y_8=4$ mm, $y_7=4,5$ mm

Si se desea un filtro con frecuencia central de 5,6 GHz, la longitud del mismo será aproximadamente:

$$L \cong \frac{\lambda_0}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2 \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 5,6 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2,45}} = 0,018 \text{ m} = 17,11 \text{ mm}$$

Los efectos mostrados en las Figuras 5.88 y 5.89 son los ya comentados en varias ocasiones. La variación de la longitud permite seleccionar la banda a eliminar, mientras que la variación de la anchura del filtro afecta al ancho de banda eliminado. Además se produce una variación de la banda eliminada ya que la longitud efectiva del filtro también varía con el cambio de anchura del mismo.

Finalmente se presenta en la Figura 5.90 el coeficiente de reflexión de la antena una vez optimizado los parámetros del filtro así como las dimensiones del mismo en la Tabla 5.12.

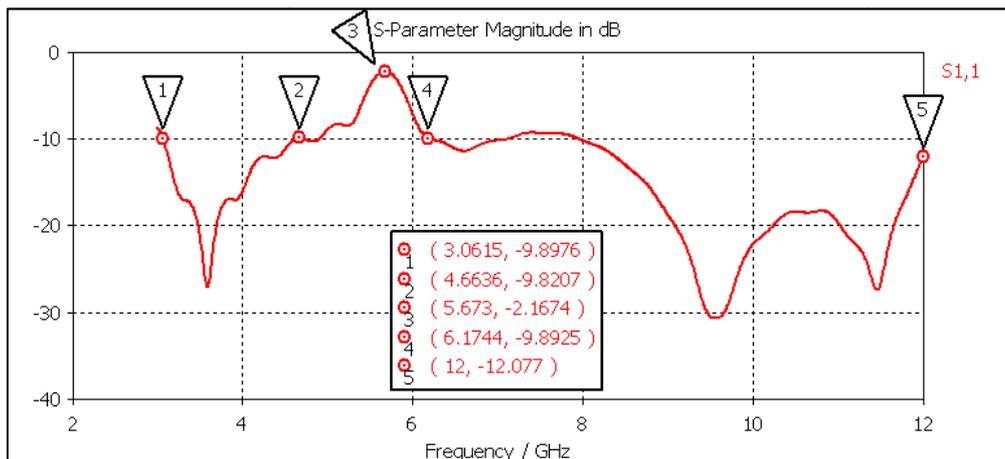


Figura 5.90 Antena en Pica. Coeficiente de reflexión con filtro final

Tabla 5.12 Antena en Pica. Dimensiones del filtro

Dimensión	Valor (mm)
x6	10,6
x7	0,3

Dimensión	Valor (mm)
y7	4,1
y8	3,9

5.8 Antena Elíptica

Se pretende realizar una antena UWB que tenga las siguientes características:

- Banda de trabajo mínima: 3,1 GHz a 10,6 GHz para cumplir la normativa de la FCC.
- 1 Filtro notch que elimine la banda de frecuencias que ocupa el sistema IEEE 802.11x en la banda Americana: 5,5-5,9 GHz.
- 1 Filtro notch a una frecuencia superior.

Inicialmente se ha diseñado una antena que cumpla el requisito de ancho de banda, a continuación se le han añadido uno a uno los filtros y finalmente se han integrado en el diseño final.

5.8.1 Antena sin filtros

Para el diseño de esta antena se ha elegido un parche con forma de elipse como el presentado en [12] o [25]. Inicialmente se tiene un parche alimentado mediante una línea microstrip. Para conseguir nuevas resonancias se realizan 2 modificaciones en el plano de masa como muestra la Figura 5.91.

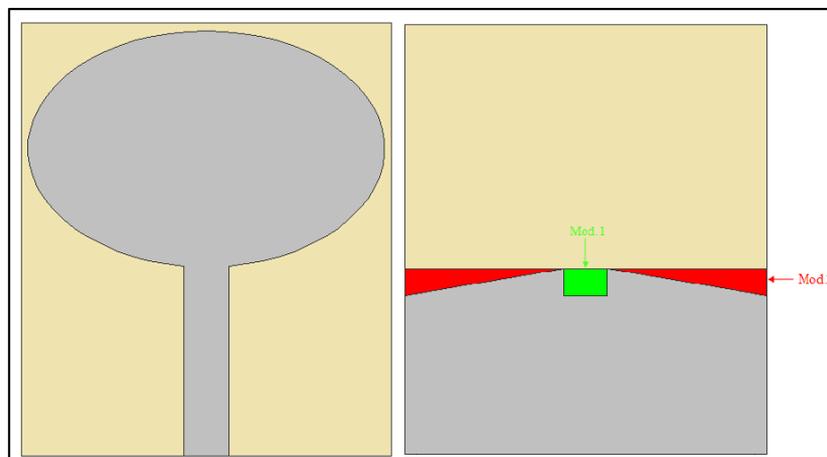


Figura 5.91 Antena Elíptica. Esquema Configuración

A la hora de elegir unas dimensiones iniciales del parche elíptico, la referencia más próxima al parche elíptico, es el parche circular. Recordemos que el diámetro de un parche circular ha de ser aproximadamente un cuarto de longitud de onda a la frecuencia de resonancia. Así que se tomará esa referencia aproximada para el eje inferior de la elipse. Si se quiere una resonancia a 4,2 GHz, el eje inferior ha de tener un valor aproximado de:

$$2L \cong \frac{\lambda_e}{4} = \frac{c}{4 \cdot f} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 4,2 \cdot 10^9} = 0,017 \text{ m} = 17,85 \text{ mm} \rightarrow L \cong 9 \text{ mm}$$

La simulación del coeficiente de reflexión que presenta la antena sin modificaciones del plano de masa se muestra en la Figura 5.92.

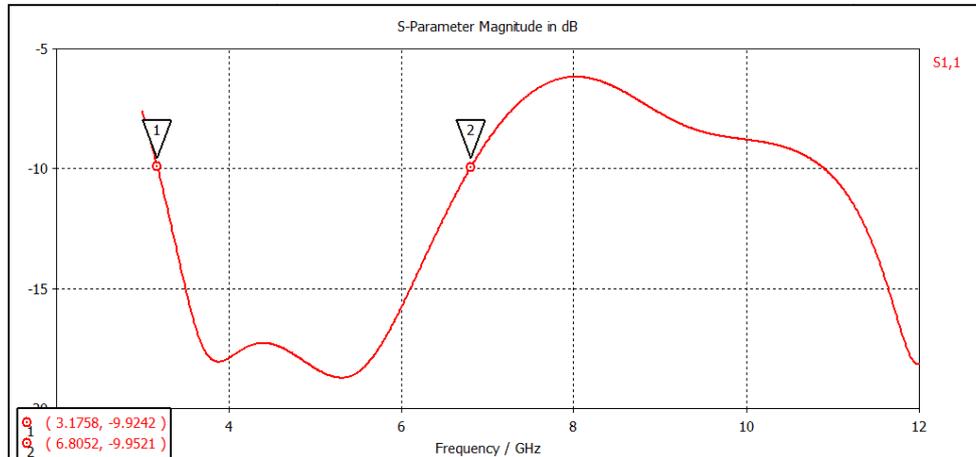


Figura 5.92 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión sin modificaciones

Se han obtenido dos resonancias en 3,9 y 5,8 GHz y un ancho de banda nominal a -10dB de un 72%. Cabe destacar que el parche elíptico presenta un gran ancho de banda nominal sin realizar ninguna modificación ni al parche ni al plano de masa. La primera modificación consiste en realizar un slot rectangular en el plano de masa en la zona de alimentación de la antena. De esta forma, se consigue modificar la impedancia del parche y por lo tanto cambiar el coeficiente de reflexión de la antena.

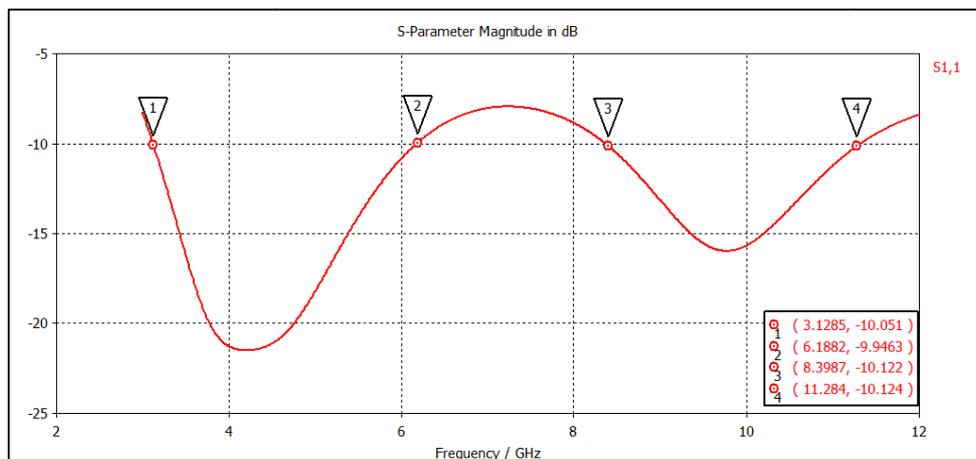


Figura 5.93 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión modificación 1

Con esta modificación se ha obtenido una nueva banda de trabajo que se encuentra desde 8,3 GHz hasta 11,3 GHz como muestra la Figura 5.93. Para conseguir mejorar la adaptación de la antena desde los marcadores 2 hasta el 3 de la Figura anterior, se realizan 2 slots de forma triangular en la zona superior del plano reflector. De esta forma se obtiene el siguiente resultado.

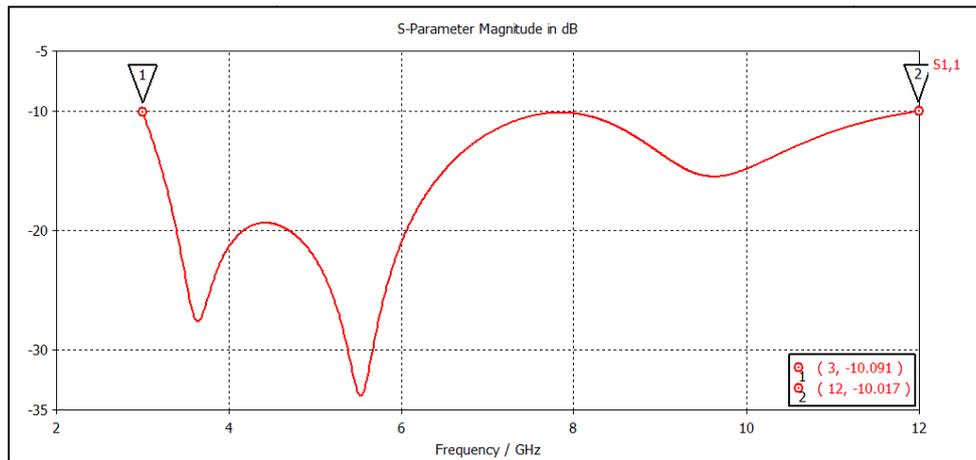


Figura 5.94 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión modificación 2

La banda de trabajo obtenida es [3-12] GHz lo cual arroja un ancho de banda nominal de un 120%. Finalmente se muestra la configuración final de la antenna (Figura 5.95) así como los valores de sus dimensiones (Tabla 5.13).

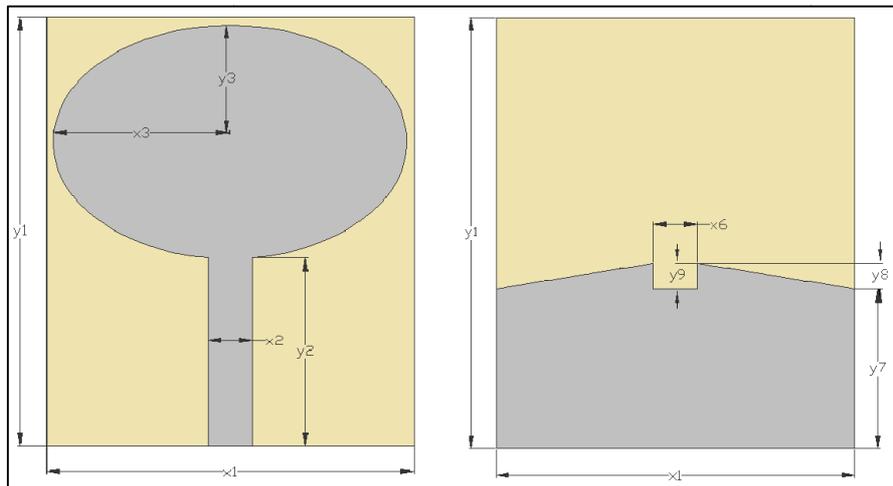


Figura 5.95 Antena Elíptica. Configuración superior e inferior

Tabla 5.13 Antena Elíptica. Dimensiones

Dimensión	Valor (mm)	Dimensión	Valor (mm)
x1	28	y3	9
y1	33	x6	3,4
x2	3,4	y7	12,2
y2	14,5	y8	2
x3	13,5	y9	2

A continuación se muestran las variaciones que presenta el coeficiente de reflexión de la antenna al modificar algunos de los parámetros del plano de masa (Figuras 5.96-5.98).

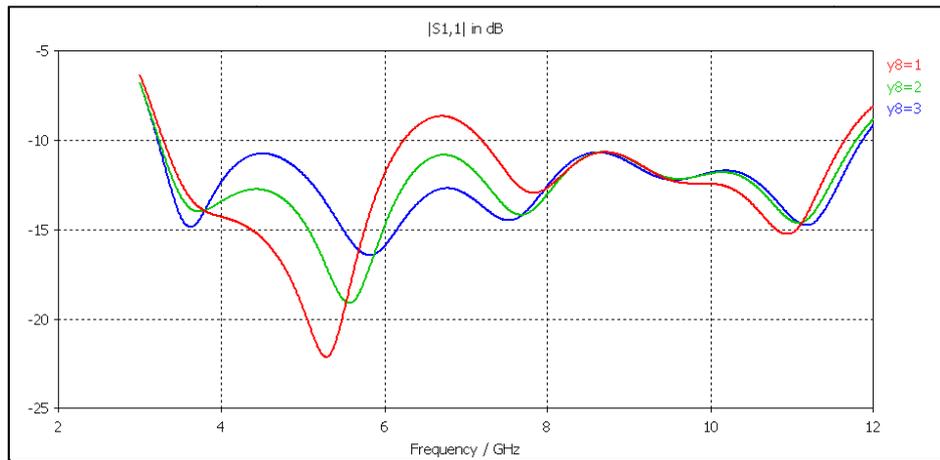


Figura 5.96 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación parámetro y_8 . $x_6=3,4$ mm, $y_9=3$ mm.

En la Figura 5.96 se muestra la variación del coeficiente de reflexión de la antena en función de la altura de los slots triangulares en el plano de masa. En este caso se ha optado por elegir un valor óptimo de $y_8=2$ mm. En la Figura 5.97 se realiza una variación de la longitud del slot rectangular. El parámetro que se ha elegido es $x_6=3,4$ mm que coincide con la anchura de la línea de transmisión.

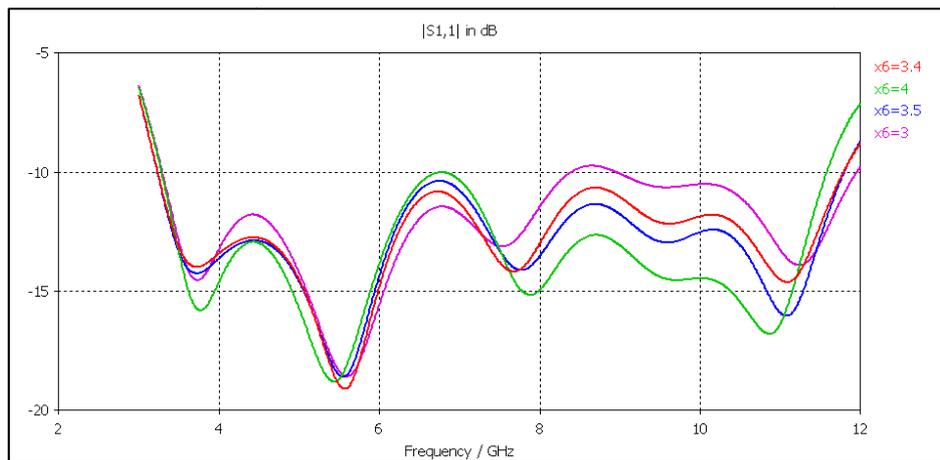


Figura 5.97 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación parámetro x_6 . $y_8=2$ mm, $y_9=3$ mm.

Finalmente, se presenta en la Figura 5.98 una variación de la altura del slot rectangular. El valor óptimo elegido es $y_9=2$ mm. Como puede verse, la variación de estos parámetros es crítica a la hora de calcular el coeficiente de reflexión de la antena por lo que han sido necesarias muchas simulaciones para obtener el resultado final.

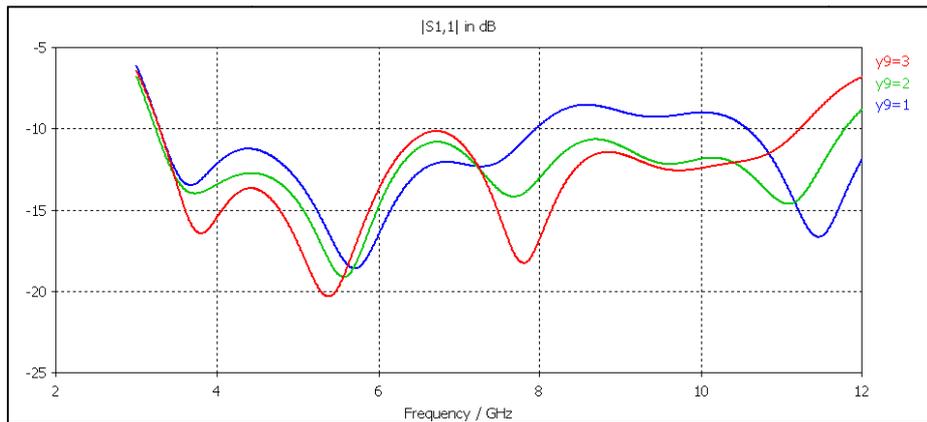


Figura 5.98 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación parámetro y_9 . $y_8=2$ mm, $x_6=3,4$ mm.

5.8.2 Filtro 1

El filtro presentado en la Figura 5.99 está formado por 2 slots iguales con forma de “H” situados en el parche con el objetivo de eliminar la banda [5,5-5,9] GHz.

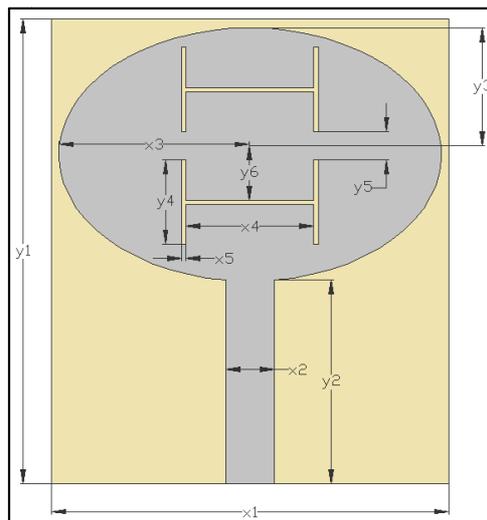


Figura 5.99 Antena Elíptica. Configuración filtro 1

En las Figuras 5.100-5.102 se presenta el coeficiente de reflexión de la antena con este filtro en función de la variación de los parámetros del mismo.

- Variación de la longitud del filtro (parámetro x_4).

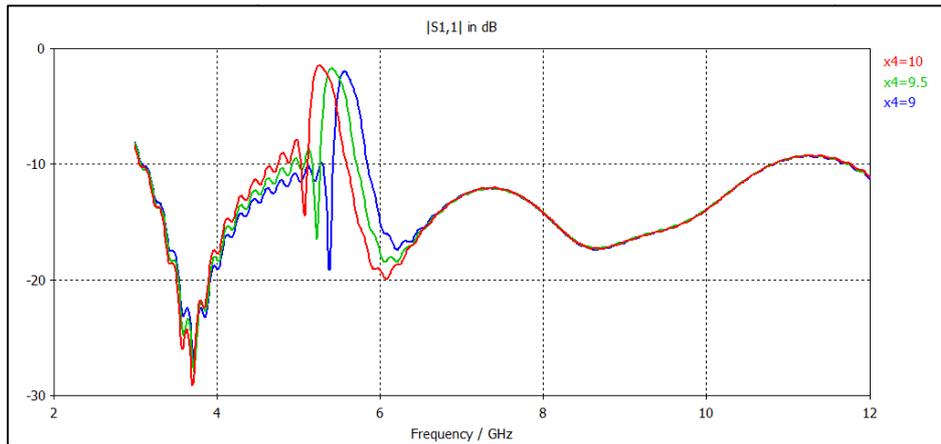


Figura 5.100 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación longitud filtro 1. $x_5=0,25$ mm, $y_5=2$ mm.

- Variación de la anchura del filtro (parámetro x_5).

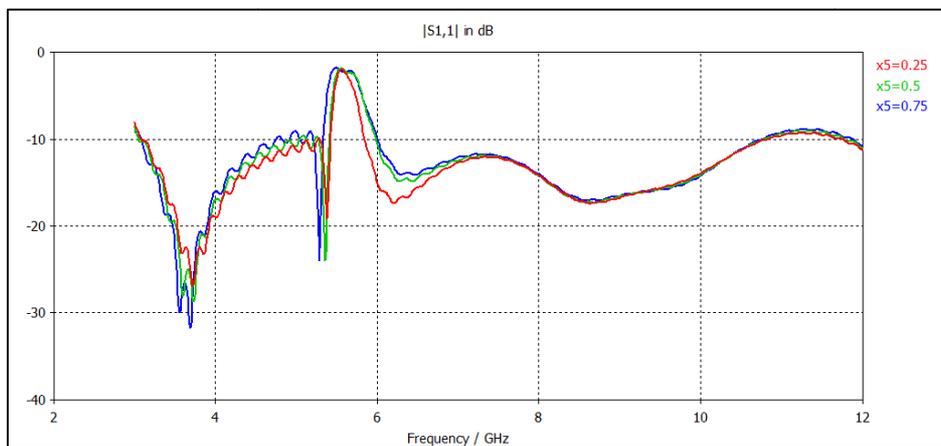


Figura 5.101 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación anchura filtro 1. $x_4=9$ mm, $y_5=2$ mm.

- Variación de la distancia entre slots (parámetro y_5).

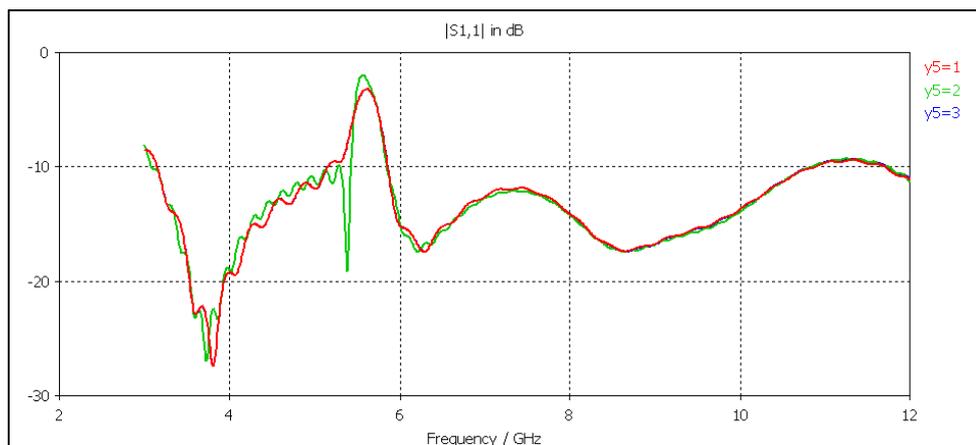


Figura 5.102 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación distancia entre slots filtro 1. $x_4=9,5$ mm, $x_5=0,25$ mm.

Como puede verse, este parámetro de diseño también influye en la obtención de una resonancia mayor que permita mejorar el comportamiento del filtro.

En este caso, la longitud total de cada uno los slots es 21 mm que es considerablemente mayor que la teórica para una frecuencia de resonancia de 5,6 GHz ($L \approx 17$ mm). Esto se debe a la propia forma del filtro. El coeficiente de reflexión de la antena una vez optimizado los parámetros para eliminar la banda deseada se muestra en la Figura 5.103.

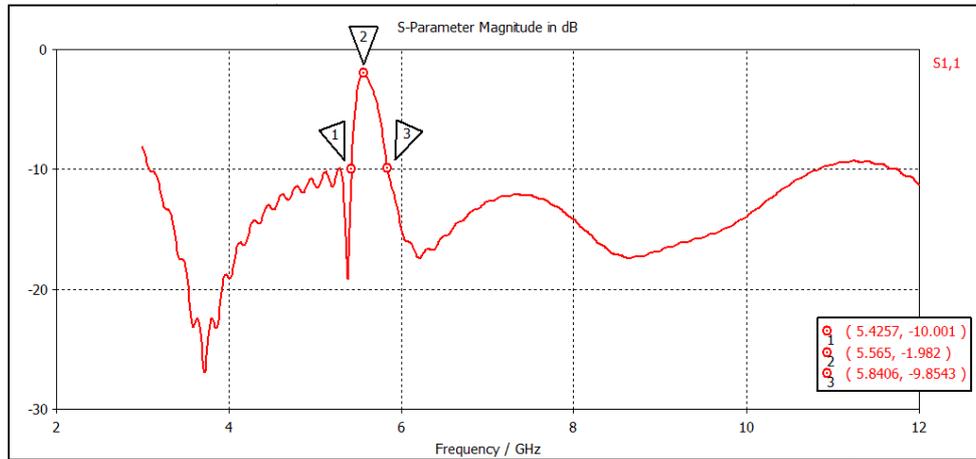


Figura 5.103 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión final filtro 1

Hay que tener en cuenta que el slot se duplica para obtener una mayor resonancia en la frecuencia central. Si solamente se tuviera 1 slot el pico de la reflexión en la frecuencia central sería 1,2 dB menor como se muestra en la Figura 5.104.

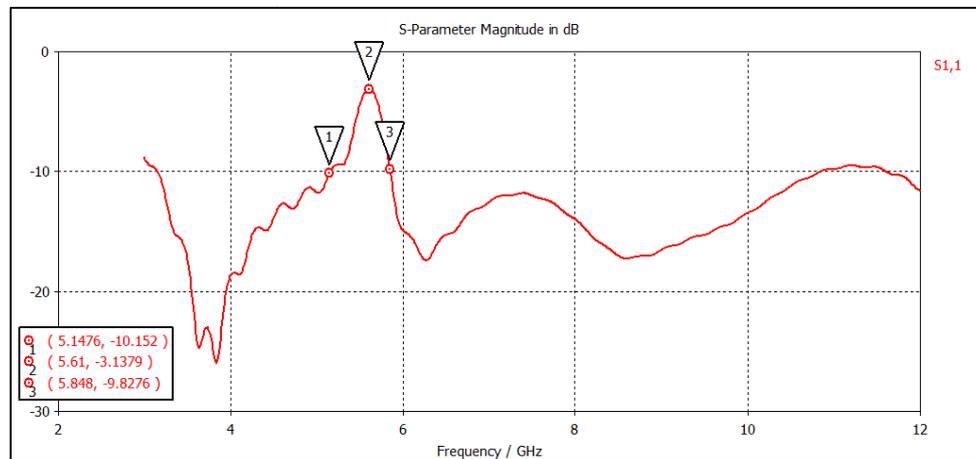


Figura 5.104 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión filtro 1 con 1 slot

5.8.3 Filtro 2

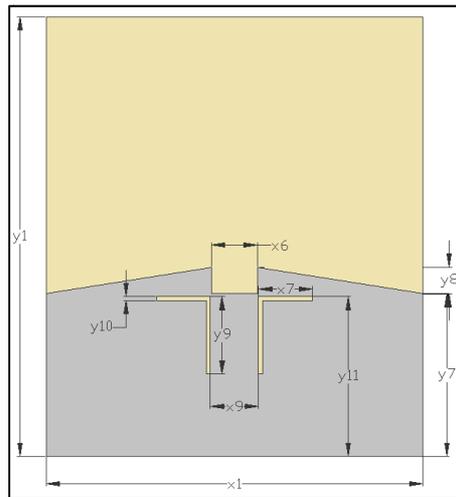


Figura 5.105 Antena Elíptica. Configuración filtro 2

Este filtro está formado por 2 slots simétricos respecto del plano y , situados en el plano de masa como muestra la Figura 5.105. En las figuras 5.106-5.100 se presenta la variación del coeficiente de reflexión de la antena en función de la variación de las dimensiones del filtro.

