

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

**DISEÑO DE ANTENAS DE TIPO RESONADOR DIELECTRICO
(DRAS) PARA BANDAS WIFI**

Ingeniería de Telecomunicación

Nerea Ojembarrena Salazar

Diciembre 2013

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

**DISEÑO DE ANTENAS DE TIPO RESONADOR DIELECTRICO
(DRAS) PARA BANDAS WIFI**

Ingeniería de Telecomunicación

Nerea Ojembarrena Salazar

Diciembre 2013

DISEÑO DE ANTENAS DE TIPO RESONADOR DIELECTRICO (DRAS) PARA BANDAS WIFI

AUTOR: Nerea Ojembarrena Salazar

TUTOR: Juan Córcoles Ortega

PONENTE: Jorge A. Ruiz Cruz



Grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)

Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Diciembre de 2013

Resumen

Este proyecto aborda un estudio sobre las características de las antenas de tipo resonador dieléctrico, haciendo especial hincapié en el diseño de este tipo de antenas con geometría cilíndrica. En concreto se han realizado cuatro diseños para su utilización en aplicaciones que trabajan en las distintas bandas de WiFi.

Para conseguir los diseños que reúnan los mejores resultados en cuanto a adaptación y diagrama de radiación, inicialmente se han calculado los parámetros teóricos de forma analítica para posteriormente realizar los ajustes de estos parámetros mediante distintas simulaciones. En estas simulaciones se ha visto tanto el efecto de variar las dimensiones del cilindro en cuanto a radio, altura y relación de aspecto como el efecto de variar la posición y las dimensiones de la alimentación de la antena. Además se han utilizado materiales de fabricación con distintas características, limitaciones y costes.

Finalmente, se ha llevado a cabo la construcción de un prototipo de una antena de tipo resonador dieléctrico cilíndrica en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior (EPS). Para ello se ha utilizado un material de bajo coste y según las medidas realizadas sobre el prototipo, la antena resultante tiene buenas características tanto de adaptación como de diagramas de radiación, resultando así una antena de tamaño y coste reducido y que resulta ser una buena candidata para comunicaciones inalámbricas.

Abstract

This current project deals with the study of dielectric resonator type antenna characteristics, particularly emphasizing the design of cylindrical geometry antennas. Four different designs have been specifically made for their use in applications running at different WiFi bands.

In order to get the best results in terms of matching and radiation diagrams, the theoretical parameters have been first calculated analytically, and then the parameters have been adjusted with the help of several simulations. During these simulations the effect of varying both the dimensions of the cylinder, such as radius, height and aspect ratio, as well as the effect of changing the position and dimensions of the antenna feed have been studied. Additionally, different fabrication materials have been used, with different characteristics, limitations and costs.

Finally, the construction of a prototype of a cylindrical dielectric resonator has been carried out in the facilities of the Escuela Politecnica Superior (EPS). A low-cost material have been used for it and, according to the measurement done on the prototype, the resulting antenna shows good characteristics in terms of both matching and radiation diagram, resulting hence in an antenna of reduced size and cost, that can be a proper candidate for wireless communications.

Agradecimientos

En primer lugar, quiero agradecer a Juan el esfuerzo realizado durante el desarrollo del proyecto, especialmente por la gran dedicación a la hora de resolver dudas y realizar las correcciones sobre el mismo, permitiéndome aprender de su experiencia. También me gustaría agradecerles a José Luis y a Pablo su gran ayuda en el proceso de fabricación y medidas de la antena y al resto de los miembros del RFCAS por hacer que la estancia en el laboratorio sea tan agradable.

Gracias a los compañeros de universidad, que han acabado convirtiéndose en muy buenos amigos. Recuerdo muchos momentos de risas con vosotros, especialmente en los momentos de mayor estrés en los laboratorios. Sin vosotros los días en la universidad habrían sido mucho más largos.

Gracias a mis amigos de toda la vida por ayudarme a desconectar en los momentos en que era necesario y por las juergas. Especialmente a María, Marta y Sofía por enviarme mensajes de ánimo con emoticonos felices siempre que lo he necesitado y por las noches de chicas.

Especialmente quiero agradecerle a mi padre por inculcarme los valores de progreso y perfección, a mi madre, la persona más optimista que conozco, por siempre hacerme ver el lado positivo de las cosas y a mi hermano por hacerme ver que hay que disfrutar de la vida al máximo en cada momento. Gracias por creer en mí más incluso de lo que yo creo. Siempre me habéis dado todo lo que he necesitado y más.

Gracias al resto de mi familia, que aunque nos separe la distancia siempre están ahí, sobre todo a mis abuelas por ponerme una velita cada día que he tenido examen.

Por encima de todo, gracias a Jaime por ser mi compañero de viaje todos estos años, por su apoyo y dedicación constante, por hacerme reír siempre, por escucharme en todo momento y por sus buenos consejos. Has hecho que éstos, sean los mejores años.

Gracias a todos vosotros porque sin vosotros no habría podido dar este paso tan importante.

*Nerea Ojembarrena Salazar
Diciembre 2013*

INDICE DE CONTENIDOS

Resumen	v
Abstract.....	vi
1 Introducción.....	1
1.1 Motivación	1
1.2 Objetivos	2
1.3 Organización de la memoria.....	2
2 Introducción a los sistemas de comunicación WiFi.....	5
2.1 Introducción a las redes inalámbricas.....	5
2.2 La tecnología WiFi	7
2.3 Configuraciones de red.	9
2.4 Características	10
2.5 El transceptor WiFi	12
3 Fundamentos teóricos de antenas.....	13
3.1 Introducción	13
3.2 Parámetros de antenas	13
3.2.1 Impedancia y eficiencia.....	13
3.2.2 Intensidad de radiación.....	14
3.2.3 Diagrama de radiación.....	16
3.2.4 Directividad	17
3.2.5 Polarización	17
3.2.6 Ancho de banda.....	18
4 Antenas de tipo resonador dieléctrico	20
4.1 Introducción	20
4.2 Ventajas de las DRAs.....	20
4.3 Tipos de DRAs	22
4.3.1 DRAs cilíndricas.....	22
4.3.2 DRAs semiesféricas	23
4.3.3 DRAs rectangulares.....	23
4.4 Técnicas de alimentación de DRAs	24
4.4.1 Acoplamiento por apertura.....	24
4.4.2 Sonda coaxial.....	25
4.4.3 Línea microstrip directa.....	25
5 Modelos de análisis de DRAs cilíndricas.....	26
5.1 Modelo de cavidad.....	26
5.1.1 Solución analítica	27
5.1.2 Solución numérica	31
5.2 Modelo de onda completa.....	31
6 Diseño en la banda de 2,4 GHz	34
6.1 Características del material.....	34
6.2 Pre diseño	35
6.2.1 Solución analítica	35

6.2.2 Solución numérica del modelo de cavidad	35
6.2.3 Método de onda completa	37
6.3 Ajuste del radio del cilindro	40
6.3.1 Solución analítica	40
6.3.2 Solución numérica del modelo de cavidad	41
6.3.3 Método de onda completa	41
6.4 Ajuste de la relación de aspecto	43
6.4.1 Resultados analíticos	43
6.4.2 Resultados numéricos del modelo de cavidad	44
6.4.3 Método de onda completa	45
6.5 Efecto de variar el plano de masa	49
6.6 Efecto de incluir tolerancias mecánicas y dieléctricas	53
6.7 Efecto de incluir pérdidas del dieléctrico	54
6.8 Radiación de modos superiores a otras frecuencias de resonancia	55
6.9 Ajuste de la frecuencia de resonancia a la banda WiFi	59
7 Diseño en la banda de 5 GHz	62
7.1 Pre diseño	62
7.1.1 Solución analítica	62
7.1.2 Solución numérica del modelo de cavidad	63
7.1.3 Método de onda completa	64
7.2 Ajuste del radio del cilindro	66
7.2.1 Solución analítica	66
7.2.2 Solución numérica del modelo de cavidad	67
7.2.3 Método de onda completa	67
7.3 Efecto de variar el plano de masa	71
8 Diseño en la banda dual de 2,4 y 5 GHz	74
8.1 Cálculo de modos en el cilindro	74
8.1.1 Solución analítica	74
8.1.2 Solución numérica del modelo de cavidad	76
8.2 Método de onda completa	79
9 Diseño, construcción y medidas para la banda de 5 GHz	85
9.1 Características del material	85
9.2 Pre diseño	86
9.2.1 Resultados analíticos	86
9.2.2 Resultados numéricos	87
9.2.3 Método de onda completa	87
9.3 Efecto de utilizar un plano de masa finito	89
9.4 Mejora del diagrama de radiación	90
9.4.1 Ajuste de la longitud del coaxial	91
9.4.2 Ajuste de la posición del coaxial	92
9.5 Estudio de limitar el coaxial en el interior del cilindro	93
9.5.1 Ajuste de las dimensiones del cilindro	94
9.5.2 Ajuste de la relación de aspecto del cilindro	97
9.6 Efecto de variar el plano de masa	99

9.7 Diseño de construcción	102
9.7.1 Diseño con mejor adaptación	105
9.7.2 Diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación ..	107
9.7.3 Efecto de incluir pérdidas del dieléctrico	112
9.7.4 Efecto de introducir aire entre capas de dieléctrico.....	115
9.8 Construcción de la DRA.....	118
9.9 Medidas de los parámetros de la DRA	121
9.9.1 Medidas de adaptación de la DRA.....	122
9.9.2 Medidas del diagrama de radiación de la DRA	123
9.9.3 Medidas de ganancia	125
9.10 Re simulación del diseño.....	126
10 Conclusiones y trabajo futuro.....	130
10.1 Conclusiones	130
10.2 Trabajo futuro	130
Referencias.....	132
Anexos.....	I
A Planos	I
Placa de fibra de vidrio.....	II
Disco superior de dieléctrico $C\epsilon_r-10$	III
Disco inferiores de dieléctrico $C\epsilon_r-10$	III
B Dimensiones de los discos de dieléctrico disponibles por el fabricante	IV
C Diagramas de radiación con plano de masa infinito del resto de modos en el diseño a 2,4 GHz	V
D Presupuesto	VIII
E Pliego de condiciones	XV

INDICE DE FIGURAS

Figura 2-1: Tecnologías inalámbricas	6
Figura 2-2: Espectro bandas WiFi	9
Figura 2-3: Configuración Ad Hoc	10
Figura 2-4: Configuración infraestructura.....	10
Figura 2-5: Configuración infraestructura.....	12
Figura 3-1: Sistema de coordenadas esférico.....	15
Figura 3-2: Diagramas de radiación en coordenadas polares (izquierda) y coordenadas cartesianas (derecha)	16
Figura 3-3: Polarización lineal (izquierda), polarización circular (centro) y polarización elíptica (derecha)	18
Figura 4-1: DRAs de distintas formas	22
Figura 4-2: Sistema de coordenadas de una DRA cilíndrica.....	22
Figura 4-3: Sistema de coordenadas de una DRA semiesférica	23
Figura 4-4: Sistema de coordenadas de una DRA rectangular	24

Figura 4-3: Acoplamientos por apertura.....	24
Figura 4-4: Alimentación por coaxial	25
Figura 4-5: Alimentación por línea microstrip	25
Figura 5-1: DRA cilíndrico bajo análisis	27
Figura 5-2: Relación entre los modos de un resonador aislado de altura $2H$ y un resonador de altura H situado sobre plano metálico.	27
Figura 5-3: Diagramas de radiación de $E\theta$ para $\phi = 0^\circ$ y $E\phi$ para $\phi = 90^\circ$	30
Figura 5-4: Simulación considerando plano infinito de masa	32
Figura 5-5: Simulación de CST aprovechando simetría en el plano XZ.....	33
Figura 6-1: Rango de frecuencias para distintos materiales de Trans-Tech.....	34
Figura 6-2: Características del material.....	34
Figura 6-3: Diagramas de radiación normalizados a 2,4080 GHz	35
Figura 6-4: Frecuencias de los modos generados en el interior de un cilindro de $a = 10,7$ mm y $d = 6,5$ mm	36
Figura 6-5: Campo eléctrico del modo fundamental en el interior de un cilindro de $a = 10,7$ mm y $d = 6,5$ mm	36
Figura 6-6: Campo magnético del modo fundamental en el interior de un cilindro de $a = 10,7$ mm y $d = 6,5$ mm	37
Figura 6-7: Parámetros utilizados en la simulación para 2,4 GHz	37
Figura 6-8: Parámetro S11 para $l = 2; 3; 4,5; 6$ mmy $\rho = 8$ mm	38
Figura 6-9: Parámetro S11 para $l = 4,7; 4,8; 4,9; 5; 5,1; 5,2$ mmy $\rho = 8$ mm	38
Figura 6-10: Diagramas de radiación para para $l = 4,9$ mm y $\rho = 8$ mm	39
Figura 6-11: Parámetro S11 para $l = 4,9$ mm y $\rho = 5; 7; 9; 11; 13$ mm	39
Figura 6-12: Parámetro S11 para $l = 4,9$ mmy $\rho = 8,2$ mm.....	40
Figura 6-13: Frecuencias de los modos generados en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 7$ mm	41
Figura 6-14: Parámetro S11 para $l = 4,5; 4,6; 4,7; 4,8; 4,9; 5; 5,1; 5,2; 5,3; 5,4; 5,5$ mm y $\rho = 8$ mm	42
Figura 6-15: Parámetro S11 para $l = 5,2$ mmy $\rho = 8,2$ mm.....	42
Figura 6-16: Diagramas de radiación para para $l = 4,9$ mmy $\rho = 8,2$ mm	43
Figura 6-17: Diagramas de radiación normalizados a 2,2087GHz	44
Figura 6-18: Frecuencias de los modos generados en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm	44
Figura 6-19: Campo eléctrico del modo fundamental en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm	45
Figura 6-20: Campo eléctrico del modo fundamental en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm	45
Figura 6-21: Parámetro S11 para $l = 5; 5,1; 5,2; 5,3; 5,4$ mmy $\rho = 8,2$ mm	46
Figura 6-22: Parámetro S11 para $l = 5,2$ mmy $\rho = 8; 8,1; 8,2; 8,3; 8,4; 8,5; 8,6; 8,7$ mm	46
Figura 6-23: Parámetro S11 para $l = 5,2$ mm y $\rho = 8,5$ mm	47
Figura 6-24: Diagramas de radiación para para $l = 5,2$ mmy $\rho = 8,5$ mm	47
Figura 6-25: Parámetro S11 del diseño 3 sin simetría magnética	48
Figura 6-26: Valores de los parámetros obtenidos mediante simulación optimizada	48
Figura 6-27: Parámetro S11 obtenido mediante simulación optimizada	48

Figura 6-28: Parámetro S11 obtenido para simulación con plano de masa de lado $g = 25; 50; 75; 100; 125; 150$ mm	49
Figura 6-29: Diagramas de radiación para $g = 150$ mm	50
Figura 6-30: Diagramas de radiación para $g = 125$ mm	50
Figura 6-31: Diagramas de radiación para $g = 100$ mm	51
Figura 6-32: Diagramas de radiación para $g = 75$ mm	51
Figura 6-33: Diagramas de radiación para $g = 50$ mm	52
Figura 6-34: Diagramas de radiación para $g = 25$ mm	52
Figura 6-35: Parámetro S11 para $\epsilon r = 35$ y radios $a = 11,4808$ y $11,502$ mm.....	53
Figura 6-36: Parámetro S11 para $\epsilon r = 36$ y radios $a = 11,4808$ y $11,502$ mm.....	54
Figura 6-37: Parámetro S11 para $\epsilon r = 37$ y radios $a = 11,4808$ y $11,502$ mm.....	54
Figura 6-38: Parámetro S11 con pérdidas dieléctricas	55
Figura 6-39: Diagramas de radiación con pérdidas dieléctricas.....	55
Figura 6-40: Campo eléctrico del segundo modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm	56
Figura 6-41: Campo eléctrico del tercer modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm	56
Figura 6-42: Campo eléctrico del cuarto modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm	56
Figura 6-43: Campo eléctrico del quinto modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm	57
Figura 6-44: Campo eléctrico del sexto modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm	57
Figura 6-45: Campo eléctrico del séptimo modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm	57
Figura 6-46: Campo eléctrico del octavo modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm	58
Figura 6-47: Campo eléctrico del noveno modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm	58
Figura 6-48: Campo eléctrico del décimo modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm	58
Figura 6-49: Frecuencias de resonancia de los modos que se generan en el interior del cilindro	59
Figura 6-50: Canales disponibles en la banda WiFi de 2,4 GHz.....	60
Figura 6-51: Parámetro S11 de antena WiFi en la banda de 2,4 GHz.....	60
Figura 6-52 Diagramas de radiación de antena WiFi en la banda de 2,4 GHz	61
Figura 6-53: Directividad de antena WiFi en la banda de 2,4 GHz.....	61
Figura 7-1: Canales disponibles en la banda WiFi de 5 GHz.....	62
Figura 7-2: Diagramas de radiación normalizados a 5,4642 GHz	63
Figura 7-3: Frecuencias de los modos generados en el interior de un cilindro de $a = 4,7$ mm y $d = 2,8$ mm	63
Figura 7-4: Campo eléctrico del modo fundamental en el interior de un cilindro de $a = 4,7$ mm y $d = 2,8$ mm	64
Figura 7-5: Campo eléctrico del modo fundamental en el interior de un cilindro de $a = 4,7$ mm y $d = 2,8$ mm	64

Figura 7-6: Parámetro S11 para $l = 1$ mmy $\rho = 0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3; 3,5; 4; 4,5; 5$ mm	65
Figura 7-7: Parámetro S11 para $l = 2$ mmy $\rho = 0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3; 3,5; 4; 4,5; 5$ mm	65
Figura 7-8: Parámetro S11 para $l = 3$ mmy $\rho = 0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3; 3,5; 4; 4,5; 5$ mm	65
Figura 7-9: Parámetro S11 para $l = 4$ mmy $\rho = 0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3; 3,5; 4; 4,5; 5$ mm	66
Figura 7-10: Parámetro S11 para $l = 5$ mmy $\rho = 0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3; 3,5; 4; 4,5; 5$ mm	66
Figura 7-11: Diagramas de radiación normalizados a 4,9388 GHz	67
Figura 7-12: Frecuencias de los modos generados en el interior de un cilindro de $a = 5,2$ mm y $d = 3,1$ mm	67
Figura 7-13: Parámetro S11 para $l = 1$ mmy $\rho = 0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3; 3,5; 4; 4,5; 5$ mm	68
Figura 7-14: Parámetro S11 para $l = 2$ mmy $\rho = 0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3; 3,5; 4; 4,5; 5$ mm	68
Figura 7-15: Parámetro S11 para $l = 2,5$ mmy $\rho = 0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3; 3,5; 4; 4,5; 5$ mm.....	68
Figura 7-16: Parámetro S11 para $l = 3$ mmy $\rho = 0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3; 3,5; 4; 4,5; 5$ mm	69
Figura 7-17: Parámetro S11 para $l = 4$ mmy $\rho = 0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3; 3,5; 4; 4,5; 5$ mm	69
Figura 7-18: Parámetro S11 para $l = 5$ mmy $\rho = 0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3; 3,5; 4; 4,5; 5$ mm	69
Figura 7-19: Parámetro S11 para $l = 2,5$ mmy $\rho = 3; 3,1; 3,2; 3,3$ mm	70
Figura 7-20: Parámetro S11 para $l = 2; 2,1; 2,2; 2,3; 2,4; 2,5; 2,6; 2,7; 2,8; 2,9; 3$ mmy $\rho = 3,3$ mm	70
Figura 7-21: Parámetro S11 para $l = 2,4$ mmy $\rho = 3,3$ mm.....	70
Figura 7-22: Diagramas de radiación para $l = 2,4$ mmy $\rho = 3,3$ mm	71
Figura 7-23: Parámetro S11 obtenido para simulación con plano de masa de lado $g = 10; 20; 30; 40; 50$ mm	71
Figura 7-24: Parámetro S11 de antena WiFi en la banda de 5 GHz	72
Figura 7-25: Diagramas de radiación de antena WiFi en la banda de 5 GHz	72
Figura 7-26: Directividad de antena WiFi en la banda de 5 GHz	73
Figura 8-1: Campo eléctrico del modo fundamental	77
Figura 8-2: Campo eléctrico del modo 1	77
Figura 8-3: Campo eléctrico del modo 2	77
Figura 8-4: Campo eléctrico del modo 3	78
Figura 8-5: Campo eléctrico del modo 4	78
Figura 8-6: Campo eléctrico del modo 5	78
Figura 8-7: Campo eléctrico del modo 6	79
Figura 8-8: Parámetro S11 para $l = 5,4$ mm y $\rho = 9; 9,5; 10$ mm en la banda de 5 GHz	79
Figura 8-9: Parámetro S11 para $l = 5,4$ mm y $\rho = 9; 9,5; 10$ mm en la banda de 2,4 GHz.....	80
Figura 8-10: Parámetro S11 para $l = 5$ mm y $\rho = 9; 9,5; 10$ mm en la banda de 5 GHz	80
Figura 8-11: Parámetro S11 para $l = 5$ mm y $\rho = 9; 9,5; 10$ mm en la banda de 2,4 GHz.....	80
Figura 8-12: Parámetro S11 para $l = 6$ mm y $\rho = 5,5; 6,5; 7,5; 8,5; 9,5$ mm en la banda de 5 GHz	81
Figura 8-13: Parámetro S11 para $l = 6$ mm y $\rho = 5,5; 6,5; 7,5; 8,5; 9,5$ mm en la banda de 2,4 GHz	81
Figura 8-14: Parámetro S11 para antena dual en la banda de 5 GHz	82
Figura 8-15: Parámetro S11 para antena dual en la banda de 2,4 GHz.....	82
Figura 8-16: Diagramas de radiación para antena dual en la banda de 2,4 GHz	82
Figura 8-17: Diagramas de radiación para antena dual en la banda de 5 GHz.....	83
Figura 8-18: Directividad para antena dual en la banda de 2,4 GHz.....	83
Figura 8-19: Directividad para antena dual en la banda de 5 GHz	83
Figura 9-1: Diagramas de radiación normalizados a 5,4467 GHz	86

Figura 9-2: Frecuencias de los modos generados en el interior de un cilindro de $a = 8,88$ mm y $d = 5,32$ mm	87
Figura 9-3: Parámetro S11 para $l = 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10; 11; 12; 13; 14$ mm	87
Figura 9-4: Parámetro S11 para $l = 12,3$ mm y $\rho = 4; 5; 6; 7; 8$ mm.....	88
Figura 9-5: Parámetro S11 para $l = 12,3$ mm y $\rho = 7,9$ mm.....	88
Figura 9-6: Diagramas de radiación para $l = 12,3$ mm y $\rho = 7,9$ mm	89
Figura 9-7: Parámetro S11 para $l = 12,3$ mm y $\rho = 7,9$ mm con plano de masa de 150 mm de lado	89
Figura 9-8: Diagramas de radiación para $l = 12,3$ mm y $\rho = 7,9$ mm con plano de masa de 150 mm de lado	90
Figura 9-9: Parámetro S11 para $l = 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10; 11; 12; 13$ mm y $\rho = 7,9$ mm	91
Figura 9-10: Parámetro S11 para $l = 11$ mm y $\rho = 7,9$ mm.....	92
Figura 9-11: Diagramas de radiación para $l = 11$ mm y $\rho = 7,9$ mm	92
Figura 9-12: Parámetro S11 para $l = 11$ mm y $\rho = 4; 5; 6; 7; 8$ mm.....	92
Figura 9-12: Parámetro S11 para $l = 11$ mm y $\rho = 6$ mm	93
Figura 9-13: Parámetro S11 para $l = 1$ mm y $\rho = 3; 3,5; 4; 4,5; 5; 5,5; 6; 6,5; 7; 7,5; 8; 8,5$ mm	93
Figura 9-14: Parámetro S11 para $l = 3$ mm y $\rho = 3; 3,5; 4; 4,5; 5; 5,5; 6; 6,5; 7; 7,5; 8; 8,5$ mm	94
Figura 9-15: Parámetro S11 para $l = 5$ mm y $\rho = 3; 3,5; 4; 4,5; 5; 5,5; 6; 6,5; 7; 7,5; 8; 8,5$ mm	94
Figura 9-16: Parámetro S11 para $l = 1$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10$ mm	95
Figura 9-17: Parámetro S11 para $l = 2$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10$ mm	95
Figura 9-18: Parámetro S11 para $l = 3$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10$ mm	96
Figura 9-19: Parámetro S11 para $l = 4$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10$ mm	96
Figura 9-20: Parámetro S11 para $l = 5$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10$ mm	96
Figura 9-21: Parámetro S11 para $l = 6$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10$ mm	97
Figura 9-22: Parámetro S11 para $ad = 1,65$, $l = 5$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9$ mm	98
Figura 9-23: Parámetro S11 para $a/d = 1,67$, $l = 5$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9$ mm	98
Figura 9-24: Parámetro S11 para $a/d = 1,7$, $l = 5$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9$ mm	98
Figura 9-25: Parámetro S11 para $a/d = 1,8$, $l = 5$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9$ mm	99
Figura 9-26: Parámetro S11 para un plano de masa de $g = 50; 100; 150; 200; 250$ mm.....	99
Figura 9-27: Diagramas de radiación para un plano de masa de $g = 200$ mm	100
Figura 9-28: Directividad para un plano de masa de $g = 200$ mm.....	100
Figura 9-29: Diagramas de radiación para un plano de masa de $g = 50$ mm	101
Figura 9-30: Directividad para un plano de masa de $g = 50$ mm	101
Figura 9-31: Parámetro S11 para un plano de masa de $g = 50$ mm	101
Figura 9-32: Modelo de construcción.....	102
Figura 9-33: Parámetro S11 con los nuevos elementos	102
Figura 9-34: Diagramas de radiación con los nuevos elementos	103
Figura 9-35: Directividad con los nuevos elementos	103
Figura 9-36: Parámetro S11 para 30 líneas por longitud de onda	104
Figura 9-37: Diagramas de radiación para 30 líneas por longitud de onda	104
Figura 9-38: Directividad para 30 líneas por longitud de onda.....	104
Figura 9-39: Parámetro S11 para $\rho = 7; 7,1; 7,2; 7,3; 7,4; 7,5; 7,6; 7,7; 7,8; 7,9; 8$ mm	105

Figura 9-40: Parámetro S11 para $l = 11; 11,1; 11,2; 11,3; 11,4; 11,5; 11,6; 11,8; 11,9; 12$ mm y $\rho = 7,1$ mm	105
Figura 9-41: Parámetro S11 para $l = 12; 12,1; 12,2; 12,3; 12,4; 12,5; 12,6; 12,7; 12,8; 12,9; 13$ mm y $\rho = 7,1$ mm	106
Figura 9-42: Parámetro S11 para diseño con mejor adaptación a 5,44 GHz	106
Figura 9-43: Diagramas de radiación para diseño con mejor adaptación a 5,44 GHz	107
Figura 9-44: Diagramas de radiación para diseño con mejor adaptación a 5,44 GHz	107
Figura 9-45: Parámetro S11 para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación.....	108
Figura 9-46: Diagramas de radiación para diseño compromiso entre adaptación y diagrama de radiación.....	108
Figura 9-47: Directividad para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación.....	109
Figura 9-48: Parámetro S11 para diseño con mejor adaptación sin simetría magnética.....	109
Figura 9-49: Parámetro S11 para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación sin simetría magnética	110
Figura 9-50: Diagramas de radiación para diseño con mejor adaptación sin simetría magnética	110
Figura 9-51: Diagramas de radiación para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación sin simetría magnética.....	111
Figura 9-52: Directividad para diseño con mejor adaptación sin simetría magnética.....	111
Figura 9-53: Directividad para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación sin simetría magnética	111
Figura 9-54: Pérdidas en el C ϵ R-10 para cada frecuencia	112
Figura 9-55: Parámetro S11 para diseño con mejor adaptación con pérdidas del dieléctrico	112
Figura 9-56: Parámetro S11 para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación con pérdidas del dieléctrico.....	113
Figura 9-57: Diagramas de radiación para diseño con mejor adaptación con pérdidas del dieléctrico	113
Figura 9-58: Diagramas de radiación para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación con pérdidas del dieléctrico	114
Figura 9-59: Directividad para diseño con mejor adaptación con pérdidas del dieléctrico	114
Figura 9-60: Directividad para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación con pérdidas del dieléctrico.....	114
Figura 9-61: Simulación con capas de aire entre discos de dieléctrico	115
Figura 9-62: Parámetro S11 para diseño con mejor adaptación con capas de aire entre dieléctrico	115
Figura 9-63: Parámetro S11 para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación con capas de aire entre dieléctrico.....	116
Figura 9-64: Diagramas de radiación para diseño con mejor adaptación con capas de aire entre dieléctrico	116
Figura 9-65: Diagramas de radiación para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación con capas de aire entre dieléctrico	117
Figura 9-66: Directividad para diseño con mejor adaptación con capas de aire entre dieléctrico ...	117
Figura 9-67: Directividad para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación con capas de aire entre dieléctrico.....	117
Figura 9-68: Máquina LPFK ProMat S100	118
Figura 9-69: Capas de dieléctrico inferiores del cilindro (izquierda) y capa superior (derecha).....	119
Figura 9-70: Conector (izquierda) y cable coaxial (derecha)	119
Figura 9-71: Placa de aluminio	120

Figura 9-72: Proceso de soldadura.....	120
Figura 9-73: DRA cilíndrica construida	121
Figura 9-74: DRA fijada en estructura móvil de la cámara anecoica.....	121
Figura 9-75: Antena receptora fijada en estructura fija de la cámara anecoica.....	122
Figura 9-76: Analizador de redes	122
Figura 9-77: Parámetro S11 de la DRA.....	123
Figura 9-78: Diagrama de radiación normalizado para $\varnothing = 0^\circ$	123
Figura 9-79: Diagrama de radiación normalizado para $\varnothing = 90^\circ$	124
Figura 9-80: Diagrama de radiación normalizado para $\varnothing = 0^\circ$ a distintas frecuencias.....	124
Figura 9-81: Diagrama de radiación normalizado para $\varnothing = 90^\circ$ a distintas frecuencias.....	125
Figura 9-82: Ganancia de la DRA respecto a la frecuencia	125
Figura 9-83: Imperfecciones de fabricación	126
Figura 9-84: Parámetro S11 medido (en azul) y simulado (en rosa).....	127
Figura 9-85: Diagrama de radiación copolar normalizado $\varnothing = 0^\circ$ de la DRA	127
Figura 9-86: Diagrama de radiación contrapolar normalizado $\varnothing = 0^\circ$ de la DRA	128
Figura 9-87: Diagrama de radiación copolar normalizado $\varnothing = 90^\circ$ de la DRA	128
Figura 9-88: Diagrama de radiación contrapolar normalizado $\varnothing = 90^\circ$ de la DRA	129

INDICE DE TABLAS

Tabla 2-1: Tabla comparativa de las tecnologías WPAN, WLAN y WMAN	7
Tabla2-2: Evolución de los estándares 802.11	8
Tabla 6-1: Constantes dieléctricas de la serie 8300.....	53
Tabla 8-1: Frecuencias de los modos TE que se generan en un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,8$ mm	75
Tabla8-2: Frecuencias de los modos TM que se generan en un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,8$ mm	76
Tabla 9-1: Propiedades del material C ϵr -10 de Taconic	85
Tabla 9-2: Dimensiones disponibles del material C ϵr -10 de Taconic	86
Tabla 9-3: Efecto de variar la longitud y la posición del coaxial.....	91

1 Introducción

1.1 Motivación

Debido a la continua evolución de las diferentes tecnologías, los usuarios de las redes inalámbricas son cada vez más exigentes en cuanto a la calidad, la rapidez, el coste y la apariencia de los productos que contratan. De esta forma, el diseño y la innovación han pasado a tener una gran importancia en el mundo actual. Dentro de las tecnologías existentes en la actualidad, una de las más extendidas es la WiFi, que ha pasado a formar parte de cada vez más hogares, oficinas, edificios públicos, restaurantes, ... Además es sabido que uno de los elementos indispensables para que se produzca la transmisión y recepción de señales de WiFi es la antena.

En concreto en este proyecto, se ha querido realizar el diseño de antenas WiFi que cumplan con los requerimientos de la sociedad actual, buscando especialmente el ofrecer unas buenas características, con un tamaño reducido y por supuesto con bajo coste.

A la hora de elegir el tipo de antena a diseñar, se vio que sería una opción interesante estudiar las antenas de tipo resonador dieléctrico puesto que sus buenas propiedades como antena han sido descubiertas hace relativamente poco tiempo y por lo tanto no se han realizado muchos estudios al respecto. Siendo así, un orgullo el contribuir a dar los primeros pasos en el diseño de este tipo de antenas en la escuela. Las antenas de tipo Resonador Dieléctrico, también son llamadas por su acrónimo en inglés DRAs (*Dielectric Resonator Antennas*).

Una de las mayores motivaciones para la realización de este proyecto ha sido la posibilidad de construir finalmente un prototipo de una DRA, permitiendo así vivir el proceso completo, desde los cálculos teóricos de las propiedades de la antena, hasta experimentar en la práctica las características que es capaz de ofrecer. Además de obtener una idea más concreta de las dificultades que pueden surgir al llevar un diseño a la realidad y de sus posibles soluciones.

1.2 Objetivos

El objetivo principal de este proyecto es realizar un estudio de las distintas técnicas de diseño de DRAs y de las configuraciones y geometrías más usuales, para posteriormente llevar a cabo diseños reales a las frecuencias de un sistema de comunicaciones WiFi. Posteriormente se llevará a cabo la construcción de alguno de los diseños más óptimos encontrados.

De cara a formar parte de un sistema de comunicaciones real, en el diseño de DRAs se tendrán en cuenta aspectos relevantes como la ganancia, el ancho de banda y la eficiencia de radiación de la antena [1]-[3]. En el caso de los DRAs, para ajustar estos parámetros se requieren conocimientos de la distribución del campo del modo deseado y del método de alimentación necesario para excitar dicho modo [4]-[14]. De esta forma, según el tipo de excitación que se utilice, las dimensiones, la posición de la alimentación, o la constante de permitividad dieléctrica del material con que esté fabricada, entre otros, se puede conseguir una antena de bajo perfil con un ancho de banda aceptable y una buena eficiencia a frecuencias relativamente altas (por encima de 1 GHz) adecuada para formar parte de un proyecto de sistema de comunicaciones inalámbrico. A la hora de considerar el diseño de estas antenas, un factor fundamental que se tendrá en cuenta será que los materiales con que ésta pueda ser fabricada sean de fácil acceso en el mercado y con precios asequibles.

1.3 Organización de la memoria

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- **Capítulo 2:** Incluye una pequeña introducción a los sistemas WiFi en el que se indican las características de esta tecnología, los elementos principales de los que se compone una red WiFi y las bandas de frecuencia que utiliza.
- **Capítulo 3:** Este capítulo introduce las funcionalidades de las antenas y resume los principales parámetros que se utilizan para analizar sus características.
- **Capítulo 4:** Ofrece una visión general sobre las características de las antenas de tipo resonador dieléctrico, en sus distintas geometrías y métodos de alimentación.
- **Capítulo 5:** Detalla los métodos utilizados para el análisis de antenas de tipo resonador dieléctrico.

- **Capítulo 6:** Muestra los resultados obtenidos durante la realización de un diseño de una DRA cilíndrica en la banda WiFi de 2,4 GHz con un material de la serie 8300 de Trans-Tech.
- **Capítulo 7:** Muestra los resultados obtenidos durante la realización de un diseño de una DRA cilíndrica en la banda WiFi de 5 GHz con un material de la serie 8300 de Trans-Tech.
- **Capítulo 8:** Muestra los resultados obtenidos durante la realización de un diseño de una DRA cilíndrica dual en las bandas WiFi de 2,4 y 5 GHz con un material de la serie 8300 de Trans-Tech
- **Capítulo 9:** Muestra los resultados obtenidos durante la realización de un diseño de una DRA cilíndrica en la banda WiFi de 5 GHz con el material $C\epsilon_r-10$ disponible en la EPS. También se indican los pasos realizados para llevar a cabo su construcción y las medidas realizadas.
- **Capítulo 10:** Resume el trabajo realizado durante la elaboración del proyecto así como las conclusiones obtenidas y las posibles líneas de investigación que se pueden llevar a cabo a partir de este estudio.

2 Introducción a los sistemas de comunicación WiFi

2.1 Introducción a las redes inalámbricas

Gracias a su bajo coste, estas redes de última generación han ido incorporándose con gran éxito al uso doméstico, de tal modo que en la actualidad es muy frecuente tener en cualquier hogar o empresa una red inalámbrica, con las mismas prestaciones y funcionalidad que ofrecen las cableadas.