- Variación de la anchura del filtro (parámetro y_{10}).

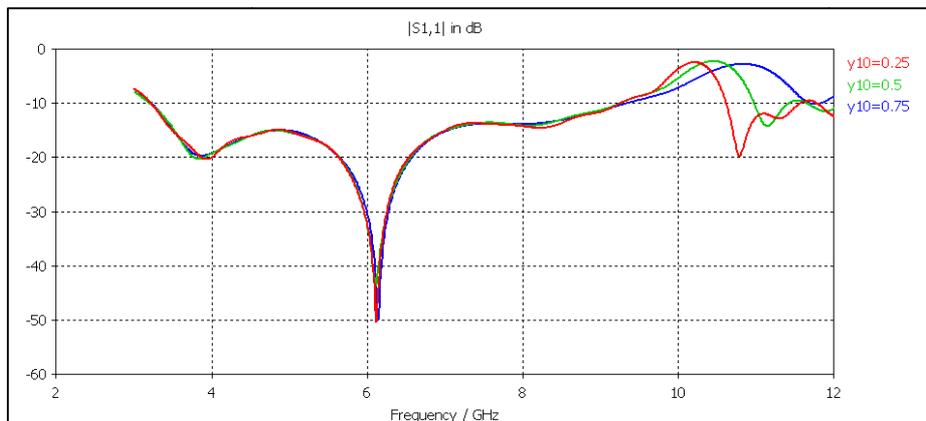


Figura 5.106 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación anchura filtro 2

- Variación de la longitud del filtro (parámetro y_9).

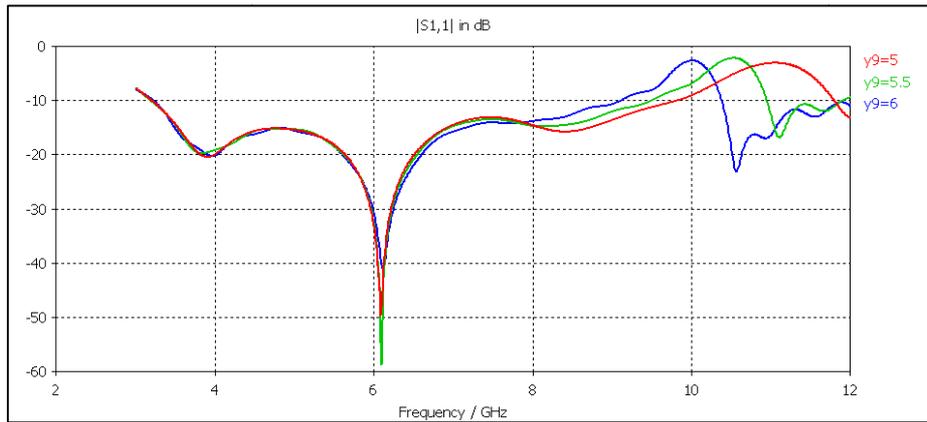


Figura 5.107 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación longitud filtro 2

- Variación de la posición del filtro (parámetro y_{11})

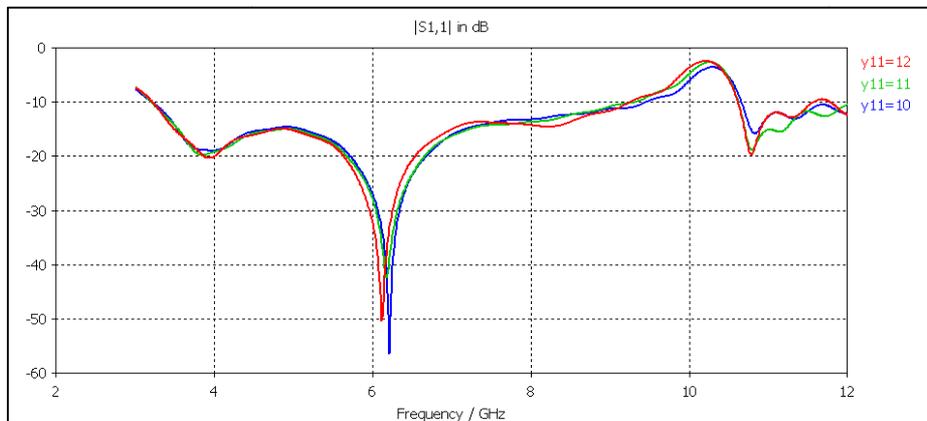


Figura 5.108 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación posición vertical filtro 2

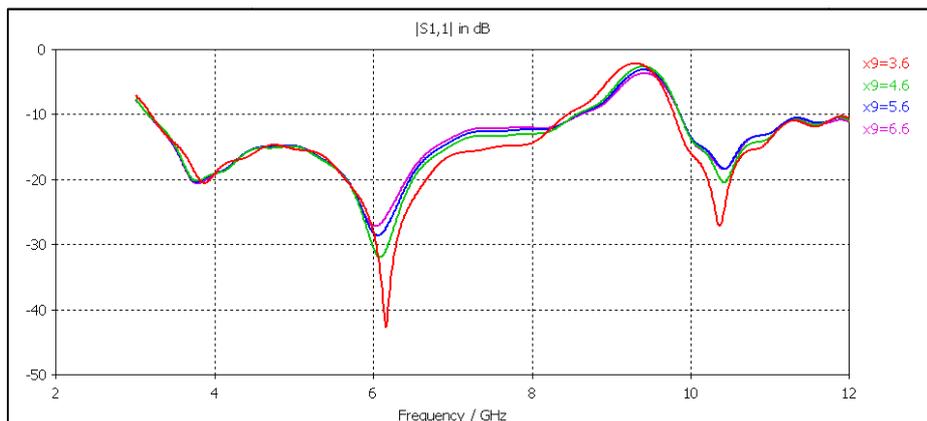


Figura 5.109 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión variación posición horizontal filtro 2

Ya se han comentado en numerosas ocasiones los efectos de los parámetros del slot en el coeficiente de reflexión de la antena, simplemente se presenta a modo de completar el informe. El resultado final una vez optimizado los parámetros de diseño se presenta en la Figura 5.110.

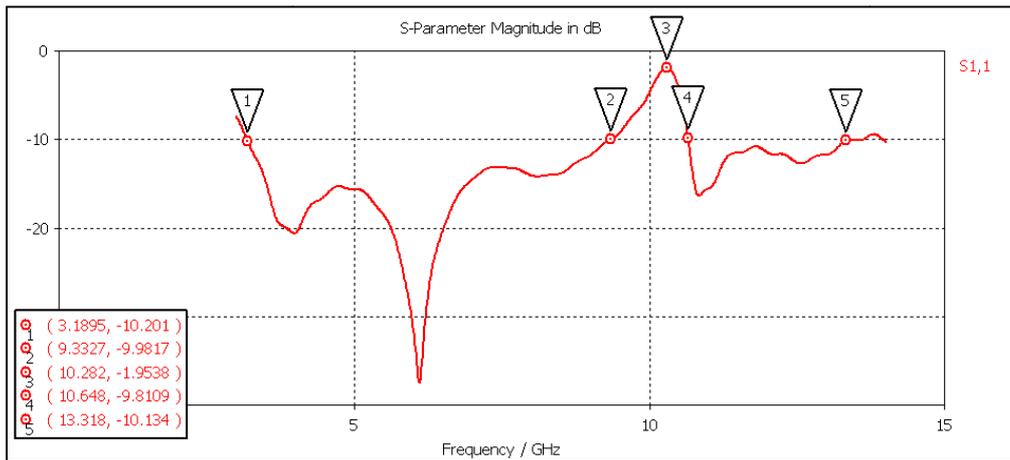


Figura 5.110 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión filtro 2

5.8.4 Integración de los filtros

Se presenta la configuración final de la antena (Figura 5.111) con los dos filtros integrados así como las dimensiones (Tabla 5.14) y el coeficiente de reflexión de la antena simulada en la Figura 5.112.

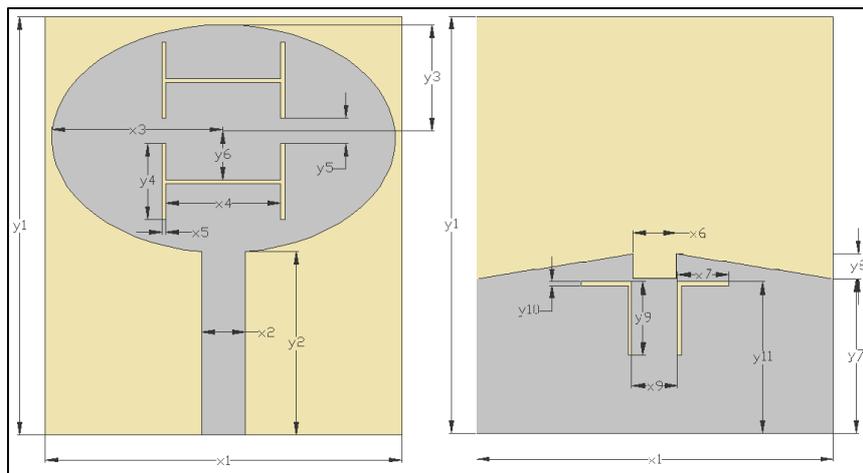


Figura 5.111 Antena Elíptica. Configuración superior e inferior con filtros

Tabla 5.14 Antena Elíptica. Dimensiones de los filtros

Dimensión	Valor (mm)
x4	9
y4	6
x5	0,25
y5	2
y6	3,28

Dimensión	Valor (mm)
x7	4
x9	3,6
y9	5,8
y10	0,25
y11	12

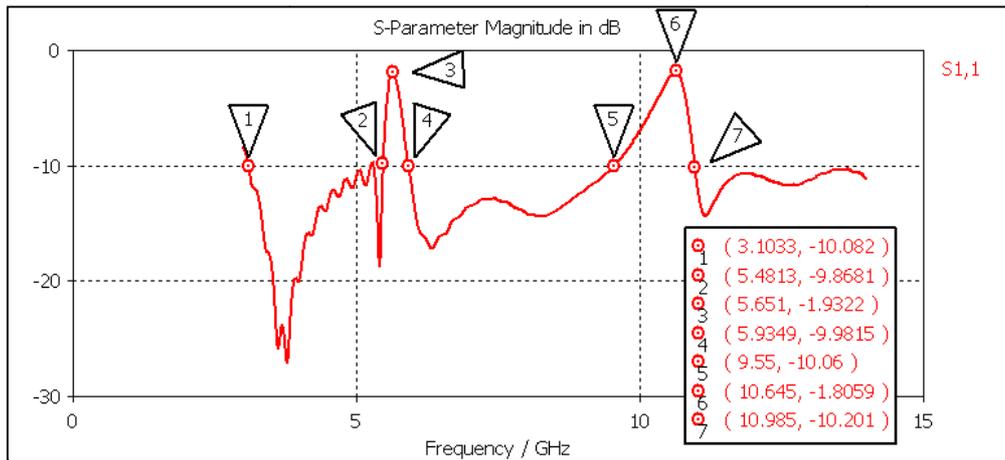
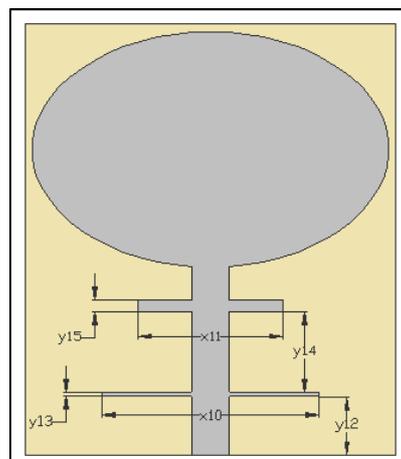


Figura 5.112 Antena Elíptica. Coeficiente de reflexión final con 2 filtros

Como puede verse, el ancho de banda conseguido es muy grande ya que se extiende desde 3,1 GHz hasta 14 GHz sin contar las bandas eliminadas por los dos filtros notch. Además, el rechazo de los filtros notch es bastante grande, lo que convierte a esta antena en la que mejor comportamiento presenta hasta ahora.

5.9 Antena Band Limited

Esta antena tiene una única banda de funcionamiento de 3,1 a 4,75 GHz para que opere en el primer grupo de canales del sistema UWB OFDM (ver Capítulo 4.1). Para su realización se parte de la antena elíptica (sin filtros notch) a la que se añade un filtro paso bajo. El filtro paso bajo está formado a partir de dos líneas perpendiculares a la línea microstrip para obtener dos resonancias en 6,5 GHz y 10,4 GHz como muestra la Figura 5.113. Cabe destacar que el filtro diseñado no es el óptimo en cuanto a sus valores de transmisión y reflexión pero sí lo es en su tamaño ya que es necesario incorporarlo a la antena sin aumentar el tamaño del conjunto. Por lo tanto se han sacrificado prestaciones a favor de la dimensión de la antena.



5.113 Antena Band Limited. Configuración superior

En la Figura 5.114, se presenta el esquema circuital de la antena con el filtro integrado. Inicialmente se tiene una línea microstrip de impedancia $Z_0=50\Omega$, cada sintonizador ejerce comportamiento capacitivo al circuito.

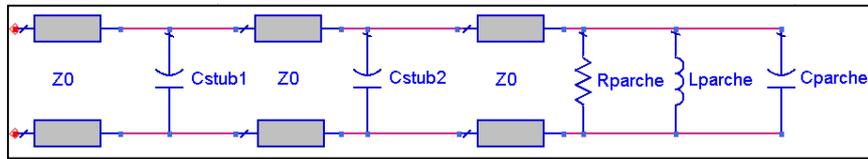


Figura 5.114. Antena Band Limited. Esquema circuital.

- Variación de la longitud del filtro (parámetros x_{10} y x_{11}).

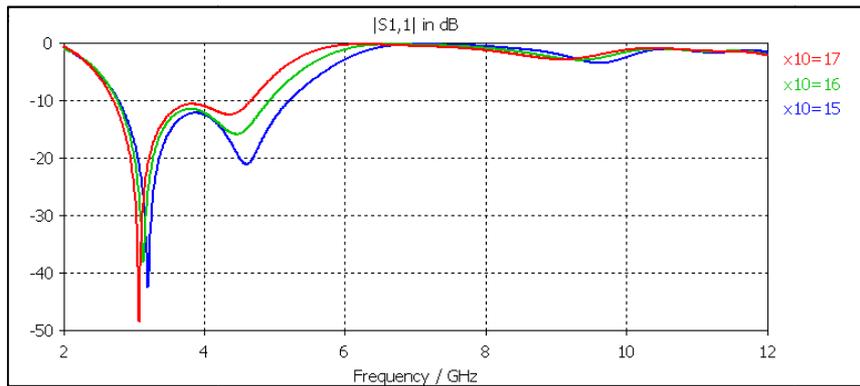


Figura 5.115 Antena Band Limited. Coeficiente de reflexión variación longitud rama 1 del filtro. $x_{11}=11$ mm.

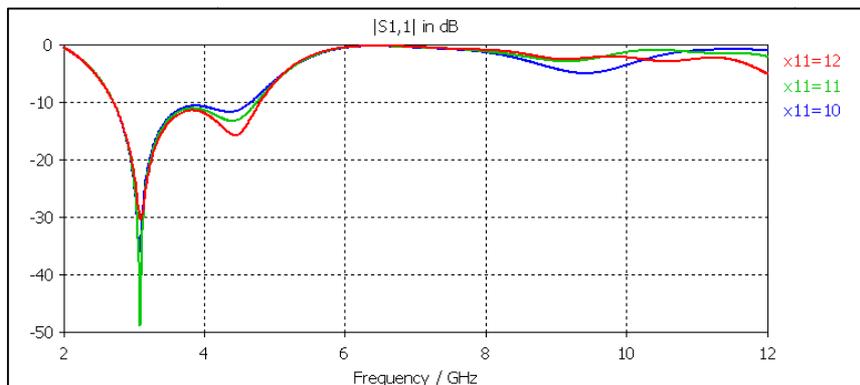


Figura 5.116 Antena Band Limited. Coeficiente de reflexión variación longitud rama 2 del filtro. $x_{10}=17$ mm.

La variación de la longitud de las ramas de los filtros permite modificar la frecuencia en la que se encuentra la resonancia y por lo tanto modificar la banda de funcionamiento del mismo como muestran las Figuras 5.115 y 5.116.

- Variación del ancho del filtro (parámetro y_{13}).

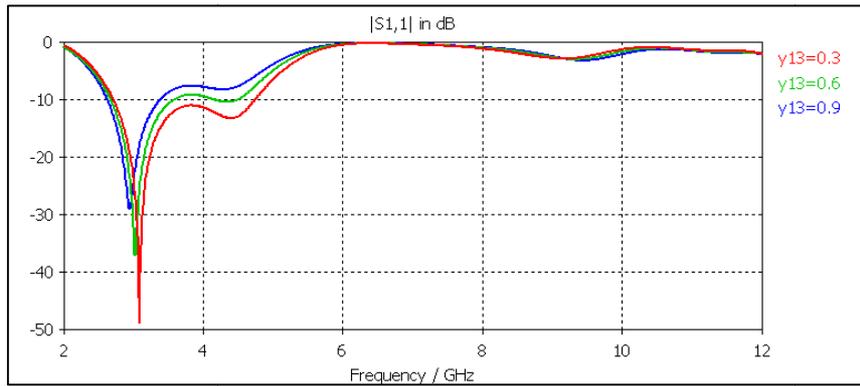


Figura 5.117 Antena Band Limited. Coeficiente de reflexión variación anchura rama 1 del filtro

Al aumentar la anchura de las ramas del filtro, la resonancia obtenida es mayor y de esta forma la banda de trabajo disminuye. Una vez optimizado los parámetros del filtro, se presenta el coeficiente de reflexión final.

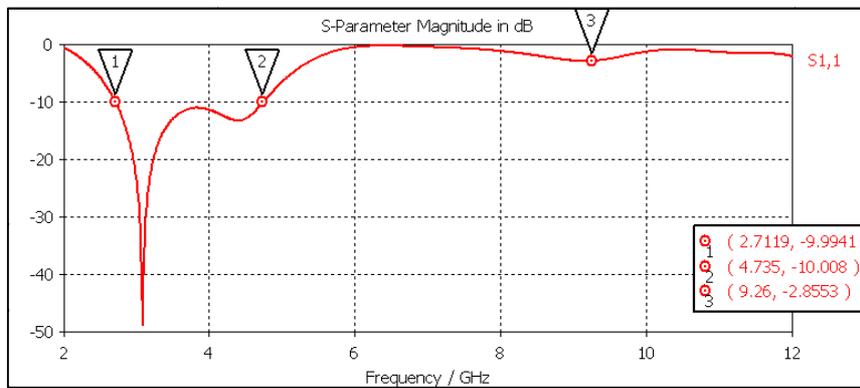


Figura 5.118 Antena Band Limited. Coeficiente de reflexión final

En la Figura 5.119 se presenta en carta de Smith el coeficiente de reflexión del filtro paso bajo. Se distingue claramente una adaptación de la antena en 3 GHz y una completa desadaptación a frecuencias mayores gracias al filtro paso bajo. Las dimensiones de los sintonizadores se muestran en la Tabla 5.15.

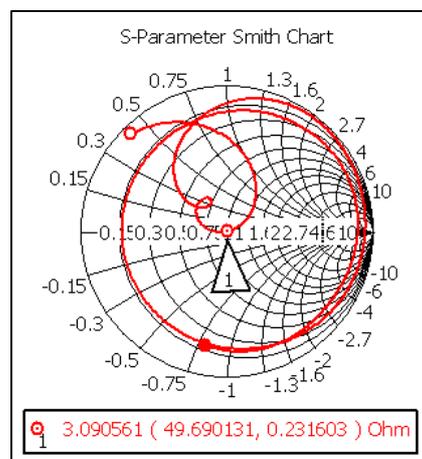


Figura 5.119 Antena Band Limited. Coeficiente de reflexión final en carta de Smith

En la Figura 5.120 presentan los coeficientes de reflexión (S_{11} y S_{22}) y transmisión del filtro, sin estar incorporado a la antena. Puede verse que debido a que la resonancia a 10,4 GHz no es muy importante (sólo una transmisión de -20 dB), se produce una pequeña bajada de -3 dB en el coeficiente de reflexión de la antena a una frecuencia de 9,3 GHz.

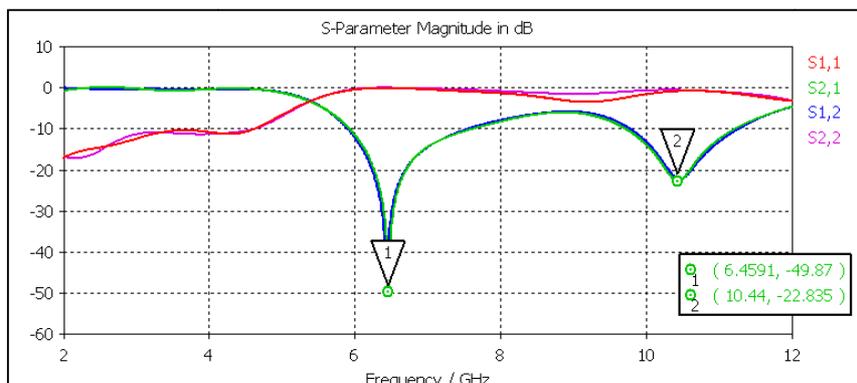


Figura 5.120 Antena Band Limited. Coeficientes de reflexión y transmisión del filtro

Tabla 5.15 Antena Band Limited. Dimensiones del filtro paso bajo

Dimensión	Valor (mm)
x10	16,7
x11	11
y12	4,5

Dimensión	Valor (mm)
y13	0,3
y14	6,2
y15	0,9

5.10 Antena Cuasi-elíptica

Se desea realizar una antena UWB con 2 filtros notch y de tamaño reducido. Para ello, se va a utilizar el mismo diseño que en el Capítulo 5.6 del presente informe pero cambiando el parche en cruz a otro similar con forma de elipse cortada. Las características deseadas son las siguientes.

- Banda de trabajo mínima: 3,1 GHz a 10,6 GHz para cumplir la normativa de la FCC.
- 1 Filtro notch que elimine la banda de frecuencias que ocupa el sistema IEEE 802.11a (sub-banda europea): 5,1-5,5 GHz.
- 1 Filtro notch a una frecuencia superior.

5.10.1 Antena sin filtros

La forma de parche que se ha elegido es la de una elipse de dimensiones x_4 e y_5 cortada como se muestra en la Figura 5.121. Además como ya se explicó en el Capítulo 5.6, parte de la línea microstrip también funciona como parche debido al slot realizado en el plano de masa. En la Figura 5.122 se muestra el coeficiente de reflexión de la antena y en la Tabla 5.16 sus dimensiones.

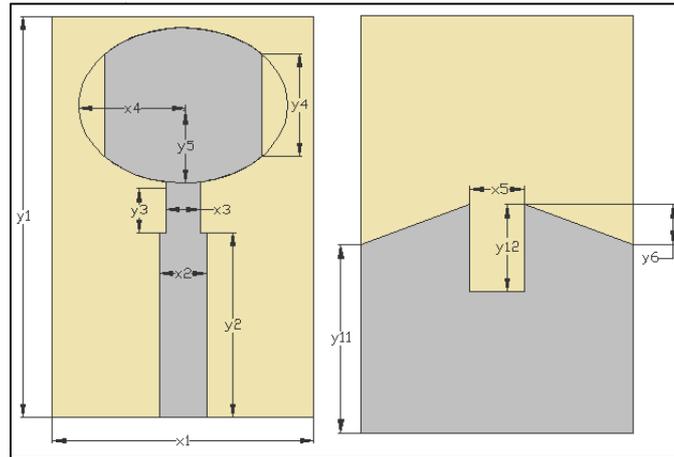


Figura 5.121 Antena Cuasi-elíptica. Configuración superior e inferior

Tabla 5.16 Antena Cuasi-elíptica. Dimensiones

Dimensión	Valor (mm)	Dimensión	Valor (mm)
x1	20	x4	8
y1	31	y4	6
x2	3,6	x5	4
y2	14,25	y6	3
x3	2,6	y11	6,5
y3	4,4	y12	14

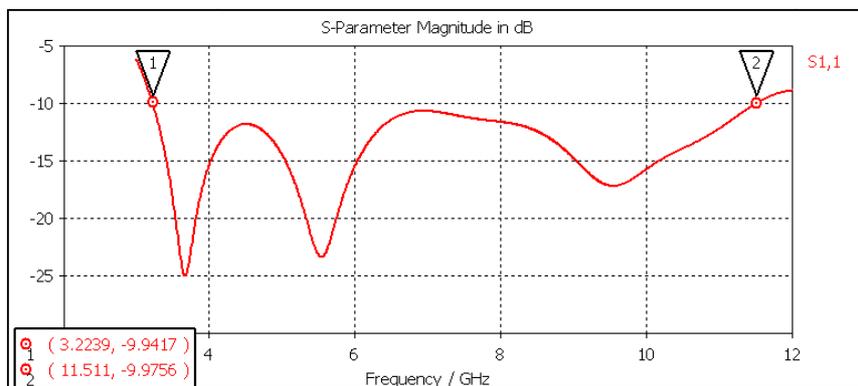


Figura 5.122 Antena Cuasi-elíptica. Coeficiente de reflexión

Si se compara con el resultado de la Figura 5.67, se ha mejorado ligeramente el ancho de banda en frecuencias superiores de 11,4 GHz a 11,5 GHz.

5.10.2 Filtro 1

El primer filtro tiene como objetivo eliminar la banda de frecuencias que ocupa el sistema IEEE 802.11a en la banda europea. Su forma, indicada en la Figura 5.123, es igual a la utilizada en el Apartado 5.6.2.

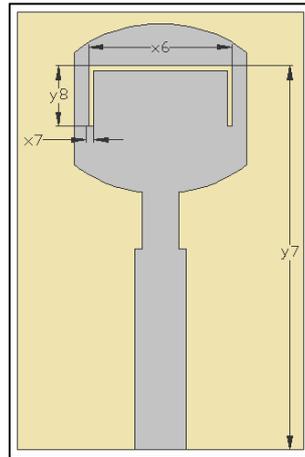


Figura 5.123 Antena Cuasi-elíptica. Configuración superior filtro 1

Como en todas las antenas presentadas en esta memoria la variación del coeficiente de reflexión de la antena en función de los parámetros del filtro en las Figuras 5.124 y 5.126.

- Variación de la anchura del filtro (parámetro $x7$).

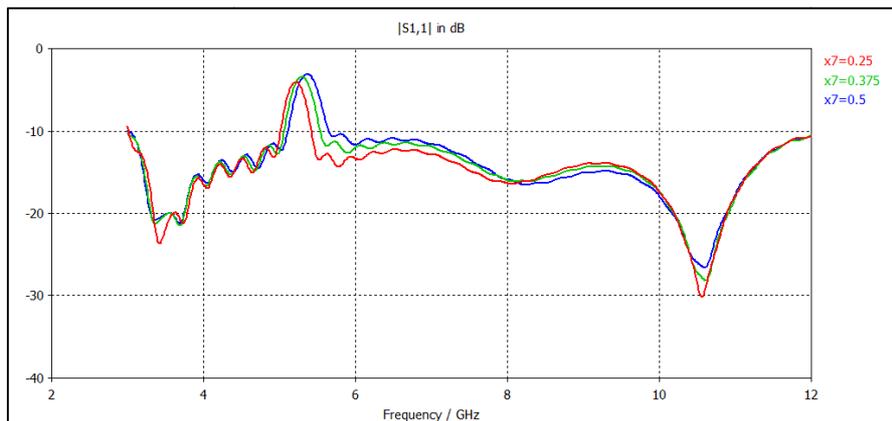


Figura 5.124 Antena Cuasi-elíptica. Variación de la anchura del filtro 1. $y7=25$ mm.

- Variación de la posición del filtro (parámetro $y7$).

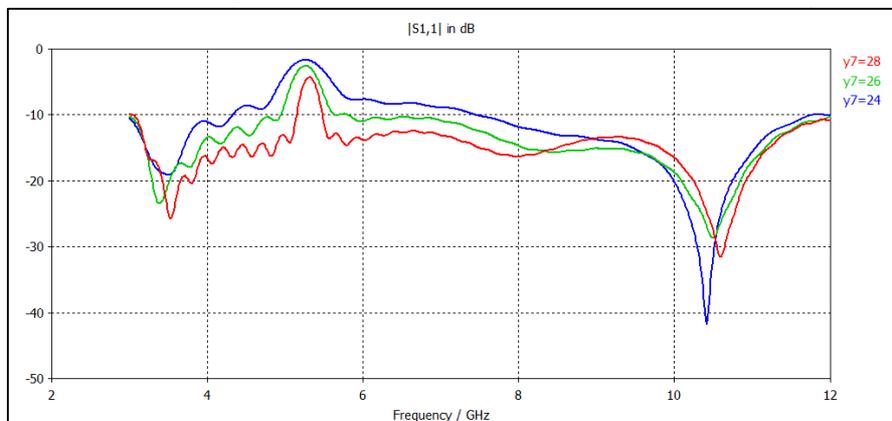


Figura 5.125 Antena Cuasi-elíptica. Variación de la posición del filtro 1. $x7=0.3$ mm.

Una vez optimizados los parámetros, el coeficiente de reflexión de la antena con el filtro que elimina la banda indicada en las especificaciones se muestra en la Figura 5.127.

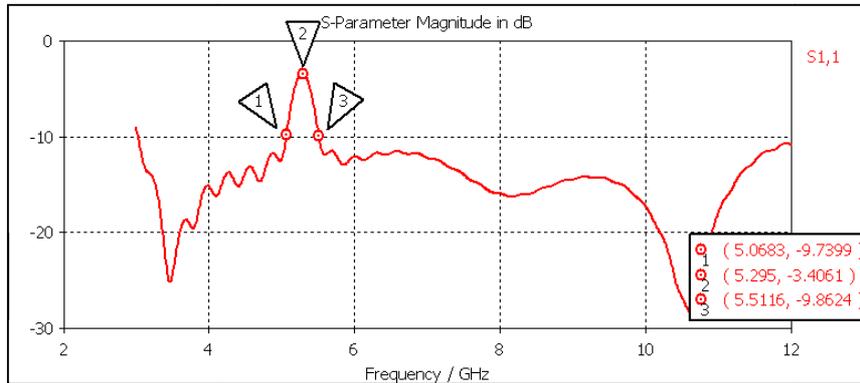


Figura 5.126 Antena Cuasi-elíptica. Coeficiente de reflexión filtro 1

5.10.3 Filtro 2

Se ha decidido que el segundo filtro se encuentre también en el parche (Figura 5.127), ya que, por un lado, en el plano de masa no hay mucho espacio disponible y por otro, una colocación externa al parche presenta, en general, peores resultados como se detalló en el Capítulo 5.6. La banda que se va a eliminar se encuentra entre 8,2 y 10 GHz (Figura 5.128).

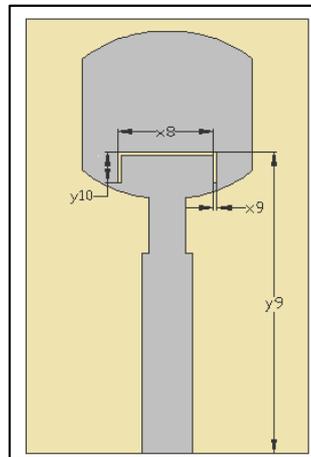


Figura 5.127 Antena Cuasi-elíptica. Configuración superior filtro 2

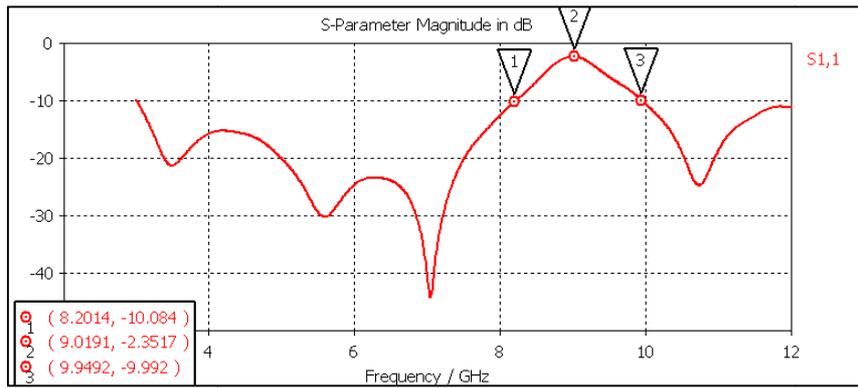


Figura 5.128 Antena Cuasi-elíptica. Coeficiente de reflexión filtro 2

5.10.4 Integración de los diseños

Finalmente se muestran las dimensiones de los filtros (Figura 5.129 y Tabla 5.17) así como el coeficiente de reflexión simulado para la antena con los dos filtros notch integrados en la Figura 5.130.

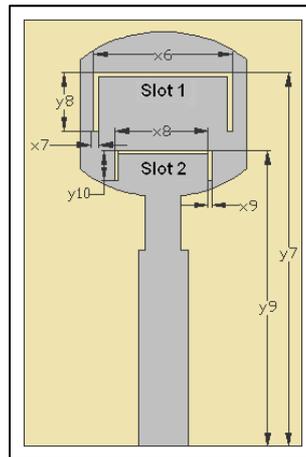


Figura 5.129 Antena Cuasi-elíptica. Configuración superior 2 filtros

Tabla 5.17 Antena Cuasi-elíptica. Dimensiones de los filtros

Dimensión	Valor (mm)	Dimensión	Valor (mm)
x6	10	y8	4,2
x7	0,35	x9	0,26
y7	27,2	y9	21,5
x8	7	y10	2,2

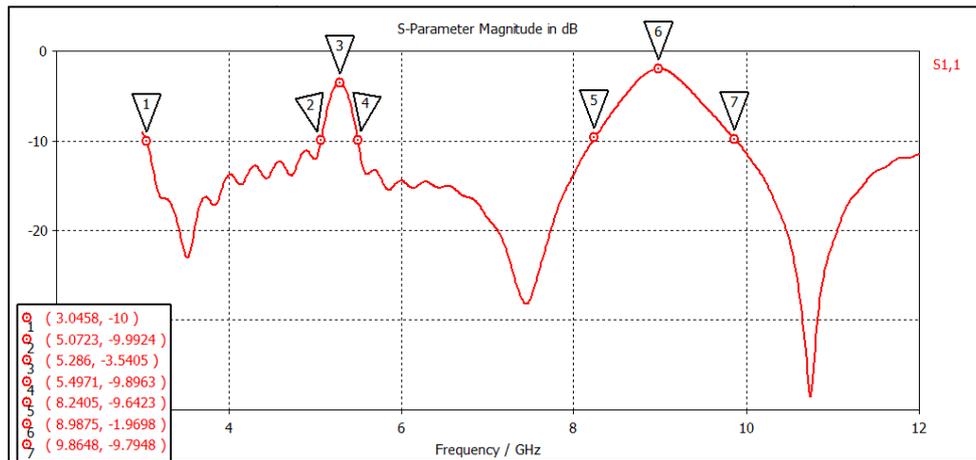


Figura 5.130 Antena Cuasi-elíptica. Coeficiente de reflexión 2 notch

5.11 Mejora del rechazo en los filtros notch

Como se verá en el capítulo de medidas, el sustrato utilizado para el diseño y construcción de todas las antenas presentadas hasta ahora (FR-4) presenta altas pérdidas y dispersión en la constante dieléctrica. Las pérdidas del material se traducen en una disminución del rechazo de los filtros notch. Las antenas presentadas en este capítulo están diseñadas sin tener en cuenta las pérdidas del material. Un buen material tiene unas pérdidas aproximadamente de $\tan(\delta)=(0.001-0.002)$. En la Figura 5.131 se muestra una comparativa de simulaciones de la Antena Elíptica (Capítulo 5.8.4) con varios valores de pérdidas del material.

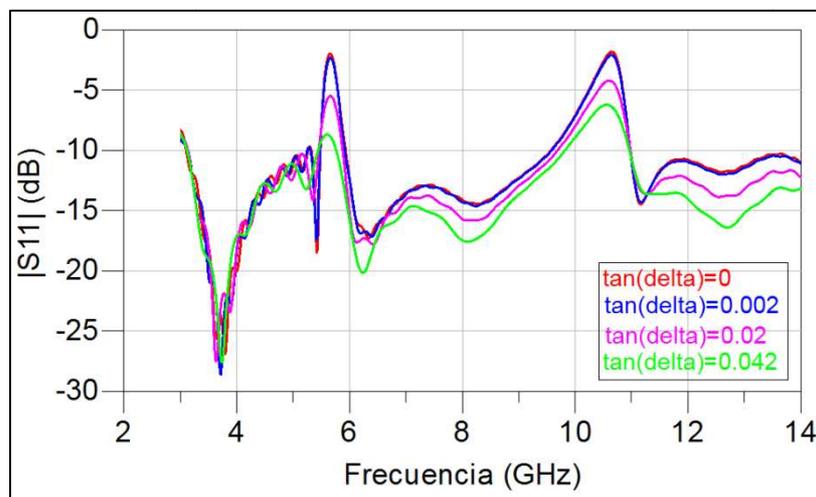


Figura 5.131 Mejora del rechazo en los filtros notch. Coeficiente de reflexión Antena Elíptica en función de las pérdidas del material.

Como puede verse, un material con una $\tan(\delta)=0,002$, apenas reduce el rechazo en los filtros de notch. Concretamente sólo 0,2 dB. Los valores de $\tan(\delta)=0,02$ y $\tan(\delta)=0,042$ son valores altísimos y provocan que el descenso del rechazo sea muy grande. Estos valores se han elegido para estimar las pérdidas del material a las frecuencias centrales de los filtros. Una vez construido y medido la antena elíptica, se ha obtenido un rechazo de -5,5dB a 5,7 GHz y -6.3 dB a 10,3 GHz (Figura 6.27). Esos

mismos valores se obtienen en la simulación usando unos valores de $\tan(\delta)=0,02$ y $\tan(\delta)=0,042$.

El objetivo de este capítulo es mejorar el rechazo de los filtros. Por ello, se ha utilizado otro sustrato de mayor calidad llamado TLX-9 de la marca Taconic. Como se muestra en las Figura 5.132, la constante dieléctrica y las pérdidas de este material, están perfectamente especificadas por lo que la simulación arrojará resultados más parecidos a los que se obtendrán en la medida.

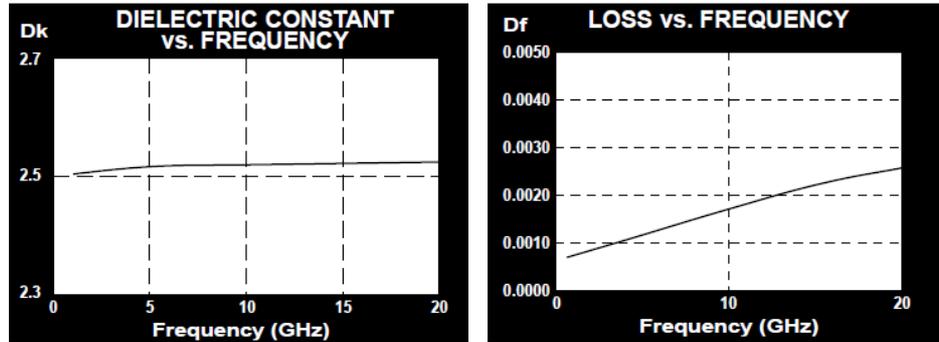


Figura 5.132 Mejora del rechazo en los filtros notch. Características sustrato TLX-9

Para comprobar los beneficios del uso de este material, se van a rediseñar las antenas Elíptica (con 2 filtros de notch) y Band Limited. El cambio de sustrato supone una modificación en las longitudes de los filtros, ya que como ya se ha visto dependen de la raíz cuadrada de la constante dieléctrica, y de la anchura de la línea microstrip siguiendo la Fórmula (2.21). Sin embargo, no afecta a las dimensiones totales del parche debido a que el efecto de la constante dieléctrica del material en la constante dieléctrica efectiva es bajo.

5.11.1 Antena Elíptica

En la Tabla 5.18 se presentan los valores de los parámetros de la antena, usando el sustrato TLX-9, para la Figura 5.111. Mientras que en la Figura 5.112, se muestra el coeficiente de reflexión de la antena. La longitud de los slots en el parche para obtener una frecuencia central en 5,6 GHz ha de ser aproximadamente:

$$L \cong \frac{\lambda_0}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2 \cdot f \cdot \sqrt{1,75}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 5,6 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{1,75}} = 0,020 \text{ m} = 20,24 \text{ mm}$$

donde la constante dieléctrica efectiva se ha calculado mediante la siguiente expresión:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} = \frac{2,5 + 1}{2} = 1,75$$

La longitud aproximada de los slots en el plano de masa para obtener una frecuencia central de 10,2 GHz será:

$$L \cong \frac{\lambda_0}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2 \cdot f \cdot \sqrt{2,47}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 10,2 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2,47}} = 0,009 \text{ m} = 9,35 \text{ mm}$$

donde, en este caso la constante dieléctrica efectiva es la de la línea microstrip:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{t}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} = 2,47$$

Las longitudes finales de ambos filtros son 23 mm y 11.15 mm, ligeramente superiores a las calculadas.

Tabla 5.18 Mejora del rechazo en los filtros notch. Dimensiones Antena Elíptica

Dimensión	Valor (mm)	Dimensión	Valor (mm)
x1	28	y6	3,28
y1	33	x6	4,6
x2	4,4	y7	12,2
y2	14,5	y8	2
x3	13,5	y9	2
y3	9	x7	5,65
x4	11	x9	3
y4	6	y9	5,8
x5	0,25	y10	0,25
y5	2	y11	12

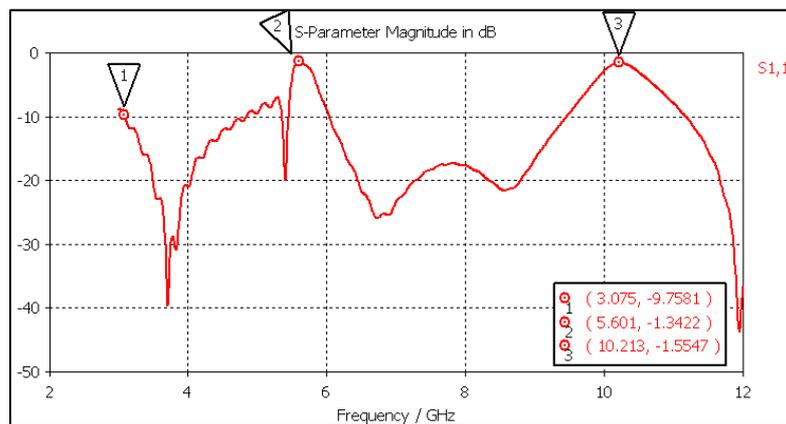


Figura 5.133 Mejora del rechazo en los filtros notch. Coeficiente de reflexión antena Elíptica

Si se compara la Figura 5.133 con la Figura 5.112, se puede comprobar que ambos coeficientes de reflexión presentan filtros de notch en las mismas bandas de frecuencias para poder hacer una buena comparación entre los rechazos.

5.11.2 Antena Band Limited

En este caso, se ha modificado la configuración de la antena presentada en el Capítulo 5.9. Concretamente, se ha mejorado el filtro paso bajo añadiendo un nuevo sintonizador para obtener una nueva resonancia y estrechando la línea que une los sintonizadores para dotarlo de función inductiva [35]. El esquema circuital de la antena con el filtro paso bajo, se muestra en la Figura 5.133 En la Figura 5.134 se muestra la configuración de esta antena con el sustrato TLX-9 así como las dimensiones de la misma en la Tabla 5.19.

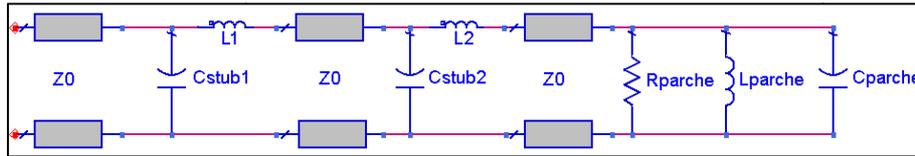


Figura 5.134 Mejora del rechazo en los filtros notch. Esquema circuital Antena Band Limited

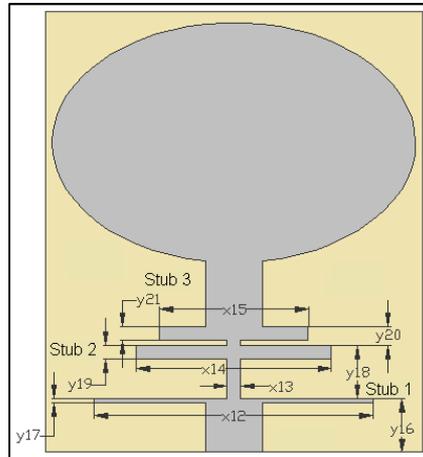


Figura 5.135 Mejora del rechazo en los filtros notch. Configuración antena Band Limited

Tabla 5.19 Mejora del rechazo en los filtros notch. Dimensiones Antena Band Limited

Dimensión	Valor (mm)	Dimensión	Valor (mm)
x12	20,7	y17	0,3
x13	1	y18	8
x14	14,5	y19	1
x15	11	y20	9,4
y16	4	y21	1

Finalmente, en las Figuras 5.135 y 5.136 se muestran los coeficientes de reflexión del filtro paso bajo y de la antena con el filtro respectivamente.

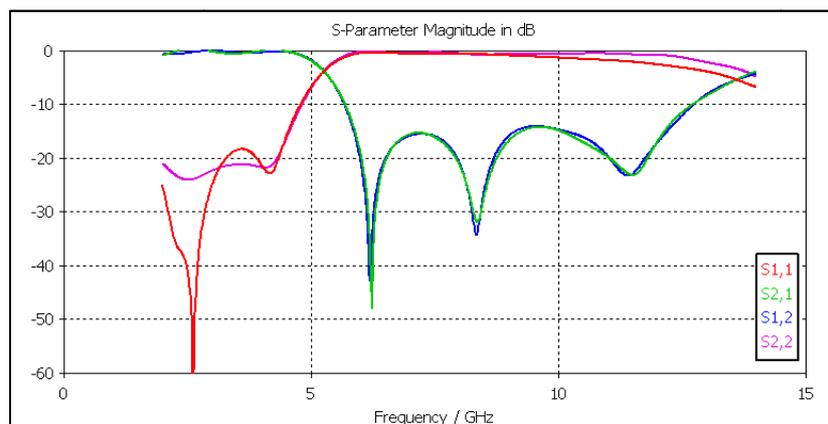


Figura 5.136 Mejora del rechazo en los filtros notch. Parámetros S filtro paso bajo

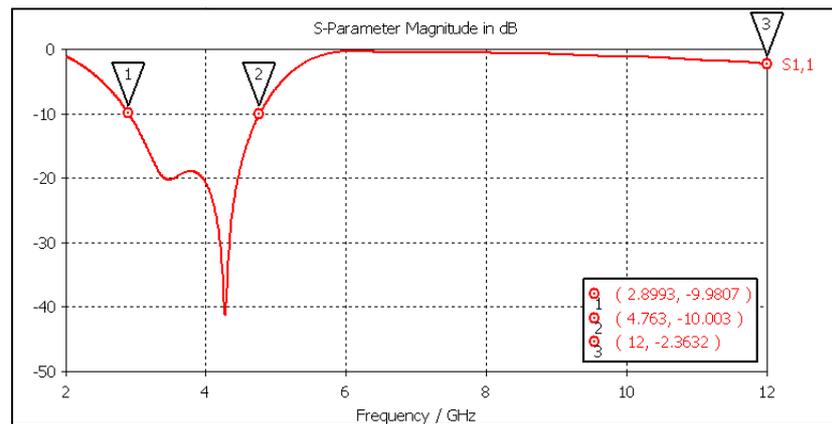


Figura 5.137 Mejora del rechazo en los filtros notch. Coeficiente de reflexión antenna Band Limited

Como puede verse, el filtro paso bajo presenta mejor comportamiento que el presentado en el Capítulo 5.9 (Figura 5.120) gracias al tercer sintonizador y al comportamiento inductivo. El coeficiente de reflexión final de la antena, también mejora respecto al diseño con el sustrato FR-4 (Figura 5.118) ya que el rechazo en la banda no deseada es mayor.

6 Medidas

En este capítulo se presentan las medidas de las antenas simuladas. Hay que remarcar que no todas las antenas simuladas han sido construidas y medidas debido al gran número existente de ellas.

Se detallarán las medidas realizadas para analizar el funcionamiento de las mismas así como su comparación con las simulaciones. Se han realizado dos tipos de medidas: coeficiente de reflexión y diagrama de radiación. Para la medición del coeficiente de reflexión se ha utilizado un analizador de redes Agilent Modelo E5071C [32] (Figura 6.1) y para la medida del diagrama de radiación se ha utilizado una versión beta de la cámara anecoica de la Escuela Politécnica Superior de La UAM puesta en marcha para la realización de este proyecto. Esta versión inicial consta de:

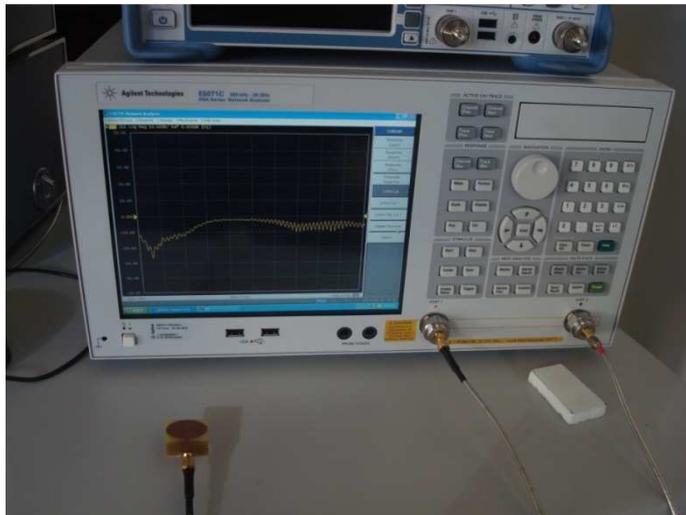


Figura 6.1 Analizador de redes

- Un analizador de redes para generar y recibir las señales modelo E5071C.
- Una plataforma giratoria para colocar las antenas a medir (Figura 6.2).

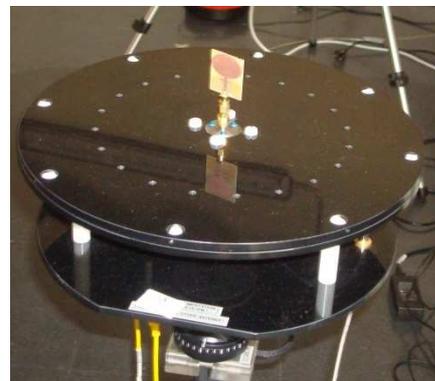


Figura 6.2 Plataforma giratoria

- Un controlador hardware para manejar la plataforma giratoria (Figura 6.3).



Figura 6.3 Controladora hardware

- Material absorbente para evitar reflexiones de las señales en las paredes (Figura 6.4).



Figura 6.4 Controladora hardware

- Sondas de medida.

El software utilizado para la realización de las medidas ha sido DAMS Software Studio [33] que se encarga de controlar la plataforma giratoria DAMS 6000 [34] ideal para la medición de antenas de pequeño tamaño como estos monopolos. En la Figura 6.5 se puede ver dos capturas de imagen de la interfaz de este software.

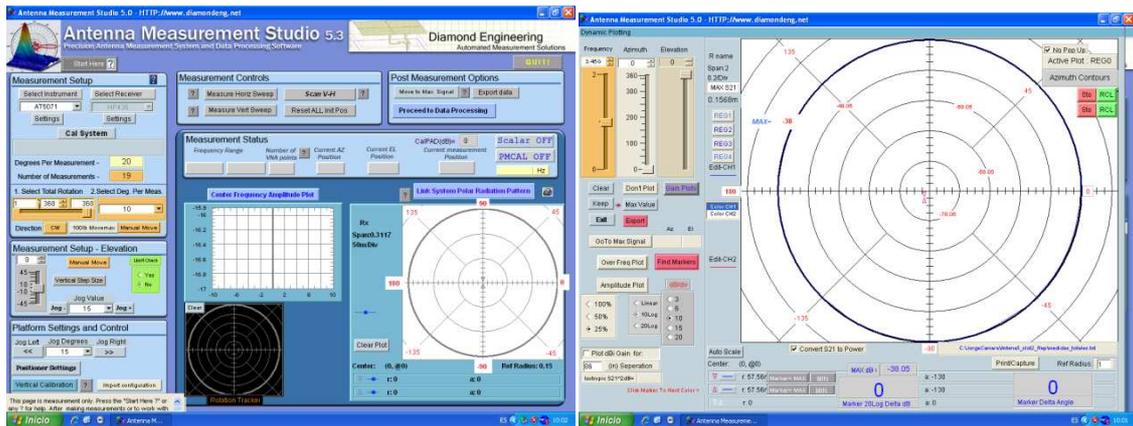


Figura 6.5 Software DAMS Studio

Debido a que este tipo de antenas tienen un gran ancho de banda, es necesario realizar medidas del diagrama de radiación a varias frecuencias. Inicialmente se dispone de tres sondas para realizar estas medidas a 3,5 GHz, 6,2 GHz y 8,2 GHz. Una sonda es una antena que se usa de referencia para a su vez medir otra antena a la misma frecuencia de trabajo. Sin embargo, las sondas de 6,2 GHz y 8,2 GHz son antenas poco directivas y de baja ganancia por lo que se han producido altas reflexiones en la cámara anecoica y las medidas del diagrama de radiación a esas frecuencias han sido desechadas. Hay que destacar que los diagramas de radiación se presentan normalizados al máximo de radiación. Así mismo se muestran los valores de la ganancia máxima simulada de las antenas.

A continuación se presentan las medidas para algunas de las antenas presentadas en el Capítulo 5. No todas las variantes de los tipos de antenas han sido construidas pero al menos sí existe un representante de cada uno de ellos. Tampoco se presentan los diagramas de radiación para todas las variantes ya que éste depende de la forma del parche y no de los tipos filtros que presenta la antena.

6.1 Antena Disco Tipo 1

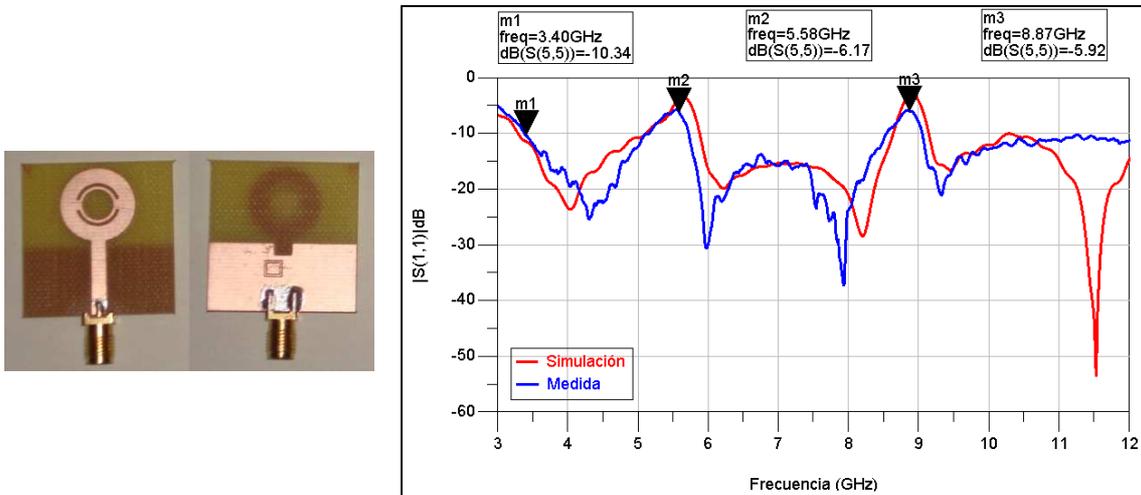
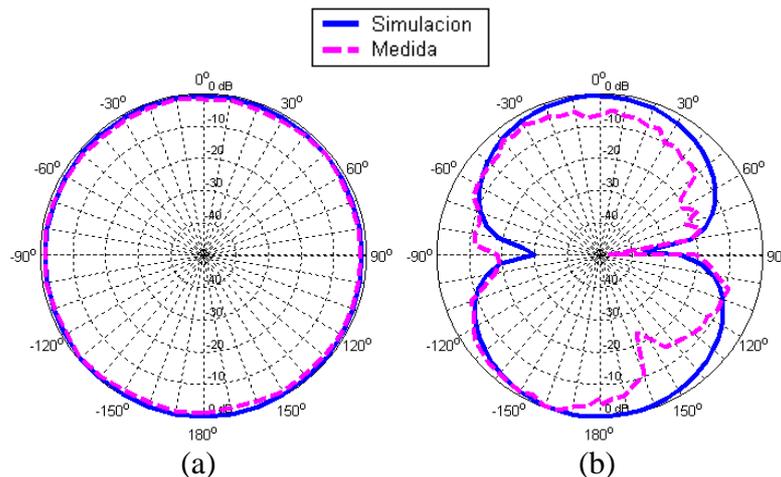


Figura 6.6 Antena Disco Tipo 1. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido

Como puede verse en la Figura 6.6, el coeficiente de reflexión medido se asemeja al simulado salvo en un aspecto fundamental. El rechazo obtenido en los filtros de notch ha disminuido considerablemente, en torno a 2,5 dB. Esto se debe a las altas pérdidas que presenta el material FR-4, usado en este diseño. Como ya se ha apuntado en el Capítulo 5.12, existe una solución a este problema que consiste en el uso de otro material que presente menos pérdidas y cuyos resultados se muestran en el apartado 6.12. Finalmente, se ha obtenido una banda de trabajo medida que se encuentra desde 3,4 GHz hasta 12 GHz aunque se aprecia que puede trabajar a frecuencias más altas pero ya muy superiores a las indicadas en la especificación.