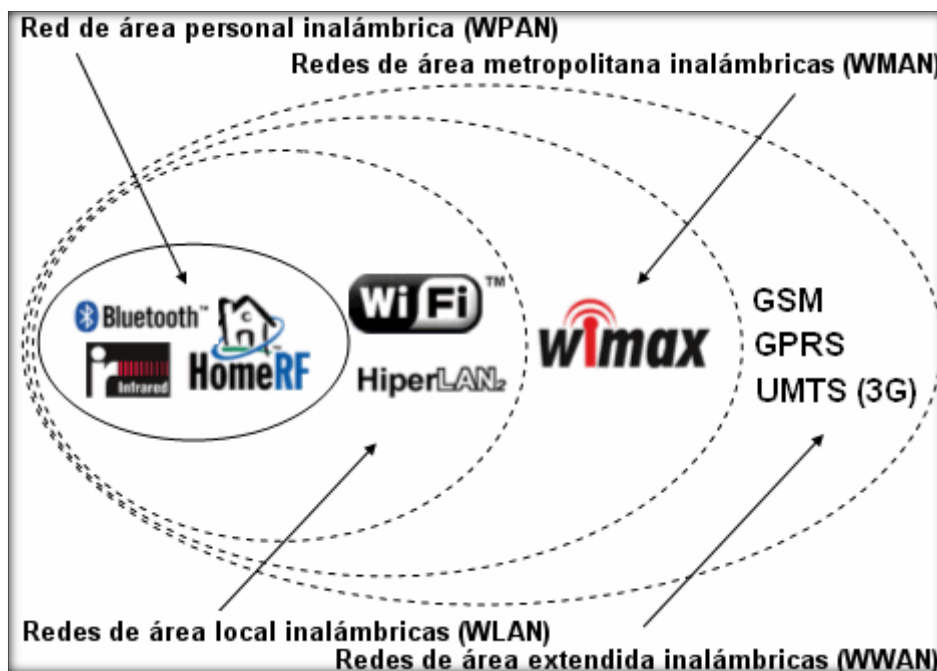
Podemos dividir las redes inalámbricas en cuatro grandes categorías, tomando como criterio de clasificación la cobertura que pueden alcanzar:

- **Redes inalámbricas de área personal o WPAN (*Wireless Personal Area Network*)**. Son aquellas que cubren distancias cortas. Debido a su poca cobertura, estas redes se utilizan para interconectar dispositivos que se encuentran muy próximos entre sí, como por ejemplo impresoras y teclados inalámbricos a un ordenador. Algunas tecnologías que se utilizan en este tipo de redes son bluetooth, DECT y los infrarrojos.
- **Redes inalámbricas de área local o WLAN (*Wireless Local Area Network*)**. Pueden tener un alcance de varios centenares de metros. Estas redes están pensadas para crear un entorno de red local entre ordenadores o terminales situados en un mismo edificio o grupos de edificios. Aunque WiFi es la tecnología más utilizada en este tipo de redes, también son de gran utilidad otras como homeRF e hiperLAN.
- **Redes inalámbricas de área metropolitana o WMAN (*Wireless Metropolitan Area Network*)**. Pretenden cubrir el área de una ciudad o entorno metropoli-

tano. Las tecnologías más usadas dentro de este tipo de redes son LMDS (*Local Multipoint Distribution Service*) y WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*).

- **Redes inalámbricas globales o WWAN (*Wireless Wide Area Network*).** Son los sistemas basados en telefonía móvil y pueden cubrir todo un país o incluso varios países. Estas redes se basan en la tecnología celular y han aparecido como evolución de las redes de comunicación de voz. Las tecnologías WWAN se conocen también como sistemas de segunda generación (2G), o los actuales sistemas de tercera generación (3G).

En la figura 2-1 se muestran las distintas tecnologías inalámbricas mencionadas anteriormente.



¹Figura 2-1: Tecnologías inalámbricas

A continuación, en la tabla 2-1 se puede ver una comparativa de las principales características de las tecnologías WPAN, WLAN y WMAN.

¹ La figura 2-1 ha sido extraída de <http://es.kioskea.net>

Tecnología	Frecuencia	Distancia	Velocidad	
WPAN	Bluetooth	2,4 GHz	10 m	3 Mbps
	DECT	1,9 GHz	200 m	2 Mbps
	Infrarrojo	3 a 6 GHz	2 m	16 Mbps
WLAN	WiFi	2,4 y 5 GHz	300 m	500 Mbps
	HomeRF	2,4 GHz	50 m	100 Mbps
	HiperLAN	5 GHz	50 m	10 Mbps
WMAN	LMDS	28 GHz	35 Km	8 Mbps
	WiMAX	2-11 GHz	50 Km	70 Mbps

Tabla 2-2: Tabla comparativa de las tecnologías WPAN, WLAN y WMAN

Una vez conocidas las distintas categorías de redes inalámbricas, este proyecto se va a basar en los sistemas WiFi.

2.2 La tecnología WiFi

En la actualidad, como se ha comentado anteriormente, la tecnología más utilizada para crear redes de área local es el sistema WiFi (*Wireless Fidelity*, 'Fidelidad Inalámbrica') [15]-[16].

WiFi surgió con el objetivo de normalizar el mercado de las tecnologías inalámbricas, ya que durante muchos años existieron en el mercado dispositivos inalámbricos de diferentes propietarios que eran incompatibles entre sí. Para normalizar la situación, en 1999 se creó una asociación llamada WECA (*Wireless Ethernet Compability Aliance*), de la que formaban parte los principales vendedores de tecnología inalámbrica. WECA estableció la normativa IEEE 802.11, que suprimía el problema de la incompatibilidad entre los dispositivos de diferentes fabricantes. El usuario tiene la garantía de que todos los equipos que tengan el sello Wi-Fi pueden trabajar juntos sin problemas independientemente del fabricante de cada uno de ellos.

Dentro del grupo de trabajo IEEE 802.11 se pueden encontrar diferentes versiones, aunque las más importantes son las siguientes:

- **802.11b.** Fue introducida en 1999 y su velocidad de transmisión es de 11 Mbps. A pesar de su baja velocidad y de operar en la banda de 2,4 GHz es muy sensible a las interferencias con otras tecnologías inalámbricas, como por ejemplo Bluetooth.
- **802.11a.** Su principal diferencia con respecto a 802.11b es que trabaja en la banda de 5 GHz y utiliza una técnica de transmisión conocida como OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). La gran ventaja es que consigue velocidades de 54 Mbps, llegando a alcanzar hasta 108 Mbps.

- **802.11g.** Surgió en 2003 como evolución al estándar 802.11b. Esta norma ofrece una velocidad de 54 Mbps en la banda de 2,4 GHz y es compatible hacia atrás con los equipos 802.11b, por lo cual ha tenido una gran acogida.
- **802.11n.** La base de su funcionamiento es la utilización de varias antenas con capacidad para transmitir y recibir de forma simultánea, multiplicándose de esta forma el ancho de banda utilizado. Esto es lo que se conoce como MIMO (*Multiple Input–Multiple Output*), en contraposición a las anteriores tecnologías que trabajan con SISO (*Single Input–Single Output*). Es compatible con las tres tecnologías anteriores (a, b y g) lo que hace que pueda funcionar tanto en la banda de 2,4 como en la de 5 GHz.
- **802.11ac.** A pesar de la expansión actual de la versión 802.11n, la industria ya trabaja en nuevos productos y dispositivos basados en el protocolo 802.11ac. Permite velocidades de al menos 1.000 Mbps en la banda de 5GHz. Además, el alcance de cobertura es ampliamente superior a otras versiones, de modo que llega hasta un máximo de 90-100 metros mediante el uso de tres antenas internas.

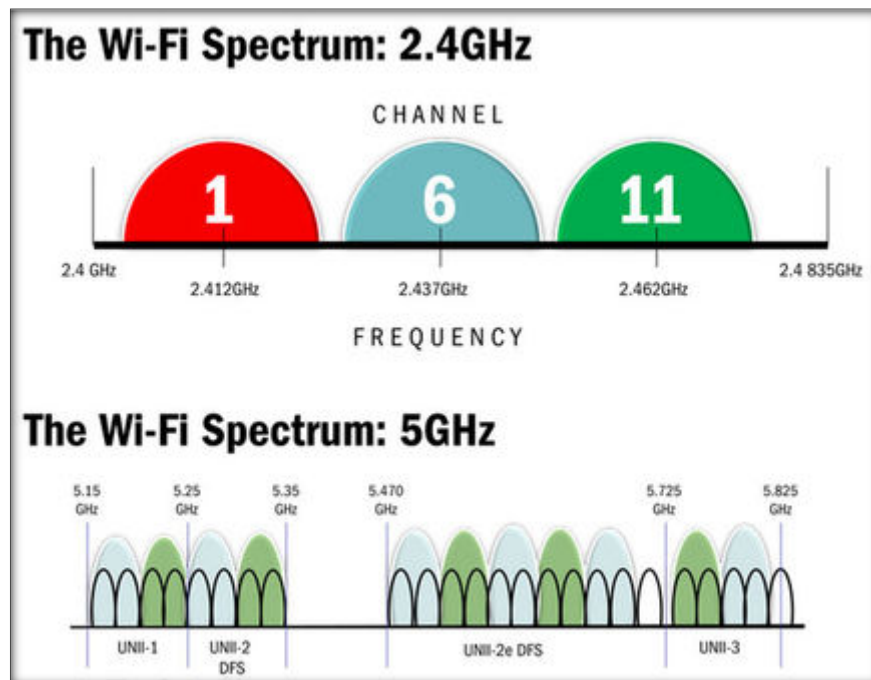
Protocolo	Año	Velocidad	Frecuencia	Ancho de banda	Configuración
802.11a	1999	54 Mbps	5 GHz	20 MHz	1x1 SISO
802.11b	1999	11 Mbps	2,4 GHz	20 MHz	1x1 SISO
802.11g	2003	54 Mbps	2,4 GHz	20 MHz	1x1 SISO
802.11n	2009	65 a 600 Mbps	2,4 o 5 GHz	20 a 40 MHz	4x4 MIMO
802.11ac	2012	75 Mbps a 3,2Gbps	5 GHz	20,40,50 y160MHz	8x8 MIMO; multi-MIMO

Tabla 2-2: Evolución de los estándares 802.11

Hay que tener en cuenta que buena parte de la información enviada comprende información que no son propiamente los datos, como por ejemplo cabeceras o información de control. Por lo tanto, la velocidad real de transferencia de información útil es menor a la indicada.

Otro parámetro importante que hay que tener en cuenta a la hora de valorar una red WiFi es el alcance de su cobertura inalámbrica. La cobertura que ofrece una red inalámbrica depende no sólo de las prestaciones que ofrezcan los fabricantes de los dispositivos hardware sino también del medio donde estén situados, ya que cuanto más despejado esté el espacio menos interferencias se producirán debido a la reflexión de la señal. Además, cuanto más alejados se encuentren los equipos entre sí, aun dentro del rango permitido, más débil será la señal y como consecuencia menor será su velocidad de transmisión.

En la figura 1-2 se muestra de forma esquemática el espectro de las bandas WiFi mencionadas anteriormente. En concreto, la banda WiFi de 2,4 GHz está compuesta de 14 canales, sin embargo, el canal 14 no está permitido en España. Por lo tanto, el rango de frecuencias disponible se extiende desde los 2,401 GHz hasta 2,483 GHz que son las frecuencias correspondientes al inicio del canal 1 y el final del canal 13. En cuanto a la banda de 5 GHz, dispone de 24 canales de los cuales en Europa solo están disponibles 19 y se extienden desde los 5,18 GHz hasta los 5,7GHz.



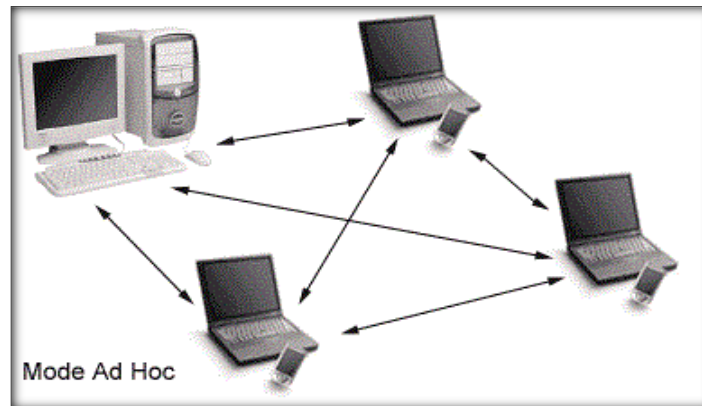
²Figura 2-2: Espectro bandas WiFi

2.3 Configuraciones de red.

Las redes inalámbricas WiFi admiten dos tipos de configuraciones desde el punto de vista de tipo de equipamiento:

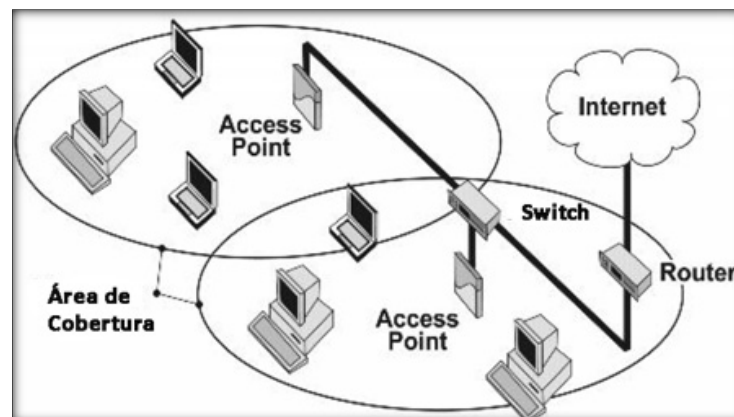
- **Modo ad hoc.** Es una configuración en la cual sólo se necesita disponer de tarjetas o dispositivos inalámbricos WiFi en cada ordenador. Los equipos se comunican unos con otros directamente, sin necesidad de que existan puntos de acceso intermedios.

² La figura 2-2 ha sido extraída de <http://www.tomshardware.com>



³Figura 2-3: Configuración Ad Hoc

- **Modo infraestructura.** En esta configuración, además de las tarjetas WiFi, se necesita disponer de un equipo conocido como punto de acceso. El punto de acceso lleva a cabo una coordinación centralizada de la comunicación entre los distintos terminales de la red. Si el área a cubrir es extensa se puede instalar más de un punto de acceso interconectado.



⁴Figura 2-4: Configuración infraestructura

2.4 Características

El gran éxito de la tecnología WiFi es fruto de las muchas ventajas que ofrece a los usuarios que la utilizan, entre las que podemos destacar las siguientes:

- **Movilidad.** La libertad de movimientos es uno de los beneficios más evidentes de las redes WiFi. Un ordenador o cualquier otro dispositivo pueden si-

³ La figura 2-3 ha sido extraída de <http://wapiti.telecom-lille1.eu>

⁴ La figura 2-4 ha sido extraída de <http://www.monografias.com>

tuarse en cualquier punto dentro del área de cobertura de la red sin tener que depender de si es posible o no hacer llegar un cable hasta ese sitio. Además existe la posibilidad de desplazarse sin perder la comunicación.

- **Coste reducido y fácil instalación.** La instalación de red inalámbrica es muy barata ya que sólo hay que añadir uno o varios puntos de acceso para que los equipos puedan conectarse a la red.
- **Variedad de topologías.** Las WLAN admiten la configuración en una gran variedad de topologías por lo que los usuarios pueden adaptarlas a sus necesidades de manera sencilla.
- **Escalabilidad.** Para escalar la red tan sólo es necesario añadir más puntos de acceso para que aumente la cobertura inalámbrica y el número de usuarios que se pueden conectar al mismo tiempo.
- **Flexibilidad.** Las redes WLAN, al ser inalámbricas, permiten llegar a zonas de complicado acceso a través del cableado. Esta característica puede ser útil para instalar dispositivos de seguridad, como por ejemplo cámaras de vigilancia. Resulta también especialmente indicado para aquellos lugares en los que se necesitan accesos esporádicos.

Las redes WiFi también tienen una serie de inconvenientes entre los que cabe destacar los siguientes:

- **Seguridad.** La falta de seguridad es uno de los principales inconvenientes que tienen actualmente las redes inalámbricas, ya que cualquier persona que se encuentre dentro del radio de cobertura puede acceder a la red. No obstante, existen los protocolos de cifrado WEP y WPA que permiten asegurar las comunicaciones.
- **Velocidad de transmisión.** Las redes inalámbricas en la actualidad no ofrecen un ancho de banda tan elevado como las redes cableadas.
- **Interferencias.** Una gran desventaja de las redes inalámbricas es que los obstáculos o las condiciones climatológicas pueden atenuar la señal.
- **Cobertura limitada.** La cobertura de una red inalámbrica depende de varios factores: apantallamiento de la señal, potencia del punto de acceso y del adaptador de red, etc.

2.5 El transceptor WiFi

Todos los dispositivos inalámbricos tienen un transceptor que gestiona los datos que se envían y reciben en las señales inalámbricas.

Estos módulos inalámbricos incluyen transmisores de radiofrecuencia, receptores y otros elementos integrados para proporcionar una amplia gama de funcionalidades.

En un transceptor Wifi, las señales inalámbricas se generan a partir del componente modulador del transmisor – receptor, que modula el flujo de datos binarios en la banda de 2,4/5GHz y los envía al exterior del circuito impreso a través de las antenas que están conectadas en su extremo. En la figura 2-5 se muestra un ejemplo de tarjeta WLAN con dos transceptores y un receptor. Donde indican las flechas, se conectarían las antenas, indispensables para establecer la comunicación con el exterior. De esta forma, uno de los dispositivos básicos para el funcionamiento del transceptor, es la antena, cuyo diseño es el objetivo de este proyecto.

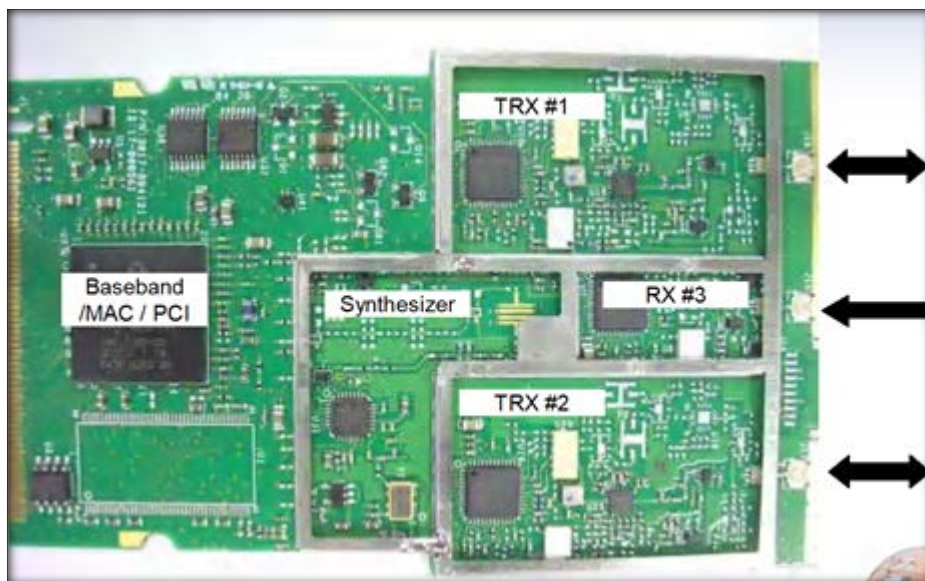


Figura 2-5: Configuración infraestructura

3 Fundamentos teóricos de antenas

3.1 Introducción

El Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas. Son dispositivos que adaptan las ondas guiadas, que se transmiten por conductores o guías, a las ondas que se propagan en el espacio libre.

La misión fundamental de una antena en transmisión es radiar la potencia que se le suministra con las características de direccionalidad adecuadas a la aplicación. En general, cada aplicación impondrá unos requisitos sobre la zona del espacio en la que se desee concentrar la energía, los niveles de potencia que debe soportar, la frecuencia de trabajo y otros parámetros que se definirán posteriormente. Esta diversidad de situaciones da lugar a una gran variedad de tipos de antenas [1]-[3]. En recepción, una antena debe captar de una onda incidente sobre ella parte de la potencia que transporta y la transferirla al receptor para poder extraer información. Es decir, la antena actúa como un sensor e interacciona con la onda y con el receptor

3.2 Parámetros de antenas

3.2.1 Impedancia y eficiencia

La antena y el transmisor han de adaptarse para una máxima transferencia de potencia. Habitualmente el transmisor se encuentra alejado de la antena y la conexión se hace mediante una línea de transmisión o guía de ondas, que participa también en esa adaptación.

A la entrada de la antena puede definirse la impedancia de entrada Z_e mediante relaciones tensión-corriente. En notación fasorial de régimen permanente sinusoidal poseerá una parte real $R_e(\omega)$ y una imaginaria $X_e(\omega)$. Si Z_e no presenta una parte reactiva a una frecuencia se dice que es una antena resonante.

Existe una pérdida neta de potencia hacia el espacio debida a la radiación que puede ser asociada a una resistencia de radiación R_r . De esta forma, la potencia entregada a la antena será la suma de las potencias radiada y de pérdidas en la antena (asociada a una resistencia de pérdidas R_Ω).

$$P_{\text{entregada}} = P_{\text{radiada}} + P_{\text{perdidas}} = I^2 R_r + I^2 R_\Omega$$

Donde I es la corriente que atraviesa la antena.

La impedancia de entrada es un parámetro de gran transcendencia, ya que condiciona las tensiones de los generadores que se deben aplicar para obtener determinados valores de corriente en la antena y, en consecuencia, una determinada potencia radiada. Si la parte reactiva es grande, hay que aplicar tensiones elevadas para obtener corrientes apreciables; si la resistencia de la radiación es baja, se requieren elevadas corrientes para tener una potencia radiada importante.

Como se ha visto, la existencia de pérdidas en la antena hace que no toda la potencia entregada por el transmisor sea radiada, por lo que se puede definir una eficiencia de la antena η_1 , mediante la relación entre la potencia radiada y la entregada, o equivalentemente entre la resistencia de entrada de esa antena, si hubiera sido ideal y la que presenta realmente.

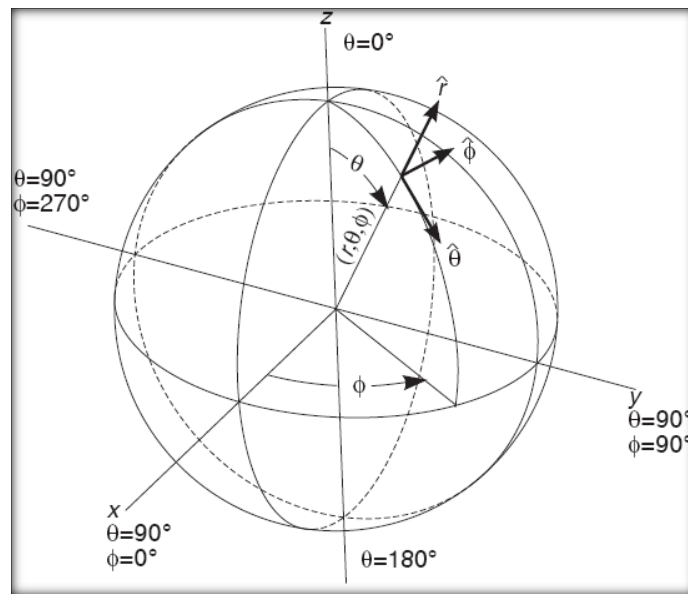
$$\eta_1 = \frac{P_{\text{radiada}}}{P_{\text{entregada}}} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega}$$

3.2.2 Intensidad de radiación

La intensidad de radiación es un parámetro utilizado para cuantificar la capacidad de una antena de radiar con una cierta direccionalidad. Es decir, para concentrar la energía radiada en ciertas direcciones del espacio.

Para definir el marco de referencia donde se sitúa una antena se suele utilizar un sistema de coordenadas esférico.

Para especificar una dirección del espacio se utilizan los ángulos θ, ϕ . En este sistema se definen los vectores unitarios $\hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\phi}$ que forman una base ortogonal y la dirección de los vectores se determina mediante la intersección de una esfera de radio r , un cono de ángulo θ y un semiplano que pasa por el eje z .



⁵Figura 3-1: Sistema de coordenadas esférico

La onda electromagnética radiada a una frecuencia se compone de un campo eléctrico \vec{E} (V/m) y uno magnético \vec{H} (A/m) que están ligados por las ecuaciones de Maxwell.

A partir de los valores de pico de estos campos se obtiene la densidad de flujo por unidad de superficie mediante

$$\vec{\rho}(\theta, \phi) = \frac{1}{2} \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \text{ W/m}^2$$

Para los campos radiados, los módulos del campo eléctrico y del campo magnético están relacionados por la impedancia característica del medio η , que en el vacío vale $120\pi\Omega$.

Por lo tanto, la *densidad de potencia radiada* también se puede calcular a partir de las componentes transversales del campo eléctrico

$$\rho(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{2\eta}$$

La potencia total radiada se puede obtener como la integral de la densidad de potencia en una superficie esférica que encierre a la antena

$$P_r = \iint_s \vec{\rho}(\theta, \phi) \cdot \vec{ds}$$

⁵ La figura 3-1 ha sido extraída de [2]

La *intensidad de radiación* es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección.

La relación entre la intensidad de radiación y la densidad de potencia radiada es

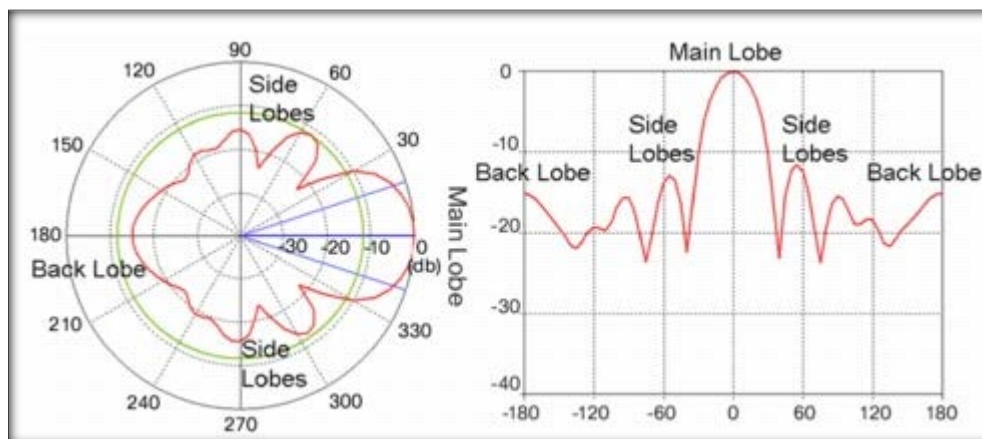
$$K(\theta, \varphi) = \rho(\theta, \varphi)r^2$$

Nótese que la intensidad de radiación no depende del radio puesto que la densidad de potencia radiada varía con $1/r^2$.

3.2.3 Diagrama de radiación

Un diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio. Normalmente se emplea un sistema de coordenadas esféricas. Con la antena situada en el origen y manteniendo constante la distancia se expresará el campo eléctrico en función de las variables angulares (θ, ϕ) .

El diagrama de radiación se puede representar en forma tridimensional o mediante cortes bidimensionales en coordenadas polares o cartesianas. El ángulo en el diagrama polar representa la dirección del espacio, mientras que el radio representa la intensidad del campo eléctrico o densidad de potencia radiada relativa al máximo. En coordenadas cartesianas se representa el ángulo en abscisas y el campo o la densidad de potencia en ordenadas.



⁶Figura 3-2: Diagramas de radiación en coordenadas polares (izquierda) y coordenadas cartesianas (derecha)

⁶ La figura 3-2 ha sido extraída de <http://www.cisco.com>

3.2.4 Directividad

La directividad D de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isótropa que radiase la misma potencia que la antena. Se entiende por antena isótropa la que radia la misma densidad de potencia en todas las direcciones.

$$D(\theta, \phi) = \frac{\rho(\theta, \phi)}{P_r / (4\pi r^2)}$$

Si no se especifica la dirección angular, se sobreentiende que se hace referencia a la dirección de máxima radiación

$$D = \frac{\rho_{\text{máx}}}{P_r / (4\pi r^2)}$$

La directividad se puede obtener, en general, a partir del conocimiento del diagrama de radiación de la antena. Si se define el diagrama normalizado mediante

$$t(\theta, \phi) = \frac{\rho(\theta, \phi)}{\rho_{\text{máx}}}$$

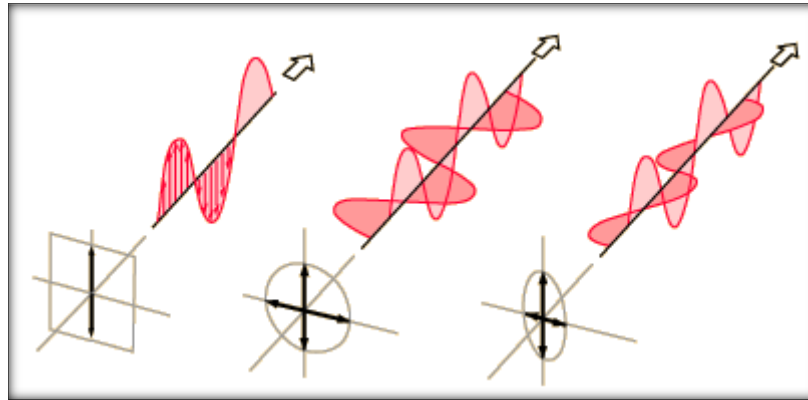
Conocida la directividad máxima D y el diagrama de radiación normalizado $t(\theta, \phi)$, la directividad en cualquier dirección se obtiene directamente del producto de ambos

$$D(\theta, \phi) = D t(\theta, \phi)$$

3.2.5 Polarización

La polarización de una antena en una dirección es la de la onda radiada por ella en esa dirección. La polarización de una onda es la figura geométrica descrita, al transcurrir el tiempo, por el extremo del vector de campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación. Para ondas con variación temporal sinusoidal esa figura es en general una elipse, pero hay dos casos particulares de interés:

- **Polarización lineal:** Las variaciones del vector de campo eléctrico están contenidas en una única dirección, de tal forma que la figura trazada es un segmento. Se puede hablar de polarización horizontal o vertical.
- **Polarización circular:** El campo presenta las dos componentes ortogonales de la misma magnitud y el vector de campo eléctrico define una trayectoria circular.



⁷Figura 3-3: Polarización lineal (izquierda), polarización circular (centro) y polarización elíptica (derecha)

El sentido de giro del campo eléctrico, tanto en las ondas circularmente polarizadas como en las elípticas, se dice que es a derechas si sigue el convenio del avance en la dirección de propagación, o bien si al alejarse la onda de un observador, éste ve rotar el campo en sentido de las agujas de un reloj, y a izquierdas si es el sentido contrario.

3.2.6 Ancho de banda.

Todas las antenas, debido a su geometría finita, están limitadas a operar satisfactoriamente en una banda o margen de frecuencias. Este intervalo de frecuencias, en el que un parámetro de la antena determinada no sobrepasa unos límites prefijados, se conoce como el ancho de banda de la antena.

El ancho de banda (BW) se puede especificar como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central.

$$BW = \frac{f_{m\acute{a}x} - f_{m\acute{i}n}}{f_o}$$

El ancho de banda de la antena lo impondrá el sistema del que forme parte y afectará al parámetro más crítico de la aplicación. Para su especificación los parámetros pueden dividirse en dos grupos, según se relacionen con el diagrama de radiación o con la impedancia. En el primero de ellos tendremos la directividad, la pureza de polarización, el ancho del haz, el nivel del lóbulo principal a secundario y la dirección de máxima radiación. En el segundo, la impedancia de la antena, el coeficiente de reflexión o la relación de onda estacionaria.

⁷ La figura 3-3 ha sido extraída de hyperphysics.phy.

El coeficiente de reflexión de la antena respecto a la línea de transmisión o generador es

$$\rho = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0}$$

La relación de onda estacionaria se puede calcular a partir del coeficiente de reflexión

$$S = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}$$

4 Antenas de tipo resonador dieléctrico

4.1 Introducción

Las antenas de tipo Resonador Dieléctrico, son resonadores dieléctricos que radian energía al espacio cuando son excitadas de forma adecuada.

En un principio los resonadores dieléctricos (DR, por su acrónimo en inglés *Dielectric Resonator*) se utilizaban fundamentalmente en circuitos de microondas como osciladores o filtros, donde el DR normalmente está fabricado con un material cerámico de alta permitividad y con una constante dieléctrica $\epsilon_r > 20$. Por esta razón, tradicionalmente los resonadores dieléctricos se han utilizado para almacenar energía en lugar de radiarla, generalmente situados dentro de una carcasa para impedir las pérdidas por radiación.

Aunque la capacidad de radiar de los DRs en espacios abiertos se descubrió hace muchos años, la idea de utilizarlos como antena no fue ampliamente aceptada hasta 1983 cuando se publicó el artículo [4] “*The resonant cylindrical dielectric cavity antenna*”. Al mismo tiempo se observó que el rango de frecuencias que utilizaban muchos sistemas superaba el rango de las microondas. A estas frecuencias, las pérdidas en el conductor de las antenas metálicas comenzaban a ser considerablemente altas y la eficiencia de las antenas disminuía considerablemente. Sin embargo, las únicas pérdidas en las DRAs son debidas a las imperfecciones del material dieléctrico que en la práctica son bastante pequeñas.

4.2 Ventajas de las DRAs

Como se ha demostrado recientemente, las DRAs ofrecen un alto grado de flexibilidad y versatilidad en un amplio rango de frecuencias, permitiendo a los diseñadores adaptarse a diversos requerimientos [4]-[14]. Las DRAs ofrecen las siguientes ventajas:

- Las dimensiones de una DRA son del orden de $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$, donde λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre y ϵ_r es la constante dieléctrica del material del resonador. Por lo tanto, para la misma frecuencia se obtiene una reducción en el tamaño comparado con las antenas microstrip. Además, se pueden utilizar distintos valores de ϵ_r (suelen ir desde 10 a 100), permitiendo de esta forma controlar tanto el tamaño como el ancho de banda de la antena.
- Como se ha comentado anteriormente, en los resonadores dieléctricos no existen pérdidas inherentes al conductor. Esto permite fabricar antenas con una alta eficiencia de radiación. Este factor es especialmente atractivo para las antenas de ondas milimétricas, donde las pérdidas de las antenas fabricadas en metal pueden ser altas.
- Dependiendo de la forma del resonador, se pueden excitar diferentes modos (configuraciones de campo electromagnético) en el interior de la DRA. Estos modos pueden generar distintos diagramas de radiación para distintos requerimientos de cobertura, permitiendo así un mayor grado de flexibilidad en el diseño.
- Se pueden utilizar muchos esquemas de alimentación (ranuras, sondas, microstrip, guías de onda, ...) lo que permite que se puedan integrar fácilmente con las tecnologías existentes.
- Comparadas con las antenas microstrip, los DRAs pueden tener un ancho de banda mucho más amplio. Esto es debido a que las antenas microstrip radian únicamente a través de dos estrechas ranuras mientras que las DRAs radian a través de toda la superficie de la antena excepto por el plano de masa. Además el ancho de banda de operación de una DRA se puede modificar eligiendo correctamente la constante dieléctrica del material y sus dimensiones.
- Las DRAs se han diseñado para operar sobre un amplio rango de frecuencias (de 1 GHz a 44 GHz) comparadas con otras antenas existentes.
- Las DRAs tienen una alta estabilidad en la temperatura gracias a los materiales cerámicos que permiten a la antena operar en un mayor rango de temperaturas.

4.3 Tipos de DRAs

Una de las características más atractivas de las DRAs es la variedad de formas en que puede fabricarse, permitiendo así una gran flexibilidad de diseño. En este capítulo se van a resumir únicamente las más comunes.

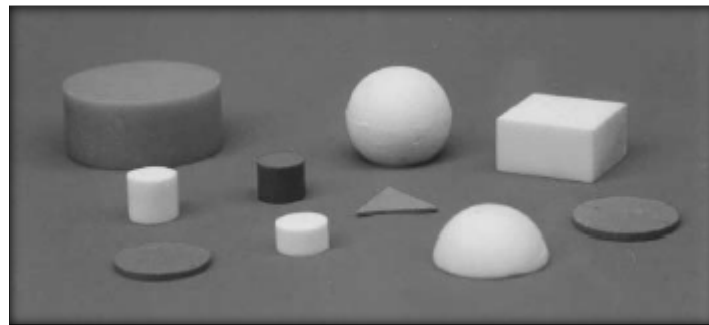


Figura 4-1: DRAs de distintas formas

4.3.1 DRAs cilíndricas

Aunque los DRAs se pueden fabricar de distintas formas y tamaños, la más común es la cilíndrica y es en la que se basa este proyecto. Generalmente se utiliza una relación radio altura (a/d) de alrededor de 0.5 hasta 4 y se suele situar sobre un plano de masa excitándose mediante una sonda o una ranura. El diagrama de radiación y el método de alimentación dependerán del modo que interese excitar.

En el sistema de coordenadas utilizado para las DRAs cilíndricas se representa el radio, ρ , el ángulo azimutal, ϕ , y la longitud axial, z :

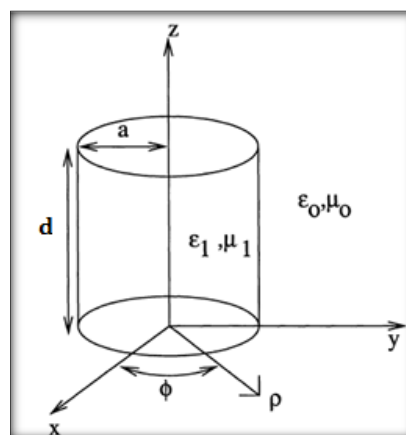


Figura 4-2: Sistema de coordenadas de una DRA cilíndrica

4.3.2 DRAs semiesféricas

Las DRAs semiesféricas tienen la ventaja de que es posible encontrar expresiones exactas para el cálculo de sus parámetros. Estas expresiones se detallan en el artículo [13]. Sin embargo, en la práctica tienen características limitadas debido a la carencia de libertad en la elección de los parámetros de diseño. Además conlleva más dificultades en su construcción.

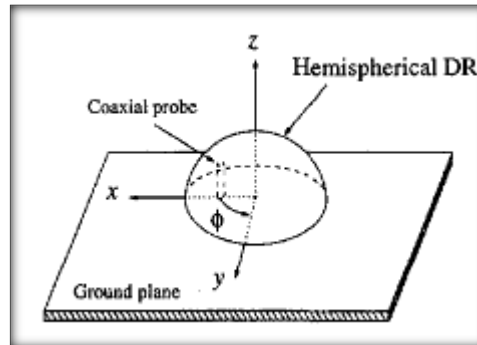


Figura 4-3: Sistema de coordenadas de una DRA semiesférica

4.3.3 DRAs rectangulares

Las DRAs rectangulares ofrecen algunas ventajas prácticas frente a las cilíndricas y las semiesféricas. Por ejemplo en este tipo de DRAs, se puede evitar la degeneración de modos (dos configuraciones distintas de campo electromagnético a la misma frecuencia de resonancia) eligiendo correctamente las dimensiones del resonador. Esta degeneración de modos siempre existe en las DRAs semiesféricas y en los modos híbridos de las DRAs cilíndricas. La degeneración de modos puede aumentar los niveles de polarización cruzada de la antena, limitando así su rendimiento.

Otra ventaja de las DRAs rectangulares es que para obtener una frecuencia de resonancia determinada es posible ajustar dos relaciones de aspecto de forma independiente: altura-longitud y anchura-longitud. Dado que el ancho de banda de una DRA también depende de la relación de aspecto, una DRA de forma rectangular ofrece más flexibilidad en términos de control de ancho de banda.

Sin embargo, estas antenas tienen la desventaja de que son más difíciles de analizar que las anteriores debido a la existencia de aristas.

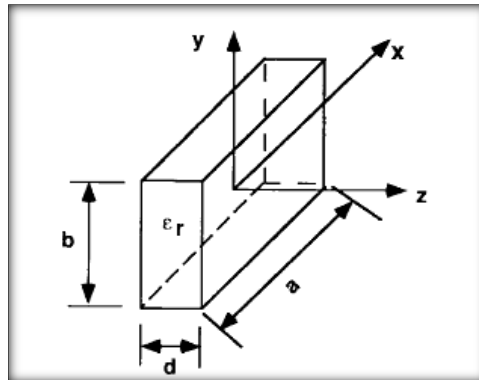


Figura 4-4: Sistema de coordenadas de una DRA rectangular

4.4 Técnicas de alimentación de DRAs

El modo de operación de la antena dependerá del método de excitación empleado. Además, los mecanismos de acoplamiento afectan significativamente a la frecuencia de resonancia del DRA. A continuación, se van a explicar algunos métodos.

4.4.1 Acoplamiento por apertura

En estos métodos la apertura puede ser de cualquier forma, desde una estrecha ranura, anillo,...y se puede alimentar por una línea microstrip por debajo del plano de masa o mediante una apertura en la superficie de la guía de onda. En este caso la apertura se comporta como una corriente magnética paralela a la ranura, que excita un campo magnético en el DRA. Moviendo el DRA con respecto a la apertura o controlando el tamaño de la apertura es posible ajustar el nivel de acoplamiento. Este método tiene la ventaja de alimentar los componentes que se encuentran debajo del plano de masa y por lo tanto permite excitar modos superiores, como se verá posteriormente. Por otra parte, el acoplamiento por ranura se utiliza para integrar las DRAs con estructuras de alimentación impresas.



Figura 4-3: Acoplamientos por apertura

4.4.2 Sonda coaxial

En excitaciones de este tipo el alma del coaxial atraviesa el plano de masa y también puede soldarse a una tira de metal plana. Se puede considerar como una corriente eléctrica que se desplaza en vertical a lo largo del DRA. La sonda puede situarse tanto adyacente al DRA como en su interior. La fuerza del acoplamiento dependerá de la altura y la situación de la sonda y es posible excitar distintos modos en función de la posición de la sonda. Otra ventaja de este método es que se puede conectar directamente a un circuito de 50Ω sin necesidad de añadir ningún mecanismo de adaptación.

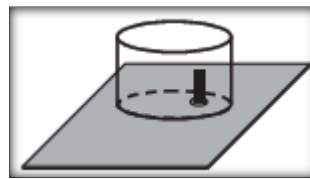


Figura 4-4: Alimentación por coaxial

4.4.3 Línea microstrip directa

Es el mecanismo más simple para excitar DRAs. En este método, una línea microstrip impresa en el mismo sustrato excita el DR que podría situarse directamente sobre la línea microstrip o cercana al dieléctrico. El nivel de acoplamiento se puede ajustar con la posición lateral del DR con respecto a la línea microstrip y utilizando sustratos con distinta permitividad. Para aumentar el ancho de banda, el ϵ_r del sustrato debe ser pequeño pero requiere un valor razonable para mejorar el acoplamiento. Para conseguir una eficiencia de radiación aceptable se utilizan arrays de DRAs alimentados con líneas microstrip. Estas líneas ofrecen la ventaja de que permiten fabricar arrays de DRAs de forma sencilla y con un bajo coste ya que las líneas de alimentación pueden ir simplemente impresas sobre el sustrato. Sin embargo, tiene la desventaja de que la polarización del array está condicionada por la orientación de la línea microstrip. Además este esquema de excitación puede generar también ondas en la superficie del dieléctrico que son altamente indeseables.

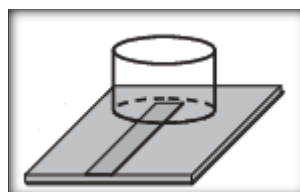


Figura 4-5: Alimentación por línea microstrip

5 Modelos de análisis de DRAs cilíndricas

5.1 Modelo de cavidad

En el modelo de cavidad, el plano de masa sobre el que se sitúa el resonador en $z = 0$ es una pared eléctrica perfecta y el resto de superficies del dieléctrico son consideradas como paredes magnéticas perfectas. Esto reduce a la antena en una cavidad capaz de soportar un número finito de modos. Este modelo proporciona una idea cualitativa acerca del comportamiento de la antena.

Los modos de un resonador cilíndrico, similar a las DRAs que se han diseñado en este proyecto, se pueden dividir en tres tipos: TE, TM e híbrido. Los campos para los modos TE y TM tienen simetría axial y por lo tanto no presentan variación azimutal. Por otro lado, los campos de los modos híbridos son dependientes respecto al ángulo azimutal [10]. Los modos híbridos a su vez se dividen en dos grupos: HE y EH.

Para denotar la variación de los campos en las distintas coordenadas dentro del resonador, los modos TE, TM, HE y EH se clasifican con subíndices como $TE_{0mp+\delta}$, $TM_{0mp+\delta}$, $HE_{nmp+\delta}$ y $EH_{nmp+\delta}$. El primer índice representa la variación azimutal de los campos que es de la forma $\cos n\phi$ o $\sin n\phi$ como se verá posteriormente. El índice m ($m = 1, 2, \dots$) denota la variación del campo en la dirección radial y el índice $p + \delta$ ($p = 0, 1, 2, \dots$), la variación en el eje z . Hay que remarcar existen otros esquemas de nomenclatura según las fuentes consultadas, como por ejemplo, llamar directamente a todos los modos TE (incluyendo los EH) y TM (incluyendo los HE). En este proyecto se utilizan indistintamente ambas nomenclaturas ya que gracias a los índices no existe ambigüedad.

Una característica interesante de las DRAs cilíndricas es que, en general el diagrama de radiación se puede predecir de forma bastante precisa sin necesidad de muchos cálculos con el modelo de cavidad, asumiendo una constante dieléctrica del material alta ($\epsilon_r > 10$).

En la siguiente figura se muestra el DRA bajo estudio. La altura y el radio del cilindro son d y a respectivamente. Una placa infinita de aluminio soporta el cilindro dieléctrico y

actúa de plano de masa. Un coaxial orientado verticalmente, de altura h , localizado en $\rho = a$ y $\phi = 0$ excita el primer modo de la estructura que como se verá es el $HE_{11\delta}$.

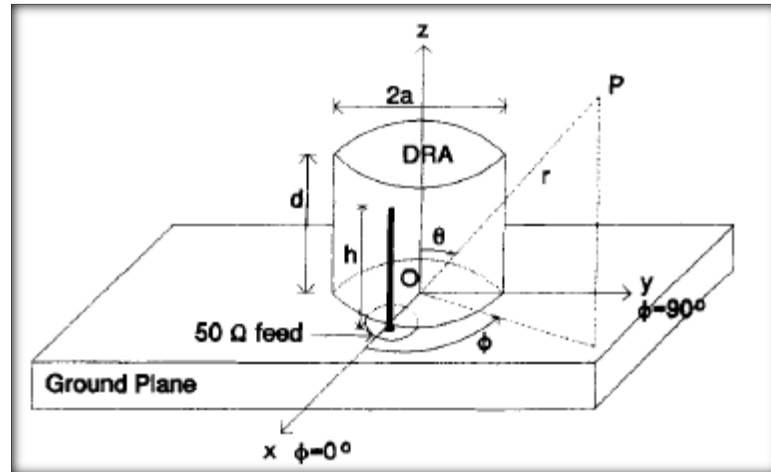


Figura 5-1: DRA cilíndrico bajo análisis

5.1.1 Solución analítica

El modelo de cavidad para el análisis de DRAs permite alcanzar una solución analítica sólo en caso de estructuras regulares, como es el caso de un cilindro.

Como se ha comentado anteriormente, los resonadores se suelen situar sobre un plano metálico. Esta estructura es de gran interés práctico ya que el plano metálico actúa como soporte mecánico de la antena y de la estructura de alimentación. Es posible establecer la relación equivalente entre los modos de un resonador aislado y los de un resonador situado sobre un plano metálico. Esta relación se muestra en la figura 5-2.

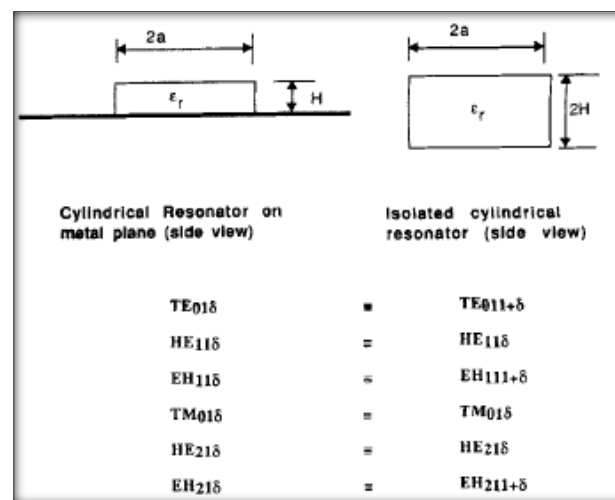


Figura 5-2: Relación entre los modos de un resonador aislado de altura $2H$ y un resonador de altura H situado sobre plano metálico.

En este caso la frecuencia de cada modo npm se puede obtener según el artículo [4] mediante la siguiente expresión:

$$f_{npm} = \frac{1}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left\{ \begin{matrix} X_{np}^2 \\ X'_{np}{}^2 \end{matrix} \right\} + \left[\frac{\pi a}{2d} (2m + 1) \right]^2}$$

Para $m = 0, 1, 2, 3, \dots$ Por lo tanto f_{npm} depende de X_{np} siendo X_{np} los valores que hacen cero la función de Bessel de primera especie $J_n(X_{np}) = 0$, para modos TE, mientras que f_{npm} depende de X'_{np} siendo estos valores los que hacen cero la derivada de la función de Bessel $J'_n(X'_{np}) = 0$, para los modos TM, donde $n = 1, 2, 3, \dots$ representa el orden de la función de Bessel y $p = 1, 2, 3, \dots$ es la posición del cero [14].

Cada modo está etiquetado por dos subíndices. El primero se corresponde con el orden de la función de Bessel, y el segundo indica la raíz de esta función, X_{np} (en el caso de los modos TE), o de su derivada X'_{np} (en los modos TM). Por convenio las raíces se identifican a partir del subíndice $p = 1$. Tanto X'_{np} como X_{np} , están tabuladas en [17].

De esta forma, la frecuencia del modo $HE_{11\delta}$ puede calcularse según el artículo [5] como:

$$f_{HE_{11\delta}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{x'_{11}}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2d}\right)^2}$$

Donde c es la velocidad de la luz en el vacío y ϵ_r la constante relativa dieléctrica del cilindro y x'_{11} el valor correspondiente al primer cero de la derivada de la función de Bessel de X especie de orden 1.

Resolviendo la ecuación de ondas resultante de las ecuaciones de Maxwell para el campo eléctrico E sin cargas, considerando paredes magnéticas perfectas en la superficie del cilindro y condiciones de contorno de pared eléctrica perfecta en la base, se pueden obtener los campos eléctricos y magnéticos en el interior del DRA para el modo $HE_{11\delta}$, de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} E_z &= A J_1\left(\frac{x'_{11}}{a} \rho\right) \cos \phi \cos\left(\frac{\pi z}{2d}\right) \\ E_\phi &= A \frac{\pi/2d}{(x'_{11}/a)^2} \frac{1}{\rho} J_1\left(\frac{x'_{11}}{a} \rho\right) \sin \phi \sin\left(\frac{\pi z}{2d}\right) \\ E_\rho &= -A \frac{\pi/2d}{(x'_{11}/a)} J'_1\left(\frac{x'_{11}}{a} \rho\right) \cos \phi \sin\left(\frac{\pi z}{2d}\right) \\ H_\phi &= -A \frac{j\omega\epsilon}{(x'_{11}/a)} J'_1\left(\frac{x'_{11}}{a} \rho\right) \cos \phi \cos\left(\frac{\pi z}{2d}\right) \end{aligned}$$

$$H_\rho = -A \frac{jw\epsilon}{(x'_{11}/a)^2} \frac{1}{\rho} J_1\left(\frac{x'_{11}}{a} \rho\right) \sin \phi \cos\left(\frac{\pi z}{2d}\right)$$

Donde A es una constante y $x'_{11} = 1.841$.

Considerando la radiación de los campos eléctricos en las superficies del resonador dieléctrico y la imagen del plano infinito de masa, las componentes del campo magnético en la región del campo lejano se pueden obtener mediante la relación:

$$\bar{H} = \frac{1}{4\pi} \iiint_S jw\epsilon_0 (\bar{n} \times \bar{E}) \frac{e^{-jk_0 R}}{R} dS$$

Donde S es el área de superficie del cilindro y su imagen sobre el plano de masa infinito, \bar{n} es el vector unitario normal hacia fuera del dieléctrico. \bar{E} es el campo eléctrico en la superficie S , R es la distancia desde cualquier punto de la superficie S al punto de observación P sobre el plano de masa, $w = 2\pi f$ y $k_0 = 2\pi/\lambda_0$, siendo f la frecuencia y λ_0 la longitud de onda en el vacío. Las componentes del campo eléctrico en la región de campo lejano se pueden obtener por aproximación utilizando las relaciones:

$$\begin{aligned} E_\theta &= \eta_0 H_\phi \\ E_\phi &= \eta_0 H_\theta \end{aligned}$$

Donde $\eta_0 = 120\pi$ es la impedancia del vacío.

Con el uso de las siguientes aproximaciones:

$$\begin{aligned} J_0(x) &\simeq \cos\left(\frac{\pi}{4.6} x\right) \\ J_1(x) &\simeq 0.582 \sin\left(\frac{\pi}{3.682} x\right) \\ J_2(x) &\simeq 0.25 \left[1 - \cos\left(\frac{\pi}{3.15} x\right)\right] \\ J_0(x) - J_2(x) &\simeq \cos\left(\frac{\pi}{3.682} x\right) \\ J_0(x) + J_2(x) &\simeq \cos\left(\frac{\pi}{6.5} x\right) \end{aligned}$$

Que han sido obtenidas mediante técnicas de ajuste de curvas para x entre 0 y 1,841.

E_θ y E_ϕ se pueden expresar como:

$$\begin{aligned} E_\theta &\approx jC_2 \left[-A_1(0.566K_\theta a) - 0.5K_p A_2(K_\theta a) \right] \\ &\quad + j0.582C_2 D_1 K_p^2 a [J_0(K_0 a \sin \theta) - J_2(K_0 a \sin \theta)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_\theta &\approx jC_1 \left[-A_1(K_\theta a) - 0.5K_p A_2(0.566K_\theta a) \right] + j1.164C_1 D_1 K_0 \sin \theta J_1(K_0 a \sin \theta) \\ &\quad - j0.582C_1 D_1 K_p^2 a [J_0(K_0 a \sin \theta) + J_2(K_0 a \sin \theta)] \end{aligned}$$

Donde

$$A_1(m) = 0.291a \left[\frac{\pi - 2m \sin(m)}{(\pi/2)^2 - m^2} \right]$$

$$A_2(m) = \frac{a^2}{2} \left[\frac{\pi \cos(m)}{(\pi/2)^2 - m^2} - \frac{(\pi/2)^2 + 2m^2 - 2\pi m \sin(m)}{((\pi/2) - m^2)^2 ((\pi/2) - m)^2} \right]$$

$$C_1 = \frac{k_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \frac{A \pi^2}{k_p^2 d} \sin \phi \cos(k_0 d \cos \theta) \cos \theta$$

$$C_2 = -\frac{k_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \frac{A \pi^2}{k_p^2 d} \cos \phi \cos(k_0 d \cos \theta)$$

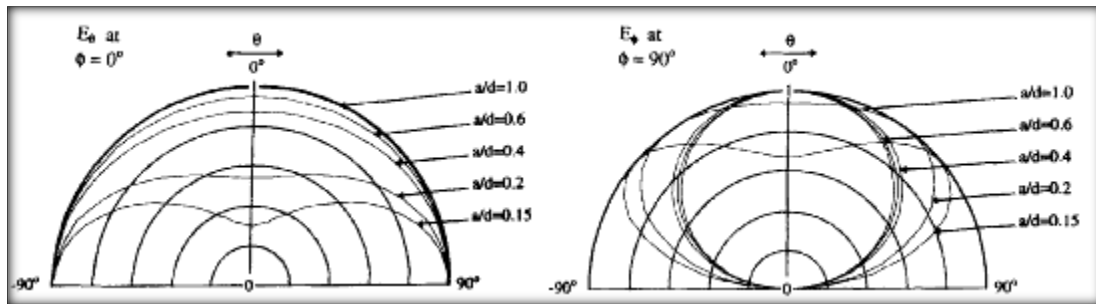
$$D_1 = \left[\frac{\pi^2}{4d^2} - k_0^2 \cos^2 \theta \right]^{-1}$$

$$k_\theta = \frac{\pi k_0 \sin \theta}{3.682}$$

$$k_0 = w \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$$

$$k_p = \frac{x'_{11}}{a} = \frac{1.841}{a}$$

Con las expresiones anteriores es posible dibujar la radiación del campo eléctrico en sus dos planos principales, E_θ para $\phi = 0^\circ$ y E_ϕ para $\phi = 90^\circ$. Ambos diagramas dependerán de la relación de aspecto del cilindro a/d como se puede ver en la figura. Para E_θ , el campo es esencialmente omnidireccional para cilindros con $a/d = 1$. Para $a/d < 1$, la máxima radiación se da en la dirección $\theta = 90^\circ$ (*endfire*). De la misma forma, para E_ϕ en $\phi = 90^\circ$, la máxima radiación se da en la dirección normal del plano de masa (*broadside*) para $a/d = 1$ y lateralmente para $a/d < 1$.



⁸Figura 5-3: Diagramas de radiación de E_θ para $\phi = 0^\circ$ y E_ϕ para $\phi = 90^\circ$

Las aproximaciones anteriores introducen un máximo error numérico de un 1% según el artículo [5], que se puede despreciar en la mayoría de los casos. Además tienen la ventaja de que permite obtener expresiones cerradas para las componentes del campo eléctrico en la región del campo lejano eliminando la necesidad de realizar evaluaciones numéricas de

⁸ La figura 5-3 ha sido extraída del artículo [5]

las integrales de las funciones de Bessel y reduce significativamente el tiempo computacional de la obtención de las componentes de campo.

Una vez obtenidas las componentes del campo eléctrico en la región del campo lejano, se puede calcular la *directividad* D de la antena para $\theta = 0^\circ$ mediante la siguiente ecuación:

$$D = \frac{(|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2)_{(\theta=0^\circ, \phi=0^\circ)}}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} (|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2) \sin \theta \, d\theta \, d\phi}$$

5.1.2 Solución numérica

No siempre es posible obtener una solución analítica en el modelo de cavidad (por ejemplo, con formas de resonadores no canónicas) o bien, aun siendo posible, las expresiones que aparecen suelen ser complejas, como se ha visto anteriormente. Por ello es conveniente poder aplicar algún método numérico, similar a los descritos en la sección siguiente, que resuelva el modelo de cavidad y gracias al cual se puedan calcular las frecuencias de resonancia y visualizar las configuraciones del campo electromagnético de cada modo para tener un conocimiento profundo de los mismos.

En este proyecto en concreto, se ha utilizado el método proporcionado en el “*Eigenmode Solver*” del paquete de CST Microwave Studio.

En CST no es posible aplicar paredes magnéticas a las superficies del cilindro, pero sí permite considerar que todo el entorno que rodea al cilindro es un conductor eléctrico perfecto. Por lo tanto, para aplicar el modelo de cavidad mediante CST se ha considerado que el plano de masa es una pared magnética perfecta y que las superficies del cilindro son paredes eléctricas perfectas. De esta forma, por dualidad, los campos H obtenidos mediante CST en realidad son los campos E y viceversa.

5.2 Modelo de onda completa

Los modelos de cavidad son muy útiles para construir una visión física de la estructura pero no son tan precisos como el modelo de onda completa. En este caso, se hace un análisis tanto de la estructura del DRA como del espacio que lo rodea sin utilizar paredes magnéticas, así como el mecanismo de alimentación (coaxial en este caso), imposible de incluir en el modelo de cavidad. Por lo tanto, este método es más complicado y requiere herramienta computacionales avanzadas. Por esta razón se suele comenzar realizando un modelo de cavidad y posteriormente se afinan los resultados con el modelo de onda completa.

Este análisis se puede llevar a cabo mediante alguno de los siguientes métodos:

- **Método de momentos (MoM).** Mediante este método se pueden obtener las distribuciones de corriente sobre la superficie de la antena y del propio circuito de alimentación. Una vez conocida la distribución de corriente en la estructura, se pueden calcular las características de radiación y reflexión de la antena.
- **Método de elementos finitos (FEM).** Este modelo se basa en transformar la naturaleza continua de los campos dentro de la DRA en un modelo discreto aproximado. El comportamiento de los campos tanto en el interior como en el exterior de la DRA se obtiene mediante la interpolación de un número finito de parámetros asociados a ciertos puntos característicos o “nodos”. Es por tanto una aproximación de los valores de una función a partir del conocimiento de número determinado y finito de puntos.
- **Método de diferencias finitas (FDTD).** Este método consiste en el modelamiento numérico de las ecuaciones de Maxwell en su modalidad de evolución temporal, asumiendo que los parámetros eléctricos son invariantes en el tiempo.

En este caso, el diseño se ha llevado a cabo mediante el “*Transient Solver*” de CST Microwave Studio que se basa principalmente en el método de diferencias finitas.

Para disminuir los tiempos de simulación, CST permite utilizar aproximaciones de diseño como considerar un plano de masa infinito o realizar los cálculos únicamente sobre la mitad de la estructura cuando esta es simétrica.

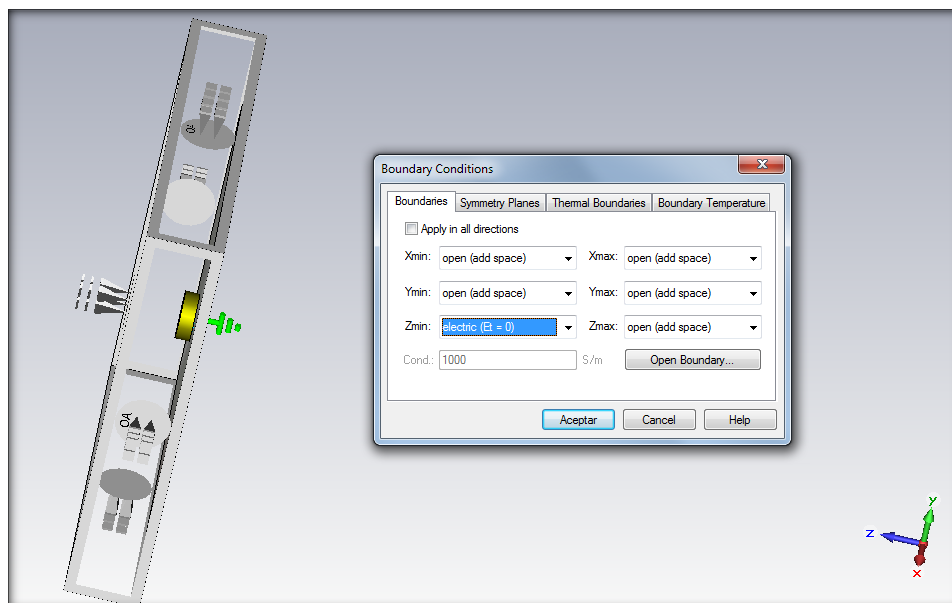


Figura 5-4: Simulación considerando plano infinito de masa

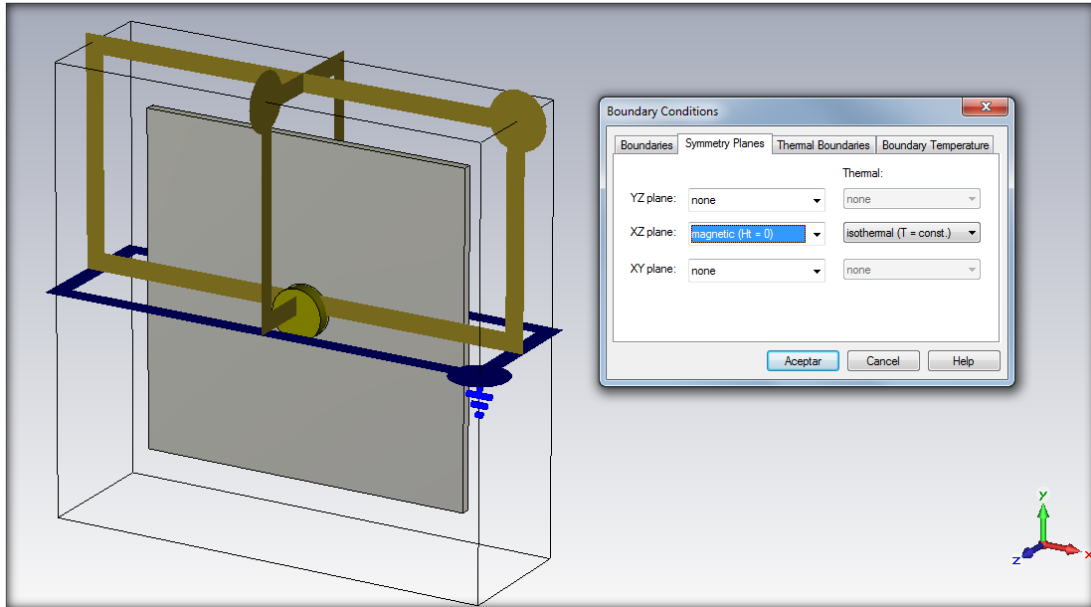


Figura 5-5: Simulación de CST aprovechando simetría en el plano XZ

6 Diseño en la banda de 2,4 GHz

6.1 Características del material.

Para la realización del diseño de un DRA cilíndrico en la banda WiFi de 2,4 GHz se ha utilizado un material dieléctrico de la serie 8300 del fabricante Trans-Tech. Este material es el más económico disponible por el fabricante y trabaja en la banda de los 0,8 a los 12 GHz aproximadamente, como muestra la figura 6-1.

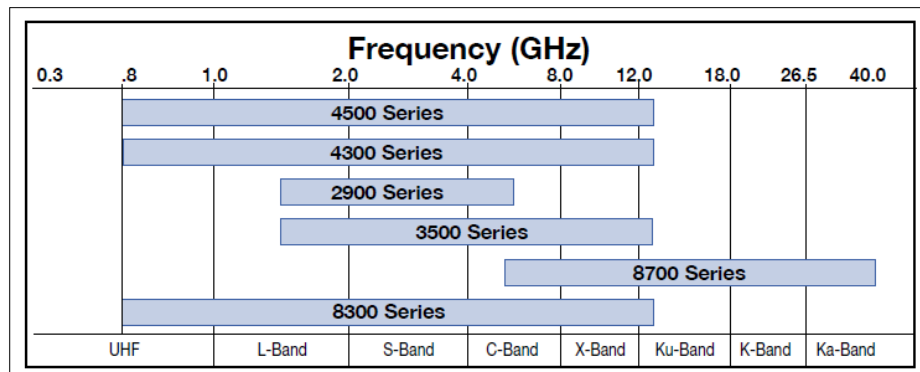


Figura 6-1: Rango de frecuencias para distintos materiales de Trans-Tech

Product Characteristics		8300
Dielectric Constant		35.0 - 36.5
Q (1/tanδ)		>9,500 at 4.3 GHz
Available Frequency (MHz)	Disc Type	800-13800
	Cylinder Type	800-9010
Available τ_f (ppm/°C)		9/6/3/0/-3
Available τ_f Tolerance (ppm/°C)		± 2 or ± 1
Composition		Titanate Based

Figura 6-2: Características del material

Este tipo de material tiene una ϵ_r de entre 35 y 36,5 como se indica en la figura 6-2 y el radio del cilindro estará limitado por las dimensiones de los discos disponibles por el fabricante que se muestran en el anexo B. Hay que tener en cuenta que cuanto mayor sea la ϵ_r menor será la frecuencia de resonancia.

6.2 Pre diseño

6.2.1 Solución analítica

Con el fin de encontrar una frecuencia de resonancia de 2,4 GHz, utilizando el método analítico, el radio obtenido para el cilindro dentro de los disponibles por el fabricante es de $a = 10,7$ mm. Utilizando una relación $a/d = 1,65$, que según el artículo [4] genera un diagrama de radiación de tipo *broadside* similar al que se busca diseñar, se obtiene una altura para el cilindro de $d = 6,5$ mm. Con estas dimensiones del cilindro, la frecuencia de resonancia resultante es de 2,4080 GHz y los diagramas de radiación normalizados son los que se muestran en la figura 6-3.

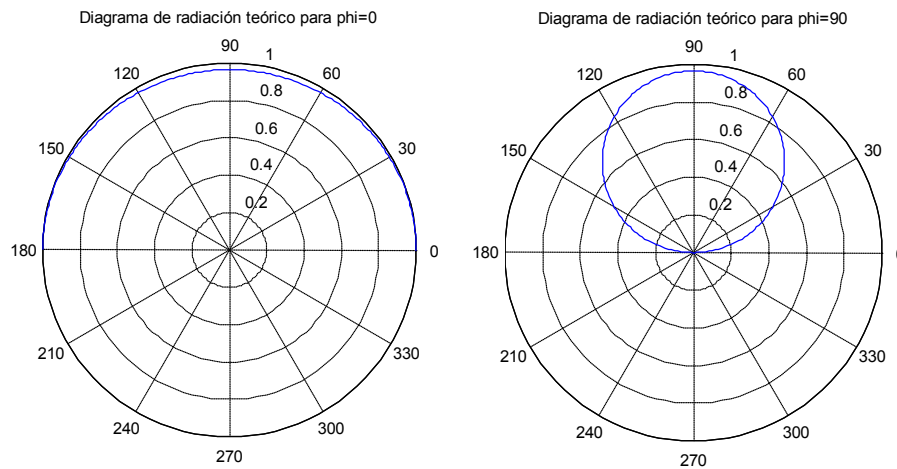


Figura 6-3: Diagramas de radiación normalizados a 2,4080 GHz

6.2.2 Solución numérica del modelo de cavidad

Se ha realizado la simulación “Eigenmode” mediante CST Microwave Studio para las dimensiones obtenidas mediante las ecuaciones teóricas. Las frecuencias obtenidas para los 10 primeros modos se indican en la figura 6-4.

Eigenmode solver results:		
Mode	Frequency	Accuracy
1	2.355 GHz	4.558e-005
2	2.621 GHz	5.999e-006
3	2.969 GHz	8.475e-005
4	2.970 GHz	3.522e-006
5	3.430 GHz	0.0003956
6	3.430 GHz	0.0006878
7	3.659 GHz	5.258e-005
8	4.264 GHz	0.0001179
9*	4.381 GHz	0.001280
10*	4.391 GHz	0.001151

* = This mode has a bad accuracy.
Optimum guess for the highest eigenfrequency would be: 4.39102.

Figura 6-4: Frecuencias de los modos generados en el interior de un cilindro de $a = 10,7 \text{ mm}$ y $d = 6,5 \text{ mm}$

En las figuras 6-5 y 6-6 se muestran el campo eléctrico y magnético obtenidos para el modo fundamental.

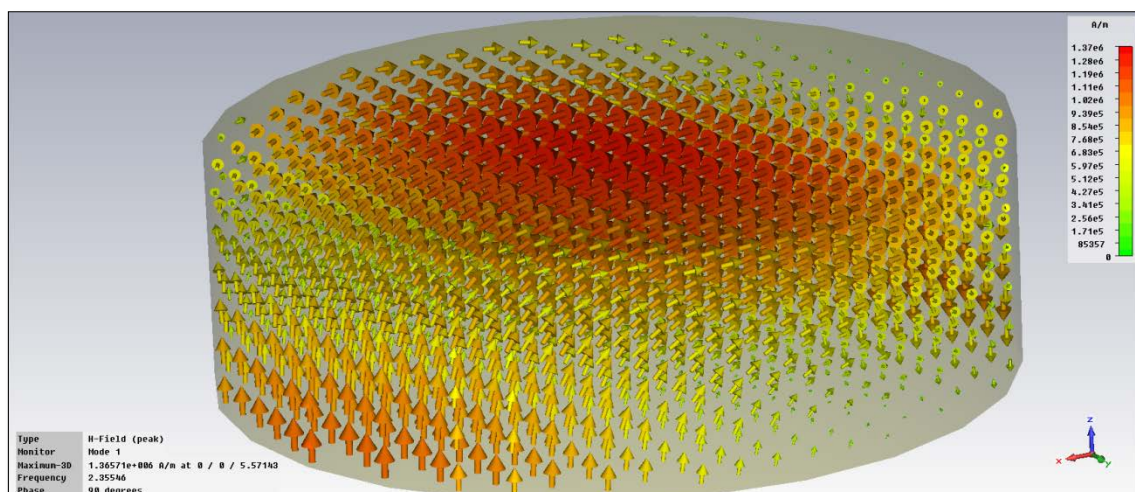


Figura 6-5: Campo eléctrico del modo fundamental en el interior de un cilindro de $a = 10,7 \text{ mm}$ y $d = 6,5 \text{ mm}$

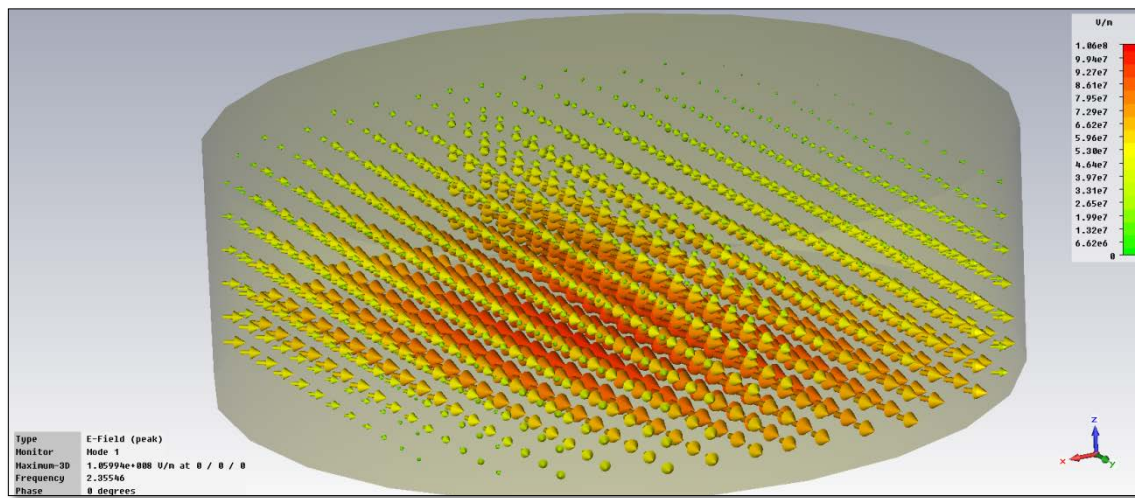


Figura 6-6: Campo magnético del modo fundamental en el interior de un cilindro de $a = 10,7 \text{ mm}$ y $d = 6,5 \text{ mm}$

En las imágenes se puede ver que para excitar este modo con la máxima potencia el coaxial debe situarse en el borde del cilindro que es donde el campo eléctrico de este modo es mayor.