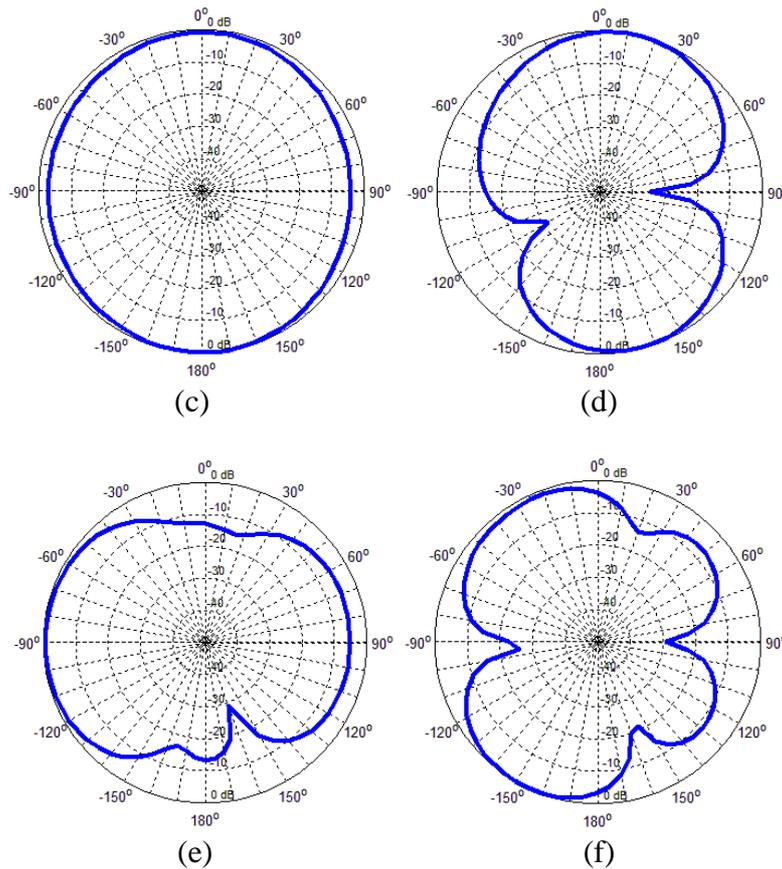


Figura 6.7 Antena Disco Tipo 1. Diagramas de radiación. $F=3,5$ GHz (a) azimuth, (b) elevación. $F=6$ GHz (c) azimuth, (d) elevación. $F=10$ GHz (e) azimuth, (g) elevación.

En cuanto al diagrama de radiación (Figura 6.7), puede verse que presenta un patrón típico de monopolo a una frecuencia de 3.5 GHz. Recuérdese que las dimensiones de la antena implica una resonancia a 3,8 GHz (Figura 5.3). En el plano horizontal o azimuth, la antena radia en todas las direcciones con sólo una diferencia de 1.5 dB entre el máximo (180°) y el mínimo (90°). En la medida, ese rizado entre el máximo y el mínimo llega a 2 dB. En cuanto al plano de elevación, se tienen dos máximos a 0° y 180° y dos mínimos a $\pm 90^\circ$ en la simulación. En la medida, se aprecia el mínimo a 90° pero el otro mínimo es más débil. Según aumenta la frecuencia, el diagrama de radiación degenera apareciendo lóbulos secundarios y mínimos a frecuencias distintas a los aparecidos a la frecuencia de resonancia de la antena forzada por su dimensión.

La simulación de la ganancia máxima de la antena se presenta en la Figura 6.8. Puede verse que, a bajas frecuencias, su valor se encuentra en torno a 3 dB. Según aumenta la frecuencia, la ganancia máxima aumenta hasta los 6dB. Este incremento se tiene a costa de que desaparezca la omnidireccionalidad en azimuth (Figura 6.7 (e)) y lóbulos más estrechos en elevación (Figura 6.7 (f)).

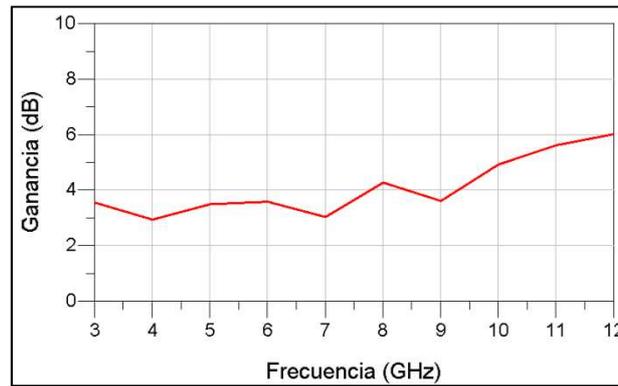


Figura 6.8 Antena Disco Tipo 1. Ganancia

6.2 Antena Disco Tipo 2

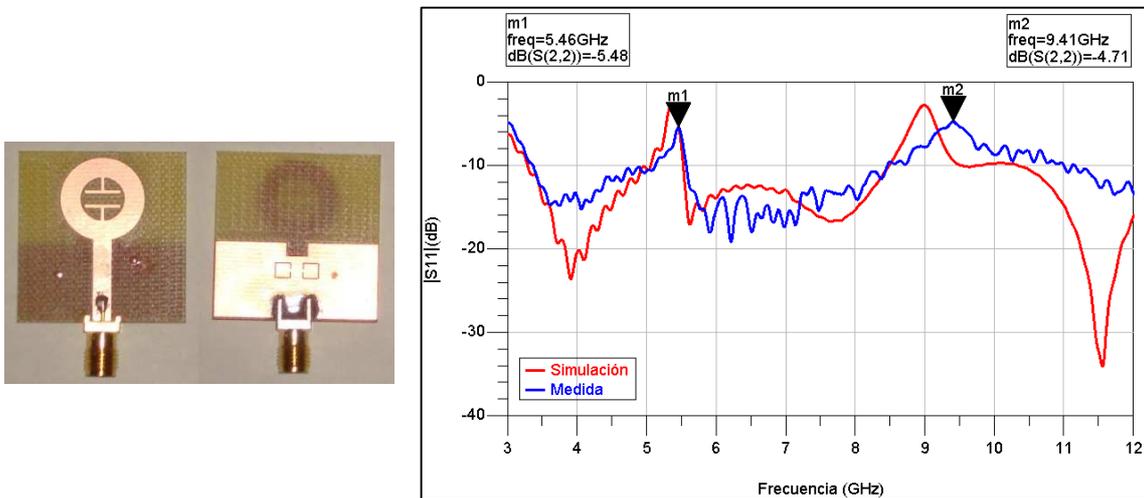


Figura 6.9 Antena Disco Tipo 2. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido

El coeficiente de reflexión esta antena se presenta en la Figura 6.9. Como puede verse, se tiene el mismo problema descrito anteriormente: las altas pérdidas del substrato FR-4 conllevan una pérdida del rechazo en los filtros. Además también se aprecia que la frecuencia central del filtro a 9 GHz se ha desplazado a frecuencias superiores. Esto se debe a otro de los problemas que presenta el material: la dispersión de la constante dieléctrica como se demostró en el Capítulo 4.2. Además la banda eliminada es bastante más grande que la simulada. Esto puede deberse a un defecto en la fabricación.

6.3 Antena Rectangular de dos bandas

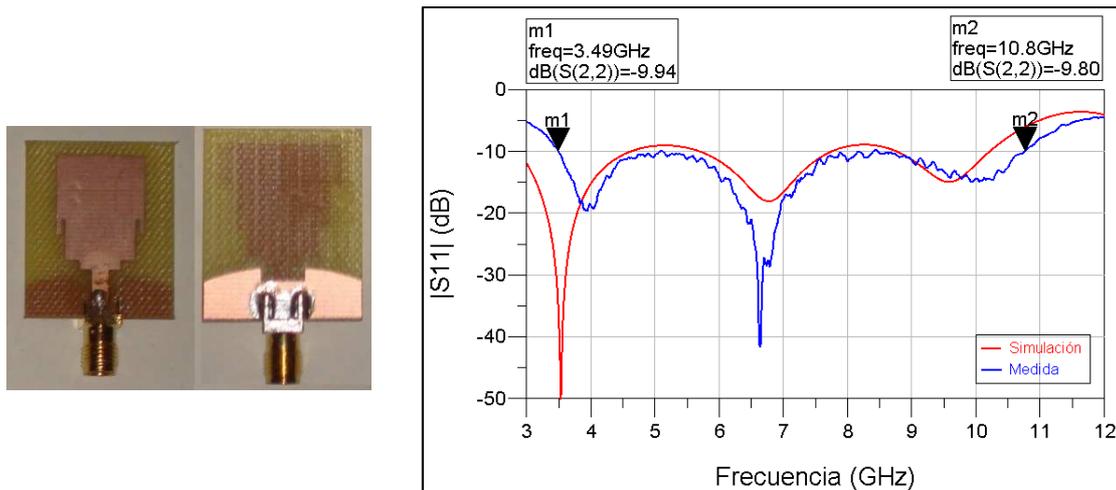
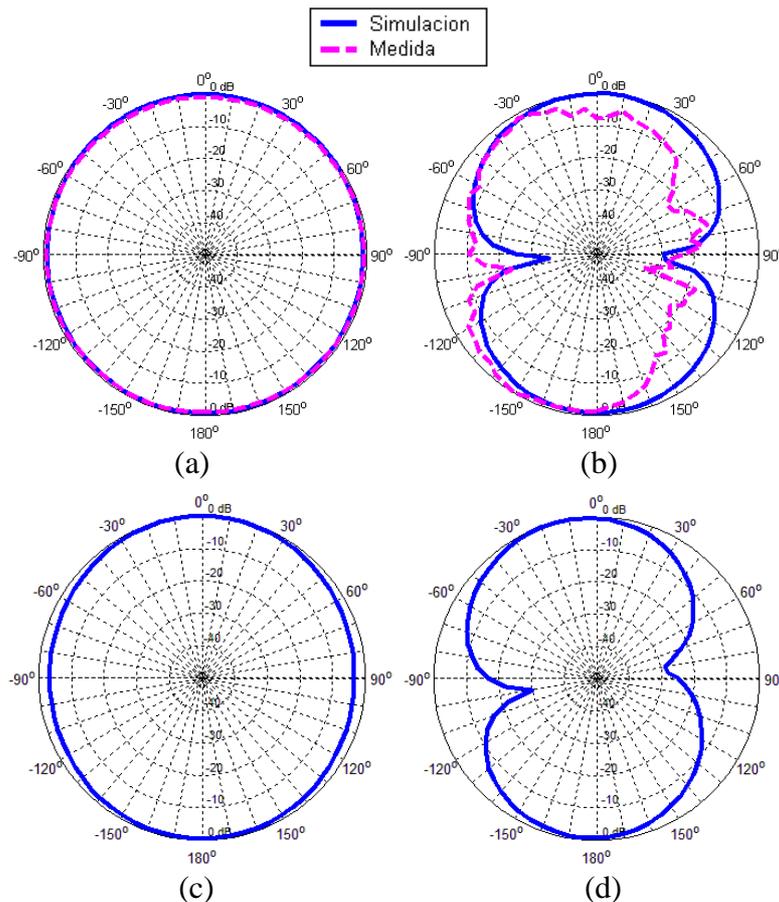


Figura 6.10 Antena Double Band. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido antenna simple

El coeficiente de reflexión de la antena sin ningún filtro notch aparece en la Figura 6.10. Se ha obtenido una banda de trabajo de 3,5 GHz a 10,8 GHz. Cabe destacar que todos los puntos se encuentran por debajo de -10 dB al contrario que sucedía en la simulación.



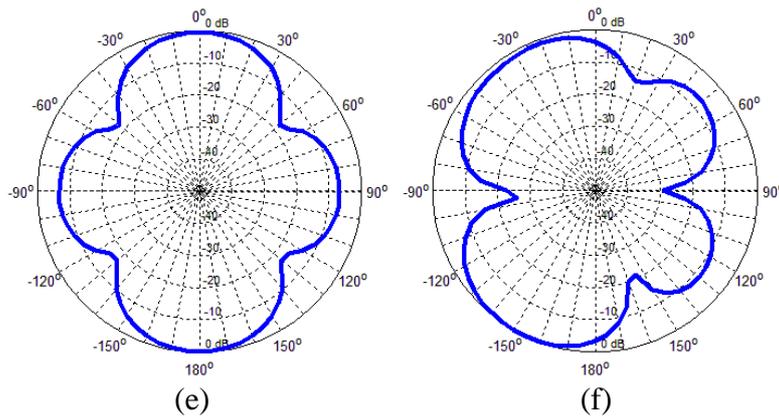


Figura 6.11 Antena Rectangular simple. Diagramas de radiación. F=3,5 GHz (a) azimuth, (b) elevación. F=6 GHz (c) azimuth, (d) elevación. F=10 GHz (e) azimuth, (g) elevación.

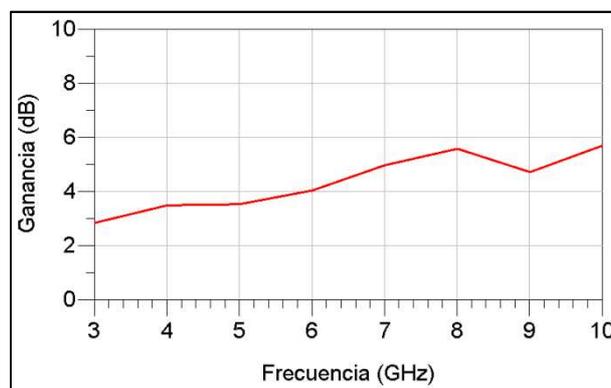


Figura 6.12 Antena Rectangular. Ganancia

El diagrama de radiación (Figura 6.6) presenta un comportamiento similar al ya explicado. A frecuencias bajas, se asemeja al de un monopolo. Al aumentar la frecuencia, la dimensión de la antena no resuena a esas frecuencias y por lo tanto el diagrama deja de ser el de un monopolo. La ganancia (Figura 6.7) en la dirección máxima de radiación se encuentra entre 3 dB y 6 dB, con un máximo situado a 10 GHz.

La antena Double Band (que sólo tiene un filtro de banda ancha) tiene un coeficiente de reflexión que se muestra en la Figura 6.13. Hay un comportamiento que destaca respecto a las medidas de antenas con dos filtros notch. El filtro de notch medido no pierde rechazo respecto al simulado (incluso aumenta). Por lo tanto se puede concluir que el efecto de las pérdidas del material FR-4 es más notable en antenas que presentan dos filtros en vez de uno.

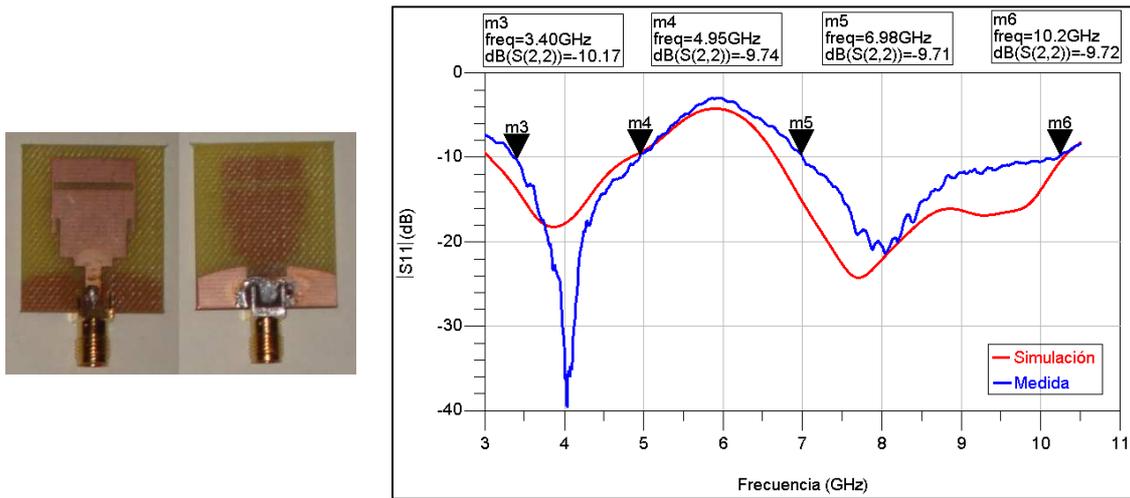


Figura 6.13 Antena Double Band. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido

6.4 Antena Rectangular

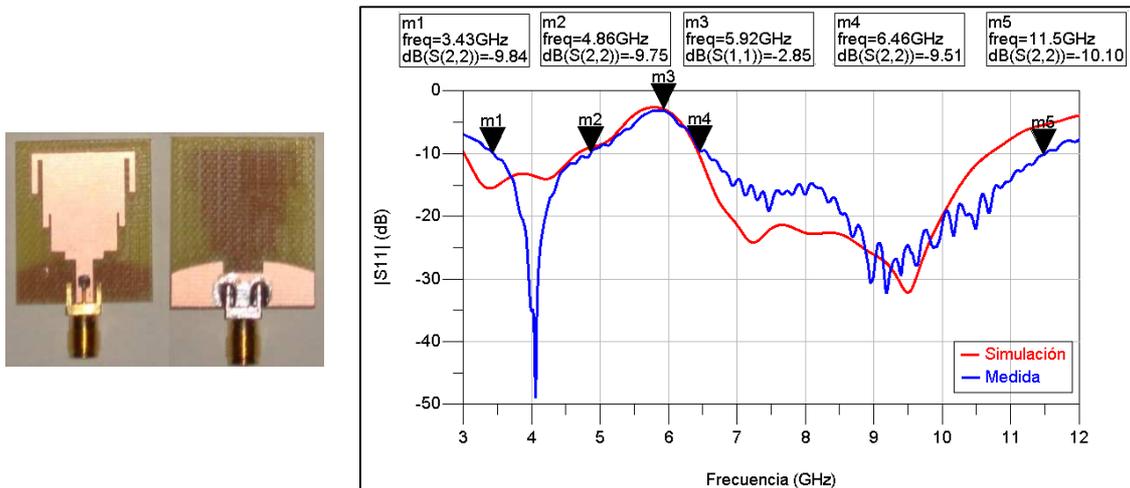


Figura 6.14 Antena Rectangular. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido

En la Figura 6.14 se muestra el coeficiente de reflexión de la antena rectangular. Al igual que en el caso anterior, el filtro presenta un buen rechazo en la frecuencia central, concretamente $-2,8$ dB para eliminar las posibles interferencias del sistema IEEE 802.x. La banda de trabajo medida se encuentra desde 3,4 GHz hasta 11,5 GHz.

6.5 Antena Fork

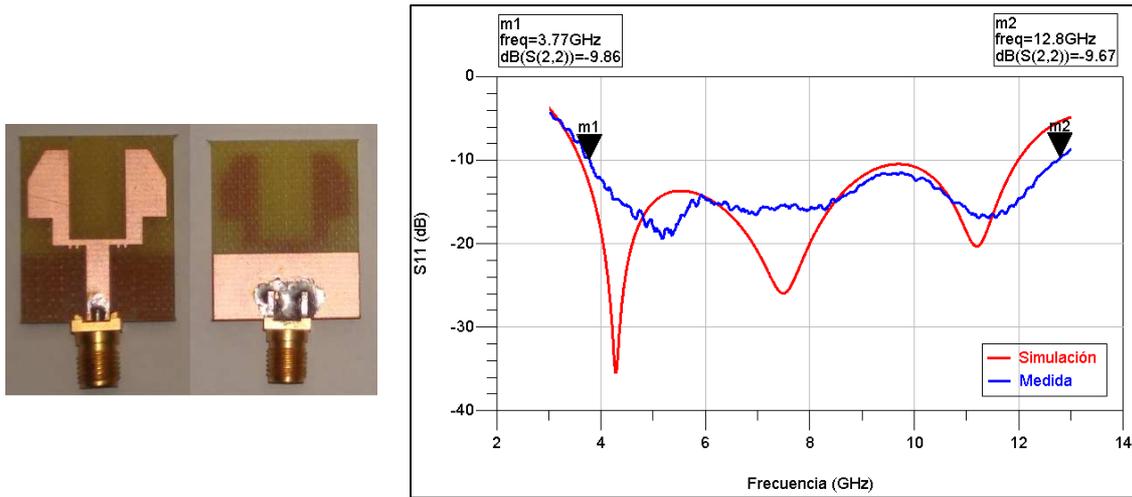
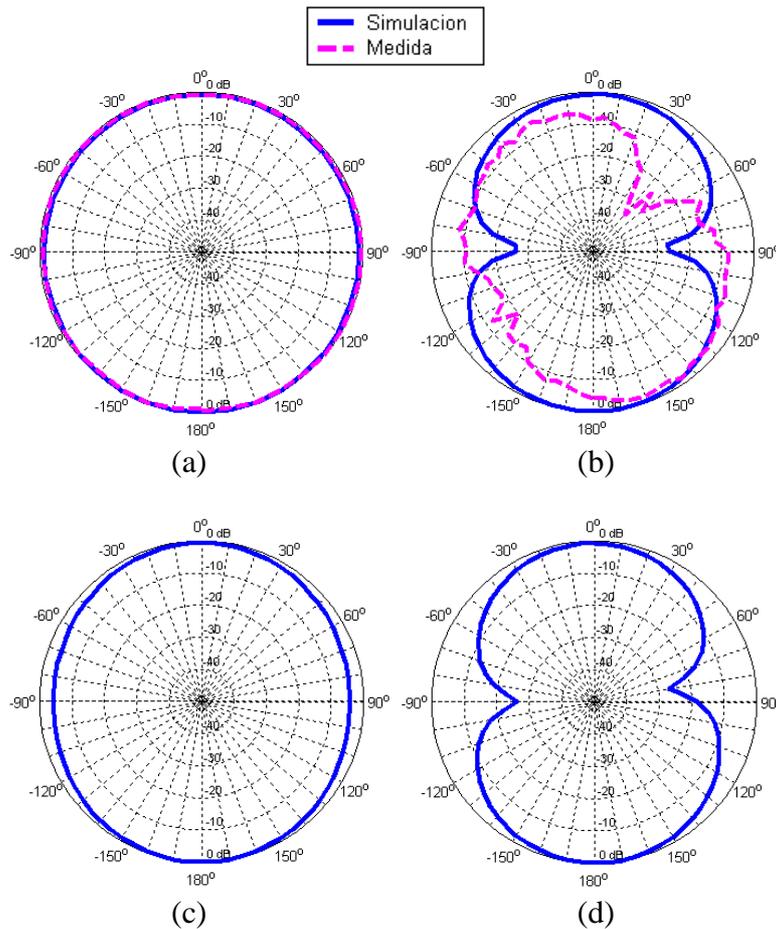


Figura 6.15 Antena Fork. Antena Rectangular. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido

La banda de trabajo de esta antena se muestra en la Figura 6.15 y se encuentra desde 3,8 GHz a 12,8 GHz. El comienzo de la banda de trabajo es relativamente alto pero cabe recordar que esta antena no ha sido diseñada en este proyecto sino que ha sido analizada a partir de la publicada en [24].



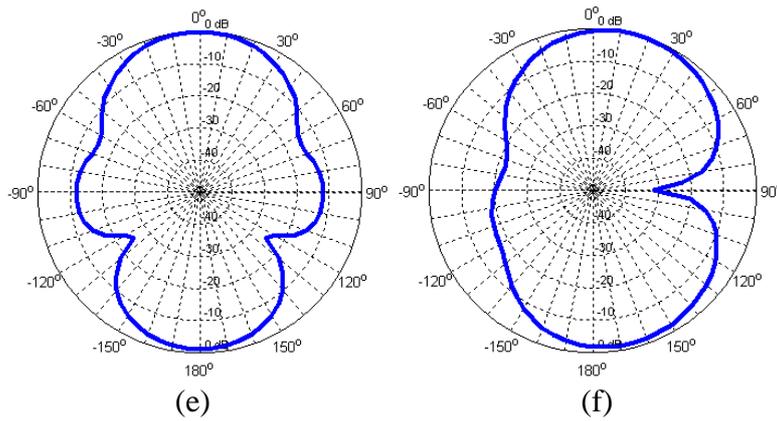


Figura 6.16 Diagramas de radiación antena Fork. F=3,5 GHz (a) azimuth, (b) elevación. F=6 GHz (c) azimuth, (d) elevación. F=10 GHz (e) azimuth, (g) elevación.

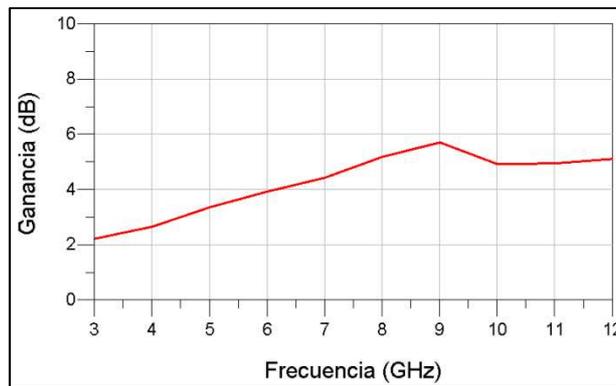


Figura 6.17 Antena Fork. Ganancia

El diagrama de radiación de esta antena se presenta en la Figura 6.16. Al igual que en casos anteriores se aprecia una degeneración del diagrama de radiación a partir de 6 GHz. La ganancia de la antena presenta valores parecidos a las antenas ya presentadas como puede verse en la Figura 6.17.

6.6 Antena en Cruz

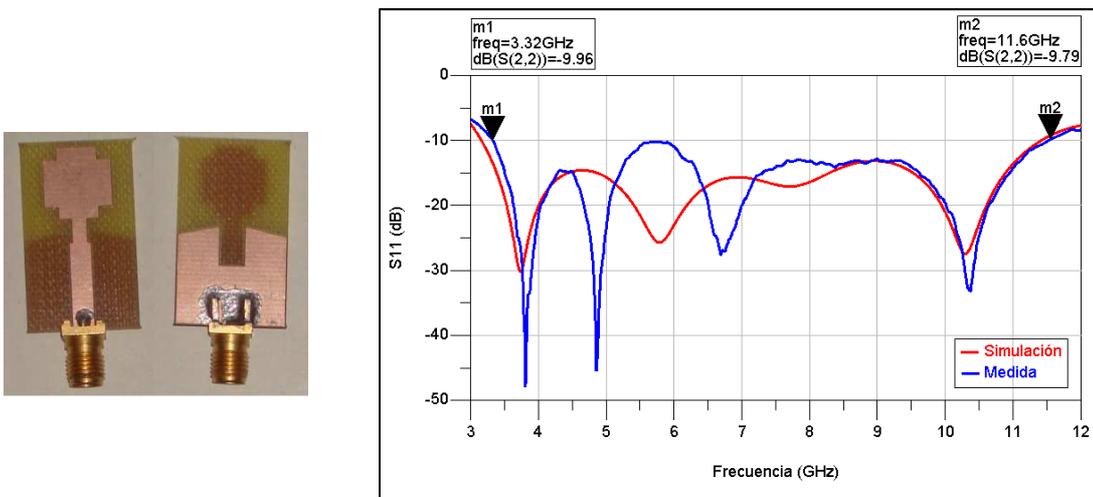


Figura 6.18 Antena en Cruz. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido

El coeficiente de reflexión mostrado en la Figura 6.18 arroja una banda de trabajo desde 3,3 GHz a 11,6 GHz (ancho de banda nominal 111%).