6.2.3 Método de onda completa

Por último, se ha realizado una simulación lo más realista posible, introduciendo también los efectos de un coaxial de 50Ω . Los parámetros utilizados para esta simulación se muestran en la figura 6-7.

Name	Value	Description	Type
a	10.7	Radio del cilindro	Length
d	a/1.65	Altura del cilindro	Length
g	150	Lado del Plano de Masa	Length
h	2*r2	Ancho Plano de masa	Length
l	6	Altura del coaxial interior	Length
r1	0.65	Radio del coaxial interior	Length
r2	2.1	Radio del coaxial exterior	Length
rho	8	Distancia del conductor al centro del cilindro	Length

Figura 6-7: Parámetros utilizados en la simulación para 2,4 GHz

Para encontrar los mejores resultados se ha realizado inicialmente una variación paramétrica de la longitud del coaxial. Este se ha situado a una distancia de 8 mm del centro del cilindro que es aproximadamente donde se presentaba un mayor campo eléctrico en el interior del cilindro. Al introducir el coaxial en la simulación, la frecuencia de resonancia se desvía con respecto a las simulaciones anteriores. Además ésta es menor cuanto mayor sea la longitud del coaxial. Sin embargo, llega un momento a partir del cual no disminuye la frecuencia de resonancia y empeoran los resultados de adaptación.

Este comportamiento coincide con el observado en el artículo [6] en el que la resistencia de entrada y la impedancia crecen cuando crece la longitud del coaxial. Por otro lado, la frecuencia de resonancia decrece con el aumento de l .

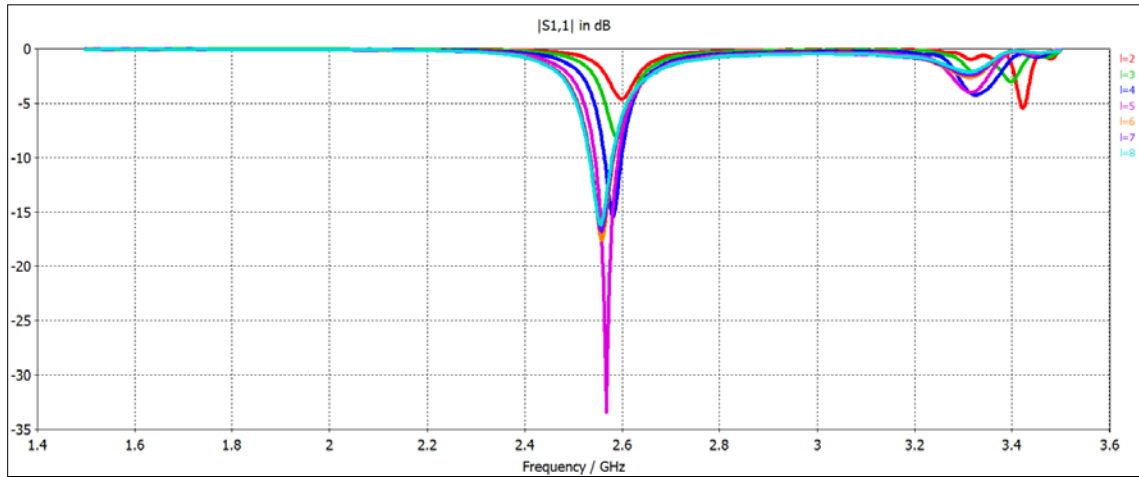


Figura 6-8: Parámetro S11 para $l = 2; 3; 4; 5; 6$ mm $\rho = 8$ mm

Como se puede ver en la figura 6-8, se obtienen mejores resultados para longitudes del coaxial alrededor de los 5mm. Por lo tanto se ha realizado un barrido más fino para longitudes alrededor de los 5mm obteniéndose el mejor parámetro S11, que es el coeficiente de reflexión, para una longitud del coaxial de 4,9 mm.

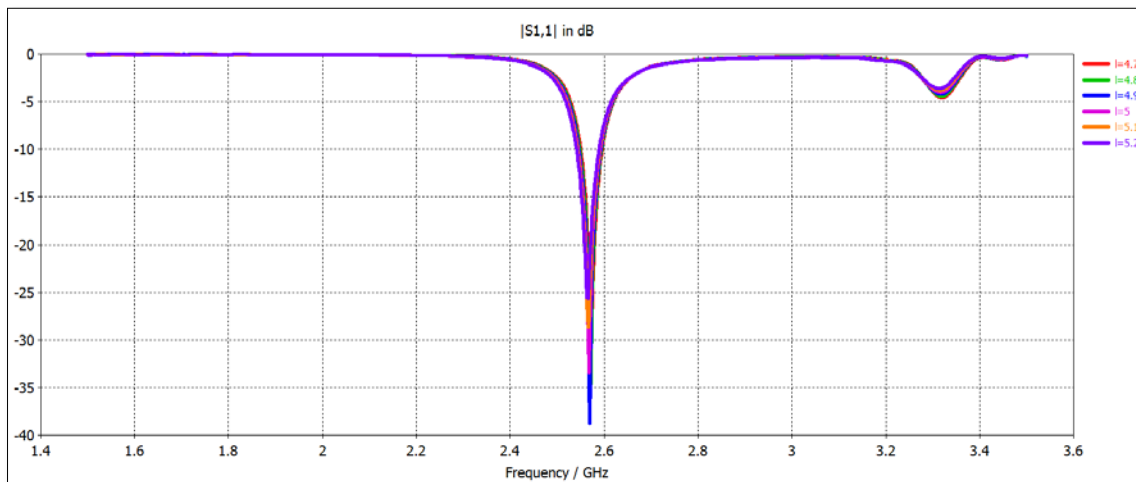


Figura 6-9: Parámetro S11 para $l = 4,7; 4,8; 4,9; 5; 5,1; 5,2$ mm $\rho = 8$ mm

Para una longitud de 4,9 mm los diagramas de radiación obtenidos a 2,4 GHz son los que se muestran en la figura 6-10.

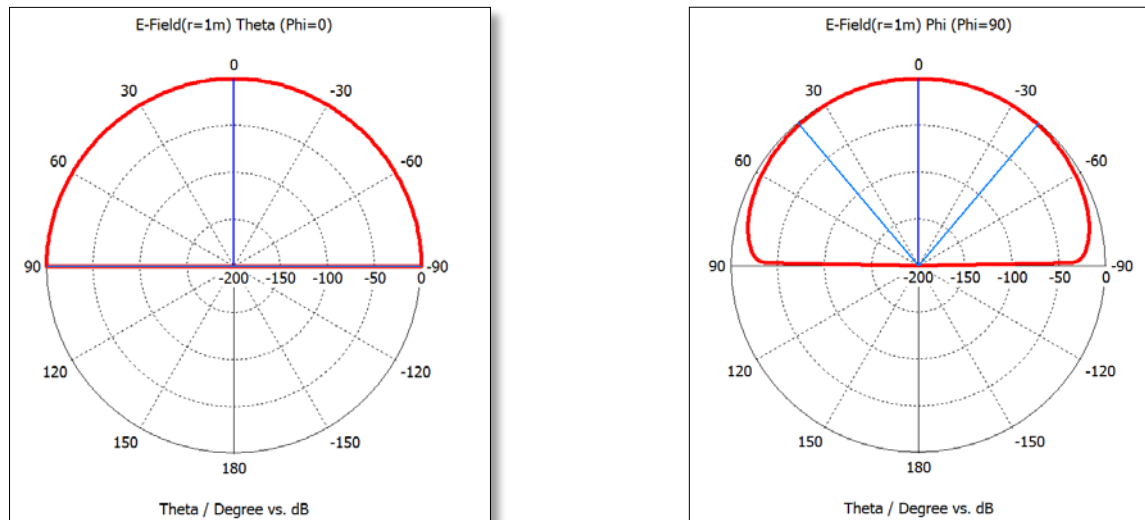


Figura 6-10: Diagramas de radiación para para $l = 4,9$ mm y $\rho = 8$ mm

Se ha podido ver, que variando la longitud del coaxial no es posible llegar a los 2.4 GHz. Llega un momento a partir del cual, por mucho que se aumente la longitud del coaxial, no se alcanza una menor frecuencia de resonancia. Además el diagrama de radiación empieza a no ser de tipo *broadside* puesto que la parte saliente del coaxial puede llegar a emitir más potencia que el propio cilindro de dieléctrico.

Manteniendo la longitud del coaxial a 4.9 mm, otro parámetro que puede ajustarse es la distancia del coaxial al centro del cilindro.

Por lo tanto, se ha realizado también una simulación paramétrica manteniendo fija la longitud del coaxial y variando la distancia de este al centro del cilindro.

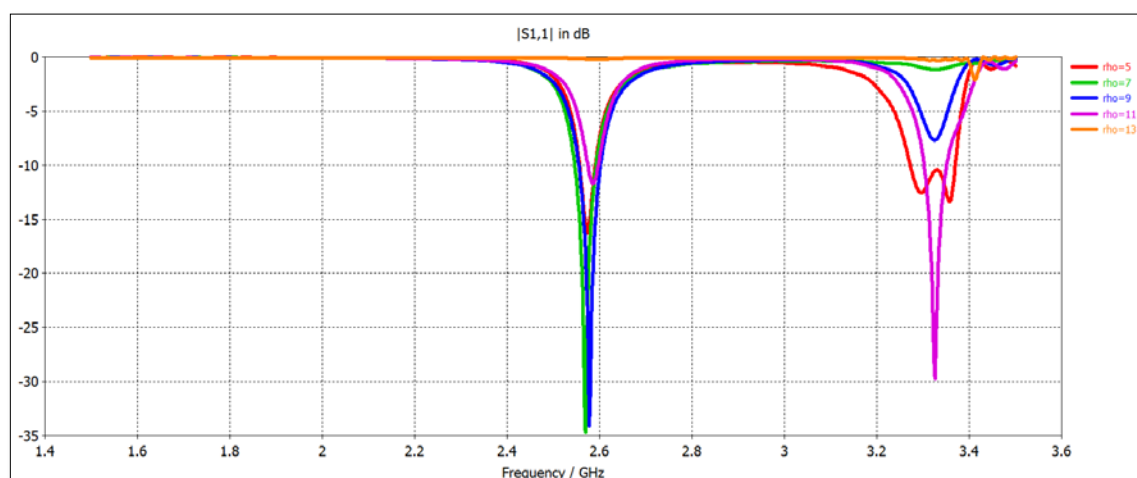


Figura 6-11: Parámetro S11 para $l = 4,9$ mm y $\rho = 5; 7; 9; 11; 13$ mm

En la figura 6-11 se puede ver que los mejores resultados en cuanto a adaptación se obtienen en torno a $\rho = 7$ mm. Por lo tanto, va a ser necesario situar el coaxial en el interior del cilindro. Además, haciendo una variación más fina de este parámetro, se observa, como se indicó anteriormente, que el campo eléctrico es mayor en los extremos del cilindro.

De esta forma, tras realizar las distintas variaciones paramétricas para un cilindro 10,7 mm de radio y 6,5 mm de altura, los mejores resultados de adaptación se obtienen utilizando un coaxial de 4,9 mm situado a una distancia de 8,2 mm del centro. El coeficiente de reflexión obtenido para estos parámetros se muestra en la figura 6-12 y los diagramas de radiación no difieren prácticamente de los obtenidos para $\rho = 8$ mm en la figura 6-10.

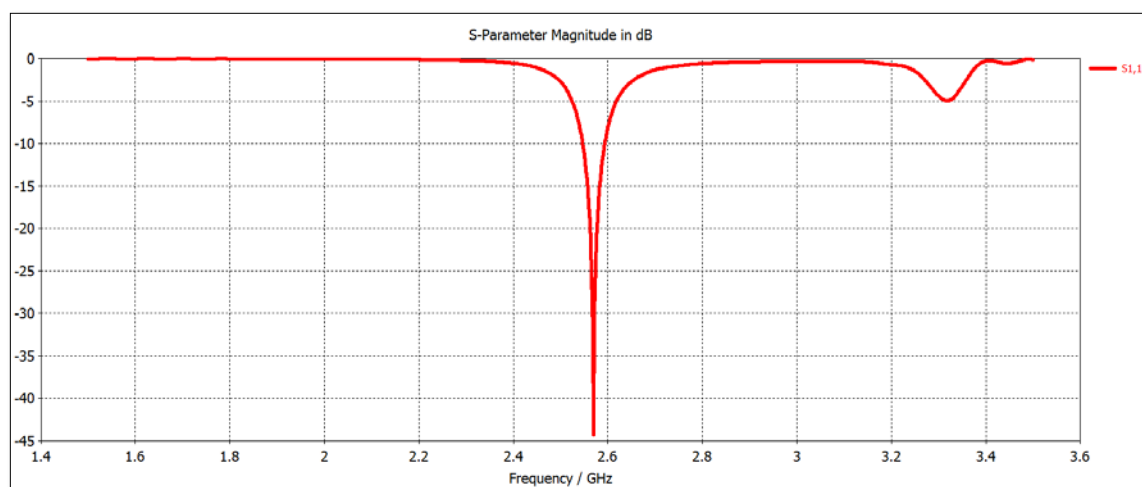


Figura 6-12: Parámetro S11 para $l = 4,9$ mm y $\rho = 8,2$ mm

Aunque utilizando los métodos de cavidad se obtenía una frecuencia de resonancia del modo fundamental a 2,4 GHz para estas dimensiones del cilindro, al introducir el coaxial en la simulación, se ha visto como esta frecuencia aumentaba en torno a los 2,6 GHz. Por lo tanto, para conseguir una frecuencia de resonancia de 2,4 GHz ha sido necesario variar las dimensiones del cilindro de forma que teóricamente se obtenga una frecuencia de resonancia menor y que esta aumente al introducir el coaxial.

6.3 Ajuste del radio del cilindro

6.3.1 Solución analítica

En este caso se ha realizado la simulación para un radio de $a = 11,5$ mm que es el siguiente superior indicado por el fabricante. Se ha mantenido la relación $a/d = 1,65$ mm, obteniéndose así una altura del cilindro de $d = 7$ mm. Para estas dimensiones, teóricamente se obtendría una frecuencia de resonancia de 2,2348 GHz y los diagramas de radiación obte-

nidos son los mismos que los que se mostraban en figura 6-3 debido a que la relación de aspecto se ha mantenido constante.

6.3.2 Solución numérica del modelo de cavidad

Las frecuencias de los 10 primeros modos que se generan en el interior de un cilindro de 11,5 mm de radio y 7 mm de alto son los que se muestran en la figura 6-13.

Eigenmode solver results:		
Mode	Frequency	Accuracy
1	2.189 GHz	4.411e-005
2	2.436 GHz	8.653e-007
3	2.760 GHz	6.227e-005
4	2.761 GHz	4.354e-006
5	3.189 GHz	0.0003299
6	3.189 GHz	0.0006545
7	3.402 GHz	5.133e-005
8	3.966 GHz	0.0001110
9*	4.074 GHz	0.001110
10*	4.084 GHz	0.001142
* = This mode has a bad accuracy.		
Optimum guess for the highest eigenfrequency would be: 4.084.		

Figura 6-13: Frecuencias de los modos generados en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 7$ mm

Las representaciones de los campos eléctrico y magnético, tienen la misma forma que en la simulación anterior (figuras 6-5 y 6-6) debido a que se ha mantenido la relación de aspecto del cilindro.

6.3.3 Método de onda completa

Introduciendo el coaxial anterior de altura 4,9mm y situado a una distancia de 8,2 mm se ha vuelto a realizar un barrido paramétrico de la longitud del coaxial. En este caso, la frecuencia de resonancia está más próxima a los 2,4 GHz deseados, obteniéndose los mejores resultados de adaptación para una longitud de 5,2 mm (figura 6-14), algo mayor que los 4,9 mm obtenidos para el primer diseño.

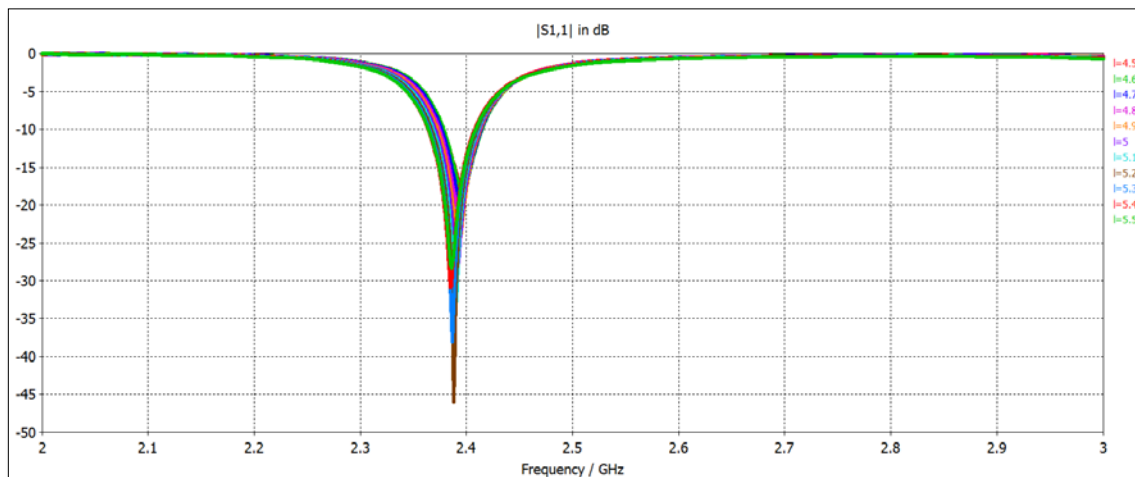


Figura 6-14: Parámetro S11 para $l = 4, 5; 4, 6; 4, 7; 4, 8; 4, 9; 5, 5, 1; 5, 2; 5, 3; 5, 4; 5, 5$ mm y $\rho = 8$ mm

En cuanto a la posición del coaxial, tras realizar una simulación variando ρ entre 8 y 9, la distancia más óptima al centro del cilindro sigue siendo de 8,2 mm.

Así, para un cilindro 11,5 mm de radio y 7 mm de altura, los mejores resultados en cuanto a adaptación (figura 6-15) se obtienen utilizando un coaxial de 5,2 mm situado a una distancia de 8,2 mm del centro del cilindro.

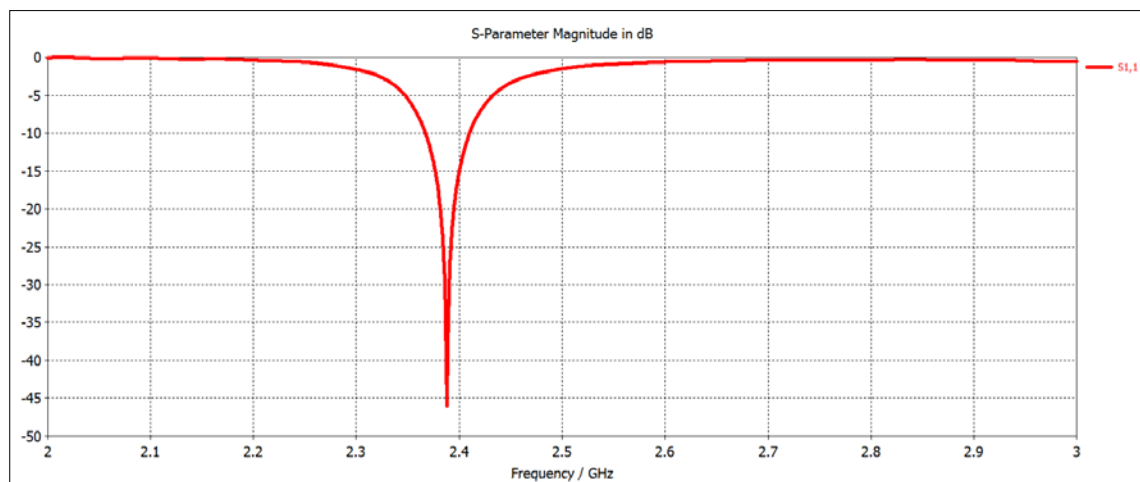


Figura 6-15: Parámetro S11 para $l = 5, 2$ mm y $\rho = 8, 2$ mm

Sin embargo, los diagramas de radiación, siguen sin variar significativamente, como se puede observar en la figura 6-16.

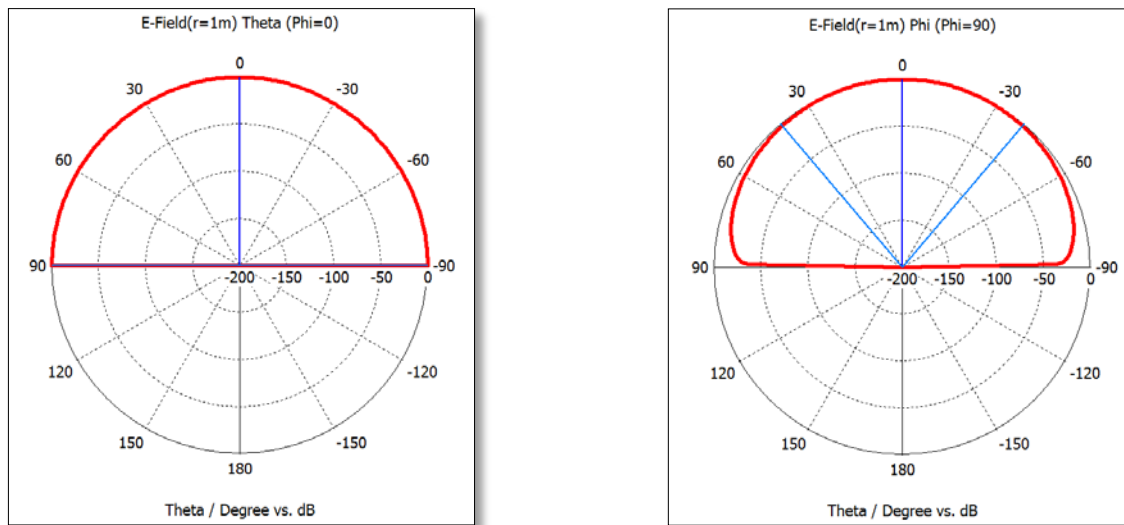


Figura 6-16: Diagramas de radiación para para $l = 4,9$ mm y $\rho = 8,2$ mm

Aunque para este diseño se han obtenido mejores resultados, no se ajusta exactamente a una frecuencia de resonancia de 2,4 GHz sino que esta es algo menor.

6.4 Ajuste de la relación de aspecto

6.4.1 Resultados analíticos

Como se ha visto en los apartados 6.1 y 6.2, para obtener una frecuencia de resonancia de exactamente 2.4 GHz, no es suficiente con variar los parámetros anteriores sino que además es necesario variar la relación a/d antes fija a 1,65. Esto es debido a las limitaciones de los radios fijados por el fabricante. En este apartado se ha utilizado una relación $a/d = 1,66$ manteniendo el radio del cilindro a 11,5 mm, resultando así una altura de 6,9 mm. Para estos parámetros la frecuencia de resonancia obtenida mediante las ecuaciones teóricas es de 2,2087 GHz y los diagramas de radiación son los que se muestran en la figura 6-17. Como cabía esperar, una variación tan fina en la relación de aspecto hace que los diagramas de radiación teóricos normalizados no varíen prácticamente.

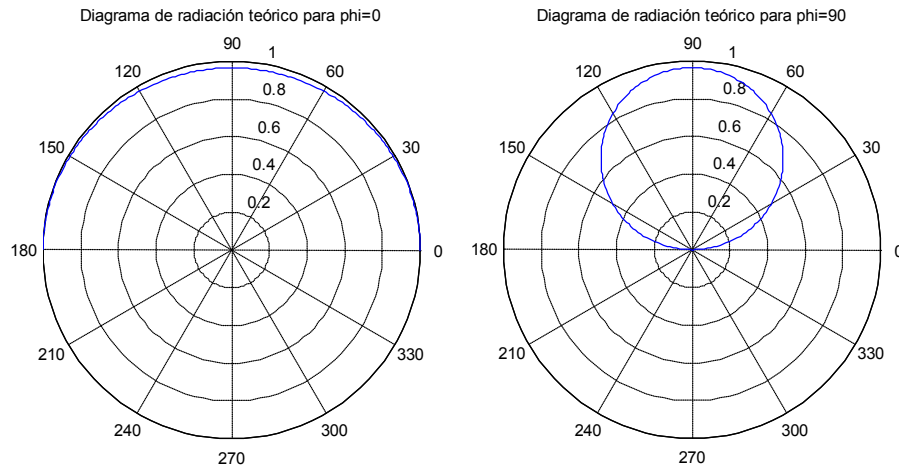


Figura 6-17: Diagramas de radiación normalizados a 2,2087GHz

6.4.2 Resultados numéricos del modelo de cavidad

Las frecuencias de los 10 primeros modos que se generan en el interior de un cilindro de 11,5 mm de radio y 6,9 mm de alto son los que se muestran en la figura 6-18.

Mode	Frequency	Accuracy
1	2.210 GHz	1.350e-005
2	2.455 GHz	1.063e-005
3*	2.694 GHz	0.6283
4	2.777 GHz	0.0003717
5	2.778 GHz	2.774e-005
6	3.203 GHz	2.883e-005
7	3.204 GHz	5.176e-005
8	3.416 GHz	3.115e-005
9	3.977 GHz	0.0001123
10	4.086 GHz	0.0008044

* = This mode has a bad accuracy.
Optimum guess for the highest eigenfrequency would be: 4.08569.

Figura 6-18: Frecuencias de los modos generados en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm

Los campos eléctrico y magnético que se generan en el interior del cilindro se representan en las figuras 6-19 y 6-20.

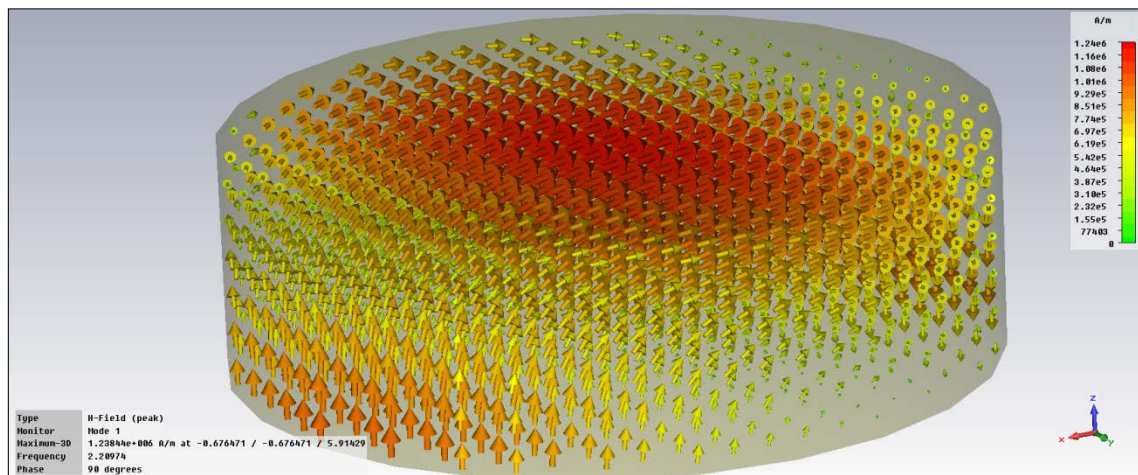


Figura 6-19: Campo eléctrico del modo fundamental en el interior de un cilindro de $a = 11,5 \text{ mm}$ y $d = 6,9 \text{ mm}$

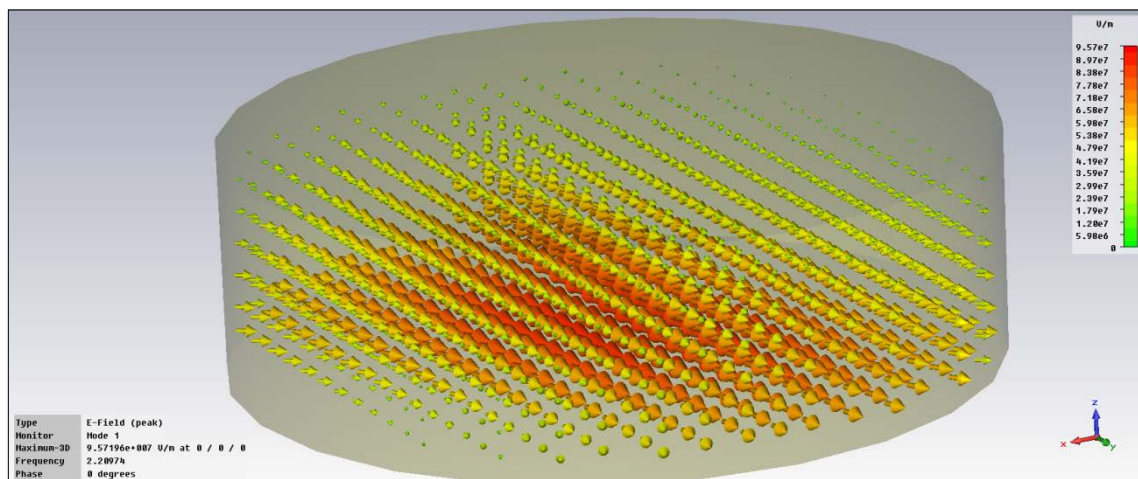


Figura 6-20: Campo magnético del modo fundamental en el interior de un cilindro de $a = 11,5 \text{ mm}$ y $d = 6,9 \text{ mm}$

6.4.3 Método de onda completa

En este caso, al introducir el coaxial en la simulación, se obtiene el desplazamiento de la frecuencia de resonancia esperado hasta un valor de 2,4 GHz que es la frecuencia de interés. Se han vuelto a ajustar la longitud (figura 6-21) y la posición adecuada del coaxial (figura 6-22) para las nuevas dimensiones del cilindro.

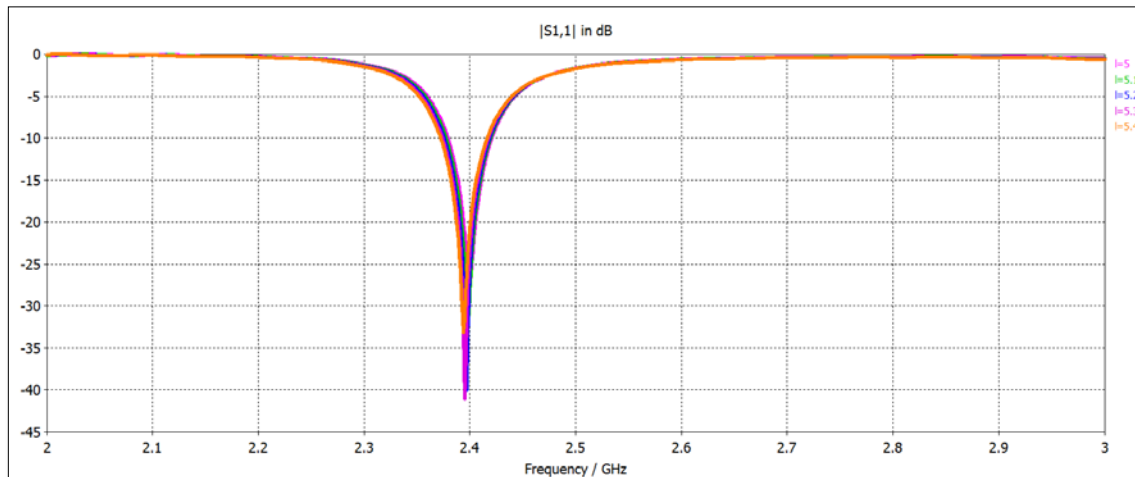


Figura 6-21: Parámetro S11 para $l = 5; 5, 1; 5, 2; 5, 3; 5, 4$ mmy $\rho = 8, 2$ mm

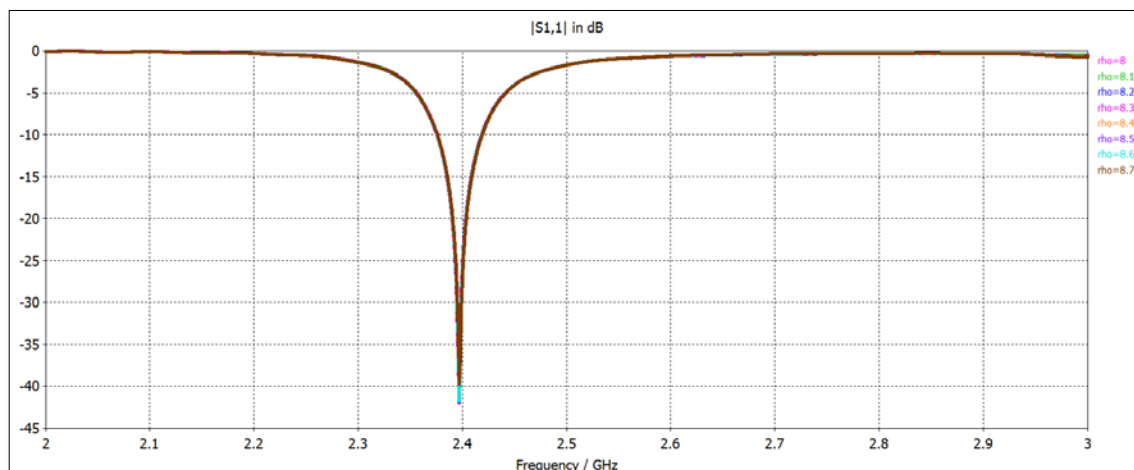


Figura 6-22: Parámetro S11 para $l = 5, 2$ mmy $\rho = 8; 8, 1; 8, 2; 8, 3; 8, 4; 8, 5; 8, 6; 8, 7$ mm

Tras realizar las simulaciones paramétricas, en este caso se ha obtenido una longitud óptima para el coaxial de 5,2 mm a una distancia de 8,5 mm del cilindro. Los resultados obtenidos para estos valores se muestran en las figuras 6-23 y 6-24.

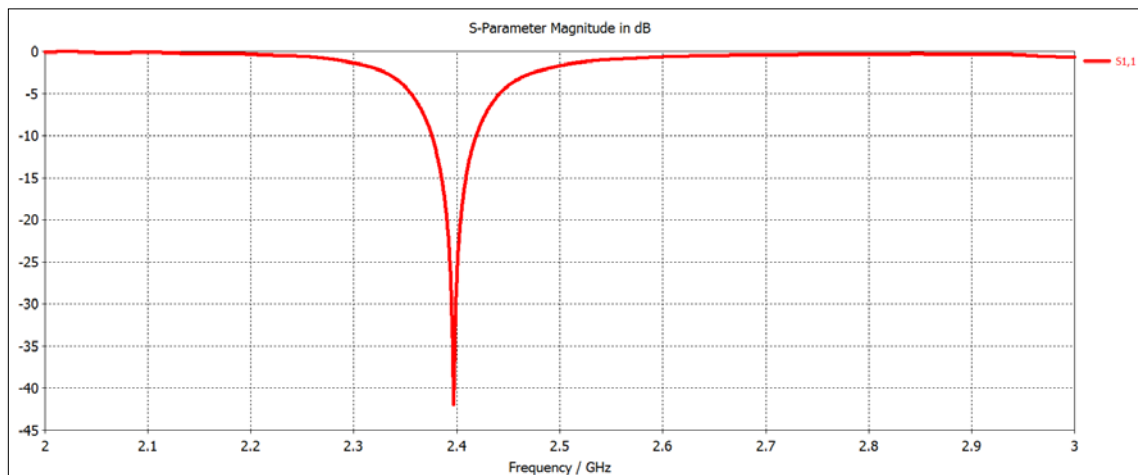


Figura 6-23: Parámetro S11 para $l = 5,2$ mm y $\rho = 8,5$ mm

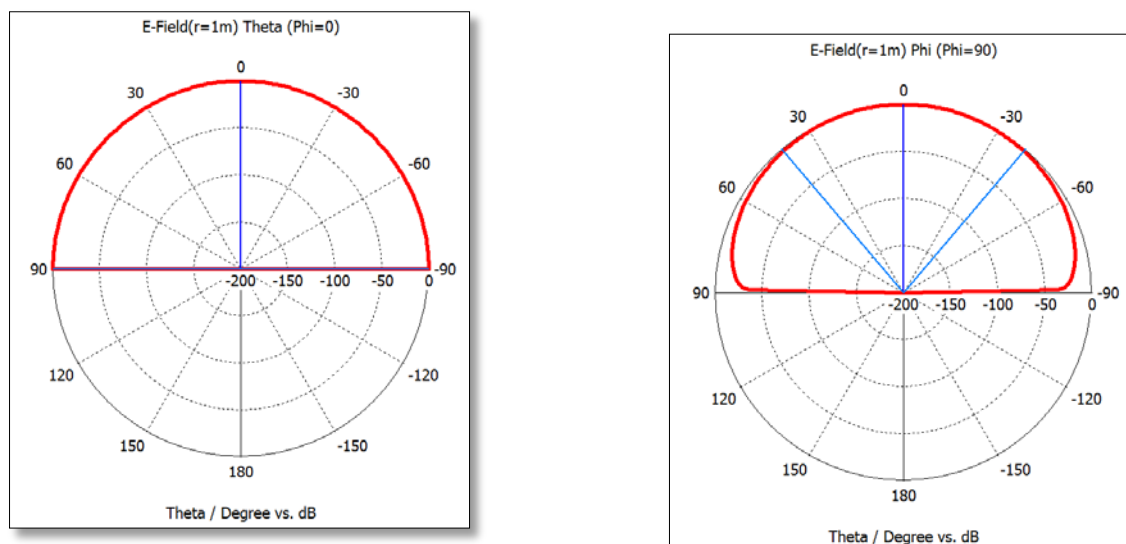


Figura 6-24: Diagramas de radiación para para $l = 5,2$ mmy $\rho = 8,5$ mm

Hasta el momento, las simulaciones en CST se han realizado asumiendo simetría magnética en el plano XZ para disminuir el tiempo de simulación. Para comprobar que los resultados obtenidos anteriormente son correctos, se ha realizado una simulación sin hacer uso de esta simetría y se ha observado que efectivamente estos resultados no varían significativamente como se puede observar en la figura 6-25.