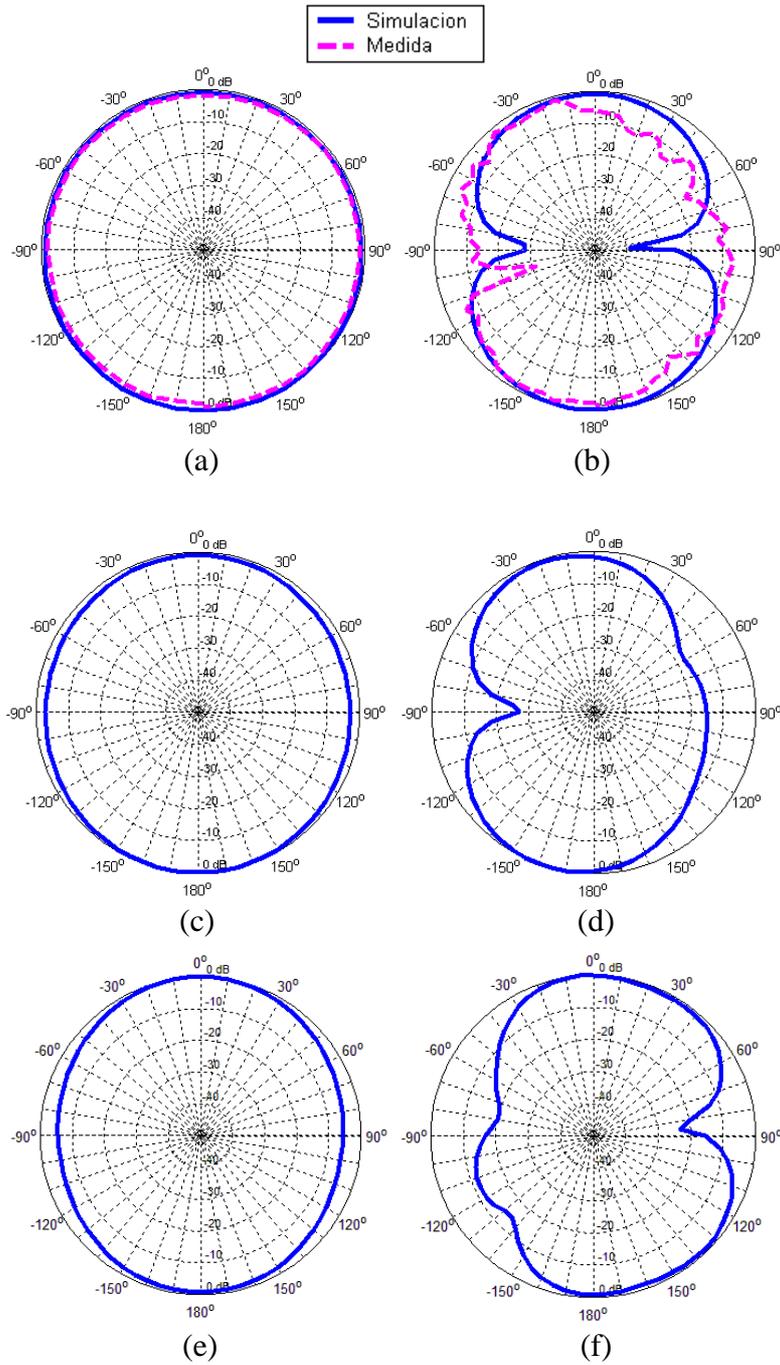


Figura 6.19 Antena en Cruz. Diagramas de radiación. F=3,5 GHz (a) azimuth, (b) elevación. F=6 GHz (c) azimuth, (d) elevación. F=10 GHz (e) azimuth, (g) elevación.

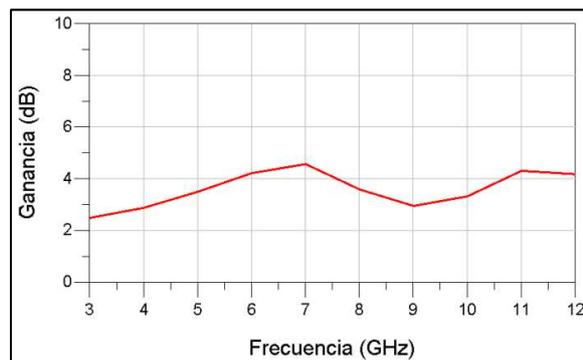


Figura 6.20 Antena en Cruz. Ganancia

Los diagramas de radiación (Figura 6.19) muestran un comportamiento equivalente a los del resto de las antenas. Sin embargo en este caso, a 10 GHz en el plano horizontal es cuasi-omnidireccional. Esto se debe a que la dimensión principal del parche es resonante $\lambda/4$ a una frecuencia de 8,9 GHz (ver Figura 5.61). El mismo comportamiento se muestra en la Figura 6.20. La ganancia en este caso es 3 dB en 9 GHz, un valor que se consigue en las antenas mostradas hasta ahora en 3-4 GHz. La ganancia máxima es más baja (4,5 dB) y se encuentra en una frecuencia más baja (7 GHz) pero en este caso se tiene un diagrama de radiación más parecido al de un monopolo.

6.7 Antena en Pica

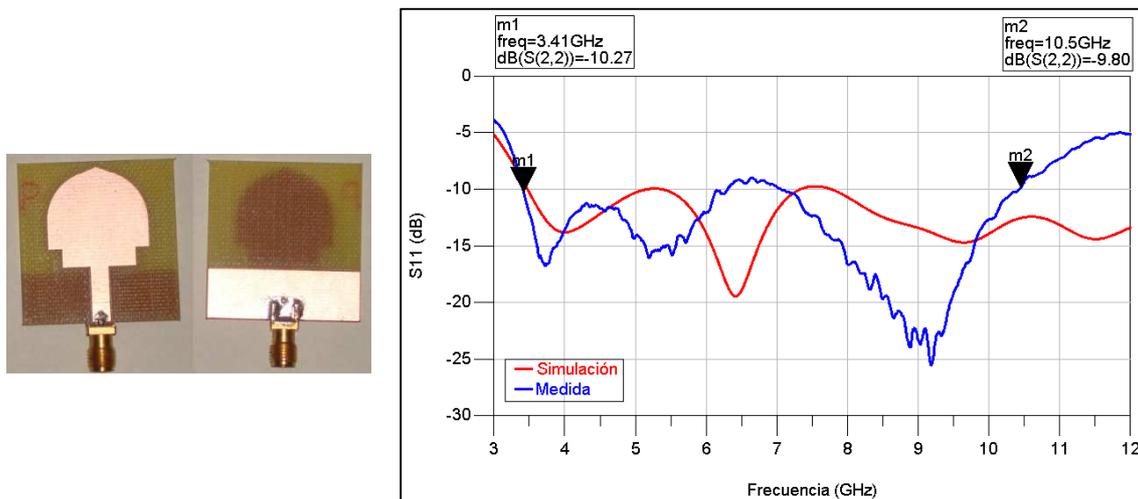
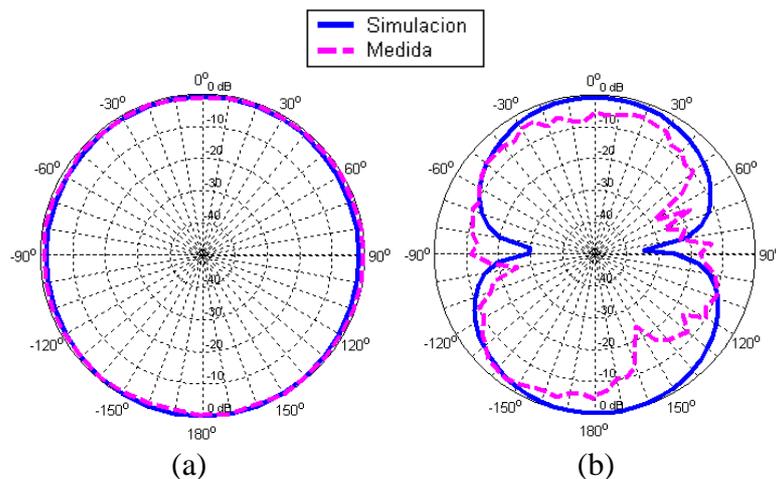


Figura 6.21 Antena en Pica. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido

El coeficiente de reflexión de la antena sin ningún filtro notch presenta una banda de trabajo de 3,4 a 10,5 GHz (Figura 6.21). Por otro lado, hay una banda (6,2 GHz a 7GHz) en la que la reflexión es menor que -10 dB. Además el fin de la banda de trabajo acaba antes respecto a la simulación. Por lo tanto no es una buena base para insertar filtros en ella. En la Figura 6.22 se muestran los diagramas de radiación para tres frecuencias distintas.



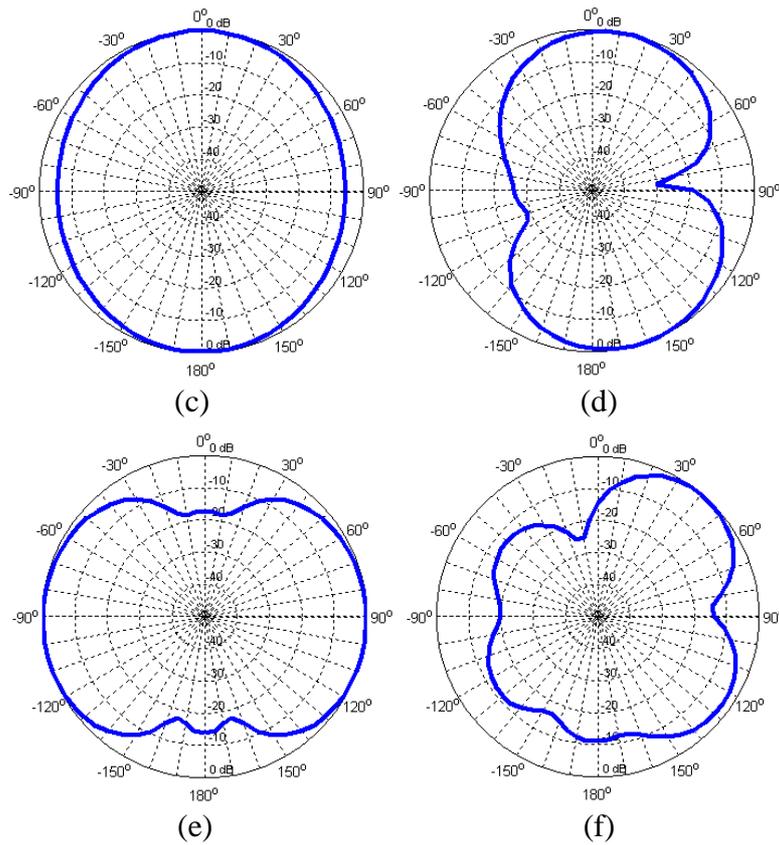


Figura 6.22 Antena en Pica. Diagramas de radiación. F=3,5 GHz (a) azimuth, (b) elevación. F=6 GHz (c) azimuth, (d) elevación. F=10 GHz (e) azimuth, (g) elevación.

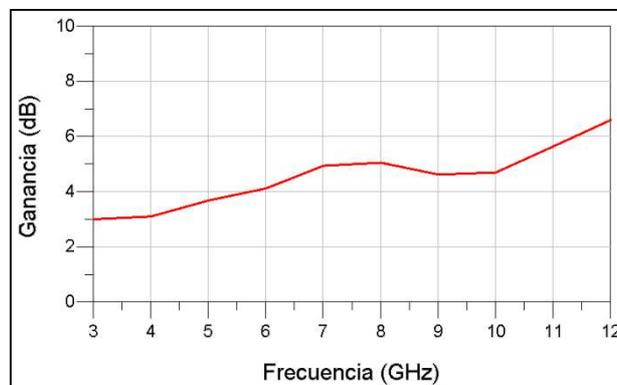


Figura 6.23 Antena en Pica. Ganancia

Esta antena presenta una ganancia máxima que se encuentra desde 3 a 6,5 dB como se muestra en la Figura 6.23. Debido a que la dimensión principal de esta antena es resonante $\lambda/4$ a 3,5 GHz, el valor de la ganancia se encuentra en torno a 3 dB a esta frecuencia. A medida que aumenta la frecuencia, la ganancia máxima aumenta hasta los 6,5 dB en 12 GHz.

6.8 Antena Elíptica

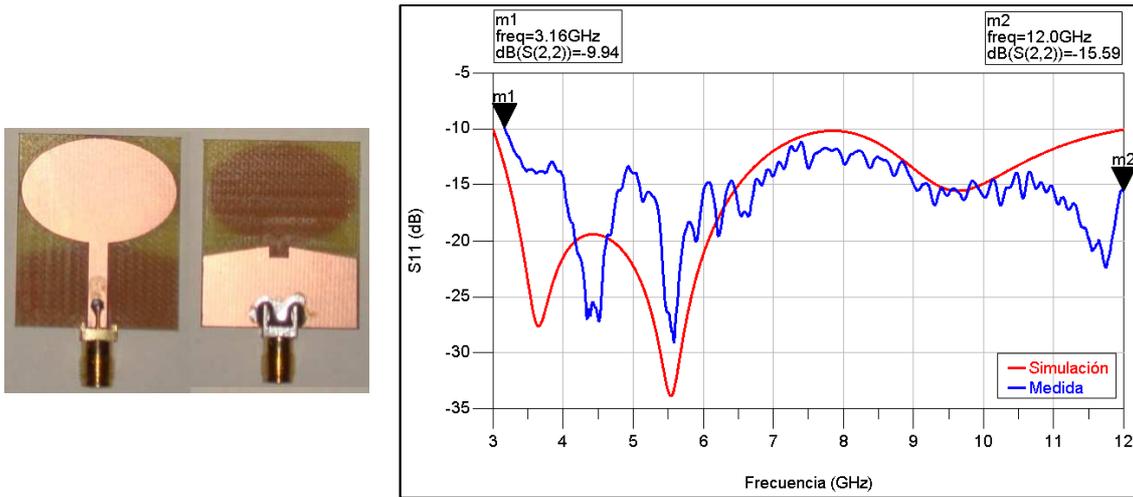
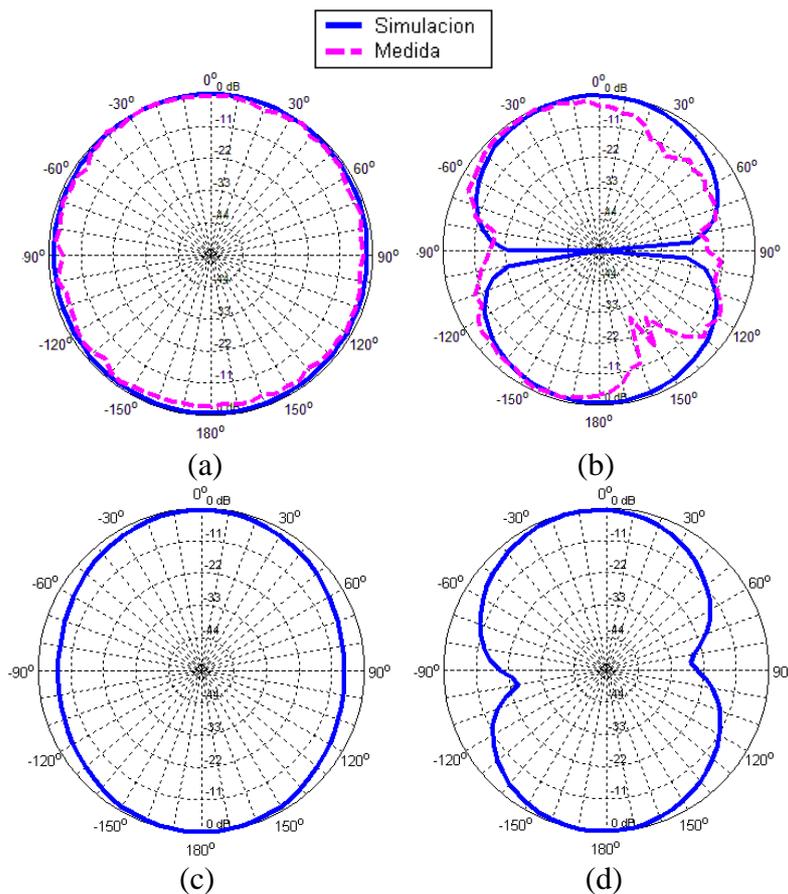


Figura 6.24 Antena Elíptica. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido antena simple

La medida del coeficiente de reflexión de la antena muestra una banda de trabajo desde 3,2 GHz hasta al menos 12 GHz, es decir, un ancho de banda nominal de 116%. Por otro lado, los diagramas de radiación de la antena se muestran en la Figura 6.25 y la ganancia en la Figura 6.26.



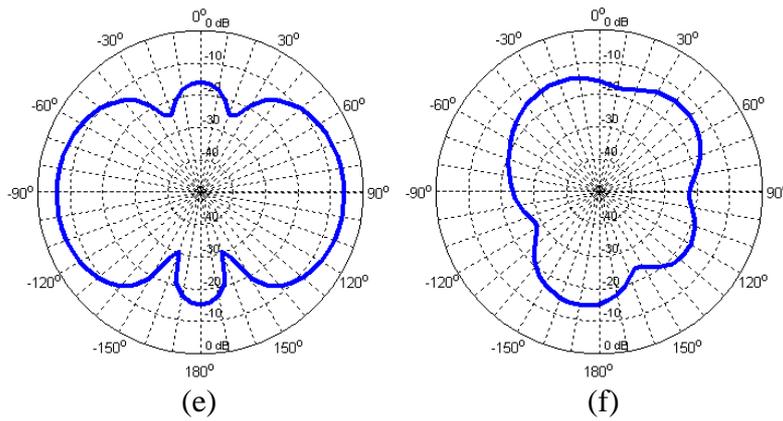


Figura 6.25 Antena elíptica. Diagramas de radiación. F=3,5 GHz (a) azimuth, (b) elevación. F=6 GHz (c) azimuth, (d) elevación. F=10 GHz (e) azimuth, (g) elevación.

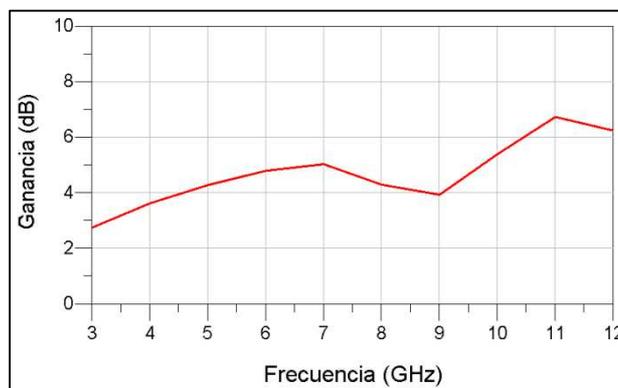


Figura 6.26 Antena elíptica. Ganancia

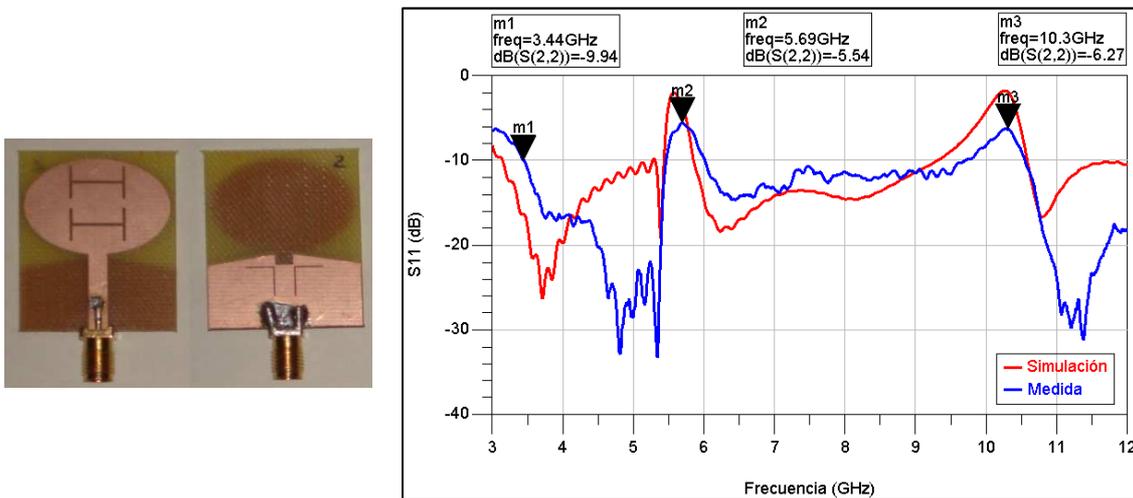


Figura 6.27 Antena Elíptica. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido antenna 2 notch

En cuanto al diseño con dos filtros notch, el resultado de la medida se muestra en la Figura 6.27. Puede verse un comportamiento similar al mostrado en los Apartados 6.1 y 6.2. Debido a las altas pérdidas del material, los dos filtros notch pierden rechazo. Concretamente hay 3,5 dB de pérdida de rechazo en 5,6 GHz y 4,6 dB en 10,3 GHz lo cual indica que el material FR-4 no es el más adecuado para el diseño y fabricación de este tipo de antenas a pesar de que se use mayoritariamente.

6.9 Antena Band Limited

El resultado de la medida del coeficiente de reflexión de la antena de banda limitada se muestra en la Figura 6.28. Presenta una banda de trabajo medida desde 2,9 GHz a 4,8 GHz para funcionar en el Grupo 1 de los canales UWB-OFDM como se indicaba en las especificaciones. También se puede apreciar que el rechazo del filtro paso bajo disminuye en la medida respecto de la simulación debido a las altas pérdidas del sustrato FR-4.

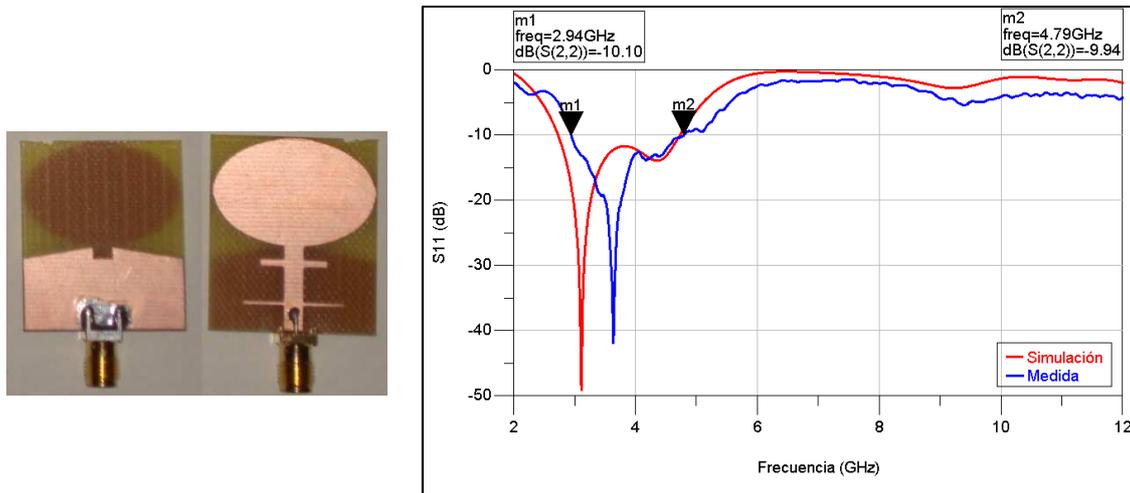


Figura 6.28 Antena Band Limited. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido

6.10 Antena Cuasi-elíptica

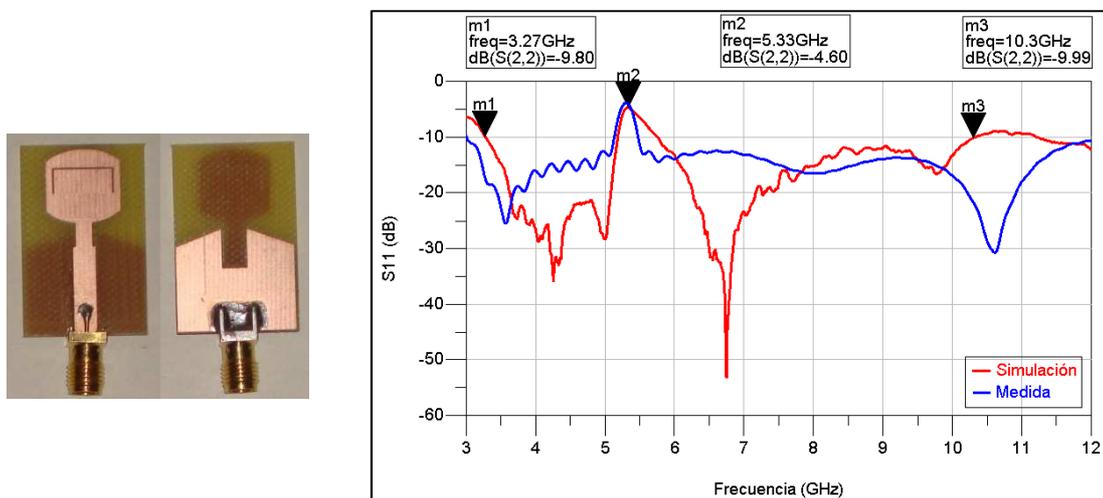


Figura 6.29 Antena Cuasi-elíptica. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido 1 notch

La medida del coeficiente de reflexión de la antena Cuasi-elíptica (Figura 6.29) vuelve a demostrar lo que previamente se había apuntado. Las pérdidas del sustrato que implican una disminución en el rechazo del filtro incrementan si se tienen dos filtros en lugar de uno solo. En la Figura 6.29 se aprecia que el rechazo medido es prácticamente el mismo (0,4 dB menor) que el simulado. En la Figura 6.32 se muestra el resultado de la medida de un diseño con dos filtros. En este caso, se tiene una diferencia entre los rechazos de 1,3 dB a 5,4 GHz y de 2,3 dB a 9,4 GHz. Además, el

efecto de la dispersión de la constante dieléctrica también es mayor por lo que las frecuencias centrales de los filtros se desplazan a frecuencias más altas.

La Figura 6.30 muestra el diagrama de radiación de la antena con un filtro de notch donde se aprecia un comportamiento de monopolo también a frecuencias altas debido a las dimensiones de la antena. La ganancia de esta antena (Figura 6.31) muestra un comportamiento similar al descrito en la Figura 6.20.

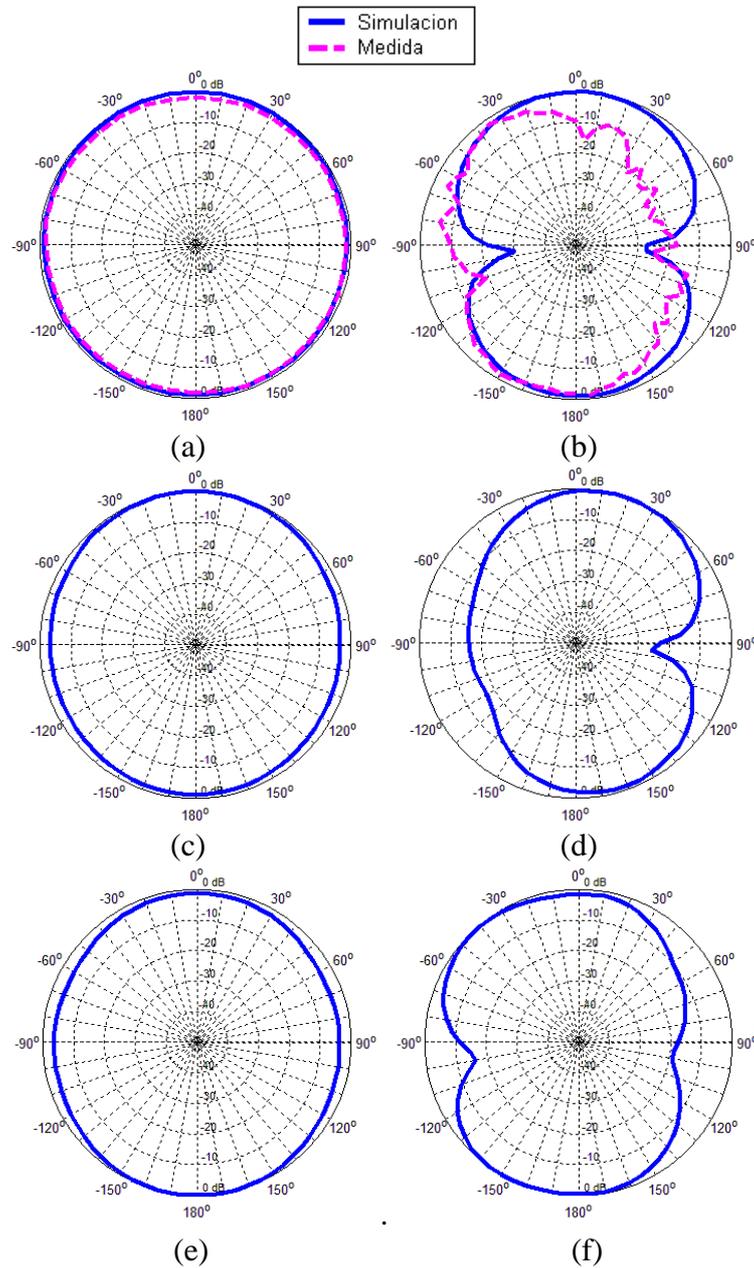


Figura 6.30 Antena Cuasi-elíptica. Diagramas de radiación. $F=3,5$ GHz (a) azimuth, (b) elevación. $F=6$ GHz (c) azimuth, (d) elevación. $F=10$ GHz (e) azimuth, (g) elevación.

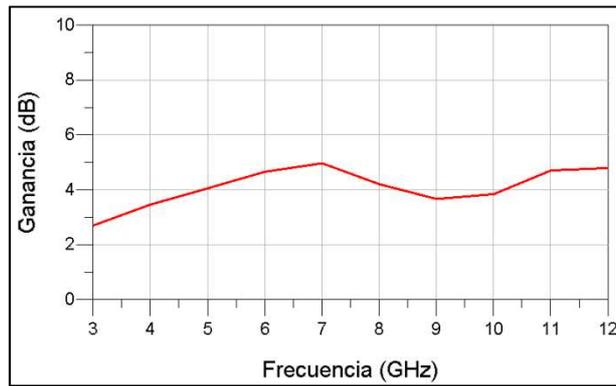


Figura 6.31 Antena Cuasi-elíptica. Ganancia

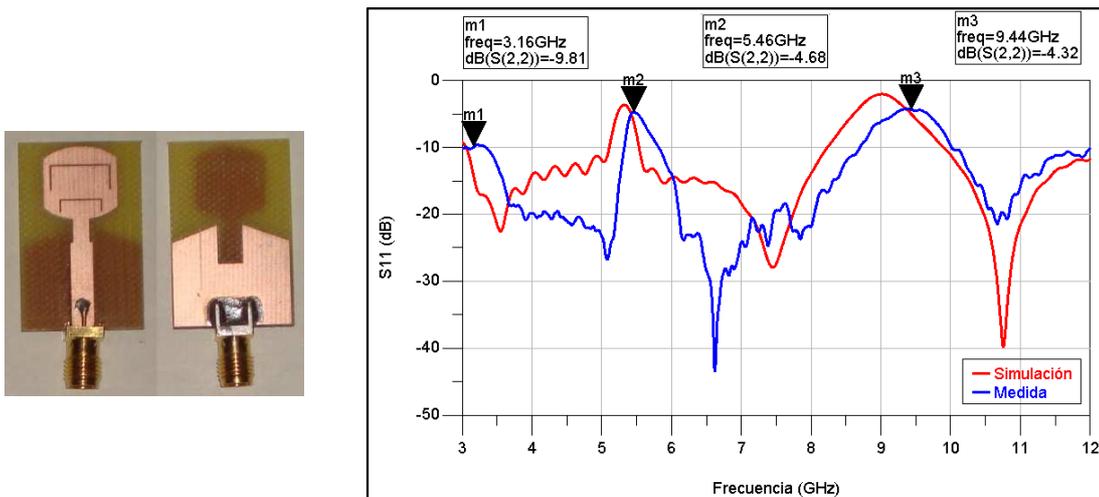


Figura 6.32 Antena Cuasi-elíptica. Fotografía y Coeficiente de reflexión simulado y medido 2 notch

6.11 Mejora del rechazo en los filtros notch

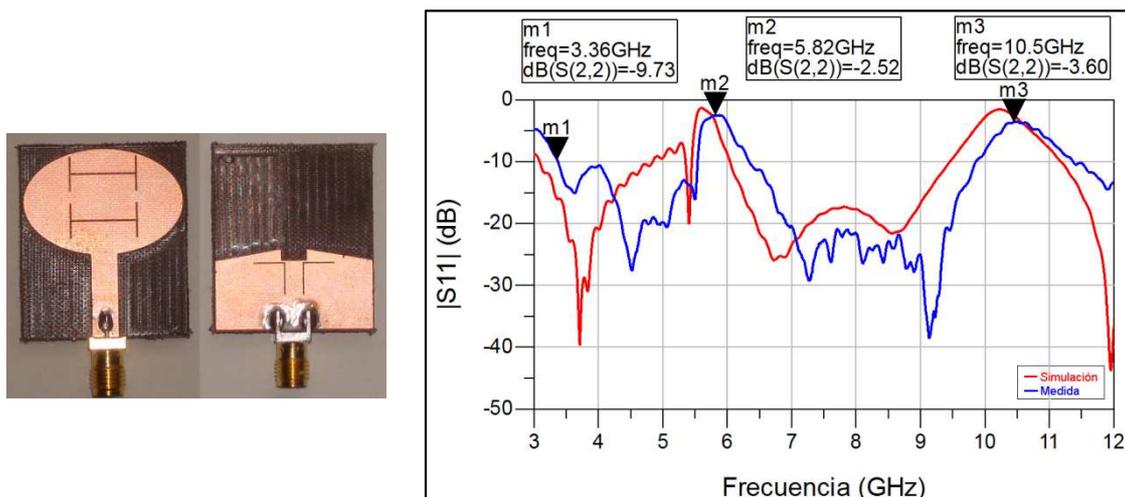


Figura 6.33 Antena Elíptica sustrato TLX-9. Fotografía y Coeficiente de reflexión.

El uso de un sustrato distinto al FR-4, tiene como resultado mejores rechazos de los filtros de notch. Como puede verse en la Figura 6.33, todavía se tiene una pérdida de 1 dB a 5.8 GHz y de 2 dB a 10.5 GHz. Sin embargo el rechazo obtenido es de -2.5 dB y de -3.6 dB, el mayor obtenido en todas las antenas diseñadas en este proyecto.

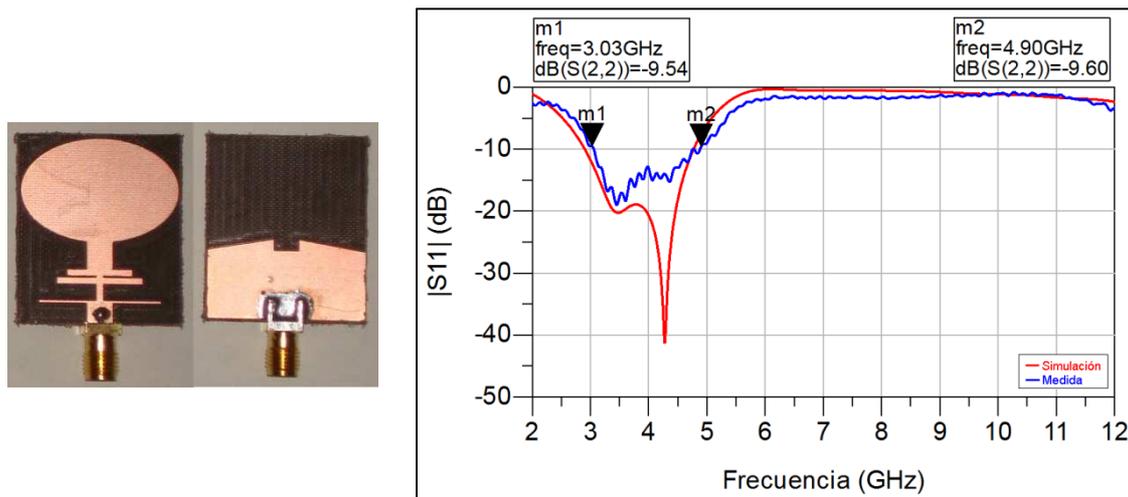


Figura 6.34 Antena Band Limited substrato TLX-9. Fotografía y Coeficiente de reflexión.

En el caso de la antena Band Limited, ocurre un comportamiento similar. Apenas se tienen pérdidas en el rechazo incluso a frecuencias altas como se muestra en la Figura 6.34.

7 Conclusiones y trabajo futuro

7.1 Conclusiones

Durante la realización de este proyecto se han diseñado y construido varios tipos de antenas impresas destinadas a funcionar en sistemas UWB. Se han utilizado distintos tipos de parches y filtros y se ha comparado las diferencias entre ellos.

Debido al gran ancho de banda que especifica el sistema, se han realizado modificaciones a antenas de parches simples y se han especificado todos los pasos para obtener el resultado final. Las técnicas empleadas para mejorar el ancho de banda de parches simples han sido:

- Modificaciones en el plano de masa que permiten cambiar la impedancia del parche y por lo tanto mejorar la adaptación de la antena.
- Inserción de muescas en el parche para obtener nuevas dimensiones resonantes que mejoren el ancho de banda de la antena.

Por otro lado se han utilizado una técnica de miniaturización de antenas consistente en crear un parche de dimensiones reducidas para posteriormente modificar a línea de transmisión obteniendo nuevas resonancias y así mejorar el ancho de banda de la antena. De esta manera se pueden conseguir antenas de tamaño reducido.

Además se han utilizado filtros de banda eliminada para evitar interferencias de otros sistemas inalámbricos que puedan afectar el correcto funcionamiento del sistema UWB. Estos filtros se insertan en la antena para evitar aumentar las dimensiones de la misma. Se han propuesto varias técnicas de crear estos filtros y se han comparado las diferencias entre los mismos:

- Adición de tiras metálicas alrededor del parche. En general suponen una ampliación de las dimensiones de la antena y ofrecen peor rechazo en la banda eliminada.
- Inserción de slots en el parche. No implican un crecimiento de las dimensiones totales de la antena y proporcionan altos valores de rechazo. La duplicación de los slots implica una mejora en el rechazo que origina el filtro.
- Inserción de slots en el plano de masa. Se utilizan como alternativa a los anteriores si no se dispone de espacio en el plano de masa. Su comportamiento ofrece resultados similares a los anteriores.

Así mismo se ha utilizado un filtro paso bajo de reducidas dimensiones para obtener una gran adaptación en una banda reducida de frecuencias que opere en el sistema UWB-OFDM.

En cuanto a la construcción de las antenas, inicialmente se optó por el uso del sustrato FR-4 ya que es el más utilizado en este tipo de antenas. Sin embargo se

desconfiaba de sus prestaciones por lo que se hizo un estudio previo para analizar la dispersión de la constante dieléctrica en la banda de frecuencia de trabajo de las antenas en cuestión. Una vez construidas y medidas estas antenas, se descubrió que este material presenta altas pérdidas que se hacen más patentes en antenas con dos filtros notch, dando lugar a bajos rechazos en las frecuencias filtradas.

Para resolver este problema se optó por utilizar un sustrato con mejores prestaciones como el TLX-9. Después de realizar todo el proceso de rediseño y construcción se apreció un mejor rechazo en la banda eliminada ya que este material ofrece menos pérdidas que el FR-4.

Finalmente, destacar la puesta en funcionamiento de la cámara anecoica de la Escuela Politécnica Superior con el objetivo de medir los diagramas de radiación de las antenas. Se ha utilizado software y hardware específico para el control de una plataforma giratoria donde se situó las antenas a medir.

7.2 Trabajo Futuro

Debido a la juventud del sistema UWB, todavía existen numerosos campos de investigación. Para futuros trabajos en el campo del diseño de antenas UWB, se proponen algunas líneas de investigación.

Se podrían utilizar otras líneas de transmisión como la Copolar Waveguide (CPW) y comprobar si se tienen problemas de discontinuidad entre los planos de masa. Además sería interesante comparar los resultados que se obtienen con esta línea de transmisión respecto a la línea microstrip.

Otro posible trabajo es el diseño de antenas con tres filtros notch. Para ello es probable que se tuvieran que diseñar antenas con anchos de banda más amplios. Además sería útil el uso de materiales de bajas pérdidas y distintas constantes dieléctricas para comparar las ventajas e inconvenientes que ofrecen unos y otros.

Referencias

- [1] **Constantine A. Balanis**, “Antenna Theory, Analysis and Design”, John Wiley and Sons, 2005.
- [2] **Jorge A. Ruiz Cruz y José Luis Masa Campos**, “Antenas y Circuitos de Alta Frecuencia”. Presentación de la asignatura de la Escuela Politécnica Superior.
- [3] **David M. Pozar**, “Microwave Engineering”, John Wiley and Sons, 1998.
- [4] **I.J. Bahl, P. Bhartia**, “Microstrip Antennas”, Artech House, Dedham, 1980.
- [5] **J.F. Zürcher, F.E. Gardiol**, “Broadband Patch Antennas”, Artech House, 1995.
- [6] **Ramón J. Millán**, “¿Qué es UWB?”, BIT No.147, COIT & AEIT.
- [7] **Chia-Hsin Cheng**, “Introduction to Ultra Wideband Systems”, Wireless Access Tech. Lab, CCU (www.ee.ccu.edu.tw).
- [8] “Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-wideband Transmission Systems”, Federal Communications Commission, 2002.
- [9] **Anderson, Christopher et. al.**, “An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems”, Prentice hall, 2005.
- [10] **X. Shen, M Guisan, R.C. Qiu, T. Le-Ngoc**, “Ultra-WideBand, Wireless Communications and Networks”, John Wiley & Sons, 2006.
- [11] **Jorge A. Ruiz Cruz**, “Introducción a los Sistemas de Ultra Banda Ancha”.
- [12] **B. Allen, M. Dohler et. al.**, “Ultra-wideband Antennas and Propagation”, John Wiley and Sons, 2007.
- [13] **Seong-Youp Suh, Warren L. Stutzman**, “Planar Wideband Antennas, US Patent”, 2006.
- [14] IEEE 802.11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.11-2007.pdf>
- [15] **Q. Zhao, S. X. Gong, W. Jiang, B. Yang and J. Xie**, “Compact Wide-Slot Tri-Band Antenna for WLAN/WIMAX Applications”, Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 18, pp.9-18, 2010.
- [16] **Chen Wang**, “Determining Dielectric Constant and Loss Tangent in FR-4”, Dept. of Electrical & Computer Engineering, University of Missouri-Llora, 2007.

- [17] **Jin-Xiang Xiao, Mei-Fang Wang and Guo-Jian Li**, “A Ring Monopole Antenna for UWB Application”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 52, No. 1, January, 2010.
- [18] **X. Lai, Q. Li, P. Y. Qin, B. Wu, and C.-H. Liang**, “A Novel WideBand BandPass Filter Based on Complementary Split-Ring Resonator”, *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol 1,177-184, 2008.
- [19] **Juan Domingo Baena, Jordi Bonache, Ferran Martín and others**, “Equivalent-Circuit Models for Split-Ring Resonators and Complementary Split-Ring Resonators Coupled to Planar Transmission Lines”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 53, 4, 2005.
- [20] **Daniel Valderas, Jaizki Mendizábal, Juan Ignacio Sancho**, “Aumento de Ancho de Banda Mediante Añadidura de Muecas en Monopolos Planos”, *CEIT y Tecnum*, 2005.
- [21] **L. Wang, W. Wu, X. –W. Shi and others**, “Design of a novel monopole UWB antenna with a notched ground”, *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 5, 13-20, 2008.
- [22] **C. Gómez-Calero, B. Taha Ahmed and R.Martínez**, “A novel Ultra-Wideband Frequency Planar Notch-Filter Antenna”, *Microwave And Optical Technology Letters*, Vol. 52, No 1, pp.213-216, 2010.
- [23] **Z. –A. Zheng and Q. –X. Chu**, “Compact cpw-fed uwb antenna with dual band-notched characteristics”, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 11, 83-91, 2009.
- [24] **L.Y. Cai, G. Zeng, H.C. Yang and X.W. Zhan**, “Compact printed ultra-wide band antennas with band-notched caharacteristics”, *Electronic Letters*, 10th June 2010, Vol. 46 No. 12.
- [25] **R. Fallahi, A.-A. Kalth, M. Golparvar Roozbahani**, “A novel UWB elliptical slot antenna with band-notched characteristics”, *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 82, 127-136, 2008.
- [26] Adquirido en Elate SA. Circuitos impresos. <http://www.elatesa.com>
- [27] Características disponibles en <http://www.taconic-add.com/en/pdf/tlx.pdf>
- [28] End Launch JK 1.57 PCB. Referencia 526-5785 en <http://es.rs-online.com/web/>
- [29] Marca JBC. Disponible en <http://www.jbctools.com/>
- [30] Consutar características en <http://www.lpkf.com/>

[31] Ambos de la misma empresa LPKF:

<http://www.lpkf.es/productos/creacion-rapida-prototipos-pcb/software/index.htm>

[32] Documentación disponible en:

<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-5479EN.pdf>

[33] Información disponible en: <http://www.diamondeng.net/dams-software-studio>

[34] Información disponible en:

<http://www.diamondeng.net/antenna-measurement/x000>

[35] **Jia-Sheng Hong and M. J. Lancaster**, “Microstrip Filters for RF/Microwave Applications”, Wiley Series in Microwave and Optical Engineering, 2001.

Anexo A. Construcción

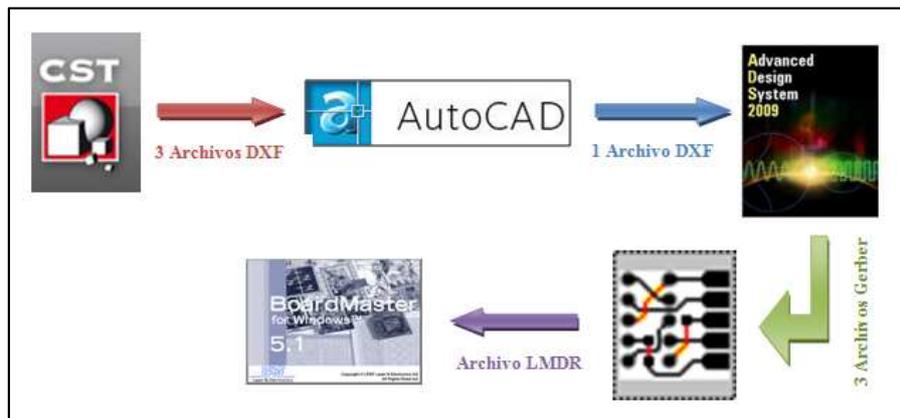
Como ya se ha explicado en esta memoria, la construcción de las antenas impresas es sencilla y sobre todo de bajo coste. Existen 2 métodos para la construcción de antenas impresas: el método químico y el mecánico.

El método químico consiste en creación de una máscara con las pistas que se desean tener en el circuito. Esta máscara se pega a la placa. A continuación, se introduce la placa en una disolución de cloruro férrico. Este material reacciona con el cobre, eliminando a éste sólo en las zonas no cubiertas por la máscara. El método mecánico utiliza una fresadora controlada por un software. La fresadora elimina el cobre gracias a los distintos tipos de herramientas que posee. Es un procedimiento muy limpio y seguro ya que no se manejan compuestos químicos pero es menos preciso.

En este proyecto se ha utilizado el método mecánico ya que es el más sencillo y los resultados que se obtienen son bastante satisfactorios. Para la realización de la construcción se ha utilizado el siguiente material:

- 1 placa de substrato FR-4 de espesor 1.6 mm [26].
- 1 placa de substrato Taconic TLX-9 de espesor 1.6 mm [27].
- Conectores SMA [28].
- Estación profesional de soldadura [29].
- Sistema de realización de prototipos RF LPKF ProtoMat S100 [30].
- Ordenador con el software CircuitCAM y Board Master [31].

El proceso seguido para construir la antena se presenta a continuación.

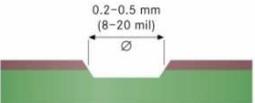
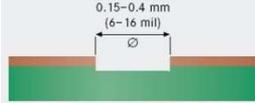
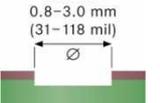
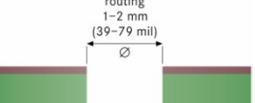


Una vez diseñada en el software CST Desing Studio, se exportan 3 archivos DXF, uno por cada capa: plano reflector, substrato y pistas. Los archivos DXF se unen en uno solo mediante el software AutoCad. Estos archivos simplemente contienen el dibujo de las capas.

A continuación se necesitan obtener archivos Gerber. El formato Gerber es un formato de impresión utilizado en la producción de circuitos impresos y fue creado por Gerber Systems Corporation. Se necesita un archivo Gerber por cada capa. Para la obtención de estos archivos se utiliza el software Advanced Desing System.

Con estos archivos se pasa a usar el software exclusivo de la fresadora LPKF. El software CircuitCAM permite, a partir de los ficheros Gerber, escoger qué herramientas se van a utilizar en la construcción. En este proyecto se usan 4 tipos de herramientas mostradas en la Tabla 6.1.

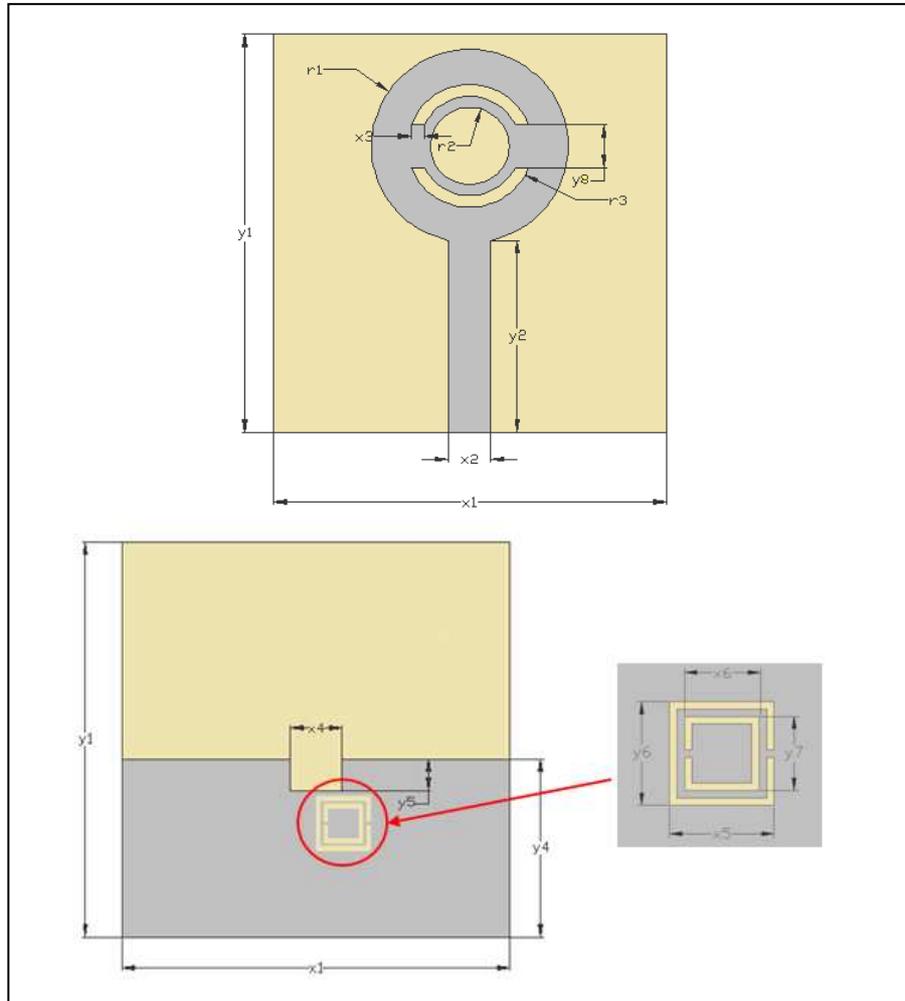
- **Universal Cutter.** Utilizada para marcar el contorno de la antena así como para eliminar cobre de manera precisa.
- **End Mill RF.** Usada en dispositivos de microondas debido a su gran precisión en la eliminación de cobre.
- **End Mill.** Permite eliminar cobre de manera menos precisa que las herramientas anteriormente citadas.
- **Contour Routing.** Realiza el corte de la antena del panel de la lámina de substrato.

Universal Cutter	RF	End Mill	Contour Router
			
			

A continuación se pasa al software Board Master que se encarga de controlar la comunicación entre el ordenador y la fresadora. Una vez obtenida la antena, se pasa a soldar el conector SMA con lo que concluye el proceso de construcción.

Anexo B. Planos

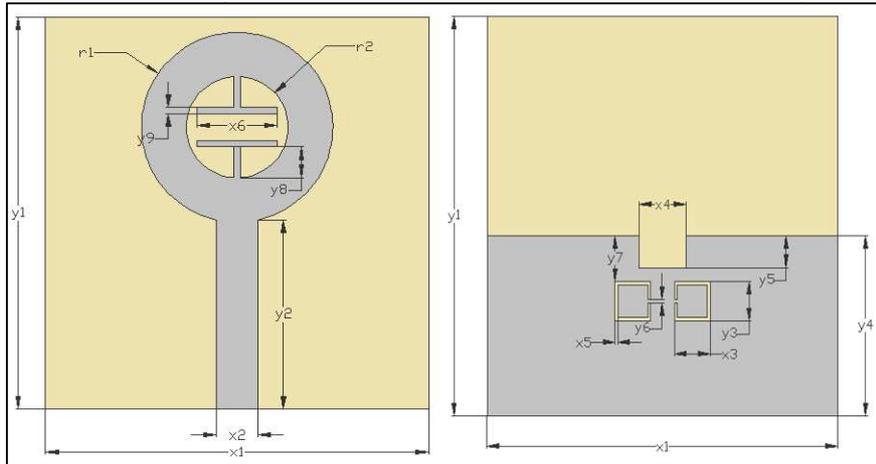
Antena Disco Tipo 1



Dimensión	Valor (mm)
x1	30
y1	31
x2	3,2
y2	14,95
x3	1
x4	4
y4	14
x5	4,2

Dimensión	Valor (mm)
x6	3
y6	4,2
y7	3
y8	3,4
g	0,3
ancho	0,3
r1	7,5
r2	3

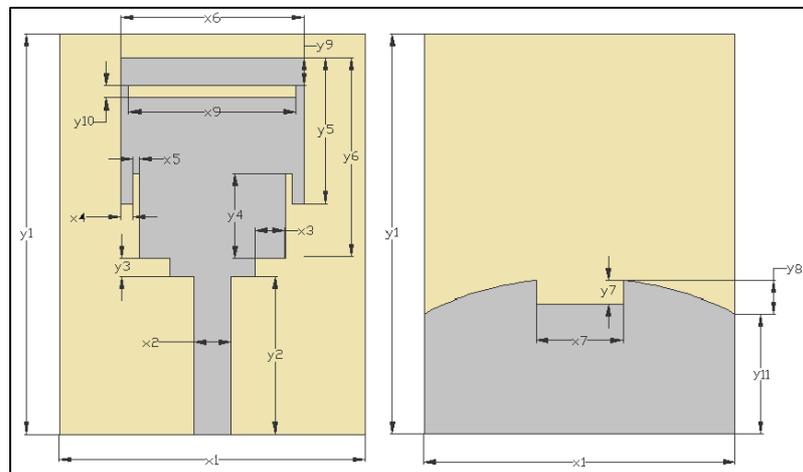
Antena Disco Tipo 2



Dimensión	Valor (mm)
x1	30
y1	31
x2	3,2
y2	14,95
x3	3,06
y3	3,06
x4	4
y4	14

Dimensión	Valor (mm)
x5	0,26
x6	6,3
y6	0,26
y7	3
y8	2,5
y9	0,5
r1	7,5
r2	4

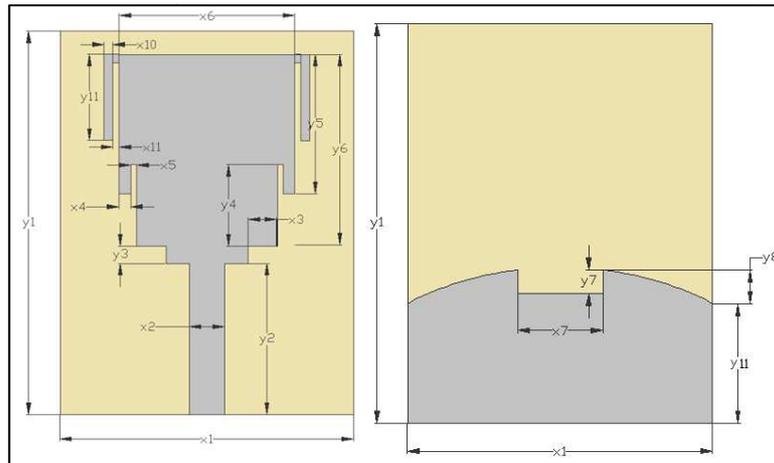
Antena Double Band



Dimensión	Valor (mm)
x1	25
y1	30
x2	3
y2	13
x3	2,5
y3	1,5
x4	1
y4	7
x5	0,5
y5	13,5

Dimensión	Valor (mm)
x6	15
y6	18
x7	7
y7	2
y8	2,8
x9	13,8
y9	4,5
y10	1
y11	9,9

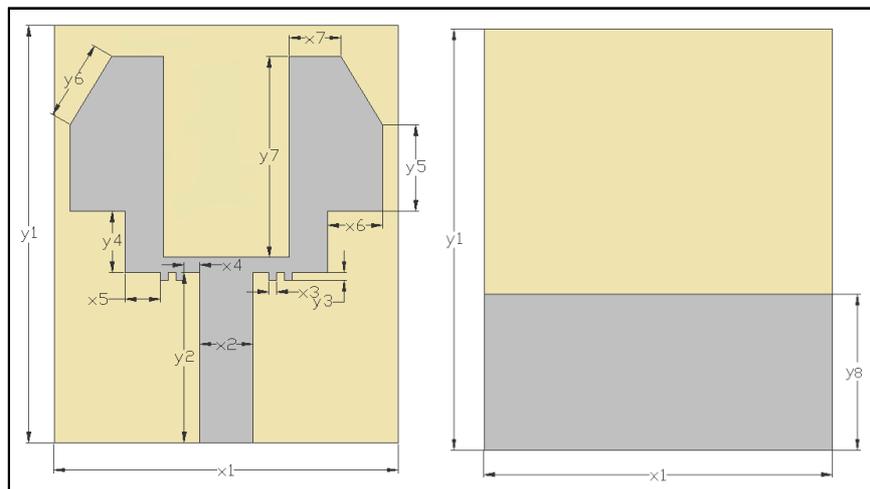
Antena Rectangular



Dimensión	Valor (mm)
x1	25
y1	30
x2	3
y2	13
x3	2,5
y3	1,5
x4	1
y4	7
x5	0,5
y5	13,5