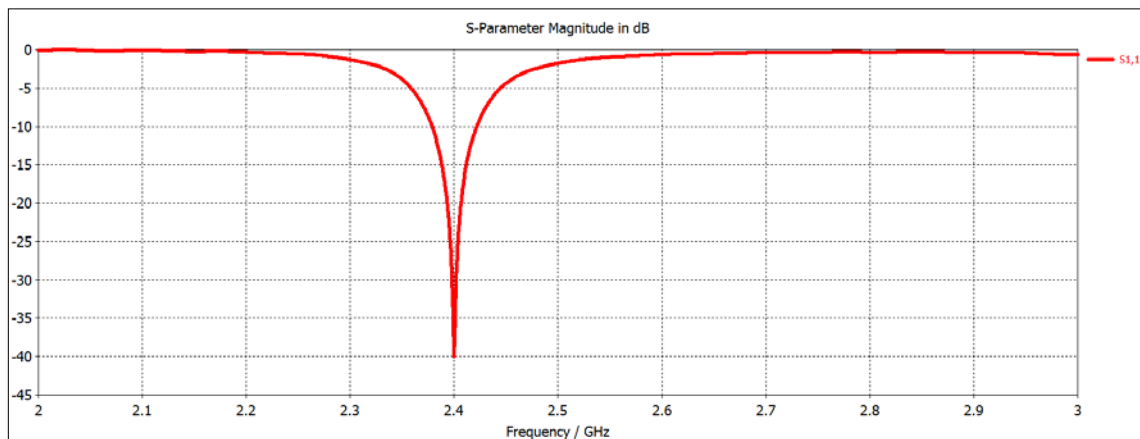


Figura 6-25: Parámetro S11 del diseño 3 sin simetría magnética

Además, para corroborar que estos resultados son correctos, se ha realizado una simulación optimizando los parámetros de forma automática mediante el CST manteniendo las dimensiones del cilindro. Se ha visto que se obtiene el mínimo S11 de la figura 6-27 para 2,4 GHz con los parámetros de la figura 6-26.

Name	Value	Description	Type
Rel_a_d	1.662589267298	Relacion radio/altura del cilindro	None
a	11.496413398081	Radio del cilindro	Length
d	a/Rel_a_d	Altura del cilindro	Length
g	150	Lado del Plano de Masa	Length
h	2*r2	Ancho Plano de masa	Length
l	5.1953798326663	Altura del coaxial interior	Length
r1	0.65	Radio del coaxial interior	Length
r2	2.1	Radio del coaxial exterior	Length
rho	8.5	Distancia del conductor al centro del cilindro	Length
			Undefined

Figura 6-26: Valores de los parámetros obtenidos mediante simulación optimizada

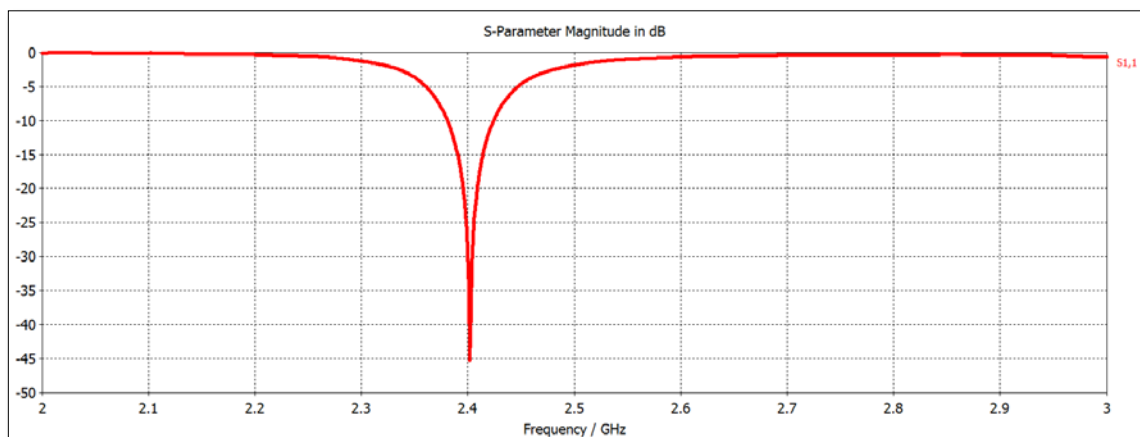


Figura 6-27: Parámetro S11 obtenido mediante simulación optimizada

Como se ha visto, estos resultados no difieren significativamente con respecto a los valores obtenidos ayudándonos de la simulación paramétrica de CST. Se han mantenido los valores de los parámetros obtenidos mediante variación manual ya que debido a las tolerancias mecánicas y dieléctricas se va a producir un error y por lo tanto no es posible utilizar dimensiones con tanta precisión como se obtiene en la simulación optimizada.

6.5 Efecto de variar el plano de masa

En las simulaciones anteriores también se ha realizado una aproximación utilizando un plano infinito de masa. Se ha analizado cómo afectaría el tener un plano de masa finito y como de pequeño se puede hacer éste sin que se modifiquen las propiedades de la antena. En concreto, las variaciones del plano de masa, afectarán a la antena en función de la longitud de onda y por lo tanto afectarán en mayor medida a frecuencias bajas. En este caso la longitud de onda en el vacío es 125 mm.

Para ver este efecto se ha realizado una simulación paramétrica variando el lado del plano de masa desde 25 hasta 150 mm de lado cuyos resultados se muestran en la figura 6-28.

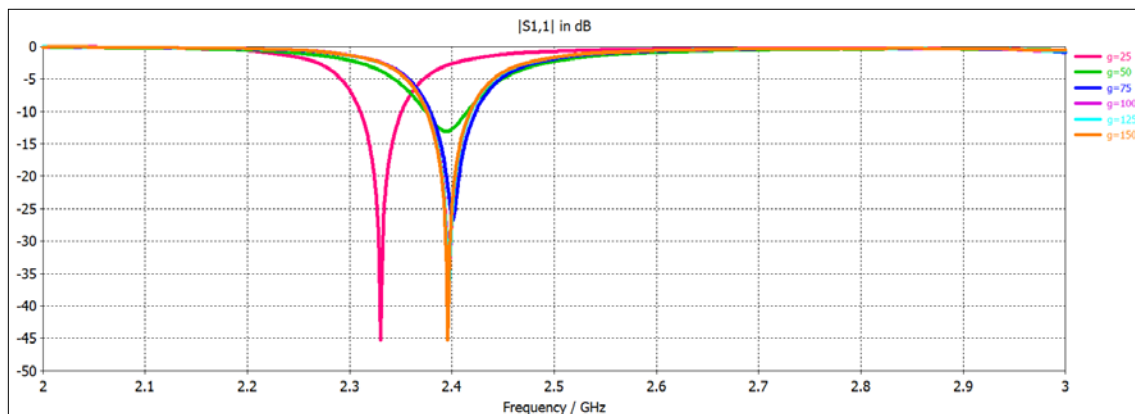


Figura 6-28: Parámetro S11 obtenido para simulación con plano de masa de lado $g = 25; 50; 75; 100; 125; 150$ mm

Tal y como se ha dicho anteriormente, se puede ver como para un plano de masa muy pequeño en comparación con la longitud de onda, como 25 mm, los resultados varían mucho, mientras que para 150 mm los resultados no difieren significativamente con respecto a los obtenidos para un plano de masa infinito.

En las figuras 6-29, 6-30, 6-31, 6-33, 6-33 y 6-34 se muestran los diagramas de radiación para las distintas dimensiones del plano de masa.

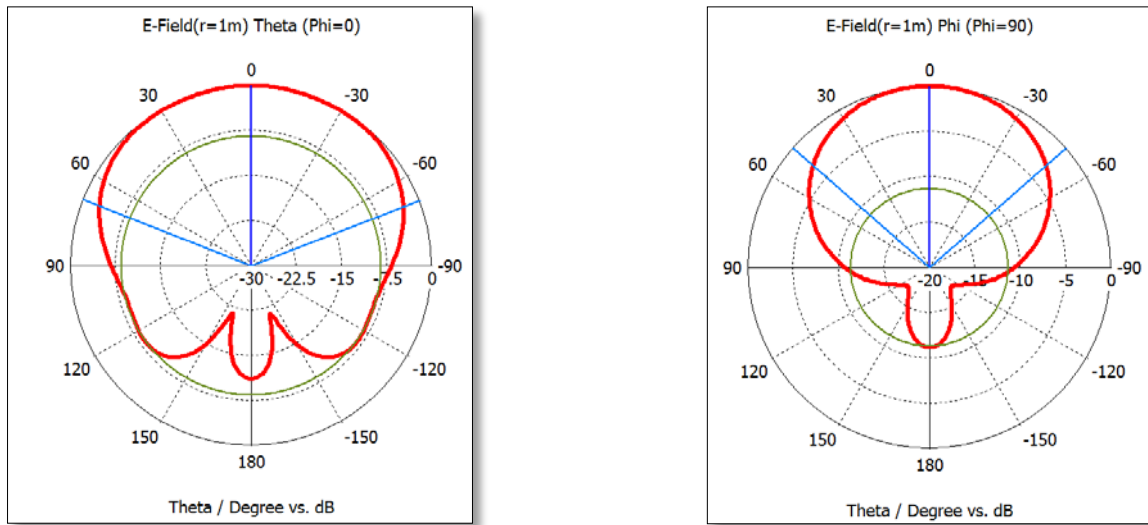


Figura 6-29: Diagramas de radiación para $g=150$ mm

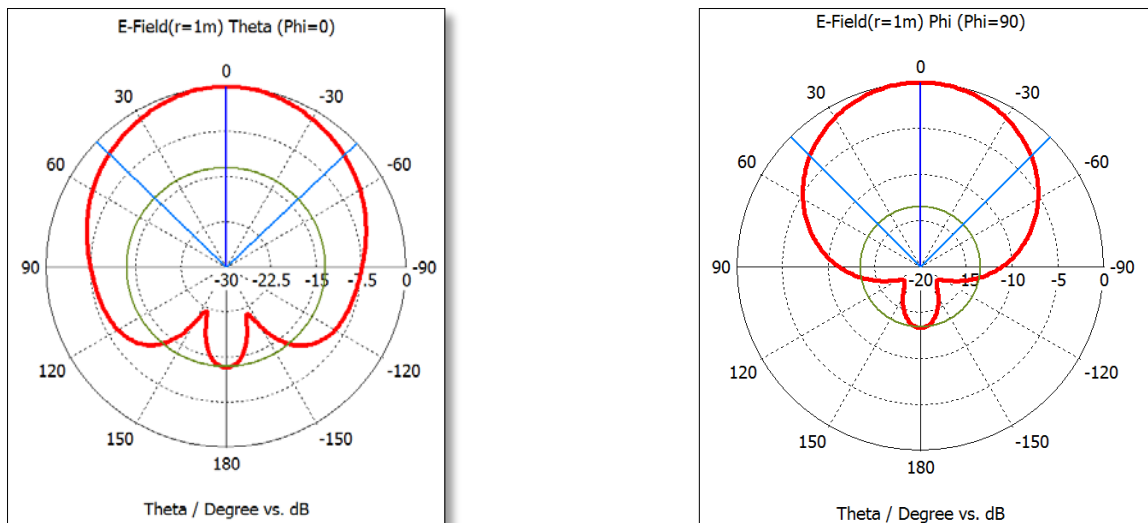


Figura 6-30: Diagramas de radiación para $g=125$ mm

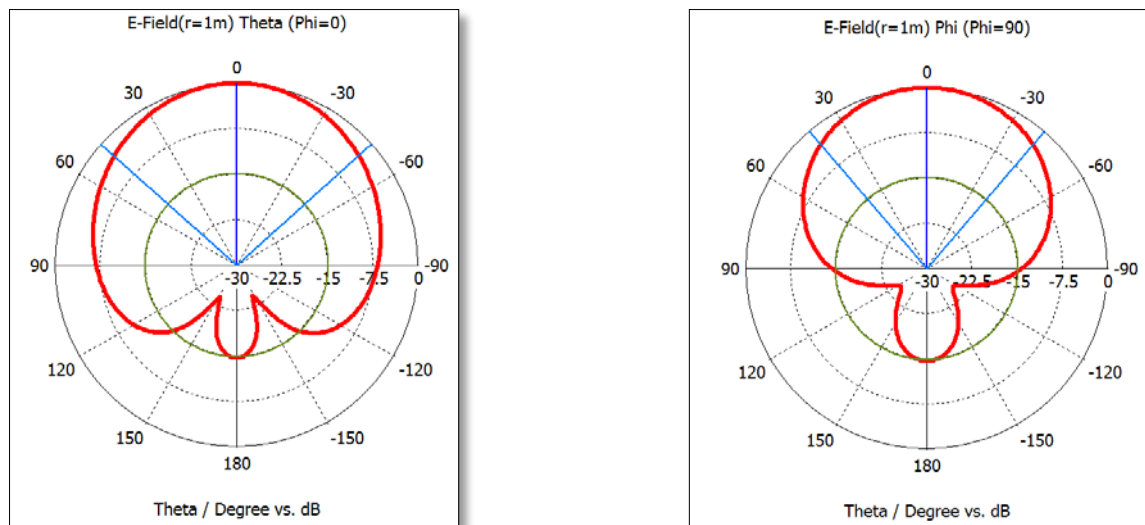


Figura 6-31: Diagramas de radiación para $g=100$ mm

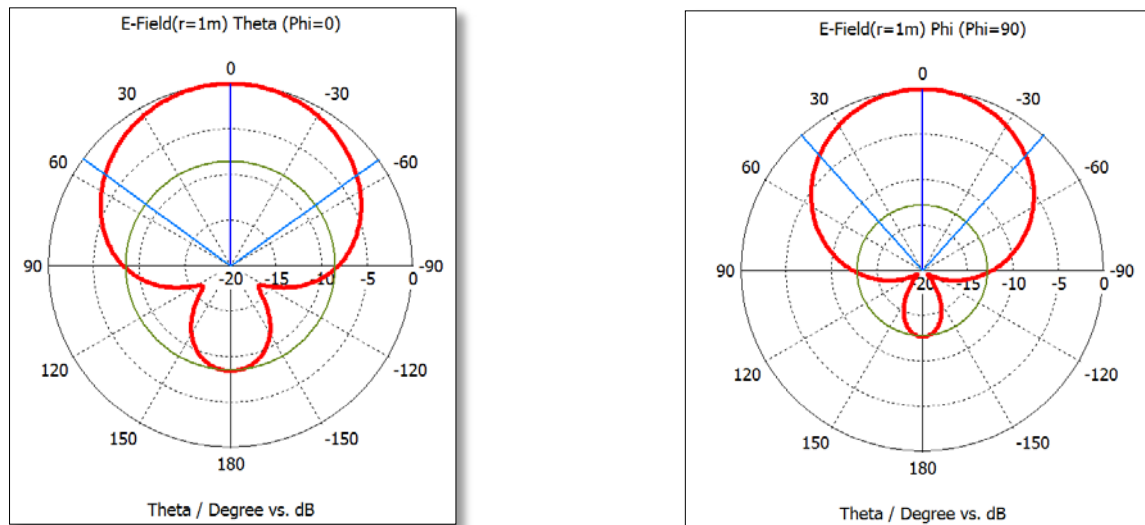


Figura 6-32: Diagramas de radiación para $g=75$ mm

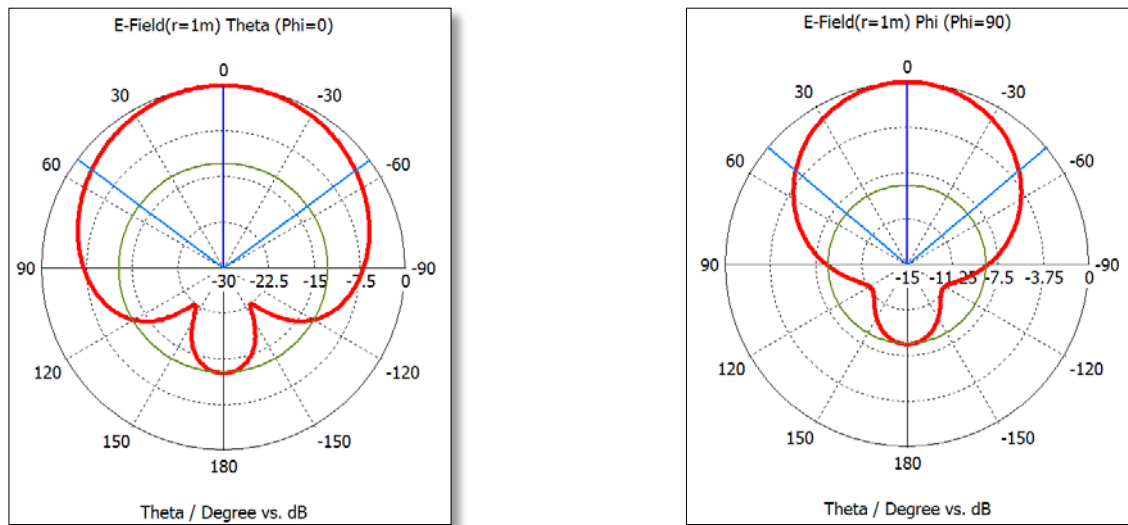


Figura 6-33: Diagramas de radiación para $g= 50$ mm

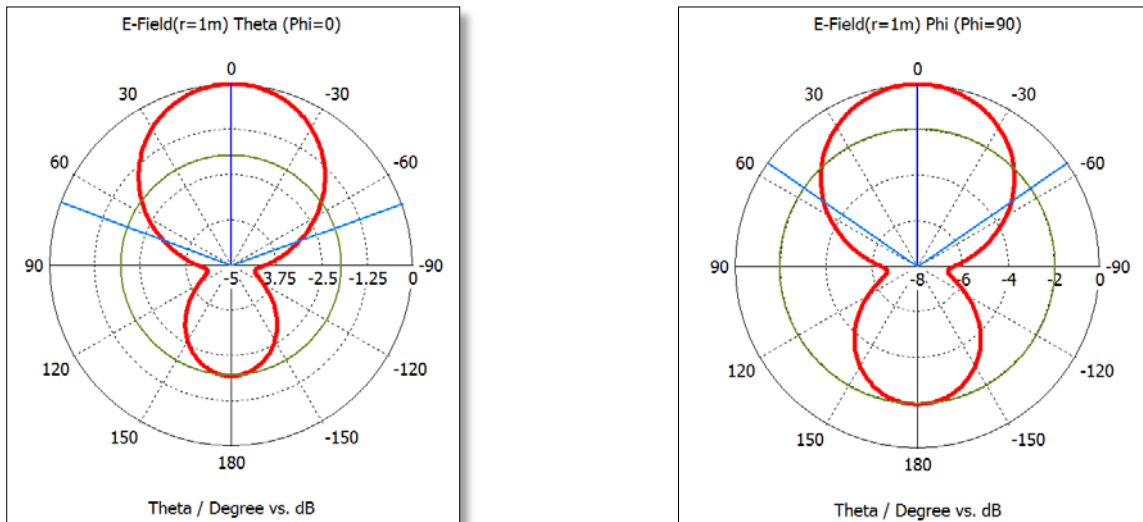


Figura 6-34: Diagramas de radiación para $g= 25$ mm

Como se ha podido ver en las figuras, a medida que se van disminuyendo las dimensiones del plano de masa, el diagrama de radiación empieza a radiar más “hacia abajo” llegando hasta el punto que para el caso de 25 mm de radio casi radia la misma cantidad que “hacia arriba”.

6.6 Efecto de incluir tolerancias mecánicas y dieléctricas

Como se ha comentado anteriormente, los radios disponibles indicados por el fabricante tienen una tolerancia de 0,0127 mm y por lo tanto el radio que se ha escogido será de $11,4935 \pm 0,0127$ mm. Además la constante dieléctrica también tendrá una tolerancia, tomando así el valor de 36 ± 1 .

Series	Type	Dielectric Constant	Temperature Coefficient of f_r (τ_f) ± 2	Q at 4.3 GHz
D/C83	74	36.5 ± 1	+9 ppm/°C	>9,500
D/C83	73	36.0 ± 1	+6 ppm/°C	>9,500
D/C83	72	35.7 ± 1	+3 ppm/°C	>9,500
D/C83	71	35.5 ± 1	0 ppm/°C	>9,500
D/C83	70	35.0 ± 1	-3 ppm/°C	>9,500

Tabla 6-1: Constantes dieléctricas de la serie 8300

Se ha realizado una simulación teniendo en cuenta estas dos tolerancias cuyos resultados se muestran en las figuras 6-35, 6-36 y 6-37. En estas figuras se puede ver cómo incluso en los casos extremos de variación del radio, el parámetro S11 no varía significativamente. Sin embargo, no se puede decir lo mismo de la constante dieléctrica, cuya variación hará que se desvíe la frecuencia de resonancia. Esta frecuencia de resonancia será mayor cuanto menor sea la constante dieléctrica del material.

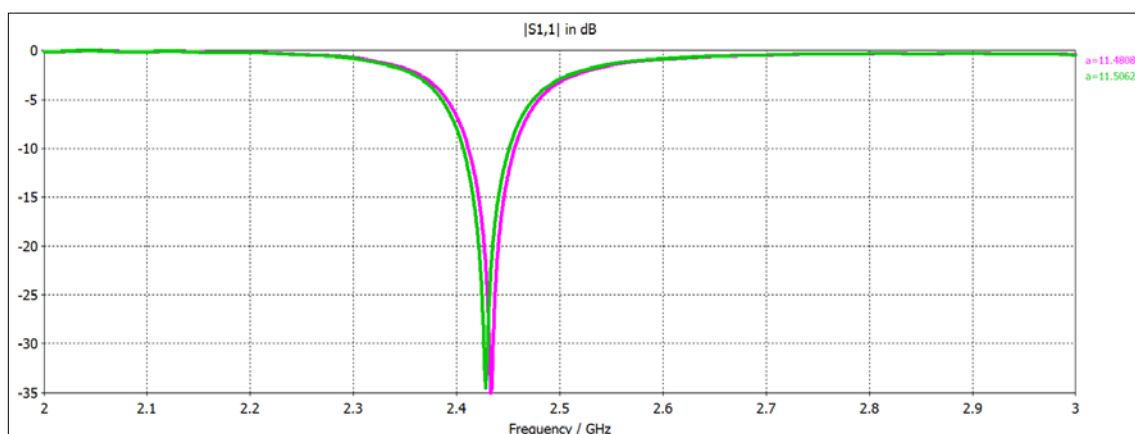


Figura 6-35: Parámetro S11 para $\epsilon_r = 35$ y radios $a = 11,4808$ y $11,502$ mm

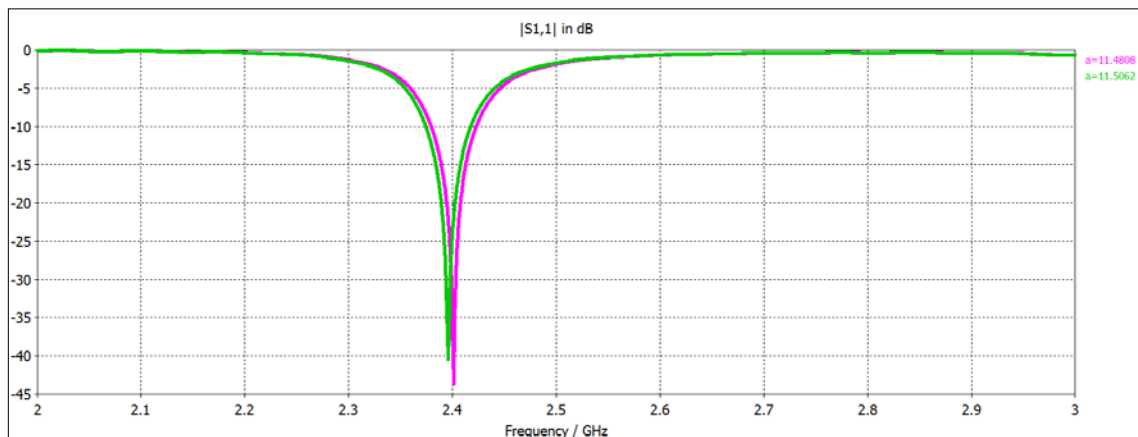


Figura 6-36: Parámetro S11 para $\epsilon_r = 36$ y radios $a = 11,4808$ y $11,502$ mm

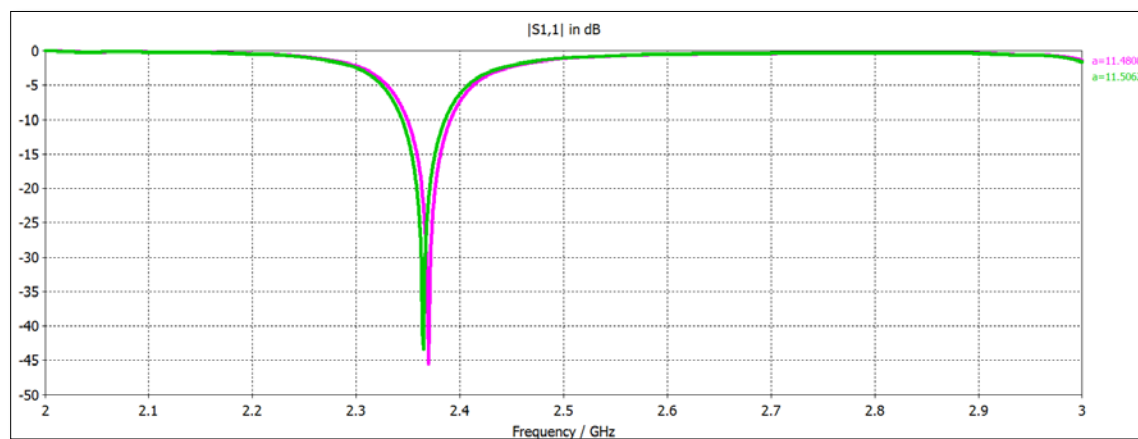


Figura 6-37: Parámetro S11 para $\epsilon_r = 37$ y radios $a = 11,4808$ y $11,502$ mm

6.7 Efecto de incluir pérdidas del dieléctrico

En esta simulación se muestran los resultados teniendo en cuenta las pérdidas del dieléctrico. Según el fabricante el factor Q mínimo se da para una frecuencia de 4,3 GHz y tiene un valor de 9300. Como $Q = 1/\tan \delta$, entonces resulta una $\tan \delta = 1.0753 \times 10^{-4}$.

Como se observa en las figura 6-38 y 6-39 estas pérdidas no afectan prácticamente a las características de la antena.

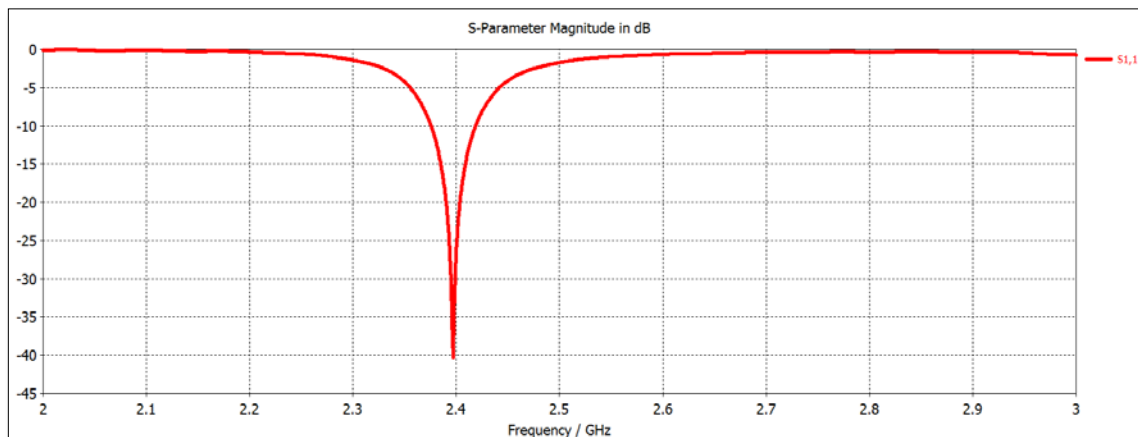


Figura 6-38: Parámetro S11 con pérdidas dieléctricas

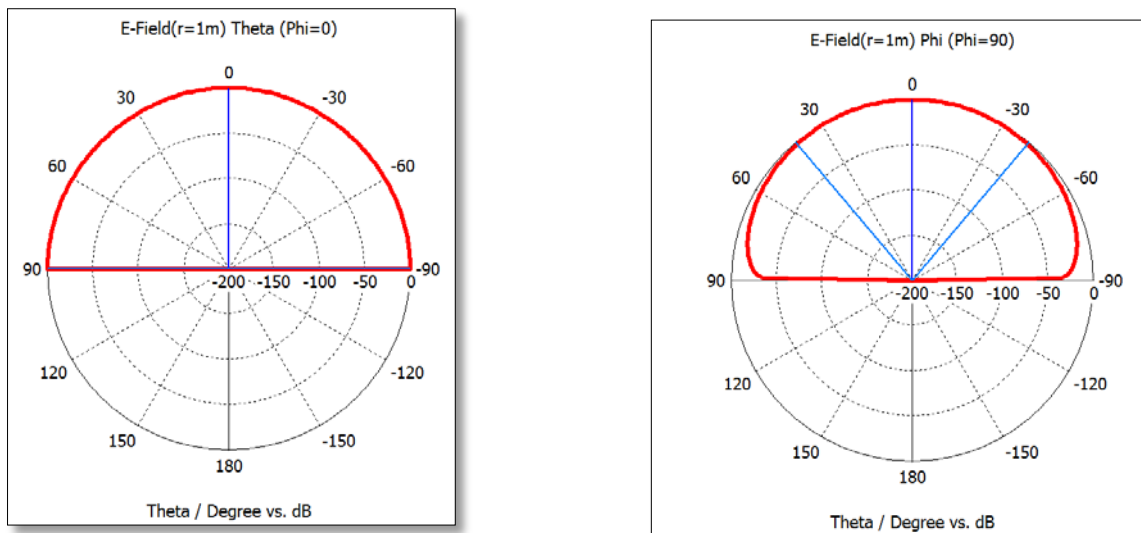


Figura 6-39: Diagramas de radiación con pérdidas dieléctricas

6.8 Radiación de modos superiores a otras frecuencias de resonancia

Por último se ha realizado un análisis de las frecuencias de resonancia del resto de modos que se generan en el interior del cilindro. En las siguientes imágenes 6-40 a 6-48 se muestran los campos eléctricos generados por los 9 primeros modos superiores en el interior del DRA según el modelo de cavidad.

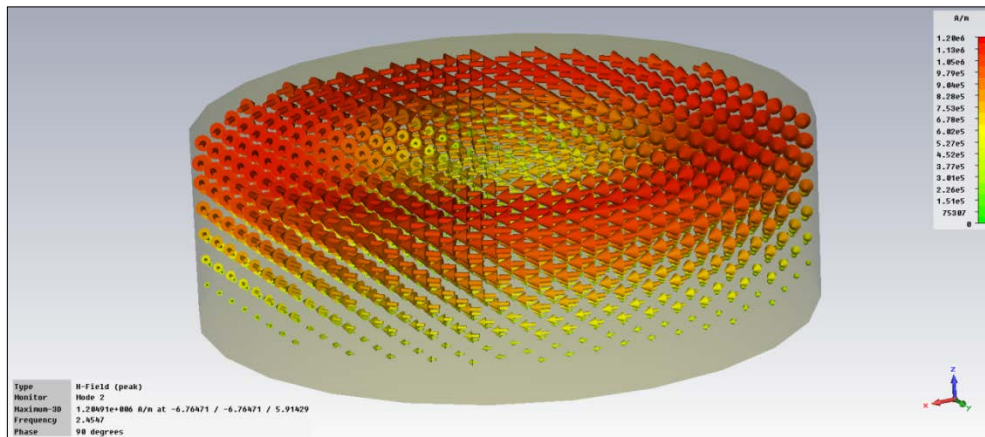


Figura 6-40: Campo eléctrico del segundo modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5 \text{ mm}$ y $d = 6,9 \text{ mm}$

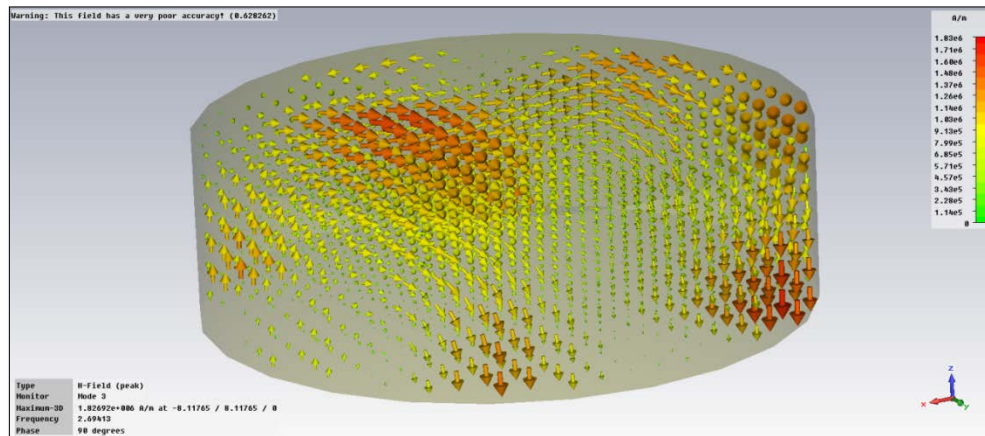


Figura 6-41: Campo eléctrico del tercer modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5 \text{ mm}$ y $d = 6,9 \text{ mm}$

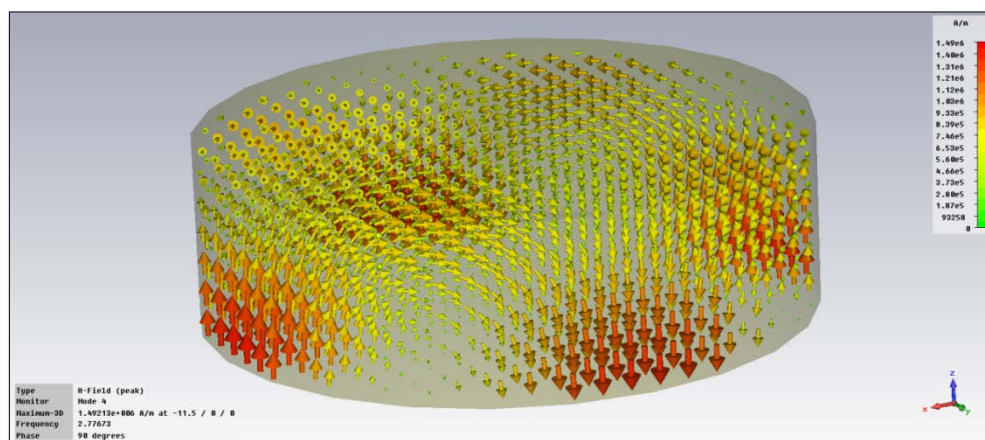


Figura 6-42: Campo eléctrico del cuarto modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5 \text{ mm}$ y $d = 6,9 \text{ mm}$

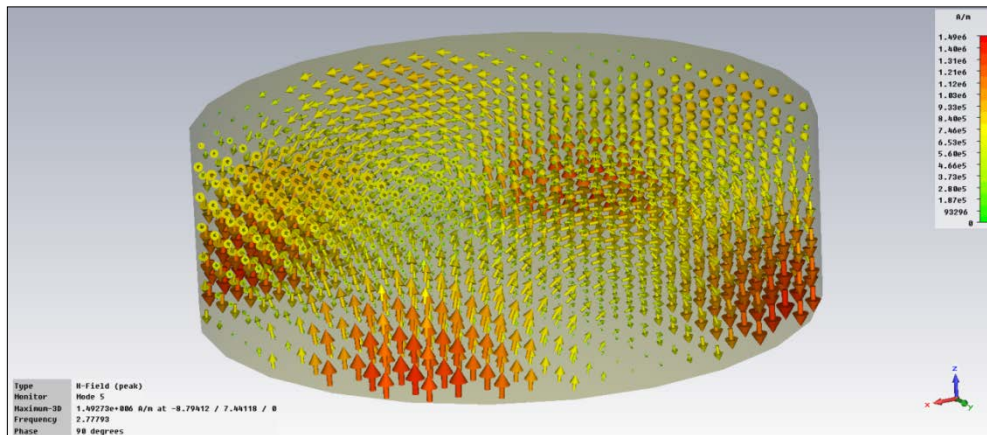


Figura 6-43: Campo eléctrico del quinto modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm

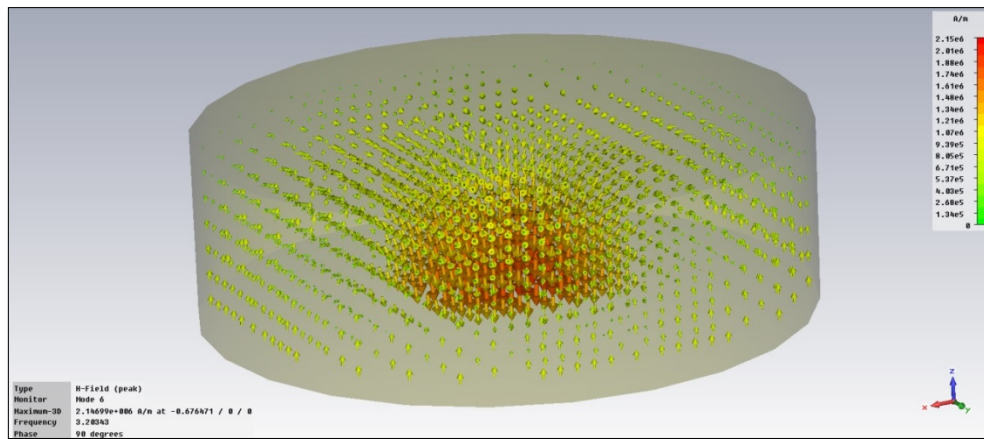


Figura 6-44: Campo eléctrico del sexto modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm

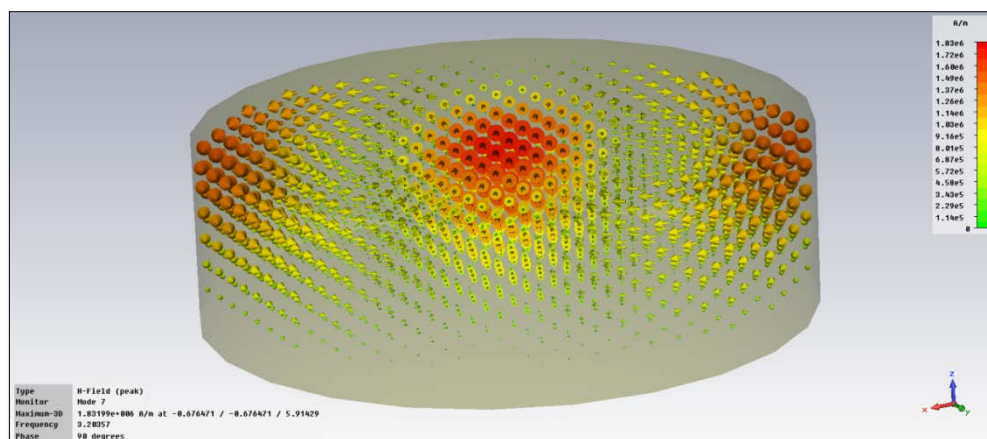


Figura 6-45: Campo eléctrico del séptimo modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm

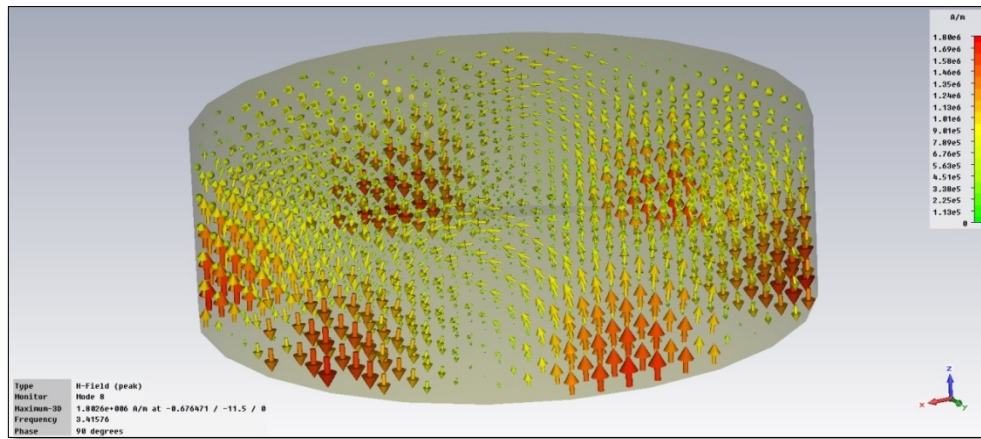


Figura 6-46: Campo eléctrico del octavo modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm

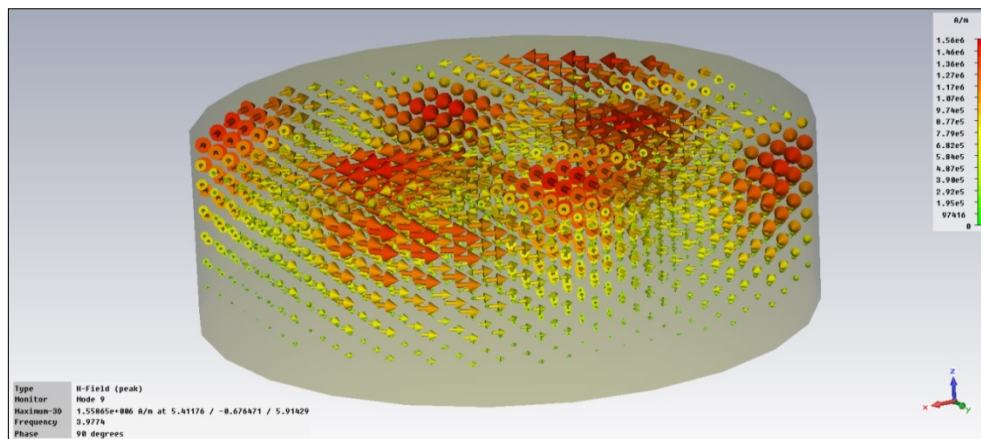


Figura 6-47: Campo eléctrico del noveno modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm

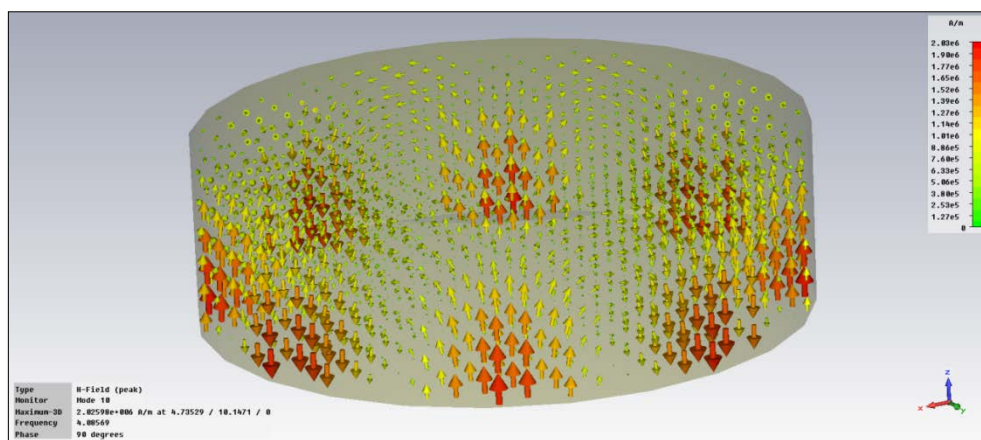


Figura 6-48: Campo eléctrico del décimo modo en el interior de un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,9$ mm

Muchos de estos modos generados en el interior del cilindro no son excitados por el coaxial, ya que éste no está situado cerca de sus máximos de campo eléctrico tangencial al propio coaxial, y por lo tanto su frecuencia no aparece en el parámetro S11 mostrado en la figura 6-49 como frecuencia de resonancia en la simulación de onda completa.

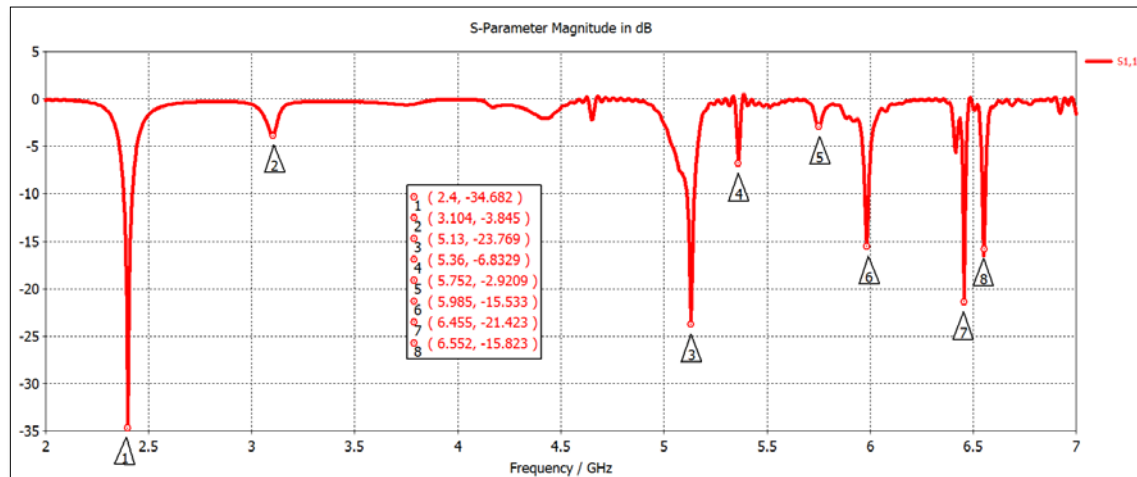


Figura 6-49: Frecuencias de resonancia de los modos que se generan en el interior del cilindro

Debido a que estas simulaciones se han realizado con plano de masa infinito, los diagramas de radiación correspondientes a cada frecuencia de resonancia son muy similares y de tipo *broadside*. Estos diagramas se recogen en el apéndice C.

6.9 Ajuste de la frecuencia de resonancia a la banda WiFi

Como el objetivo es diseñar una antena para WiFi interesa buscar máxima adaptación para 2,442 GHz que coincide con el centro del ancho de banda de WiFi que se extiende desde los 2,401 GHz hasta 2,483 GHz. Este es el rango total de frecuencias desde el principio del canal 1 hasta el final del canal 13 (puesto que el canal 14 está prohibido en España).

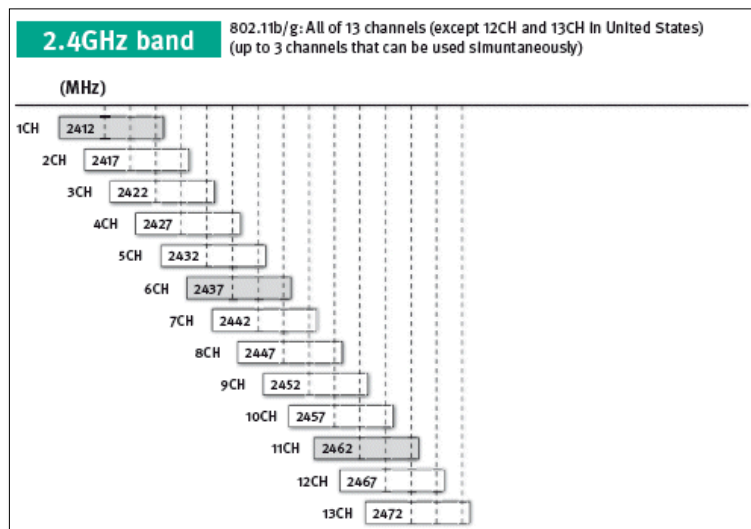


Figura 6-50: Canales disponibles en la banda WiFi de 2,4 GHz

Para este diseño se ha utilizado también un material de la serie 8300 pero con una constante dieléctrica de 35,5 que como se ve en la tabla 6-1 es el que indica el fabricante que tiene un coeficiente de temperatura 0 ppm/°C.

Para estas condiciones, siguiendo el método analítico, se obtienen unas dimensiones del cilindro de 11,5 mm de radio y 6,775 mm de altura con una relación $a/d \approx 1,7$.

Tras realizar las simulaciones paramétricas variando la longitud y la posición del coaxial, con un plano de masa de 150 mm de lado e incluyendo unas pérdidas en el dieléctrico de $\tan \delta = 1.0753 \times 10^{-4}$, los mejores resultados en cuanto a adaptación y diagramas de radiación se obtienen para un coaxial de 5,4 mm situado a 8,4 mm del centro del cilindro. Estos resultados se muestran en las figuras 6-51, 6-52 y 6-53.

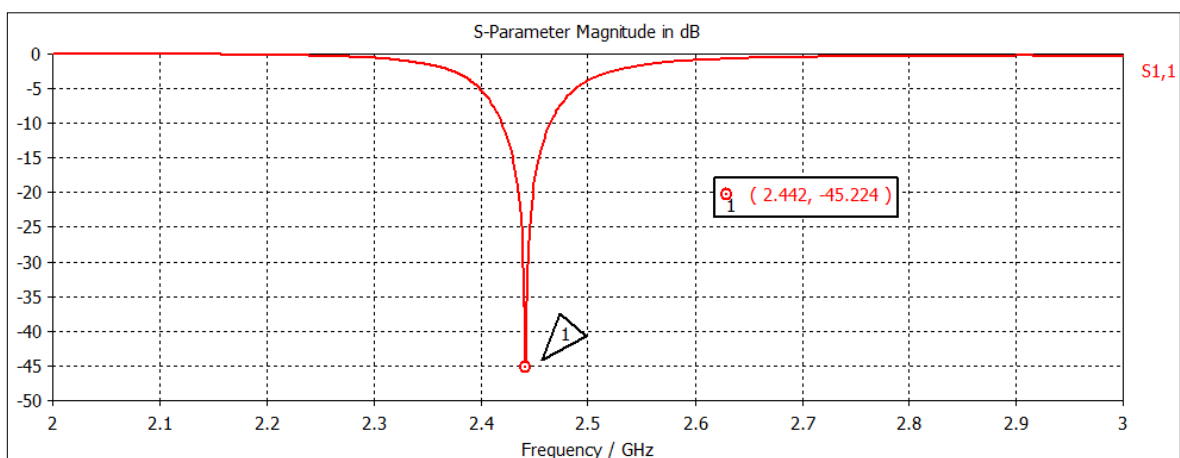


Figura 6-51: Parámetro S11 de antena WiFi en la banda de 2,4 GHz

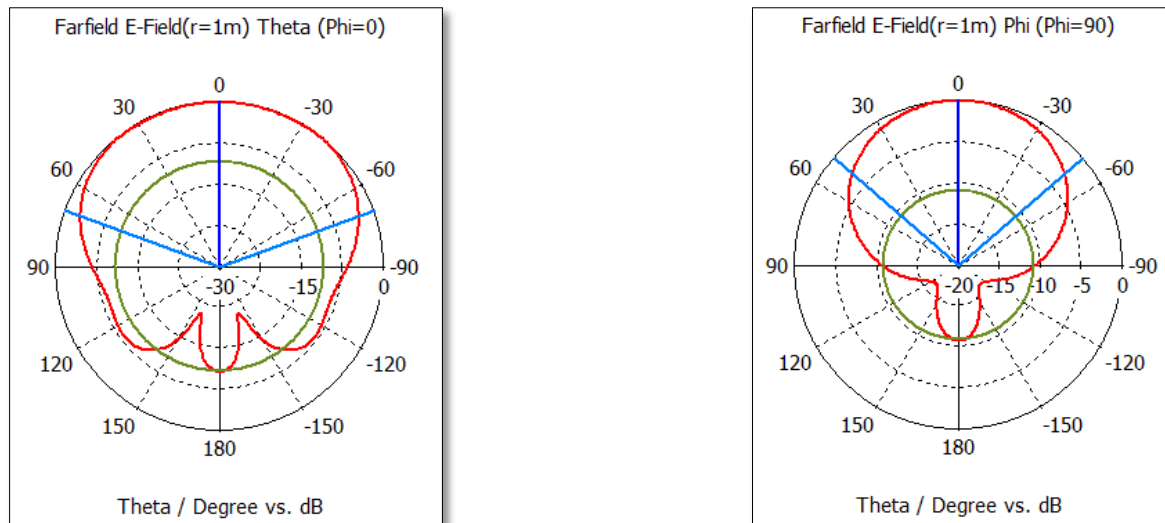


Figura 6-52 Diagramas de radiación de antena WiFi en la banda de 2,4 GHz

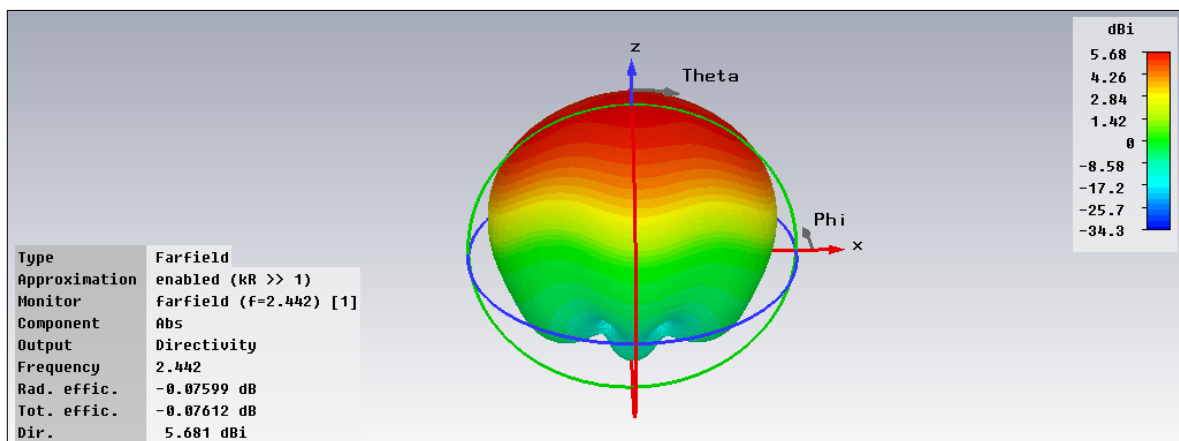


Figura 6-53: Directividad de antena WiFi en la banda de 2,4 GHz

Teniendo en cuenta los resultados obtenidos, para llevar a cabo la construcción de esta antena, se realizaría un pedido de un disco **D8371-0905-(YoZ)-267** cuyo presupuesto se indica en el anexo D.

- Material: D83 (Serie 8300)
- Tipo: 71 (según Tabla 6-1)
- Diámetro: 0905 ($D_r = 11,5 \times 2mm = 0,905 \pm 0,001$ pulgadas)
- Tolerancia: YoZ ($Y = \pm 1 ; Z \pm 2$)
- Altura: 267 ($L_r = 6,775mm = 0,267$ pulgadas)

Según las simulaciones realizadas, esta antena tendría una adaptación $-45,224$ dB a los $2,442$ GHz deseados, una directividad de $5,681$ dBi y una eficiencia total de un $98,26\%$.



Diseño en la banda de 5 GHz

Se ha realizado otro diseño de una DRA cilíndrica a 5,44 GHz que coincide con el centro de la otra banda WiFi, que se extiende desde los 5,18 GHz hasta los 5,7GHz. Para este diseño se ha utilizado el mismo material dieléctrico que en el diseño en la banda de 2,4 GHz.

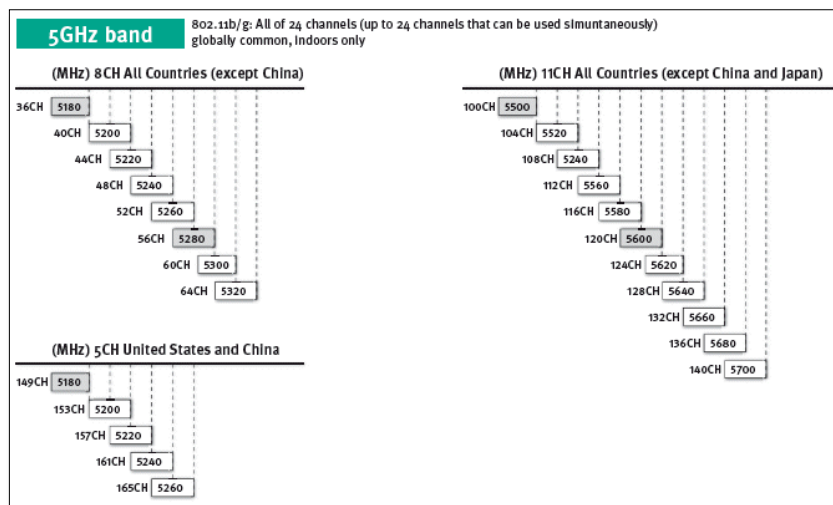


Figura 7-1: Canales disponibles en la banda WiFi de 5 GHz

7.1 Pre diseño

7.1.1 Solución analítica

Fijando una frecuencia de resonancia de 5,44 GHz, el radio obtenido para el cilindro dentro de los disponibles por el fabricante es de $a = 4,7$ mm. Utilizando una relación $a/d = 1,67$, se obtiene una altura para el cilindro de $d = 2,8$ mm. Con estas dimensiones del cilindro, bastante más pequeñas que las obtenidas en la banda de 2,4 GHz, mediante las

ecuaciones analíticas se obtiene una frecuencia de resonancia de 5,4642GHz y los diagramas de radiación de la figura 7-2.

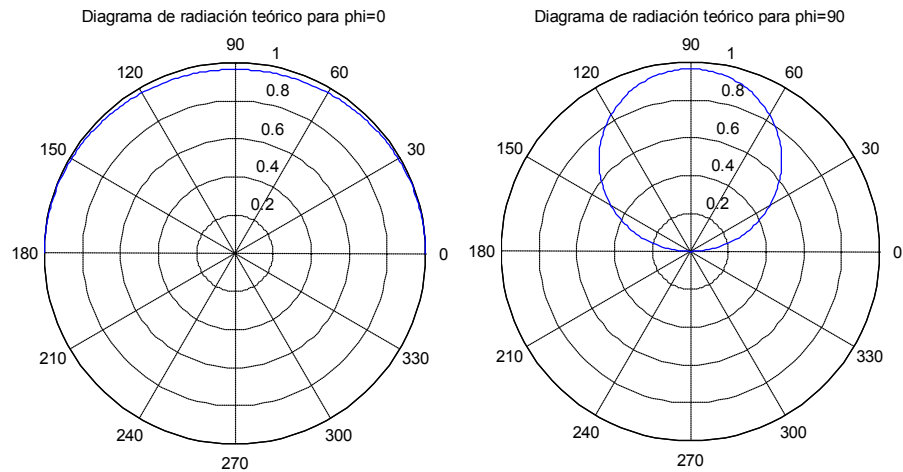


Figura 7-2: Diagramas de radiación normalizados a 5,4642 GHz

7.1.2 Solución numérica del modelo de cavidad

A continuación, se ha realizado una simulación de tipo “Eigenmode” mediante CST manteniendo las dimensiones del cilindro obteniéndose así las frecuencias para los 10 primeros modos que se muestran en la figura 7-3.

Eigenmode solver results:		
Mode	Frequency	Accuracy
1	5.475 GHz	8.191e-010
2	5.475 GHz	1.133e-009
3	6.075 GHz	5.152e-011
4	6.866 GHz	2.332e-011
5	6.869 GHz	3.511e-011
6	7.914 GHz	2.302e-012
7	7.914 GHz	3.695e-013
8*	7.966 GHz	0.1180
9	8.436 GHz	5.992e-013
10*	8.551 GHz	0.07088

* = This mode has a bad accuracy.

Figura 7-3: Frecuencias de los modos generados en el interior de un cilindro de **a = 4,7 mm** y **d = 2,8 mm**

En esta situación se pueden visualizar también el campo eléctrico y magnético de los modos generados en el cilindro, que son similares a los estudiados en el caso de 2,4 GHz.

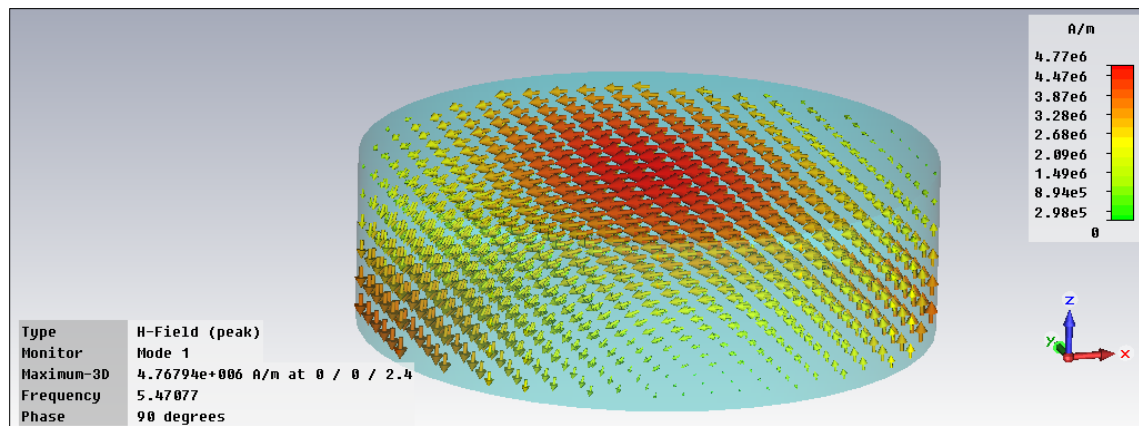


Figura 7-4: Campo eléctrico del modo fundamental en el interior de un cilindro de $a = 4,7$ mm y $d = 2,8$ mm

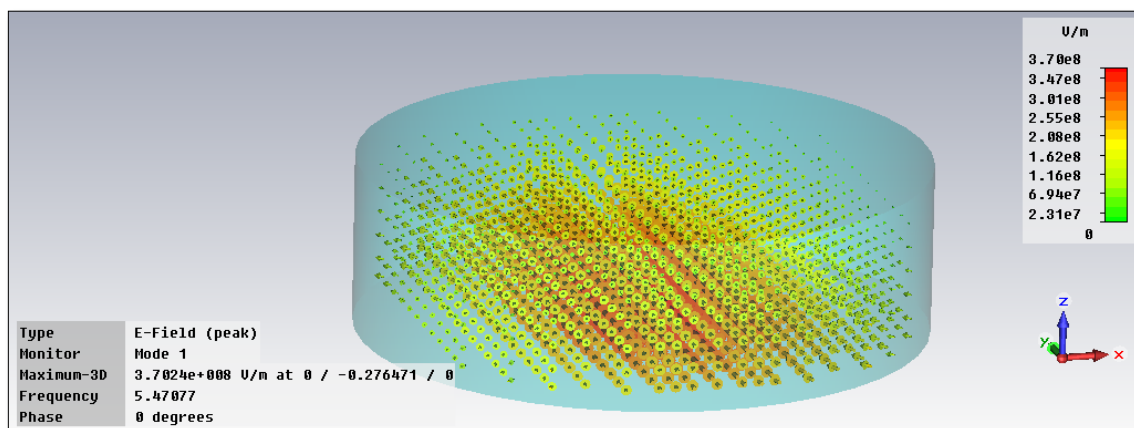


Figura 7-5: Campo eléctrico del modo fundamental en el interior de un cilindro de $a = 4,7$ mm y $d = 2,8$ mm

7.1.3 Método de onda completa

En este diseño se han variado tanto la longitud como la distancia del coaxial al centro del cilindro. Sin embargo, en este caso en el que las dimensiones del cilindro son más pequeñas, el introducir el coaxial en el diseño afecta en mayor medida, haciendo que la frecuencia de resonancia aumente considerablemente. Por lo tanto, no se han obtenido buenos resultados a la frecuencia deseada de 5,44 GHz como se puede ver en las figuras 7-6 a 7-10 y será necesario variar las dimensiones del cilindro.

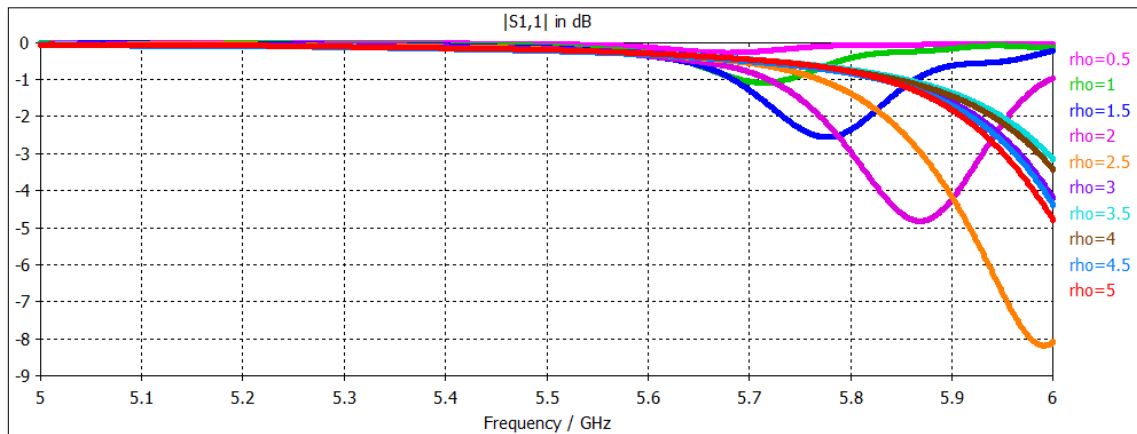


Figura 7-6: Parámetro S11 para $l = 1$ mmy $\rho = 0, 5; 1; 1, 5; 2; 2, 5; 3; 3, 5; 4; 4, 5; 5$ mm

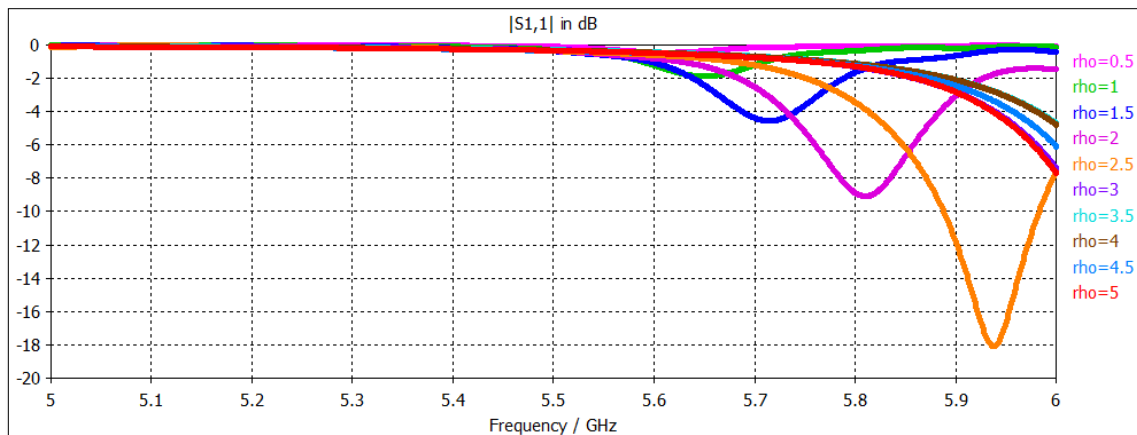


Figura 7-7: Parámetro S11 para $l = 2$ mmy $\rho = 0, 5; 1; 1, 5; 2; 2, 5; 3; 3, 5; 4; 4, 5; 5$ mm

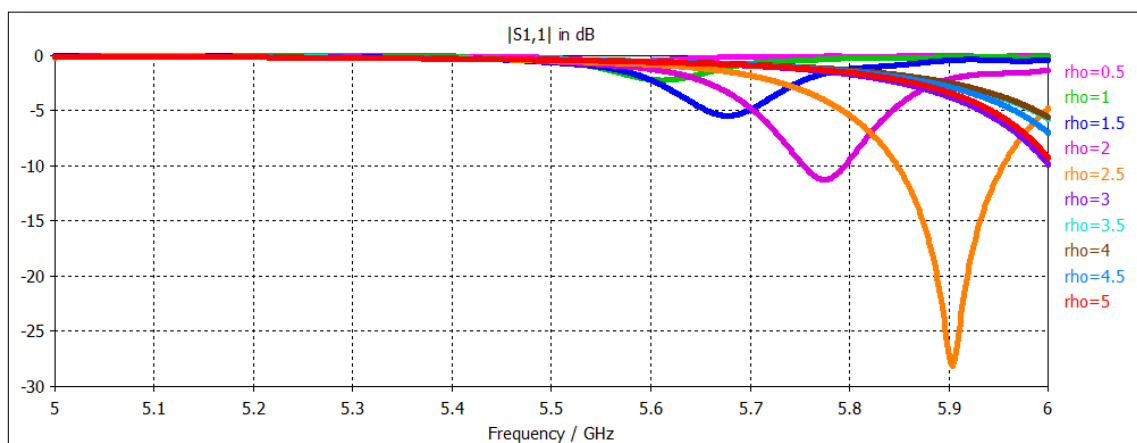


Figura 7-8: Parámetro S11 para $l = 3$ mmy $\rho = 0, 5; 1; 1, 5; 2; 2, 5; 3; 3, 5; 4; 4, 5; 5$ mm

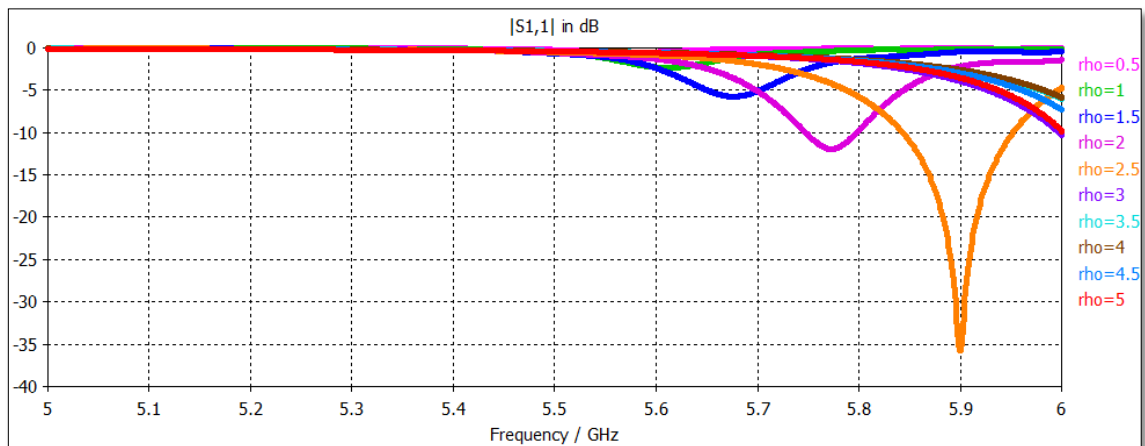


Figura 7-9: Parámetro S11 para $l = 4$ mmy $\rho = 0, 5; 1; 1, 5; 2; 2, 5; 3; 3, 5; 4; 4, 5; 5$ mm

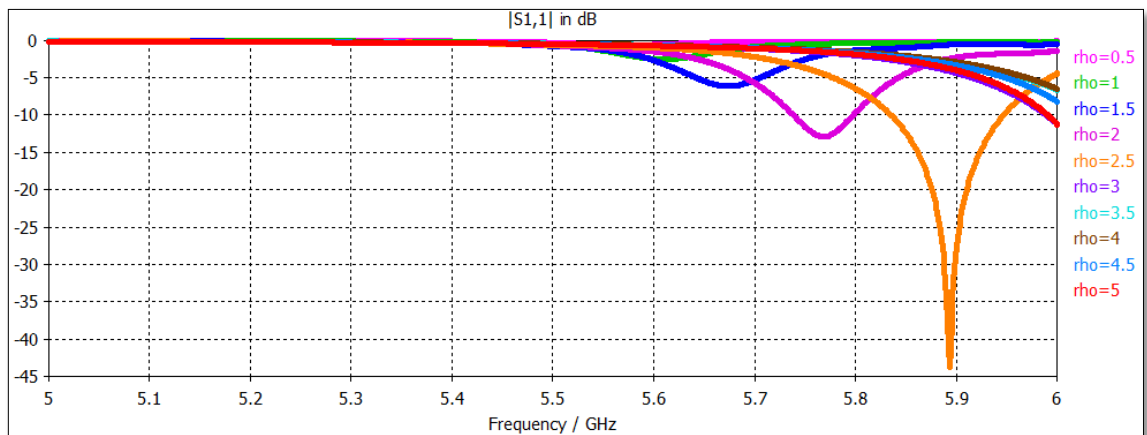


Figura 7-10: Parámetro S11 para $l = 5$ mmy $\rho = 0, 5; 1; 1, 5; 2; 2, 5; 3; 3, 5; 4; 4, 5; 5$ mm

7.2 Ajuste del radio del cilindro

7.2.1 Solución analítica

En este diseño se ha utilizado el siguiente radio disponible por el fabricante que es de $a = 5,2$ mm y una relación $a/d = 1,65$, obteniéndose así una altura para el cilindro de $d = 3,1$ mm y una frecuencia de resonancia de 4,9388 GHz. Los diagramas de radiación resultantes tras aplicar las ecuaciones analíticas se muestran en la figura 7-11.