Dimensión	Valor (mm)
x6	15
y6	18
x7	7
y7	2
y8	2,8
x10	0,75
y10	7,4
x11	0,5
y11	9,9

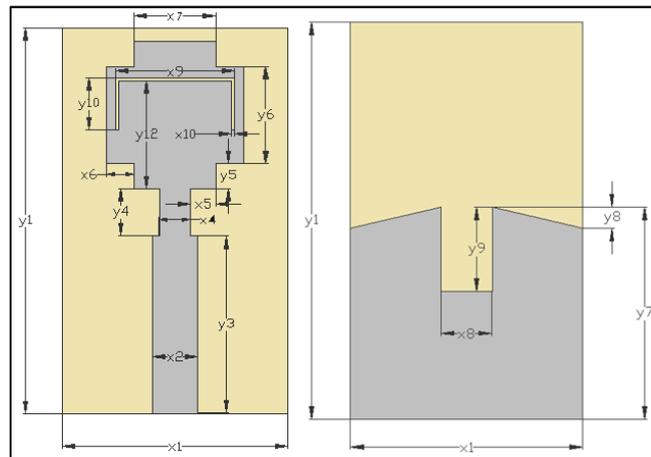
Antena Fork



Dimensión	Valor (mm)
x1	22
y1	27
x2	3,4
y2	11
x3	0,5
y3	0,5
x4	1
y8	11

Dimensión	Valor (mm)
y4	4
x5	2,3
y5	5,58
x6	3,5
y6	5,15
x7	3,35
y7	15

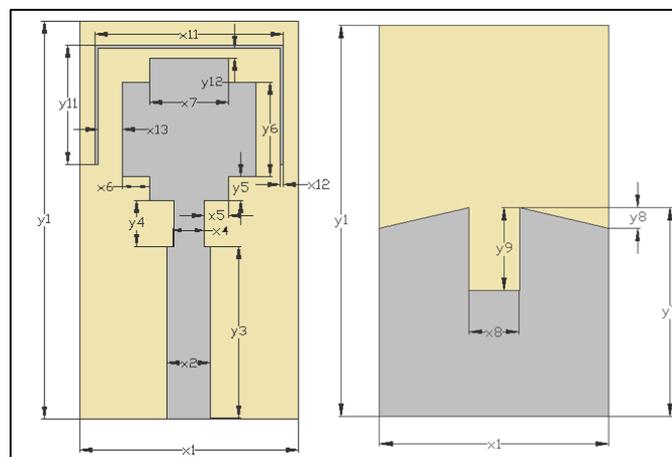
Antena en Cruz Tipo 1



Dimensión	Valor (mm)
x1	18
y1	31
x2	3,6
y3	14,3
x4	2,5
y4	3,8
x5	2
y5	2
x6	2,25
y6	7,8

Dimensión	Valor (mm)
x7	6,5
y7	16,5
x8	4
y8	1,63
y9	6,53
x9	9,5
x10	0,25
y10	4,2
y12	8,65

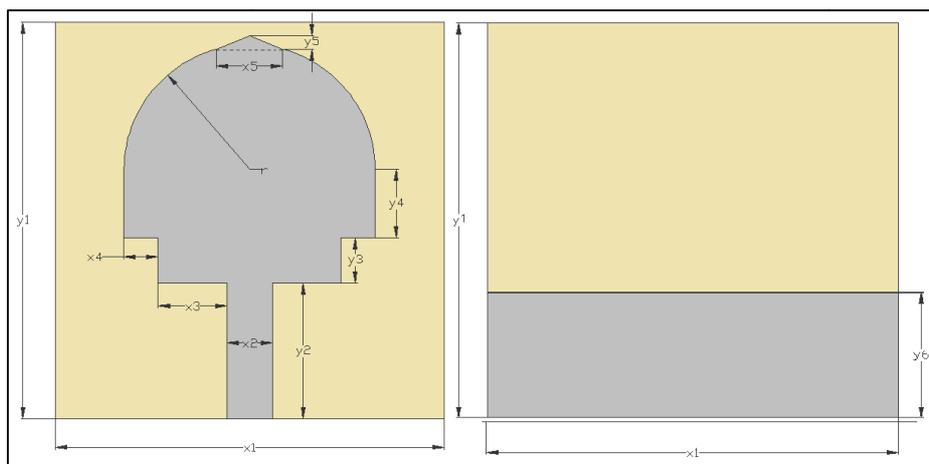
Antena en Cruz Tipo 2



Dimensión	Valor (mm)
x1	18
y1	31
x2	3,6
y3	14,3
x4	2,5
y4	3,8
x5	2
y5	2
x6	2,25
y6	7,8

Dimensión	Valor (mm)
x7	6,5
y7	16,5
x8	4
y8	1,63
x11	17,5
y11	10,15
x12	0,25
y12	1
x13	2

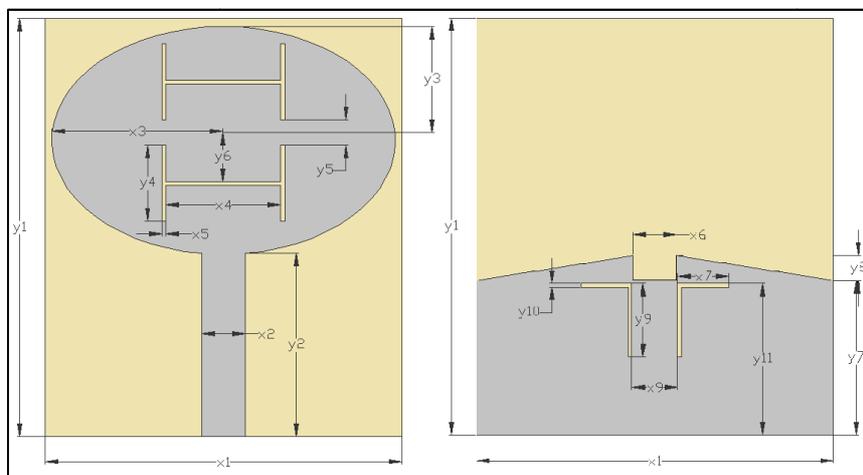
Antena en Pica



Dimensión	Valor (mm)
x1	35
y1	35
x2	3,4
y2	12
x3	5,55
y3	4

Dimensión	Valor (mm)
x4	2,75
y4	6
x5	4,8
y5	1
y6	11,1
r	10

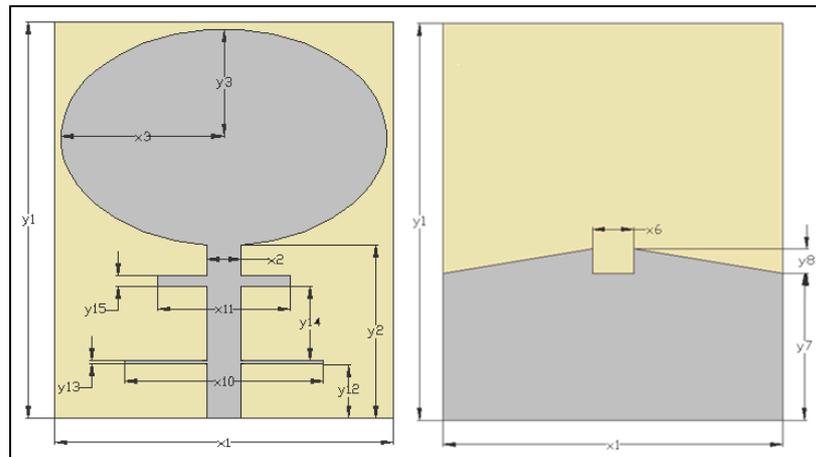
Antena Elíptica FR-4



Dimensión	Valor (mm)
x1	28
y1	33
x2	3,4
y2	14,5
x3	13,5
x4	9
y4	6
x5	0,25
y5	2
y6	3,28

Dimensión	Valor (mm)
y3	9
x6	3,4
y7	12,2
y8	2
y9	2
x7	4
x9	3,6
y9	5,8
y10	0,25
y11	12

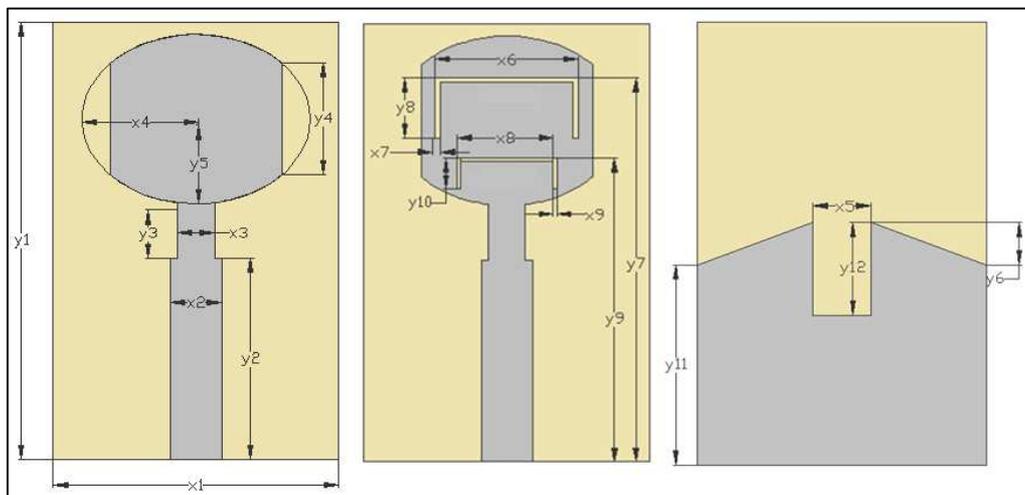
Antena Band Limited FR-4



Dimensión	Valor (mm)
x1	28
y1	33
x2	3,4
y2	14,5
x3	13,5
y3	9

Dimensión	Valor (mm)
x10	16,7
x11	11
y12	4,5
y13	0,3
y14	6,2
y15	0,9

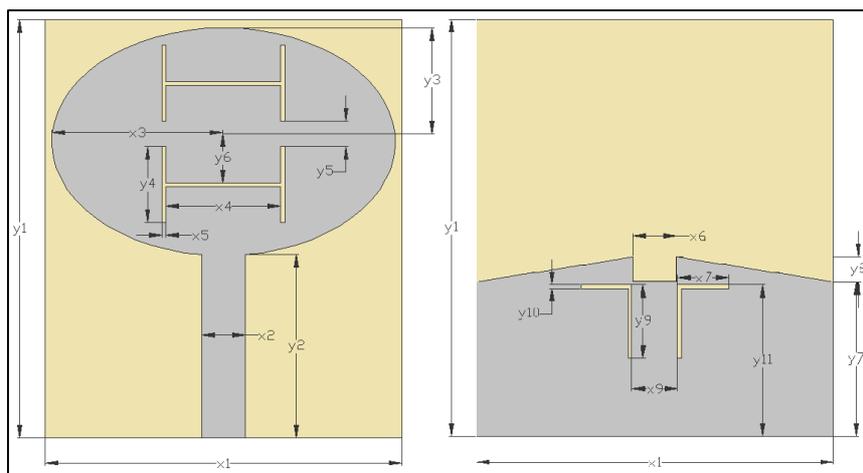
Antena Cuasi-elíptica



Dimensión	Valor (mm)
x1	20
y1	31
x2	3,6
y2	14,25
x3	2,6
y3	4,4
x4	8
y4	6
x5	4
x6	10

Dimensión	Valor (mm)
y6	3
x7	0,35
y7	27,2
x8	7
y8	4,2
x9	0,26
y9	21,5
y10	2,2
y11	14
y12	6,5

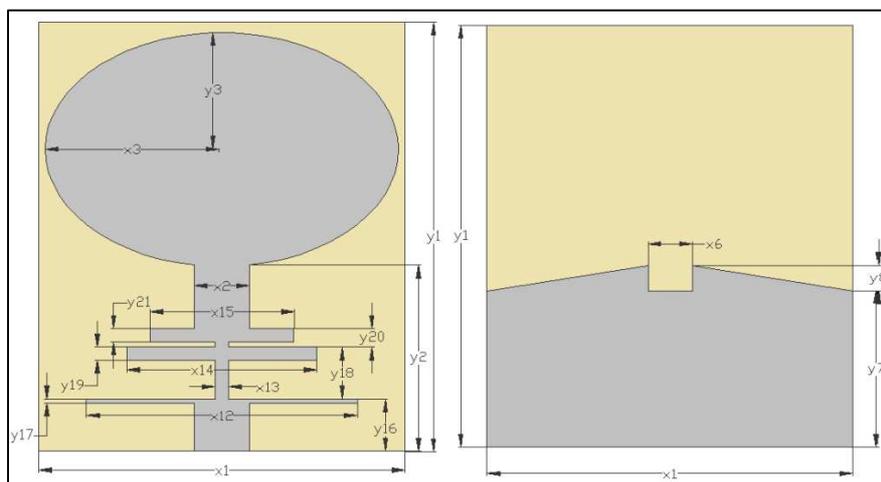
Antena Elíptica TLX-9



Dimensión	Valor (mm)
x1	28
y1	33
x2	4,4
y2	14,5
x3	13,5
y3	9
x4	11
y4	6
x5	0,25
y5	2

Dimensión	Valor (mm)
y6	3,28
x6	4,6
y7	12,2
y8	2
y9	2
x7	5,65
x9	3
y9	5,8
y10	0,25
y11	12

Antena Band Limited TLX-9



Dimensión	Valor (mm)
x1	28
y1	33
x2	4,25
y2	14,3
x3	13,5
y3	9
x12	20,7
x13	1

Dimensión	Valor (mm)
x14	14,5
x15	11
y16	4
y17	0,3
y18	8
y19	1
y20	9,4
y21	1

Anexo C. Publicación

Fruto de este proyecto, se ha enviado un artículo a la Revista Microwave and Optical Letters, en el que se presenta una de las antenas diseñadas, concretamente la antena Cuasi-elíptica. Esta publicación está en proceso de revisión por parte de expertos en la materia.

J. Cámara-Fernández, B. Taha-Ahmed, J.L Masa-Campos, "ULTRAWIDEBAND PRINTED MONOPOLE ANTENNA WITH DOUBLE BANDSTOP FUNCTION", Microwave and Optical Technology Letters, (Enviado).



**ULTRAWIDEBAND PRINTED MONOPOLE ANTENNA WITH
DOUBLE BANDSTOP FUNCTION**

Journal:	<i>Microwave and Optical Technology Letters</i>
Manuscript ID:	Draft
Wiley - Manuscript type:	Research Article
Date Submitted by the Author:	n/a
Complete List of Authors:	Camara-Fernandez, Jorge; Autonoma University of Madrid, Department of Electronic and Communications Technologies TahaAhmed, Bazil; Autonoma University of Madrid, Department of Electronic and Communications Technologies Masa-Campos, Jose Luis; Autonoma University of Madrid, Department of Electronic and Communications Technologies
Keywords:	UWB antenna, microstrip monopole, notch filter, slots

SCHOLARONE™
Manuscripts

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60

ULTRAWIDEBAND PRINTED MONOPOLE ANTENNA WITH DOUBLE BANDSTOP FUNCTION

J. Cámara-Fernández, B. Taha-Ahmed, J.L Masa-Campos

Radio-communication Systems and Optic Communications Group, Department of Electronic and Communication
Technologies, Polytechnic School, Autonoma University of Madrid

Corresponding author address:

José Luis Masa Campos, Ciudad Universitaria de Cantoblanco, Ctra. de Colmenar Viejo, km 15,
Cantoblanco, 28049 Madrid

Phone: +34 91 4976202, Fax: +34 91 4972235

e-mail: joseluis.masa@uam.es

Keyterms—UWB antenna, microstrip monopole, notch filter, slots

Abstract.-

In this paper, a printed monopole antenna for ultra-wideband (UWB) applications is presented. The proposed antenna is designed with a standard printed circuit board (PCB) process for suitable integration with other microwave components. The antenna prototype is designed, fabricated and tested. By introducing two “U” shaped slots in the patch, a bandstop at 5.3 GHz band and 9 GHz can be achieved. The impedance bandwidth of the proposed antenna ranges from 3 GHz to 12 GHz in simulations (for a 10 dB reflection coefficient S_{11}) and 3.2 GHz to

1
2
3 10.3 GHz in measurements for the single notch antenna. In the dual notch design the obtained
4
5 results are 3.2 to 12 GHz in simulations and 3 GHz to 12 GHz in measurements.
6
7
8
9

10 11 **I. INTRODUCTION** 12

13
14 In the last decade, many new ultra-wideband (UWB) applications have appeared, and
15 many prolific research works are emerging in this topic. UWB systems use ultra-short pulses in
16 the order of nanoseconds to occupy a huge frequency band. Especially, USA Federal
17 Communications Commission (USFCC) has assigned the frequency band of 3.1–10.6 GHz with
18 respect to these emerging UWB activities. The aim of UWB systems is to increase the data bit
19 rate of different applications due to limitations in current wireless systems. Likewise, the UWB
20 systems can achieve hundreds of Mbps, so many applications for these systems have appeared,
21 such as microwave imaging because of the enhancement of resolution.
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32

33
34 Regarding the radiating element for UWB, many antennas have been designed and
35 presented [1]. The most commonly used are the printed antennas. Different shapes for UWB
36 antennas have been devised, such as Vivaldi, bow-tie, or monopoles antennas. Even the use of
37 frequency-independent antennas such as fractals has been emerged, but the performance of these
38 antennas has generally been disappointing due to dispersion. Possibly, the monopole shape is the
39 most commonly used antenna for UWB. Likewise, several planar monopole antennas with
40 various shapes have been devised: square, circular, or elliptic, and in microstrip or coplanar
41 waveguide technology [2, 4]. Due to the huge bandwidth, several systems such as wideband
42 local area network (WLAN) create interferences in a certain range of frequencies. To avoid these
43 interferences, several solutions for antenna designs have been proposed in literature [5]. One of
44 the authors' solutions was to introduce three "U" slots in the ground plane of the antenna [6].
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60

1
2
3 Another solution was to introduce a “U” slot in the feeding line of the UWB antenna [7]. On the
4
5 other hand, for a UWB antenna, the size and cost are important constraints. Printed antennas
6
7 exemplified by the microstrip patch antenna offer an attractive solution to compact, conformal,
8
9 and low-cost design of RF communication systems.
10
11

12
13 In this paper, a low cost and easy to manufacture monopole antenna has been designed to
14
15 cover the entire UWB frequency band by means of a microstrip structure. Furthermore, two
16
17 notch filters are introduced in the radiating patch in order to achieve a bandstop performance at
18
19 5.3 GHz and 9 GHz.
20
21

22 23 24 25 26 **II. SIMPLE UWB ANTENNA DESIGN**

27
28 The antenna structure is based on a microstrip design, where the dielectric used is a FR4
29
30 substrate, with the dielectric constant $\epsilon_r=4.4$ and thickness 1.6 mm. The total size of the antenna
31
32 is 20 x 31 mm². The width of the microstrip line is 3.6 mm in order to achieve 50Ω impedance.
33
34 The structure of the antenna is presented in Figure 1.
35
36
37

38 The antenna is designed to operate at least in the frequency band of 3.2-10.6 GHz. This is
39
40 not possible with a simple patch or a simple ground plane. In order to enhance the bandwidth
41
42 two modifications have been applied to an initial design. The initial design consists of a semi-
43
44 elliptical patch and a rectangular ground plane. This design only provides one resonance at a
45
46 higher frequency (9.2 GHz) due to the small dimension of the patch. In the second step, a slice of
47
48 the microstrip line is narrowed. The second modification consists of creating a rectangular slot
49
50 with dimensions of 4 (x5) x 6.5 (y6) mm² in the ground plane and two triangular slots of 8 (y5) x
51
52 3 (y6) mm². The rectangular slot let appear new resonances in lower frequencies (3.6 and 5.5
53
54 GHz) because the dimension of the patch is increased and the triangular slots improve the
55
56
57
58
59
60

1
2
3 bandwidth. The changes in the design are shown in Figure 2 and the simulated reflection
4
5 coefficient of the three steps in Figure 3.
6
7

8
9 As Figure 3 shows, the antenna satisfies the specifications of the USFCC ($|S_{11}| < -10$ dB)
10 which requires a bandwidth of 3.1-10.6 GHz (except 0.1 GHz at the start frequency). The
11 antenna gain pattern is represented in Figure 4 for several frequencies (3.5, 7 and 10 GHz) and
12 for both co-polar and cross-polar components. As Figure 4 shows, the typical monopole radiation
13 pattern is achieved for the lowest frequencies. At higher frequencies, the pattern is degenerated
14 because at those frequencies the dimension of the antenna is not $\lambda/4$. A 1.13 dB peak-to-peak
15 ripple has been computed at the co-polar component in the azimuth plane at 3.5 GHz. At 10 GHz
16 the peak-to-peak ripple is set to 5.83 dB. The maximum gain value for the elevation plane at 3.5
17 GHz is 3.06 dB at 0° , 4.7 dB at -27° for 7 GHz and 3.87 dB at -6° for 10 GHz.
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29

30 Note that in the elevation plane (Figures 4(b), 4(d) and 4(f)) the cross-polar component of
31 the gain is under -45 dB. The optimized parameters of the final design are shown in Table 1.
32
33
34
35
36
37

38 III. UWB DUAL NOTCHED ANTENNA

39
40
41 The next step is the design of a dual notched antenna based on the previously shown
42 simple UWB antenna. The geometry of the top view of the dual notched antenna is presented in
43 Figure 5 (the bottom view is the same as in Figure 1 (b)).
44
45
46
47
48

49 The two inverted “U” shaped slots on the patch operate as notch filters. The first notch
50 has a total length of 18.6 mm and a width of 0.35 mm in order to obtain a resonant frequency of
51 5.3 GHz. The frequency band that this filter should eliminate, with $|S_{11}| > -10$ dB, is 5.1-5.5 GHz
52 in order to avoid possible interferences from IEEE 802.11a system. The modification of the
53
54
55
56
57
58
59
60

1
2
3 length of the slot changes the central frequency of the notch filter. Furthermore, the modification
4
5 of the width changes the bandwidth that is filtered. Figures 6 and 7 show the variation of the
6
7 reflection coefficient of a single notched antenna for various values of length and width. The
8
9 position in the patch also changes the performance of the filter. If the slot is closed to the
10
11 microstrip a wider resonance is obtained and a bigger frequency band rejection is achieved
12
13 (Figure 8).
14
15
16
17
18
19
20

21 The proceeding to achieve the desired bandstop (5.1-5.5 GHz) is as follows. The first step
22
23 is to insert a slot of $\lambda/4$ length at 5.3 GHz. Then a gross tune of the position of the slot is made
24
25 due to achieve a desired bandwidth. Finally, a fine tune of the length and width of the slot is
26
27 done to obtain the optimal bandstop frequency.
28
29
30
31
32

33 A single notch antenna has been built (view Figure 9) and measured in an Agilent
34
35 E5071C Vector Network Analyzer. As Figure 10 shows, the antenna satisfies the requirement for
36
37 this type of antennas, which has to present a $|S_{11}| < -10$ dB from 3.5 to 10.6 GHz and a rejection
38
39 band at 5.3 GHz.
40
41
42

43 The second notch filter is obtained introducing another slot in the patch. The aim of this
44
45 filter is to eliminate any interference which can be caused by any future system that operates
46
47 around 9 GHz [8]. As the first notch presented, the variation of the filtered frequency band ($|S_{11}|$
48
49 > -10 dB) can be adjusted by modifying the length and width of the slot (Figures 11 and 12). The
50
51 optimal notched filter eliminates 8.2-9.9 GHz.
52
53
54
55
56
57
58
59
60

1
2
3 Finally, both notched filters are integrated in the same design. The measured parameters
4 of the dual notched antenna (view Figure 9) are shown in Figure 13 and the optimal parameters
5 of the notch filters are detailed in Table 2.
6
7
8
9

10 As Figure 13 shows, the central frequencies of the notch filters of the measured reflection
11 coefficient do not match exactly with the simulated ones. This performance appears because the
12 dispersion of the substrate FR-4 at high frequencies (such us 9 GHz) is too big and the coupling
13 between both notch filters is also higher.
14
15
16
17
18
19

20 21 22 23 24 **IV. CONCLUSIONS**

25
26 In this paper, a printed monopole antenna for UWB short-range wireless communications
27 has been presented. Two frequency band notches have been created to enable avoiding the
28 interference with the existing WLAN systems and future systems at the X band. The proposed
29 antenna prototype has been designed, fabricated and tested with single and double notches. Both
30 calculated and measured results show that the proposed antenna has a broadband matched
31 impedance band. The measured impedance bandwidth of the single notch antenna is 6.9 GHz
32 from 3.2 GHz to 10.3 GHz meanwhile it is 3 GHz to 12 GHz for the dual notch antenna. Also,
33 the effect of the antenna parameters on its performance has been addressed. From these results, it
34 can be concluded that the proposed antenna is a good candidate for UWB short-range wireless
35 communication applications.
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60

References

1. H. Schantz, The art and science of ultrawideband antennas, Artech House, Boston, MA, 2005.
2. S.H. Choi, J.K. Park, S.K. Kim, and J.Y. Park, A new ultra-wideband antenna for UWB applications, Microwave Opt Technol Lett 40 (2004), pp. 399–401.
3. Y. Kim and D.H. Kwon, CPW-fed planar ultra wideband antenna having a frequency band notch function, Electron Lett 40 (2004),pp. 403–405.
4. B. Allen, Ultra Wideband Antennas and Propagation for Communications, Radar and Imaging, Wiley, 2006.
5. W.J. Lui, C.H. Cheng, Y. Cheng, and H. Zhu, Frequency notched ultra-wideband microstrip slot antenna with fractal tuning stub, Electron Lett 41 (2005), pp. 9–10.
6. C. G. Calero, B. T. Ahmed, and R. Martinez, A novel ultra-wideband frequency planar notch-filter antenna, Microwave Opt Technol Lett 52 (2010), pp. 213-216.
7. O. M. H. Ahmed and A. R. Sebak, Numerical and experimental investigation of a novel ultrawideband butterfly shaped printed monopole antenna with bandstop function, Progress In Electromagnetics Research C 18 (2011), pp. 111-121.
8. A. E-C Tan and K. Rambabu, Modeling The Effects of Interference Suppression Filters on Ultra.Wideband Pulses, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques 59 (2011), pp. 93-98.

e-mail:

Jorge Cámara Fernández: jorge.camara@estudiante.uam.es

Bazil Taha Ahmed: bazil.taha@uam.es

Jose Luis Masa-Campos: joseluis.masa@uam.es

Figure captions

Figure 1. Geometry of the proposed simple UWB antenna: (a) top view and (b) bottom view

Figure 2. Simple UWB antenna: (a) Initial design, (b) first modification and (c) second modification

Figure 3. Simulated Reflection Coefficient for the simple UWB design.