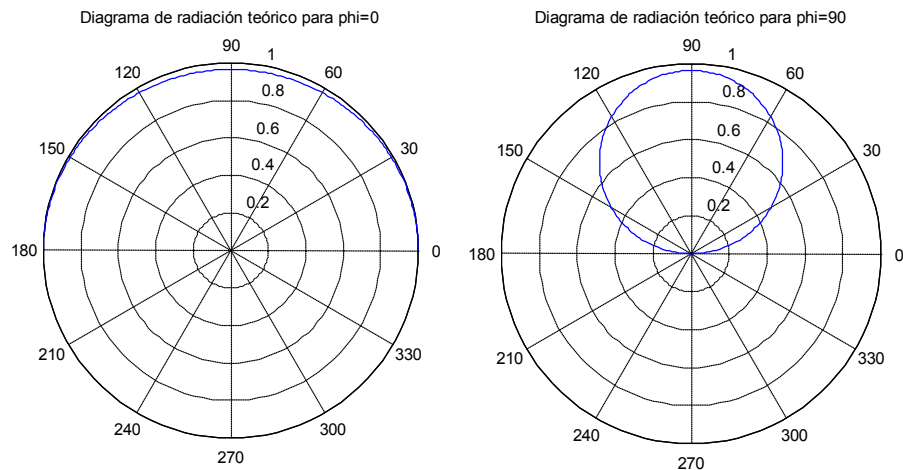


Figura 7-11: Diagramas de radiación normalizados a 4,9388 GHz

7.2.2 Solución numérica del modelo de cavidad

Los 10 primeros modos que se generan en el interior del cilindro para las dimensiones de este diseño son los que se muestran en la figura 7-12.

Eigenmode solver results:		
Mode	Frequency	Accuracy
1	4.942 GHz	1.135e-010
2	4.942 GHz	4.742e-009
3	5.486 GHz	3.464e-011
4	6.201 GHz	1.615e-012
5	6.204 GHz	2.127e-011
6	7.149 GHz	5.196e-011
7	7.149 GHz	1.684e-011
8*	7.199 GHz	0.06722
9	7.621 GHz	9.667e-012
10*	8.569 GHz	0.1222

* = This mode has a bad accuracy.
Optimum guess for the highest eigenfrequency would be: 8.56901.

Figura 7-12: Frecuencias de los modos generados en el interior de un cilindro de $a = 5,2$ mm y $d = 3,1$ mm

7.2.3 Método de onda completa

En este diseño, con las nuevas dimensiones del cilindro se ha visto que la frecuencia de resonancia obtenida realizando las simulaciones paramétricas es más cercana a los 5,44 GHz buscados. Estos resultados se pueden ver con más detalle en las figuras 7-13 a 7-18.

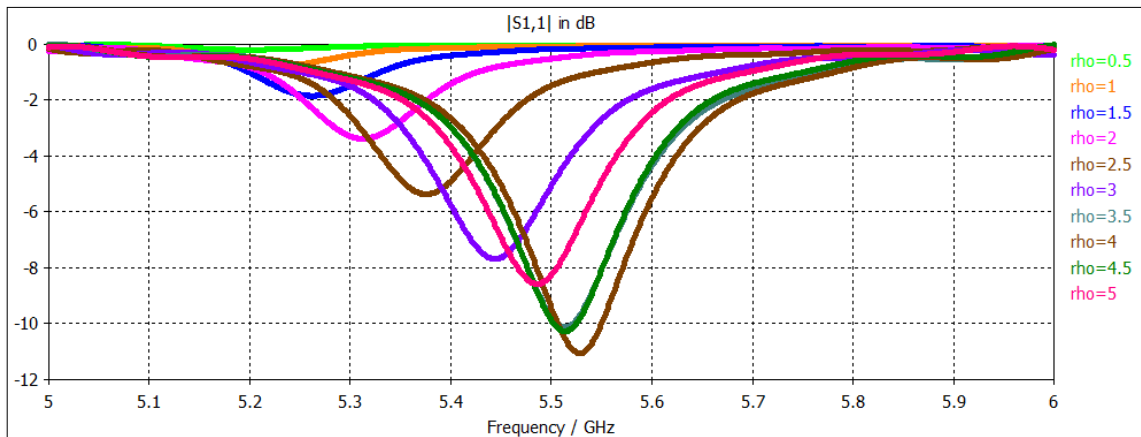


Figura 7-13: Parámetro S11 para $l = 1$ mm $\rho = 0, 5; 1; 1, 5; 2; 2, 5; 3; 3, 5; 4; 4, 5; 5$ mm

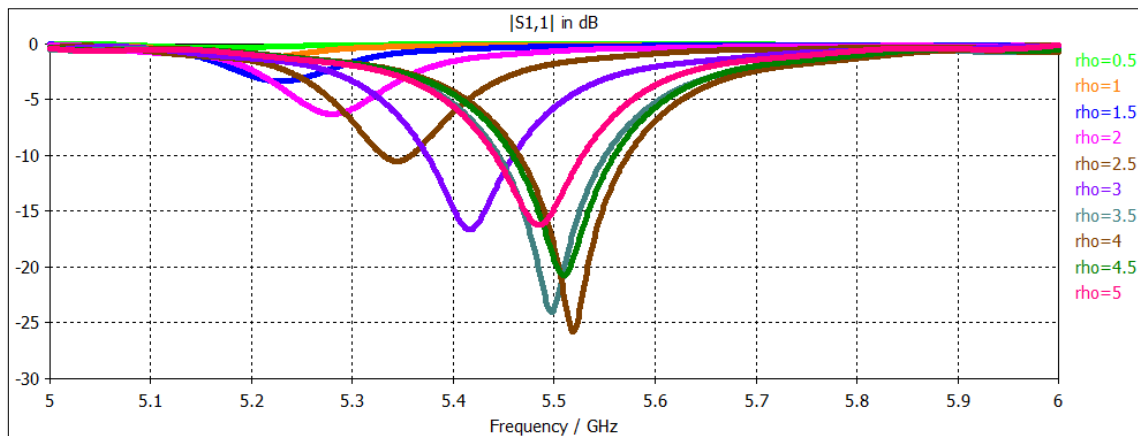


Figura 7-14: Parámetro S11 para $l = 2$ mm $\rho = 0, 5; 1; 1, 5; 2; 2, 5; 3; 3, 5; 4; 4, 5; 5$ mm

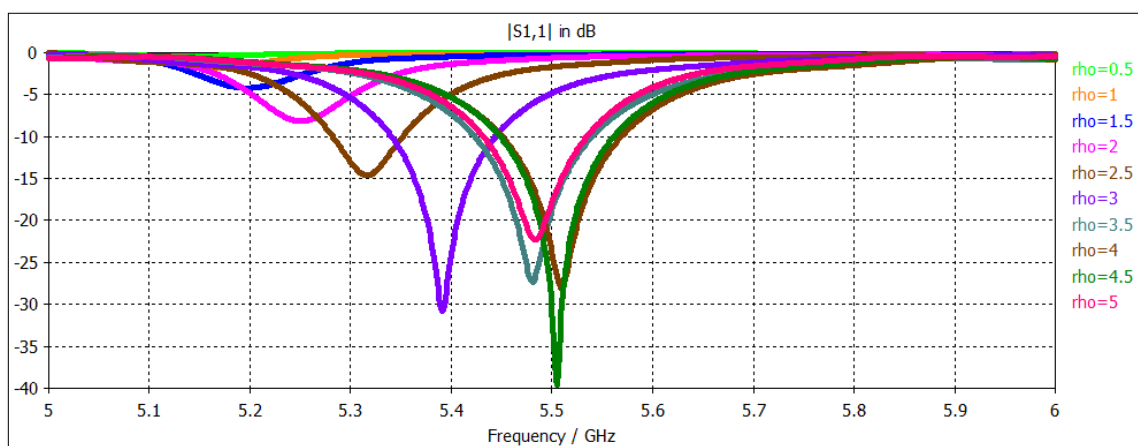


Figura 7-15: Parámetro S11 para $l = 2, 5$ mm $\rho = 0, 5; 1; 1, 5; 2; 2, 5; 3; 3, 5; 4; 4, 5; 5$ mm

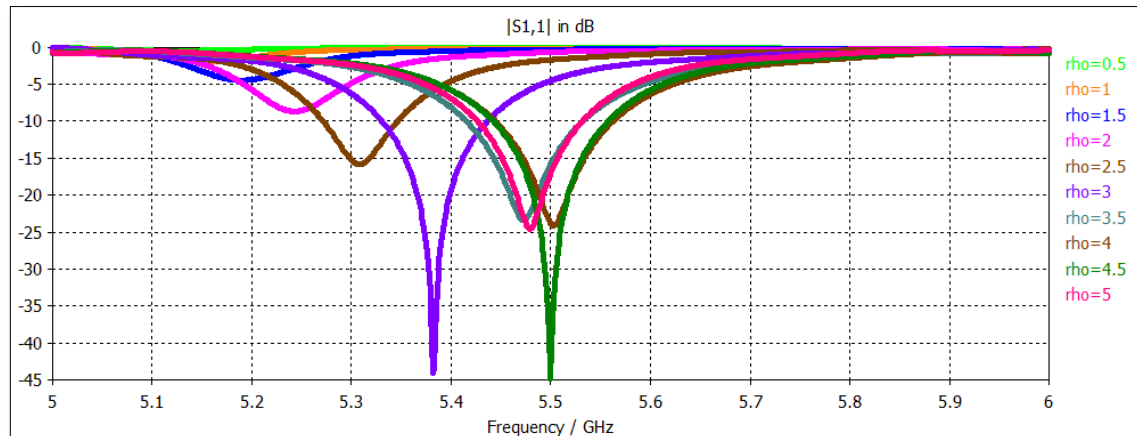


Figura 7-16: Parámetro S11 para $l = 3$ mm $\rho = 0, 5; 1, 1, 5; 2, 2, 5; 3, 3, 5; 4, 4, 5; 5$ mm

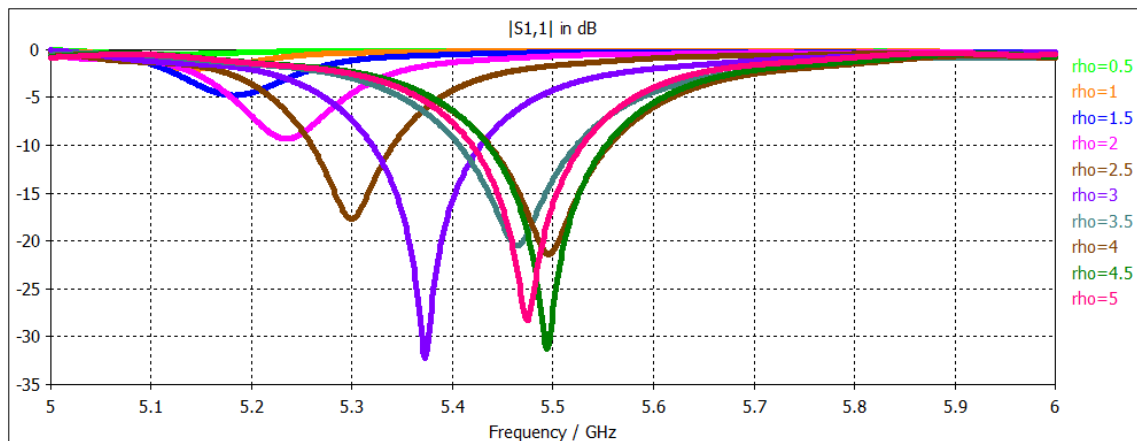


Figura 7-17: Parámetro S11 para $l = 4$ mm $\rho = 0, 5; 1, 1, 5; 2, 2, 5; 3, 3, 5; 4, 4, 5; 5$ mm

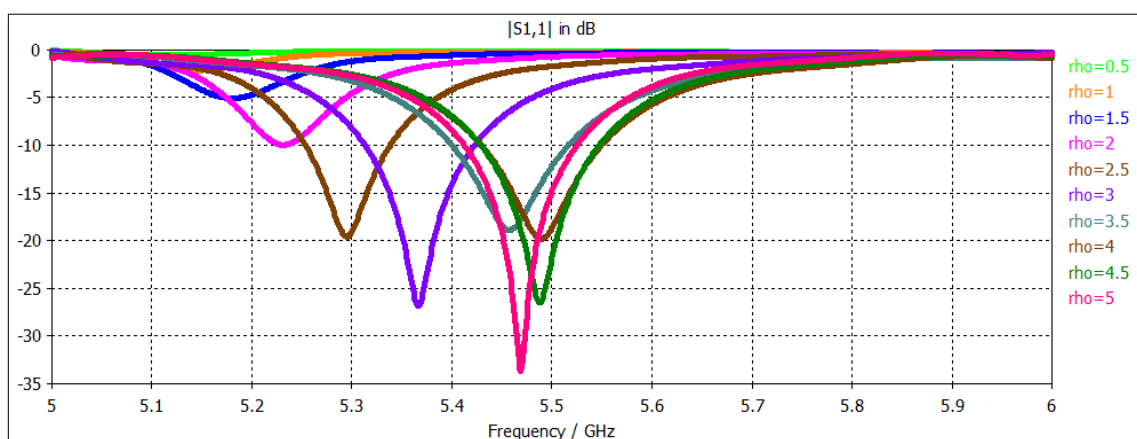


Figura 7-18: Parámetro S11 para $l = 5$ mm $\rho = 0, 5; 1, 1, 5; 2, 2, 5; 3, 3, 5; 4, 4, 5; 5$ mm

Como los mejores resultados para 5,44 GHz se han obtenido para una longitud de alrededor de 2,5 mm, a una distancia de aproximadamente 3 mm, se ha realizado una variación más fina entre estos valores obteniéndose así las figuras 7-19 y 7-20.

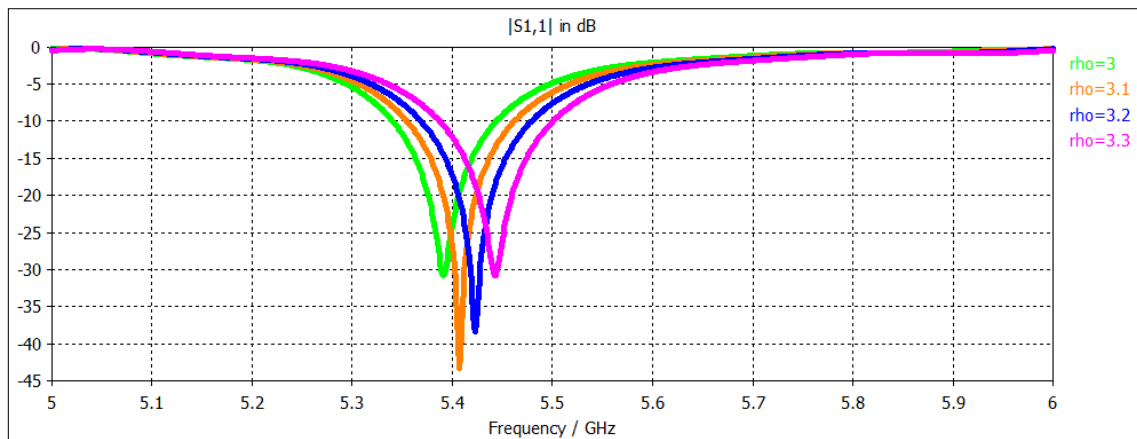


Figura 7-19: Parámetro S11 para $l = 2, 5$ mmy $\rho = 3; 3, 1; 3, 2; 3, 3$ mm

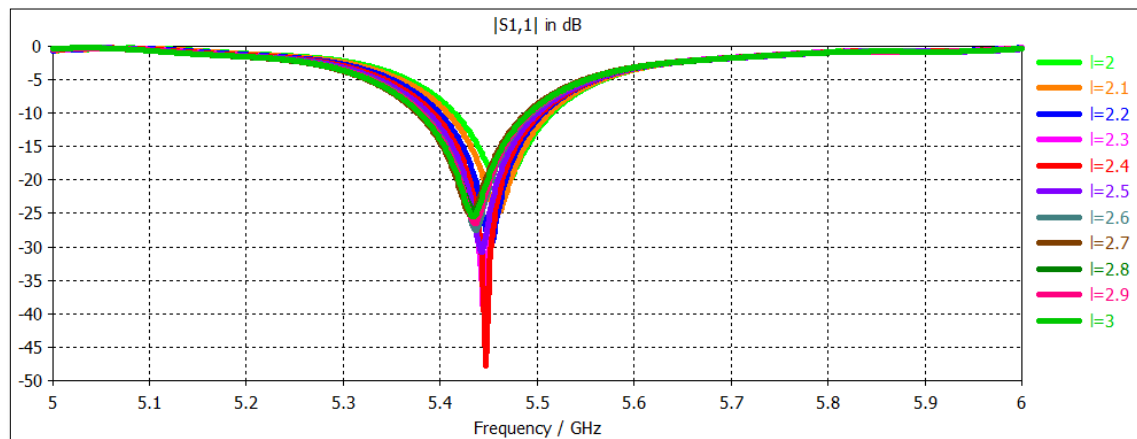


Figura 7-20: Parámetro S11 para $l = 2; 2, 1; 2, 2; 2, 3; 2, 4; 2, 5; 2, 6; 2, 7; 2, 8; 2, 9; 3$ mmy $\rho = 3, 3$ mm

Tras analizar los resultados se ha visto que los mejores resultados en cuanto a adaptación (figura 7-21) y diagramas de radiación (figura 7-22) se obtienen para una longitud del coaxial de 2,4 mm a una distancia de 3,3 mm del centro del cilindro.

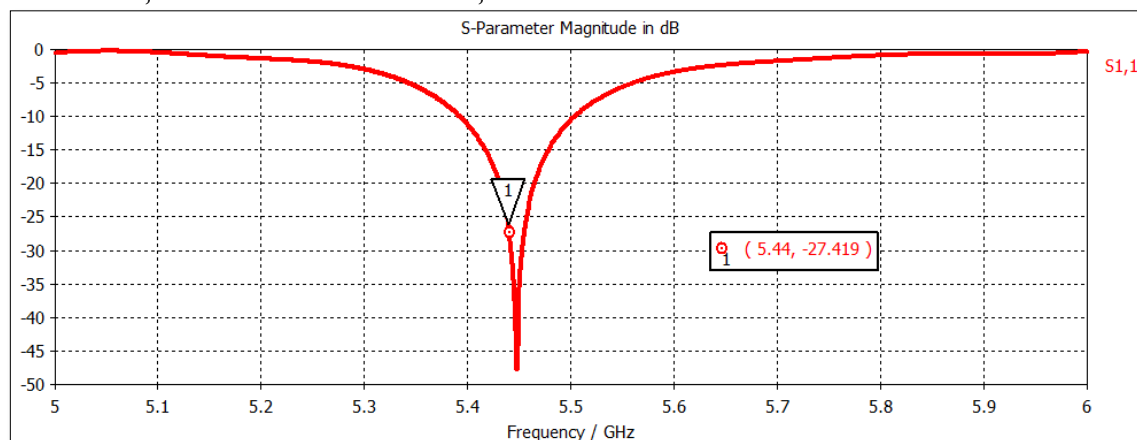


Figura 7-21: Parámetro S11 para $l = 2, 4$ mmy $\rho = 3, 3$ mm

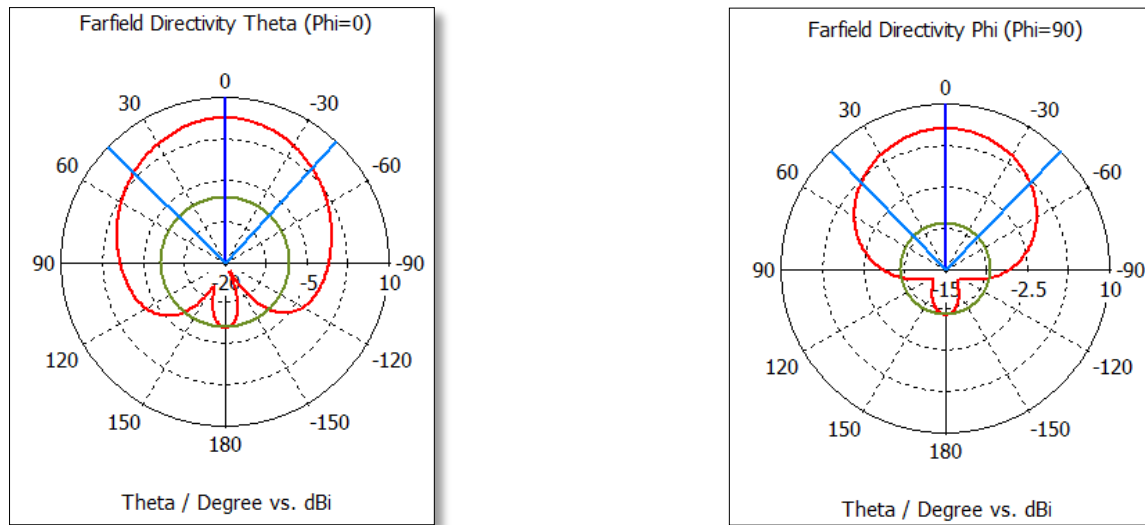


Figura 7-22: Diagramas de radiación para $l = 2,4$ mm y $\rho = 3,3$ mm

7.3 Efecto de variar el plano de masa

Tras realizar la simulación con distintos planos de masa (figura 7-23) se ha visto que los mejores resultados en cuanto a adaptación se obtienen para un plano de masa de 50 mm de lado que es el que se ha utilizado hasta ahora para los diseños en la banda de 5 GHz.

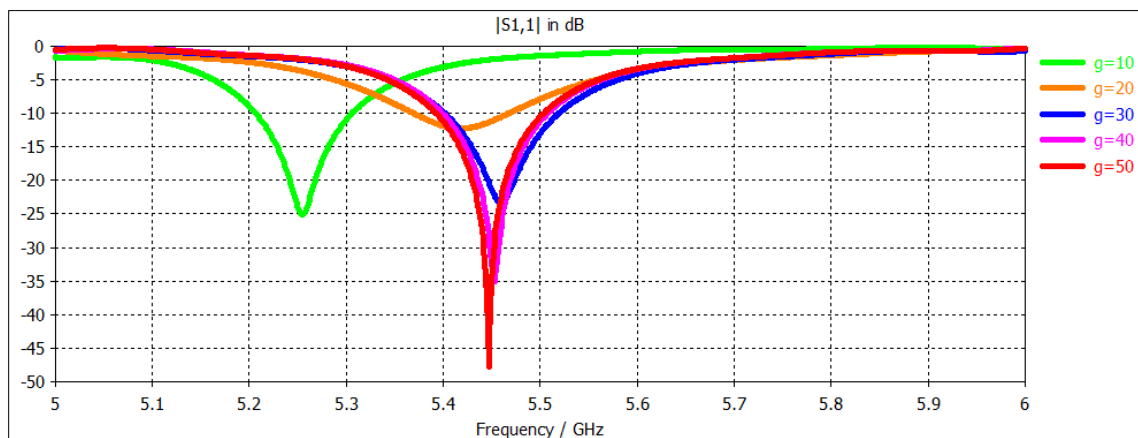


Figura 7-23: Parámetro S11 obtenido para simulación con plano de masa de lado $g = 10; 20; 30; 40; 50$ mm

Incluyendo las pérdidas del material dieléctrico $\tan \delta = 1.0753 \times 10^{-4}$, como se hizo para el diseño en la banda de 2,4 GHz, se ha observado una pequeña mejora en el paráme-

tro S11 resultante como se ve en la figura 7-24. Los diagramas de radiación de la DRA se muestran en la figura 7-25 y la directividad en la figura 7-26.

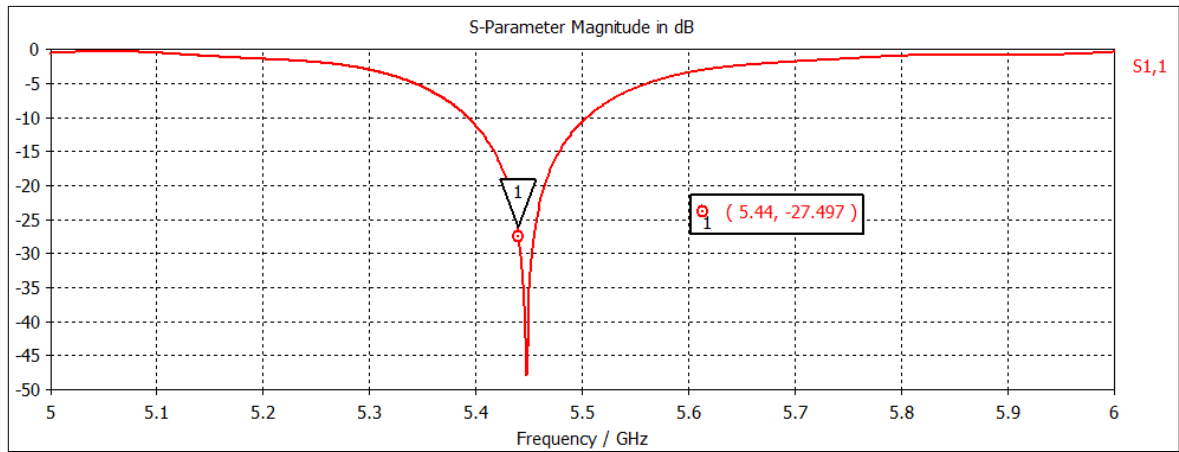


Figura 7-24: Parámetro S11 de antena WiFi en la banda de 5 GHz

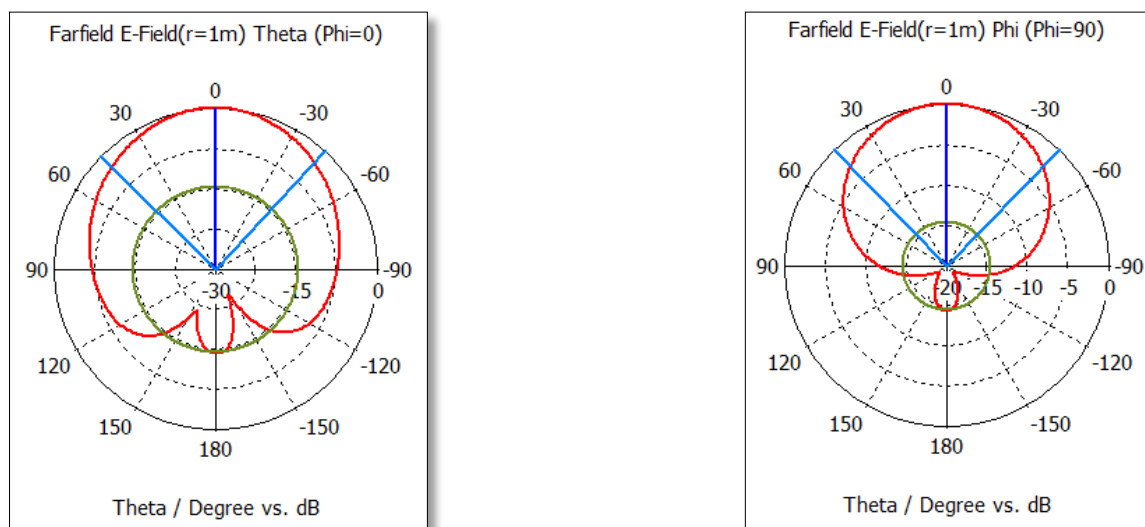


Figura 7-25: Diagramas de radiación de antena WiFi en la banda de 5 GHz

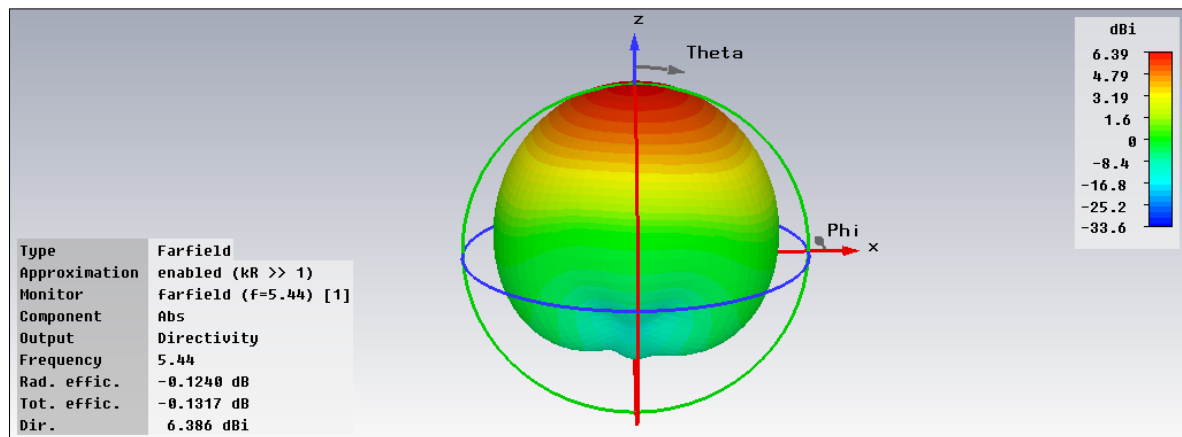


Figura 7-26: Directividad de antena WiFi en la banda de 5 GHz

Teniendo en cuenta los resultados obtenidos, para llevar a cabo la construcción de esta antena, se realizaría un pedido de un disco **D8371-0905-(YoZ)-267**.

- Material: D83 (Serie 8300)
- Tipo: 71 (según Tabla 6-1)
- Diámetro: 0405 ($D_r = 5,2 \times 2mm = 0,405 \pm 0,001$ pulgadas)
- Tolerancia: YoZ ($Y = \pm 1 ; Z \pm 2$)
- Altura: 125 ($L_r = 3,1mm = 0,125$ pulgadas)

Según las simulaciones realizadas, esta antena tendría una adaptación $-27,497$ dB a los $5,44$ GHz deseados, una directividad de $6,386$ dBi y una eficiencia total de un $97,01$ %.



Diseño en la banda dual de 2,4 y 5 GHz

Aunque en los diseños anteriores únicamente interesaba excitar el modo fundamental, en este caso se busca excitar dos modos, uno cuya frecuencia de resonancia será 2,442 GHz y el otro a 5,44 GHz. Para realizar el diseño dual, se ha partido del diseño realizado anteriormente a 2.442 GHz y se ha intentado excitar con el mismo coaxial otros modos con frecuencia de resonancia a 5.44GHz.

8.1 Cálculo de modos en el cilindro

8.1.1 Solución analítica

Con el objetivo de encontrar los modos que interesa excitar para este diseño, se han calculado las frecuencias de los modos TE y TM que se generan en el interior del cilindro. Estas frecuencias se recogen en las tablas 8.1 y 8.2 cuyos valores vienen expresados en GHz.

Frecuencias modos TE en GHz						
m	n\p	1	2	3	4	5
0	0	2.500	4.2754	6.3181	8.4365	10.585
	1	3.2537	5.2357	7.3388	9.4827	11.645
	2	4.0352	6.1605	8.3196	10.492	12.672
	3	4.8235	7.0607	9.2716	11.475	13.674
	4	5.6114	7.9423	10.202	12.435	14.655
	5	6.3967	8.8094	11.114	13.377	15.618
	6	7.1787	9.6646	12.012	14.304	16.567
	7	7.9570	10.510	12.899	15.219	17.503
	8	8.7320	11.347	13.774	16.123	18.428
	9	9.5037	12.176	14.641	17.016	19.342
	10	10.0272	12.999	15.500	17.902	20.248
1	0	5.8067	6.7636	8.2089	9.9318	11.812

Diseño de antenas de tipo resonador dieléctrico (DRAs) para bandas WiFi

Capítulo 8. Diseño en la banda dual de 2,4 y 5 GHz

1	1	6.1688	7.4081	9.0181	10.835	12.770
	2	6.6144	8.0882	9.8328	11.729	13.713
	3	7.1227	8.7932	10.650	12.615	14.644
	4	7.6782	9.5157	11.469	13.494	15.564
	5	8.2695	10.251	12.288	14.367	16.474
	6	8.8882	10.994	13.106	15.234	17.376
	7	9.5279	11.744	13.923	16.096	18.271
	8	10.184	12.499	14.738	16.953	19.158
	9	10.0853	13.256	15.551	17.805	20.040
	10	10.1532	14.016	16.362	18.653	20.916
2	0	9.4155	10.034	11.060	12.393	13.944
	1	9.6430	10.479	11.673	13.127	14.765
	2	9.9340	10.971	12.313	13.874	15.588
	3	10.279	11.500	12.976	14.631	16.413
	4	10.672	12.062	13.656	15.396	17.238
	5	11.105	12.649	14.350	16.166	18.065
	6	11.573	13.259	15.057	16.942	18.891
	7	12.071	13.887	15.773	17.721	19.717
	8	12.596	14.531	16.496	18.502	20.542
	9	13.142	15.188	17.227	19.286	21.367
	10	13.709	15.855	17.962	20.072	22.190

Tabla 8-1: Frecuencias de los modos TE que se generan en un cilindro de $a = 11,5 \text{ mm}$ y $d = 6,8 \text{ mm}$

Frecuencias modos TM en GHz						
m	n \ p	1	2	3	4	5
0	0	3.2537	5.2357	7.3388	9.4827	11.645
	1	2.2550	4.1571	6.2398	8.3783	10.539
	2	2.8246	5.0343	7.2012	9.37789	11.560
	3	3.4688	5.8935	8.1333	10.348	12.554
	4	4.1485	6.7389	9.0438	11.296	13.526
	5	4.8463	7.5730	9.9373	12.226	14.481
	6	5.5541	8.3979	10.817	13.140	15.420
	7	6.2675	9.2150	11.685	14.042	16.346
	8	6.9842	10.025	12.544	14.933	17.262
	9	7.7028	10.830	13.394	15.815	18.167
	10	8.4224	11.629	14.237	16.688	19.063
1	0	6.1688	7.4081	9.0181	10.835	12.770
	1	5.7054	6.6895	8.1488	9.8824	11.770
	2	5.9536	7.2671	8.9064	10.743	12.693
	3	6.2849	7.8867	9.6756	11.600	13.604

	4	6.6841	8.5369	10.453	12.453	14.506	
	5	7.1382	9.2097	11.235	13.302	15.400	
	6	7.6364	9.8991	12.020	14.147	16.286	
	7	8.1700	10.601	12.807	14.988	17.166	
	8	8.7319	11.313	13.595	15.826	18.040	
	9	9.3166	12.031	14.383	16.661	18.908	
	10	9.9199	12.756	15.171	17.492	19.771	
	2	0	9.6430	10.479	11.673	13.127	14.765
		1	9.3534	9.9841	11.015	12.353	13.909
		2	9.5068	10.380	11.587	13.052	14.698
3		9.7177	10.823	12.188	13.765	15.492	
4		9.9805	11.305	12.814	14.491	16.290	
5		10.290	11.822	13.459	15.227	17.091	
6		10.642	12.366	14.121	15.971	17.894	
7		11.031	12.935	14.797	16.721	18.698	
8		11.453	13.524	15.484	17.476	19.503	
9		11.905	14.131	16.180	18.235	20.309	
10	12.383	14.753	16.885	18.997	21.114		

Tabla8-2: Frecuencias de los modos TM que se generan en un cilindro de $a = 11,5$ mm y $d = 6,8$ mm

Realmente únicamente interesan los modos TM puesto que son los que pueden tener un campo máximo para $z = 0$ y $\rho = a$ tangencial al coaxial, por lo tanto los que se van a poder excitar con el coaxial. Se han subrayado en la tabla 8-2 aquellos modos que pueden ser candidatos para radiar a 5,44 GHz.

8.1.2 Solución numérica del modelo de cavidad

En esta simulación se han generado los 20 primeros modos mediante la simulación “Eigenmode” de CST. Analizando las representaciones del campo eléctrico para cada modo se ha podido ver cuáles de los modos candidatos tienen la misma forma de campo que tiene el modo fundamental y que por tanto pueden ser excitados con el coaxial.