Figure 4. Gain of the simple UWB antenna at: (a) Azimuth plane 3.5 GHz, (b) Elevation plane 3.5 GHz, (c) Azimuth plane 7 GHz, (d) Elevation plane 7 GHz, (e) Azimuth plane 10 GHz and (f) Elevation plane 10 GHz

Figure 5. Geometry of the proposed dual notched UWB antenna (Top view)

Figure 6. Simulated Reflection Coefficient for different values of the first notch filter length. $x_7=0.5$ mm and $y_7=27.2$ mm

Figure 7. Simulated Reflection Coefficient for different values of the first notch filter width. $y_8=4.5$ mm and $y_7=27.2$ mm

Figure 8. Simulated Reflection Coefficient for different values of the first slot position. $y_8=4.5$ mm and $x_7=0.5$ mm

Figure 9. Photograph of the fabricated antennas prototype: (a) dual notched top view, (b) single notch top view, (c) dual notched bottom view and (d) single notch bottom view

Figure 10. Simulated and Measured Reflection Coefficient of a single notched UWB antenna

Figure 11. Simulated Reflection Coefficient for different values of the second notch filter width. $y_{10}=2$ mm

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60

Figure 12. Simulated Reflection Coefficient for different values of the second notch filter length.

x9=0.5 mm

Figure 13. Simulated and Measured Reflection Coefficient of a dual notched UWB antenna

Table captions

Table 1. Optimized simple UWB antenna Parameters

Table 2: Optimized dual notched UWB antenna Parameters

For Peer Review

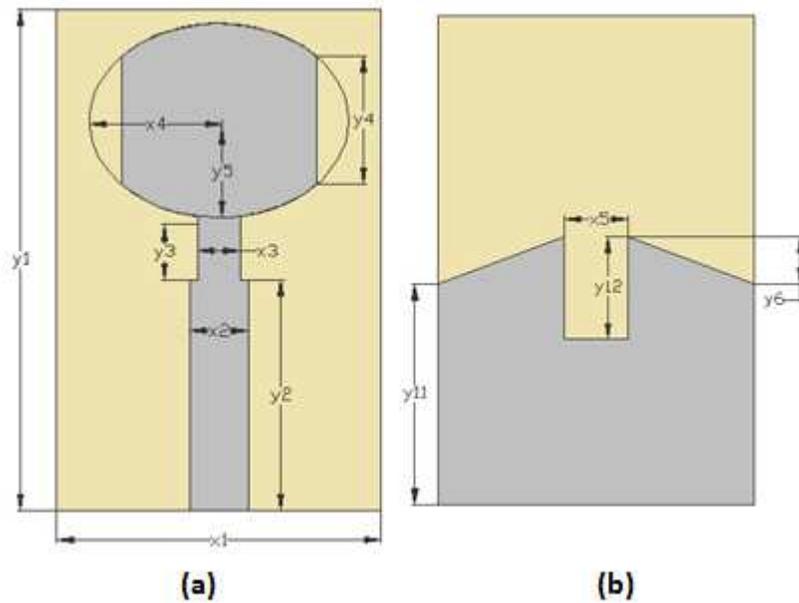


Figure1: Geometry of the proposed simple UWB antenna: (a) top view and (b) bottom view
108x81mm (96 x 96 DPI)

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60

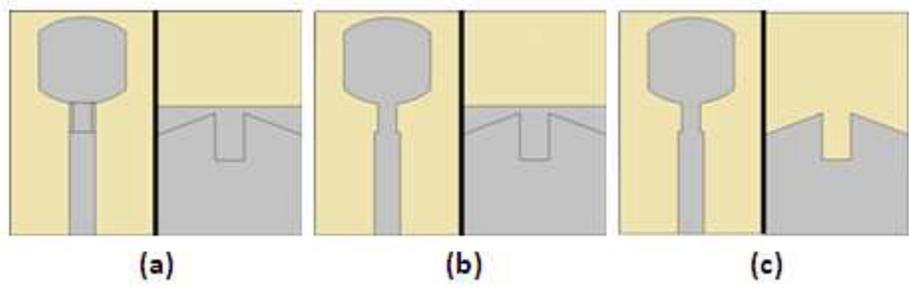


Figure 2: Simple UWB antenna: (a) Initial design, (b) first modification and (c) second modification
122x38mm (96 x 96 DPI)

For Peer Review

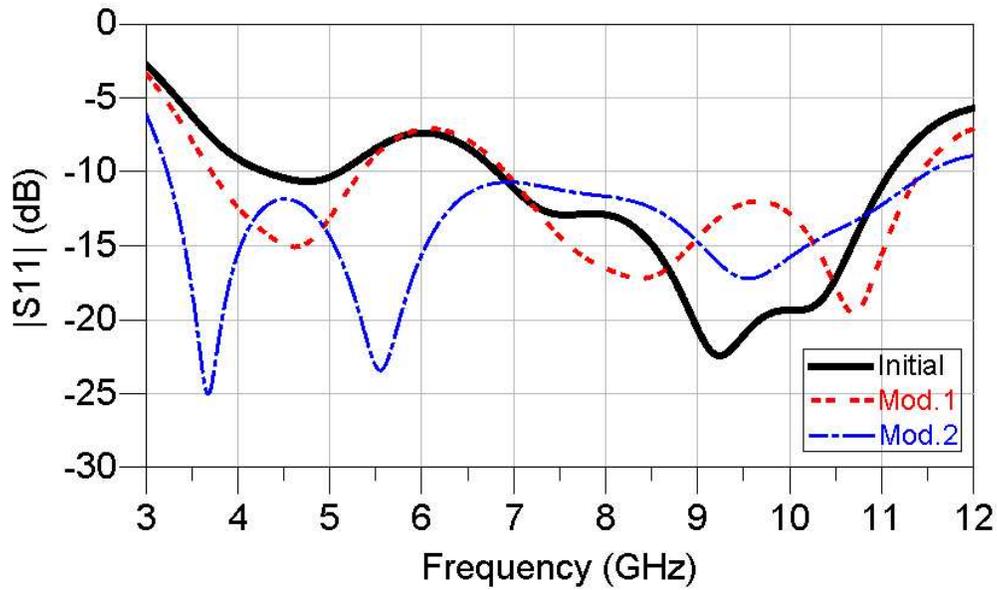


Figure 3: Simulated Reflection Coefficient for the simple UWB design 218x130mm (96 x 96 DPI)

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60

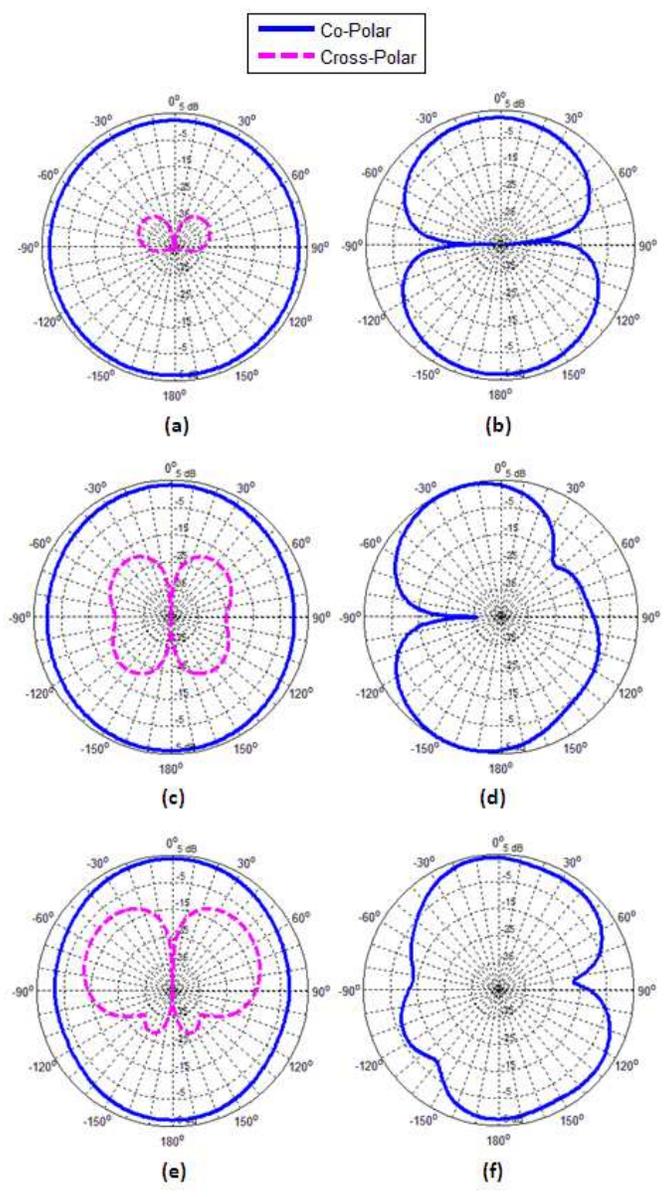


Figure 4: Gain of the simple UWB antenna at: (a) Azimuth plane 3.5 GHz, (b) Elevation plane 3.5 GHz, (c) Azimuth plane 7 GHz, (d) Elevation plane 7 GHz, (e) Azimuth plane 10 GHz and (f) Elevation plane 10 GHz
123x224mm (96 x 96 DPI)

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60

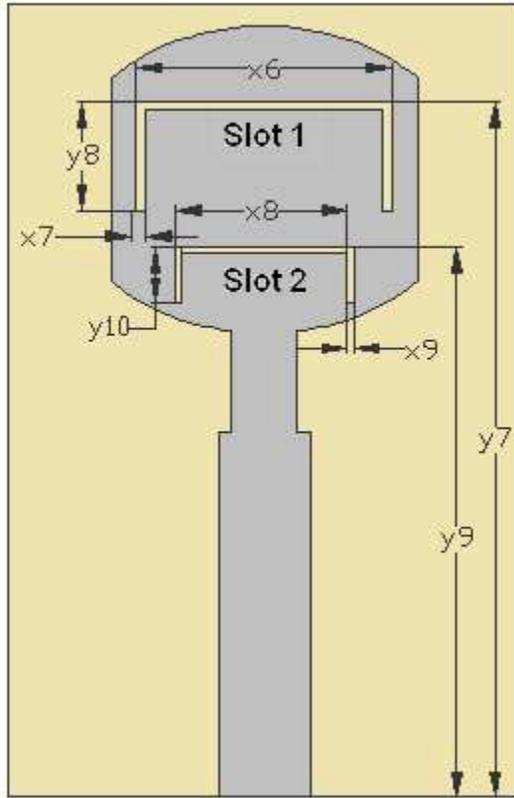


Figure 5: Geometry of the proposed dual notched UWB antenna (Top view)
74x111mm (96 x 96 DPI)

view

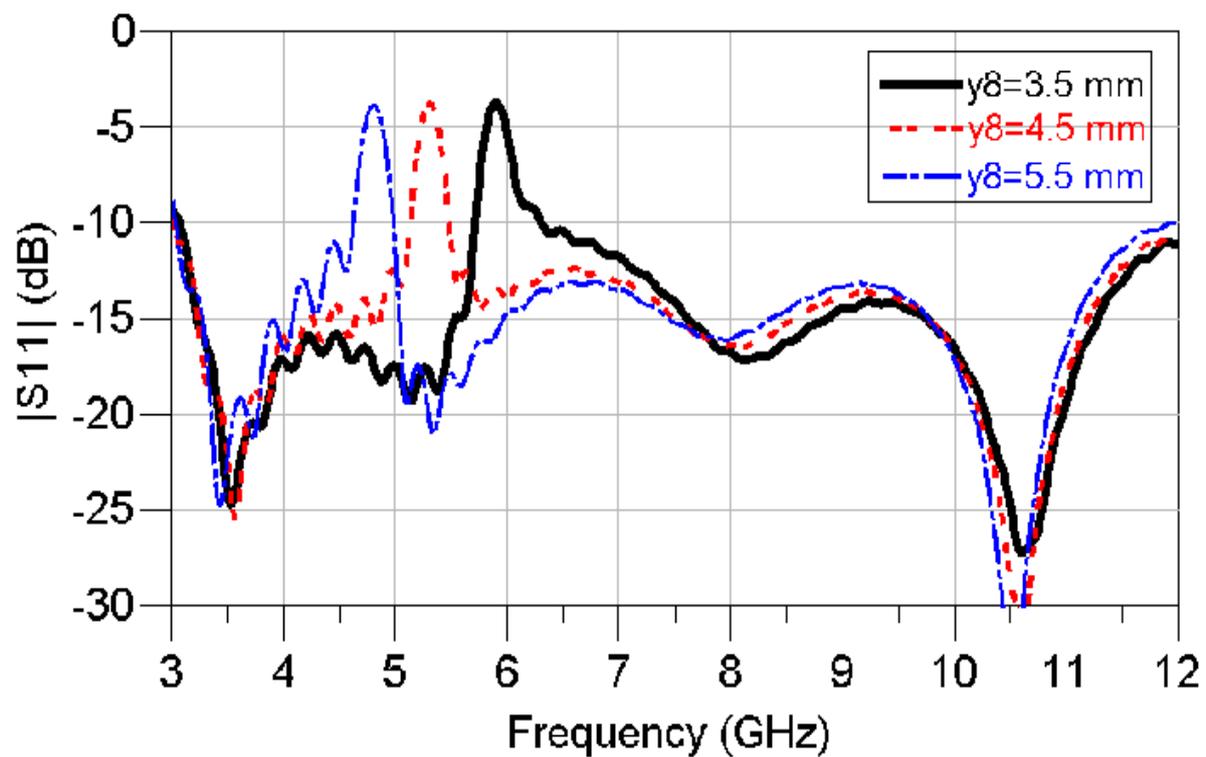


Figure 6: Simulated Reflection Coefficient for different values of the first notch filter length. $x_7=0.5$ mm and $y_7=27.2$ mm
224x134mm (96 x 96 DPI)

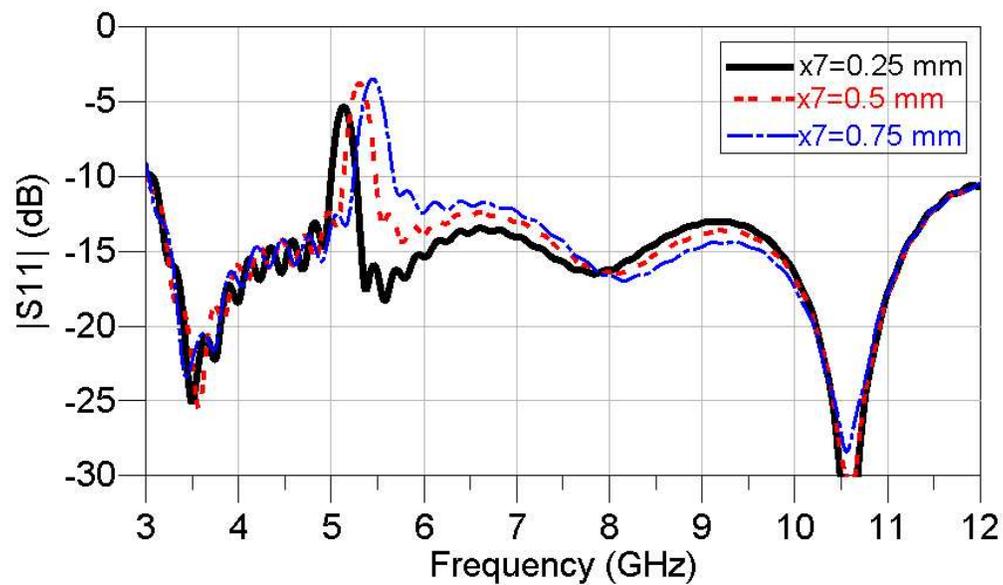


Figure 7: Simulated Reflection Coefficient for different values of the first notch filter width. $y_8=4.5$ mm and $y_7=27.2$ mm
224x132mm (96 x 96 DPI)

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60

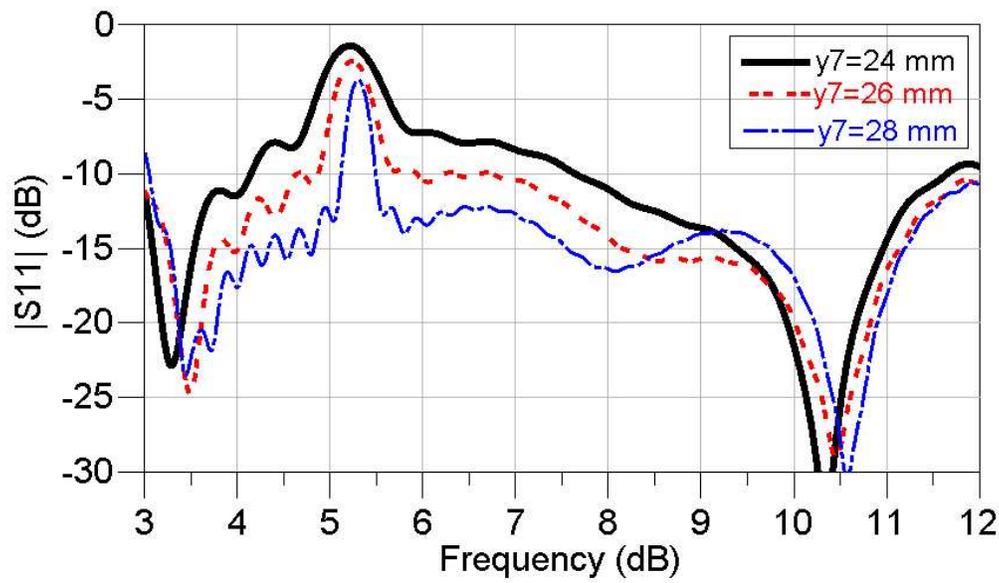


Figure 8: Simulated Reflection Coefficient for different values of the first slot position. $y_8=4.5$ mm and $x_7=0.5$ mm
224x130mm (96 x 96 DPI)

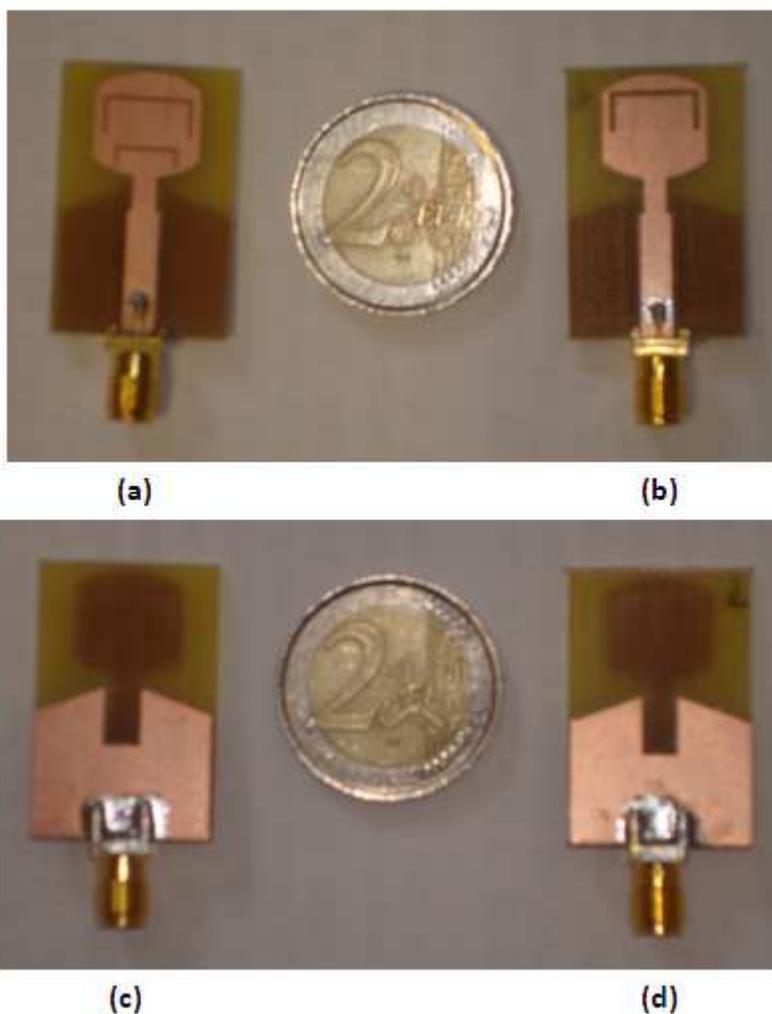


Figure 9: Photograph of the fabricated antennas prototype: (a) dual notched top view, (b) single notch top view, (c) dual notched bottom view and (d) single notch bottom view
108x135mm (96 x 96 DPI)

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60

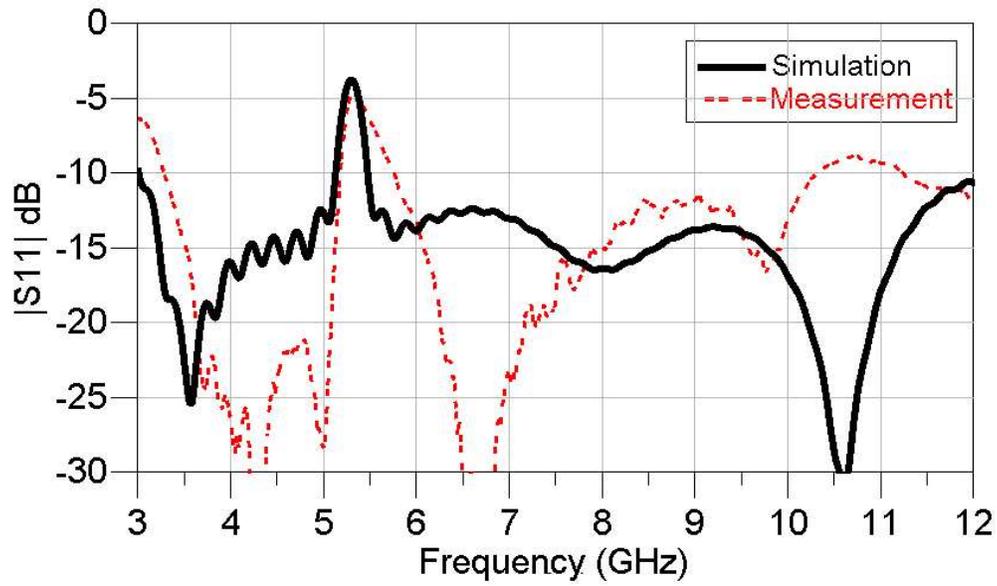


Figure 10: Simulated and Measured Reflection Coefficient of a single notched UWB antenna
223x132mm (96 x 96 DPI)

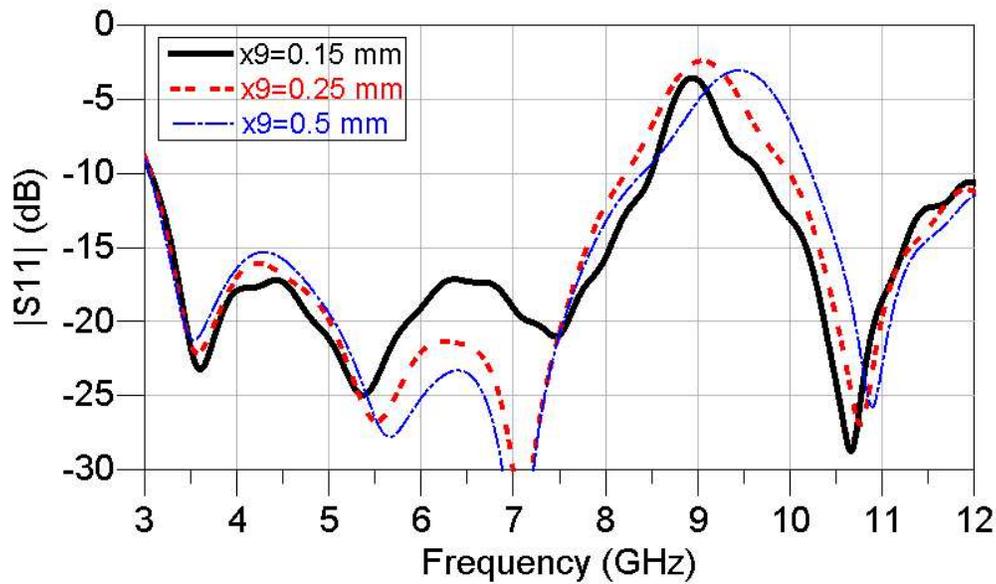


Figure 11: Simulated Reflection Coefficient for different values of the second notch filter width.
 y10=2 mm
 212x125mm (96 x 96 DPI)

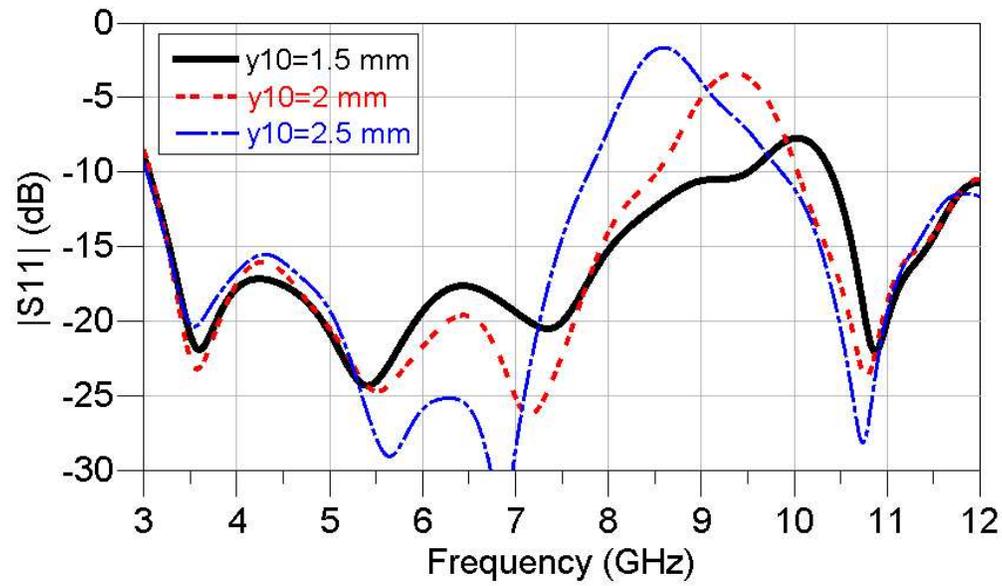


Figure 12: Simulated Reflection Coefficient for different values of the second notch filter length.
x9=0.5 mm
224x133mm (96 x 96 DPI)

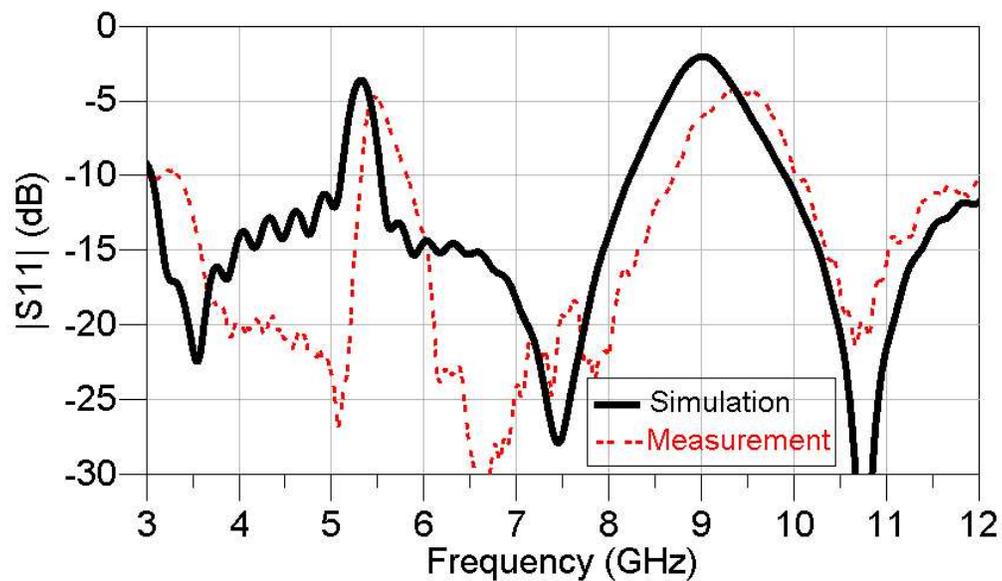


Figure 13: Simulated and Measured Reflection Coefficient of a dual notched UWB antenna 221x130mm (96 x 96 DPI)

Table 1: Optimized simple UWB antenna Parameters.

Parameter	x1	y1	x2	y2	x3	y3	x4
Value (mm)	20	31	3.6	14.5	2.6	4	8

Parameter	y4	x5	y5	y6	y11	y12
Value (mm)	7.93	4	8	3	14	6.5

For Peer Review

Table 2. Optimized dual notched UWB antenna Parameters

Parameter	x6	x7	y7	x8	y8	x9	y9	y10
Value (mm)	10	0.35	27.2	7	4.3	0.26	21.5	2.2

For Peer Review

Anexo D. Presupuesto

1. Ejecución Material

- Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 3.000 €
- Alquiler de impresora láser durante 6 meses 50 €
- Material de oficina 150 €
- Material de construcción..... 120 €
- Construcción 250 €
- Total de ejecución material..... 3.570 €

2. Gastos generales

- 16 % sobre Ejecución Material 512 €

3. Beneficio Industrial

- 6 % sobre Ejecución Material 192 €

4. Honorarios Proyecto

- 880 horas a 15 € / hora..... 13.200 €

5. Material fungible

- Gastos de impresión..... 60 €
- Encuadernación..... 200 €

6. Subtotal del presupuesto

- Subtotal Presupuesto..... 17.030 €

7. I.V.A. aplicable

- 18% Subtotal Presupuesto 3.065,4 €

8. Total presupuesto

- Total Presupuesto..... 20.095,4 €

Madrid, Marzo de 2011

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Jorge Cámara Fernández
Ingeniero Superior de Telecomunicación

Anexo E. Pliego de condiciones

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de un sistema de comunicaciones inalámbricas UWB. 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 partidaalzada 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.