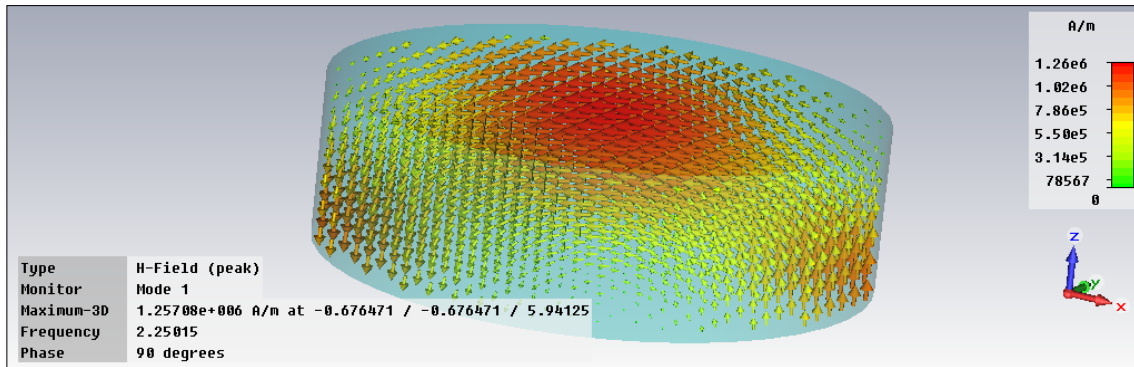


Figura 8-1: Campo eléctrico del modo fundamental

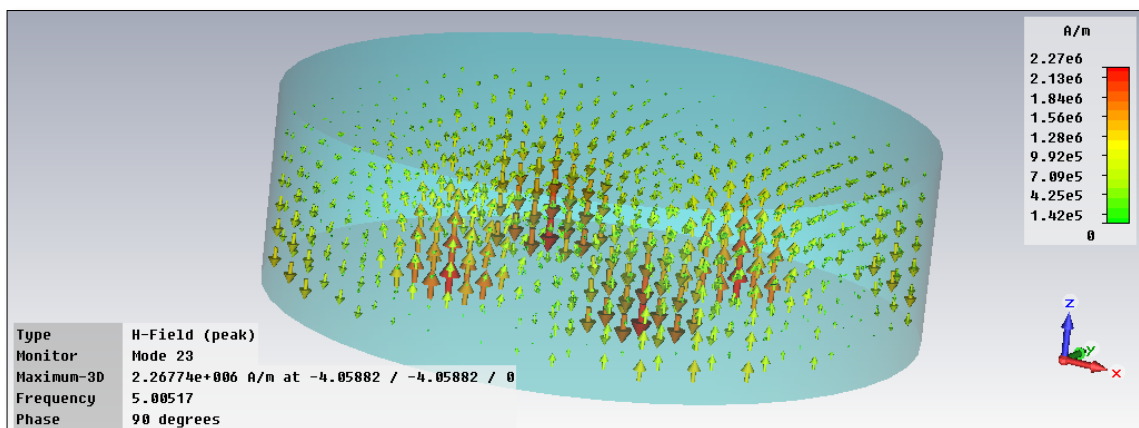


Figura 8-2: Campo eléctrico del modo 1

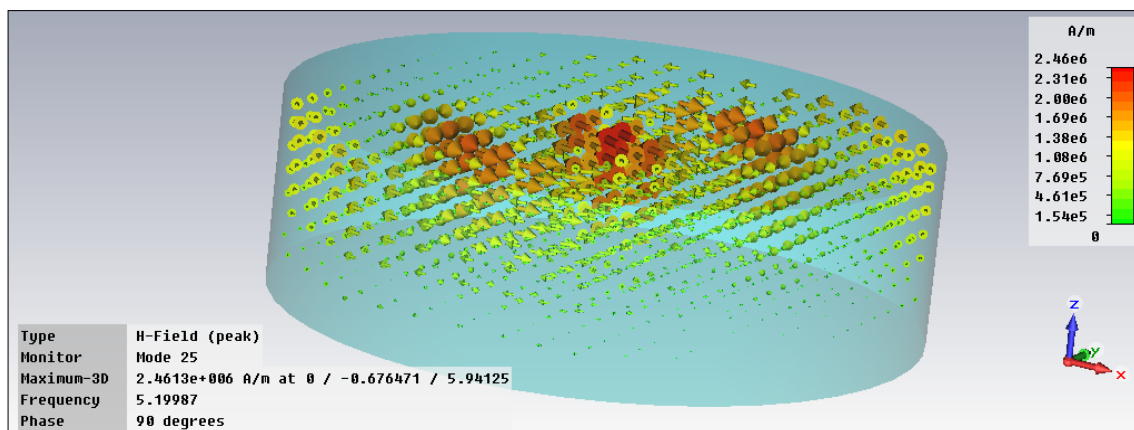


Figura 8-3: Campo eléctrico del modo 2

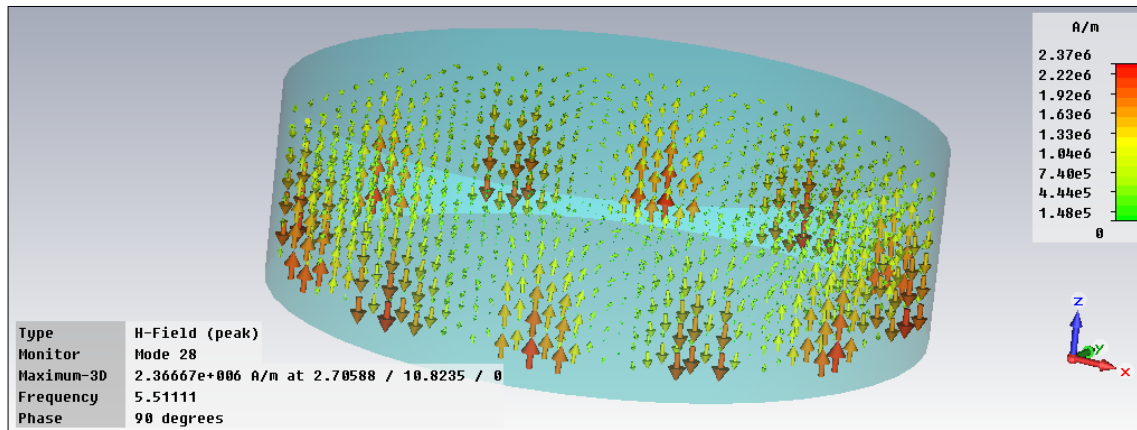


Figura 8-4: Campo eléctrico del modo 3

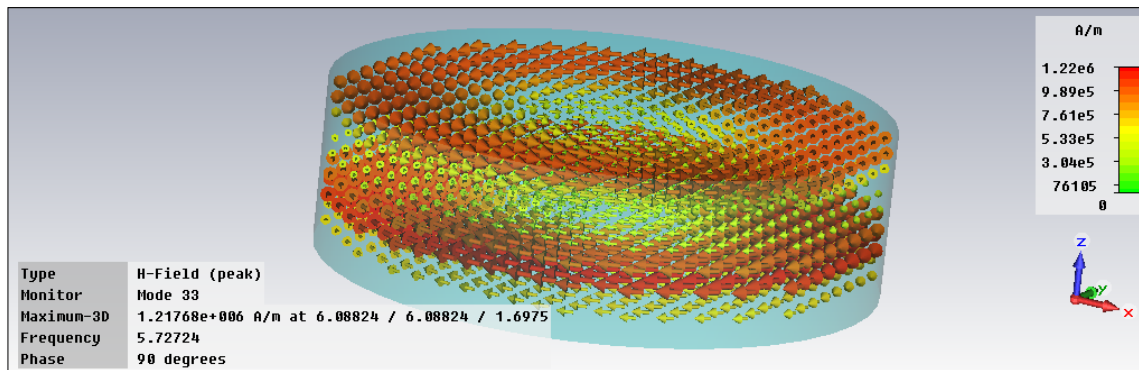


Figura 8-5: Campo eléctrico del modo 4

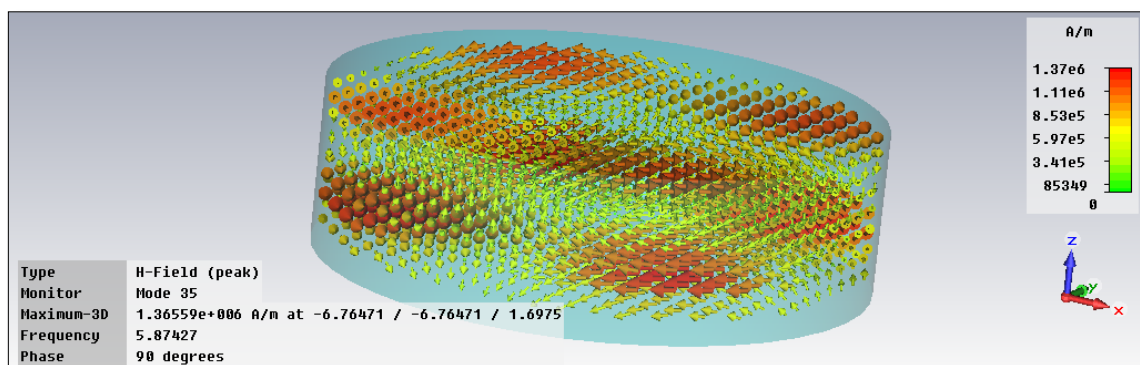


Figura 8-6: Campo eléctrico del modo 5

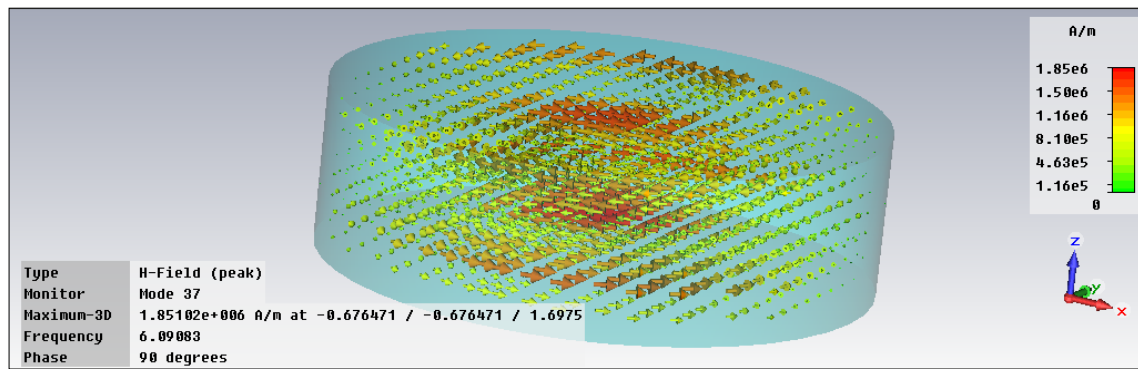


Figura 8-7: Campo eléctrico del modo 6

De todos estos modos, el que parece más indicado para ser radiado con el coaxial a la frecuencia de 5,44 GHz es el modo 3.

8.2 Método de onda completa

Como se ha dicho anteriormente, se ha partido del diseño a 2,44 GHz en el que se utilizaba un cilindro de radio $a = 11,5$ mm y altura $d = 11,5$ mm excitado con un coaxial de 5,4 mm a una distancia de 8,4 mm del centro del cilindro. Posteriormente se han variado tanto la longitud como la posición del coaxial con el fin de conseguir que se produzca una radiación también a los 5,44 GHz sin empeorar demasiado el diagrama de radiación obtenido a los 2,44 GHz. En las figuras 8-8 a 8-13 se muestran los parámetros de reflexión resultantes de las simulaciones paramétricas para ambas bandas de frecuencia.

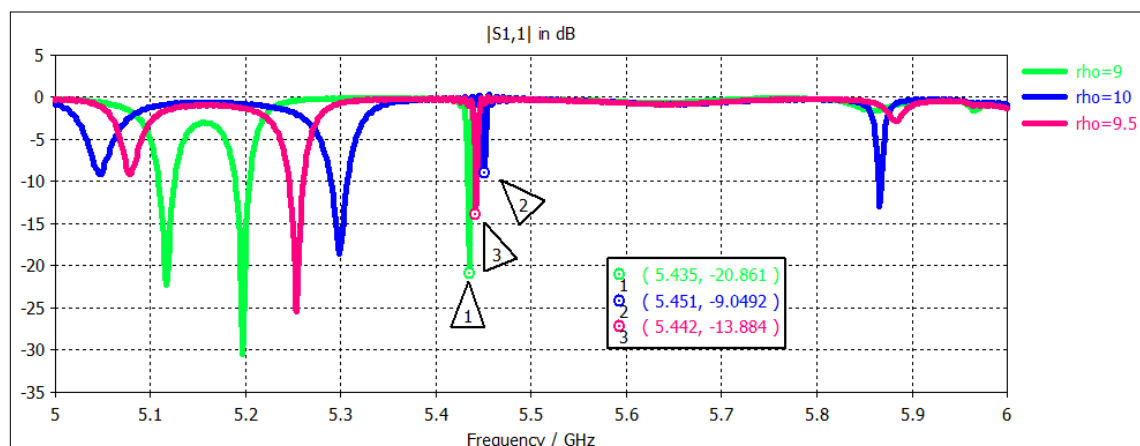


Figura 8-8: Parámetro S11 para $l = 5,4$ mm y $\rho = 9; 9,5; 10$ mm en la banda de 5 GHz

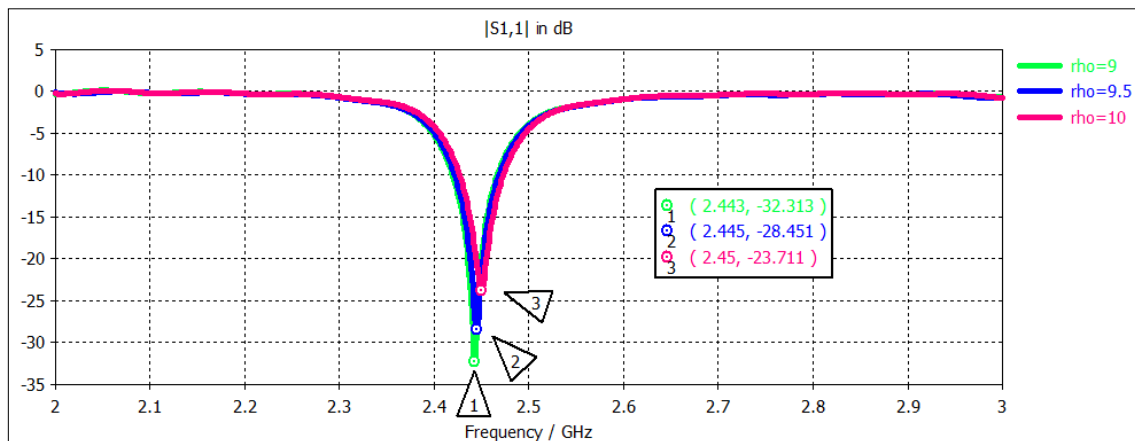


Figura 8-9: Parámetro S11 para $l = 5,4$ mm y $\rho = 9, 9,5, 10$ mm en la banda de 2,4 GHz

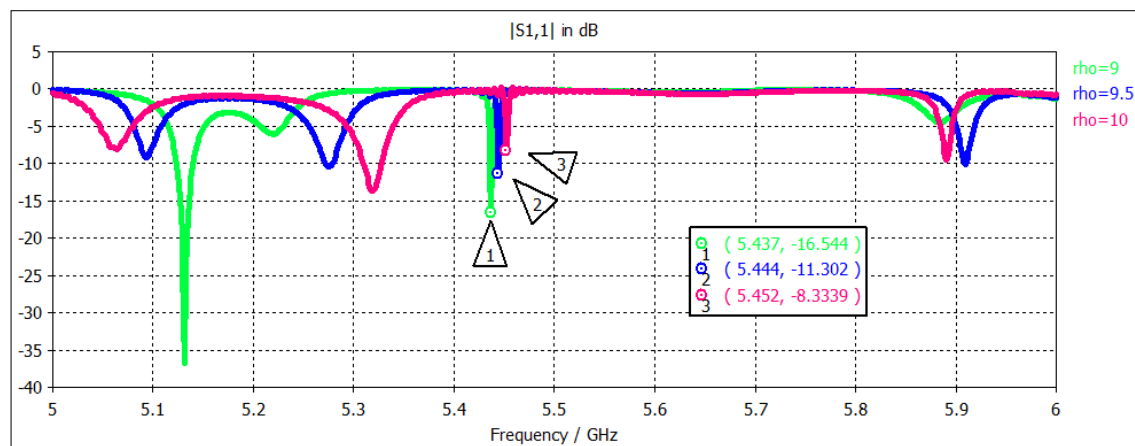


Figura 8-10: Parámetro S11 para $l = 5$ mm y $\rho = 9, 9,5, 10$ mm en la banda de 5 GHz

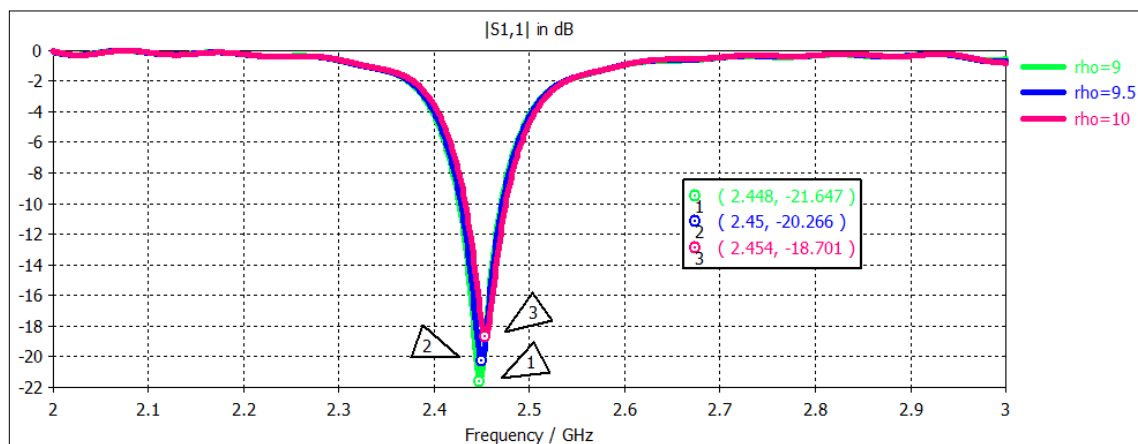


Figura 8-11: Parámetro S11 para $l = 5$ mm y $\rho = 9, 9,5, 10$ mm en la banda de 2,4 GHz

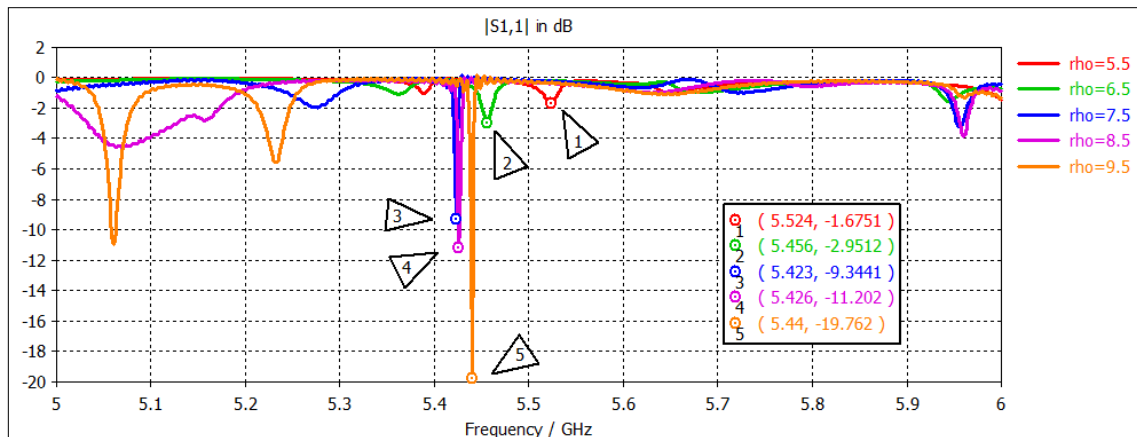


Figura 8-12: Parámetro S11 para $l = 6$ mm y $\rho = 5, 5; 6, 5; 7, 5; 8, 5; 9, 5$ mm en la banda de 5 GHz

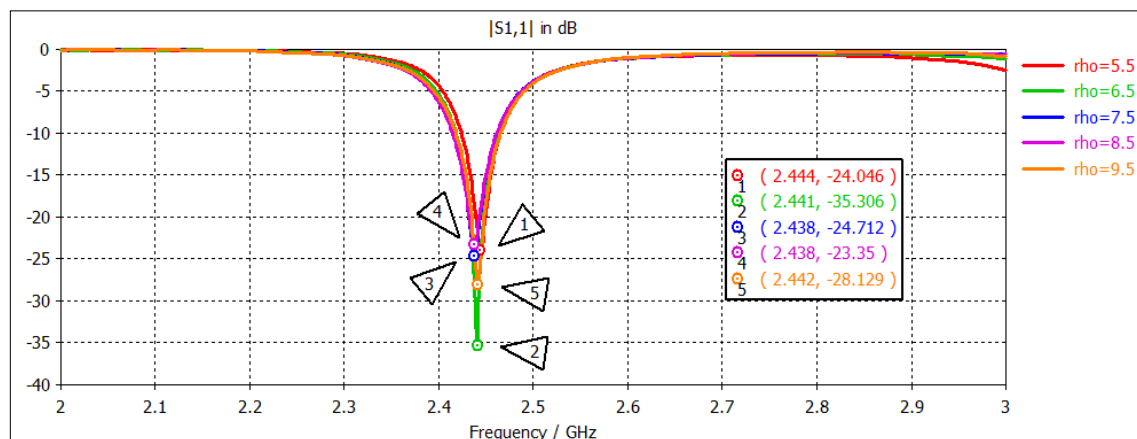


Figura 8-13: Parámetro S11 para $l = 6$ mm y $\rho = 5, 5; 6, 5; 7, 5; 8, 5; 9, 5$ mm en la banda de 2,4 GHz

Tras realizar estas simulaciones paramétricas, se ha visto que los mejores resultados se en cuanto a adaptación (figuras 8-14 y 8-15) se obtienen para una longitud del coaxial de 6 mm a una distancia de 9,5 mm del centro del cilindro. Con estos valores se obtienen -30,873 dB a 2,442 GHz y -17,962 GHz a 5,44GHz. Los diagramas de radiación y la directividad correspondientes a estas bandas de frecuencia se pueden ver en las figuras 8-16 a 8-19.

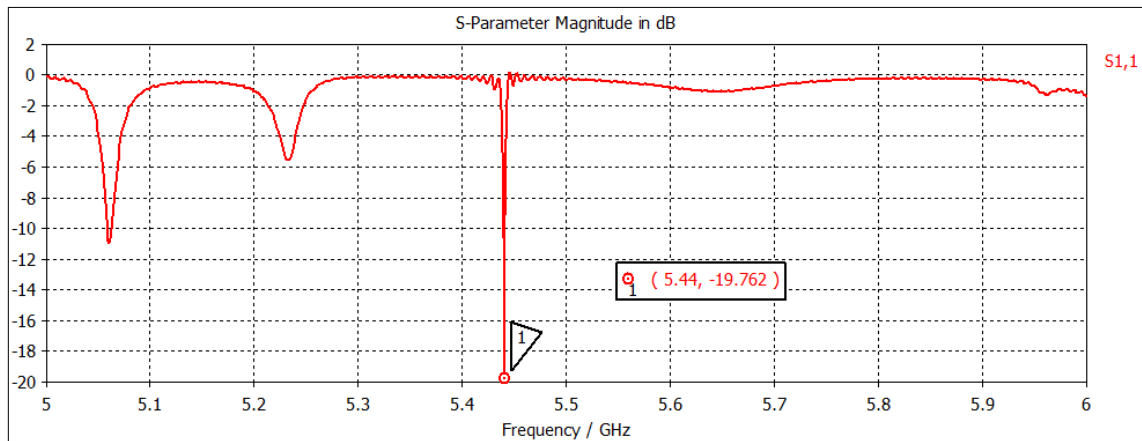


Figura 8-14: Parámetro S11 para antena dual en la banda de 5 GHz

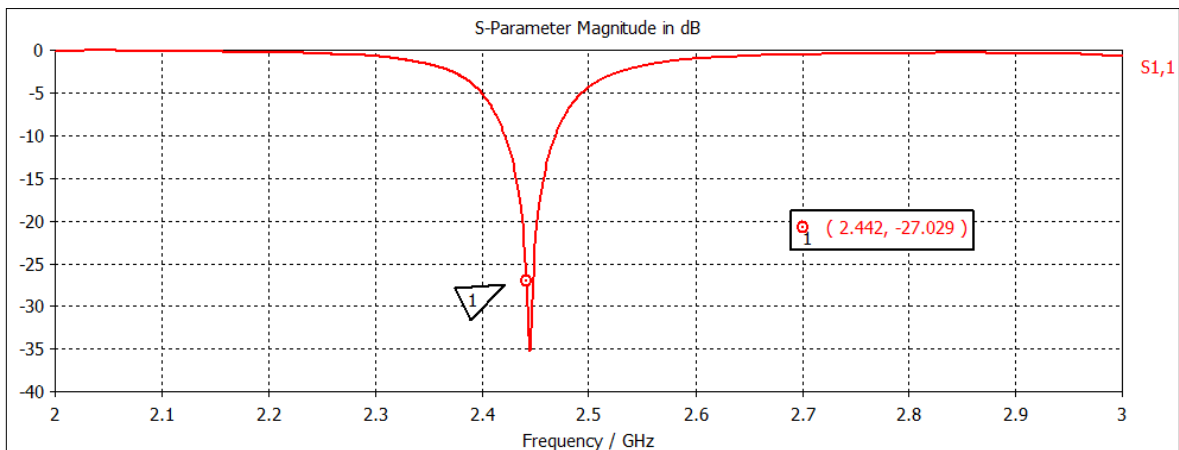


Figura 8-15: Parámetro S11 para antena dual en la banda de 2,4 GHz

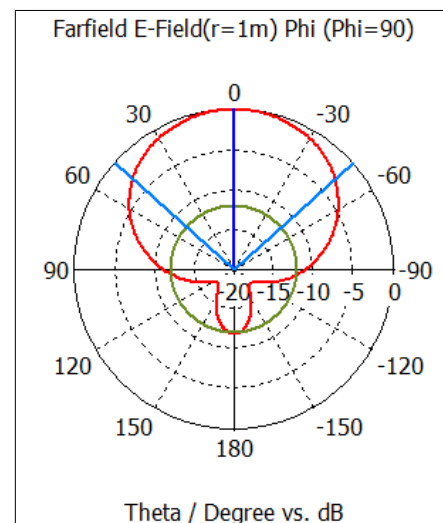
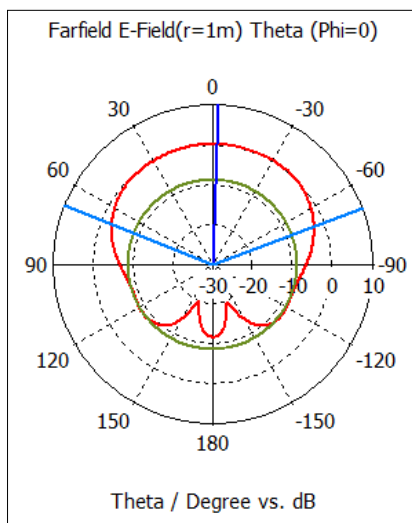


Figura 8-16: Diagramas de radiación para antena dual en la banda de 2,4 GHz

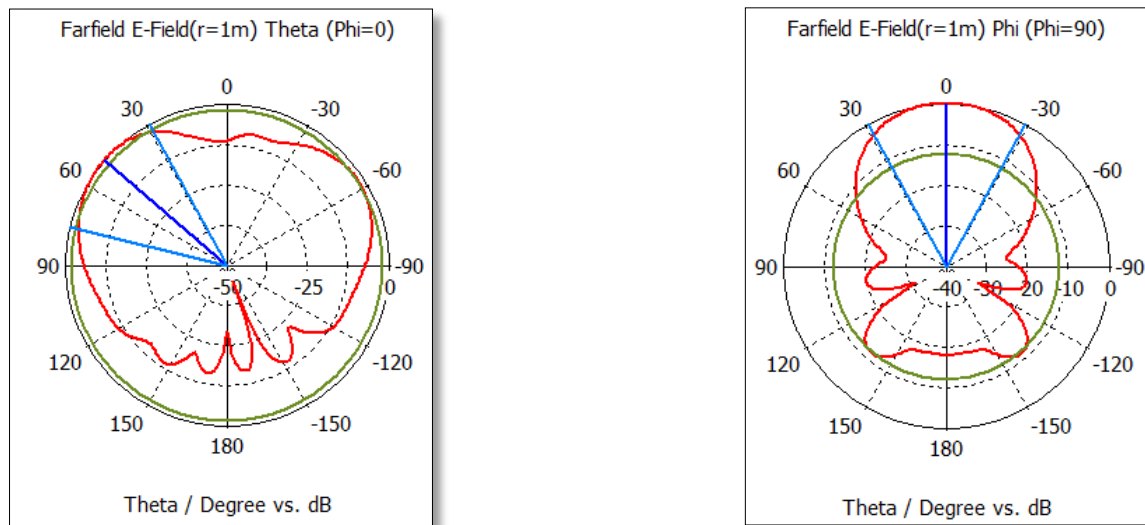


Figura 8-17: Diagramas de radiación para antena dual en la banda de 5 GHz

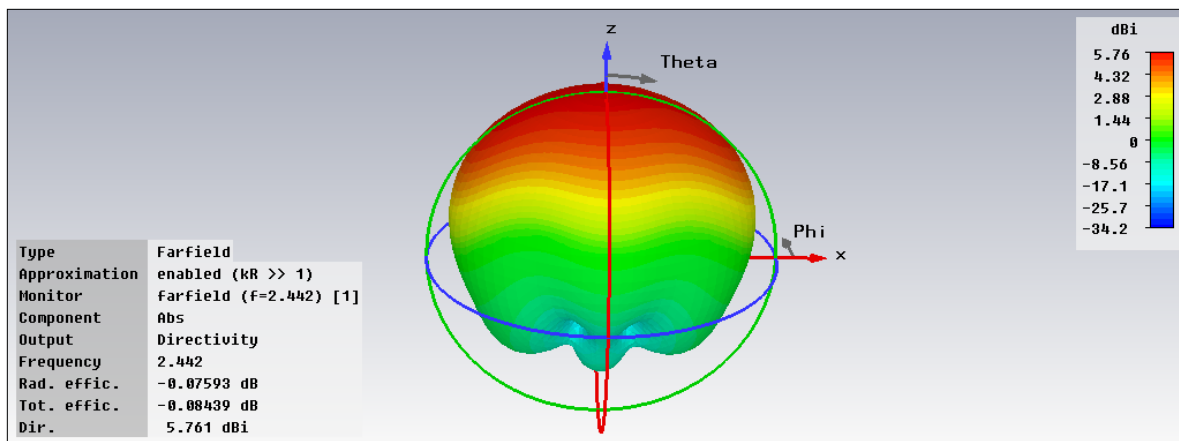


Figura 8-18: Directividad para antena dual en la banda de 2,4 GHz

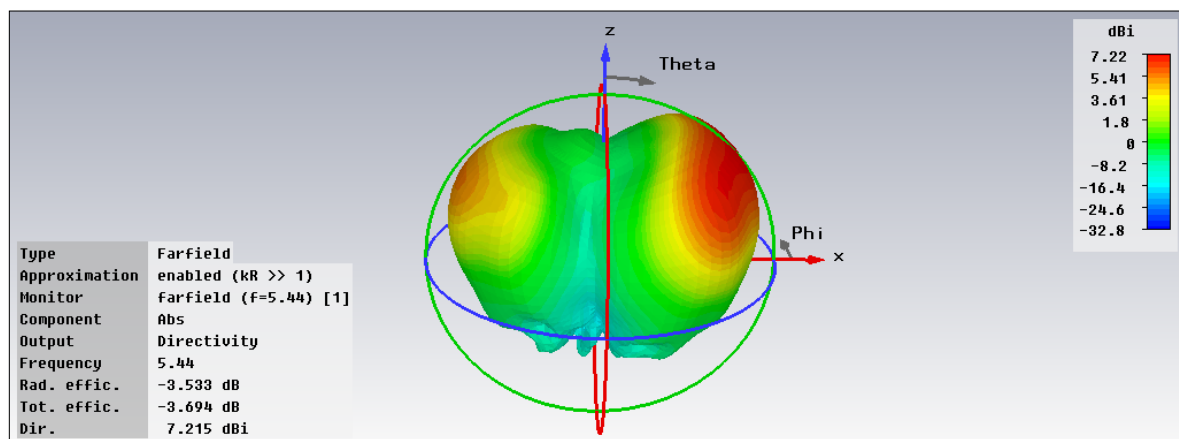


Figura 8-19: Directividad para antena dual en la banda de 5 GHz

Diseño de antenas de tipo resonador dieléctrico (DRAs) para bandas WiFi

Capítulo 8. Diseño en la banda dual de 2,4 y 5 GHz

Como se ha visto en las figuras, aunque este diseño tiene buenas propiedades en la banda de 2,4 GHz, el ancho en la banda de los 5 GHz es muy pequeño y el diagrama de radiación tampoco es muy bueno en esta banda. Para esta antena se obtendría una eficiencia de 98.97 % en la banda de 2,4 GHz y de un 42,71 % en la banda de 5 GHz.

9 Diseño, construcción y medidas para la banda de 5 GHz

9.1 Características del material.

Debido al alto presupuesto obtenido por parte de Trans-Tech para el pedido de discos de la serie 8300, se ha decidido hacer un nuevo diseño utilizando los materiales de los que se dispone en la EPS. El que más se ajusta a las características necesarias para fabricar una DRA es el material ϵ_r -10 de Taconic. Las propiedades de este material se indican en la tabla 9-1.

Cε _r -10 Typical Values					
Property	Test Method	Unit	Value	Unit	Value
Dielectric Constant (Nominal)	IPC-TM-650 2.5.5.6		10.0		10.0
Dissipation Factor 10 GHz	IPC-TM-650 2.5.5.5.1		0.0035		0.0035
Moisture Absorption	IPC-TM-650 2.6.2.1	%	0.02	%	0.02
Dielectric Breakdown	IPC-TM-650 2.5.6	kV	44	kV	44
Volume Resistivity	IPC-TM-650 2.5.17.1	Mohm/cm	2.1 x 10 ⁸	Mohm/cm	2.1 x 10 ⁸
Surface Resistivity	IPC-TM-650 2.5.17.1	Mohm	1.1 x 10 ⁹	Mohm	1.1 x 10 ⁹
Arc Resistance	IPC-TM-650 2.5.1	Seconds	>180	Seconds	>180
Flexural Strength (MD)	ASTM D 790	psi	16,500	N/mm ²	114
Flexural Strength (CD)	ASTM D 790	psi	15,500	N/mm ²	107
Tensile Strength (MD)	ASTM D 638	psi	7,700	N/mm ²	53
Tensile Strength (CD)	ASTM D 3039	psi	6,700	N/mm ²	46
Peel Strength (1 oz. ED)	IPC-TM-650 2.4.8	lbs/linear inch	9	N/mm	1.61
Dimensional Stability (MD)	IPC-TM-650 2.4.39	in/in	-0.0002	mm/mm	-0.0002
Dimensional Stability (CD)	IPC-TM-650 2.4.39	in/in	-0.0003	mm/mm	-0.0003
Density (Specific Gravity)		g/cm ³	3.05	g/cm ³	3.05
Thermal Conductivity	ASTM F 433	W/m/K	0.63	W/m/K	0.63
CTE (x-y)	ASTM D 3386 (TMA)	ppm/°C	13-15	ppm/°C	13-15
CTE (z)	ASTM D 3386 (TMA)	ppm/°C	46	ppm/°C	46
Outgassing (% TML)*	ASTM E 595*	%	0.02	%	0.02
Outgassing (% CVM)*	ASTM E 595*	%	0.01	%	0.01
Outgassing (% WVR)*	ASTM E 595*	%	0.01	%	0.01
Flammability Rating	UL 94		V-0		V-0

*As reported by NASA. See http://outgassing.nasa.gov/og_disclaimer.html.

Tabla 9-1: Propiedades del material Cε_r-10 de Taconic

Las limitaciones principales que tiene este material comparado con el de la serie 8300 son por un lado, su constante dieléctrica, que en este caso es mucho más pequeña por lo que para conseguir la misma frecuencia de resonancia es necesario utilizar un cilindro de mayores dimensiones. Además, aunque en este caso no se tienen limitaciones con respecto al radio de los discos, si se tienen limitaciones de altura puesto que el material disponible en la EPS se fabrica en planchas de 0.76 mm. De esta forma, para poder fabricar el cilindro con la altura deseada, es necesario apilar varias capas de este material, por lo que la altura debe ser múltiplo de 0,76 mm. Además conlleva dificultades en la construcción por la aparición de gaps de aire entre capas y la posibilidad de que se produzca un desplazamiento independiente de cada disco. Las limitaciones en cuanto a la construcción se explican con más detalle más adelante.

Designation	Typical Thicknesses ¹		DK	Typical Thicknesses		DK
Cer-10	0.0250"	0.64 mm	9.50 +/- 0.50	0.0620"	1.58 mm	10.0 +/- 0.50
	0.0300"	0.76 mm	9.70 +/- 0.50	0.0750"	1.91 mm	10.0 +/- 0.50
	0.0470"	1.19 mm	9.80 +/- 0.50	0.1000"	2.54 mm	10.0 +/- 0.50
	0.0500"	1.27 mm	9.80 +/- 0.50	0.1250"	3.18 mm	10.2 +/- 0.50

Tabla 9-2: Dimensiones disponibles del material $C\epsilon_r$ -10 de Taconic

9.2 Pre diseño

9.2.1 Resultados analíticos

Mediante ecuaciones analíticas, se observa que con una altura de $d = 7 * 0,76 = 5,32$ mm, con una relación de aspecto de 1,67 y un radio de $a = 8,88$ mm se obtiene una frecuencia de resonancia de 5,4467 GHz y los diagramas de radiación teóricos de la figura 9-1.

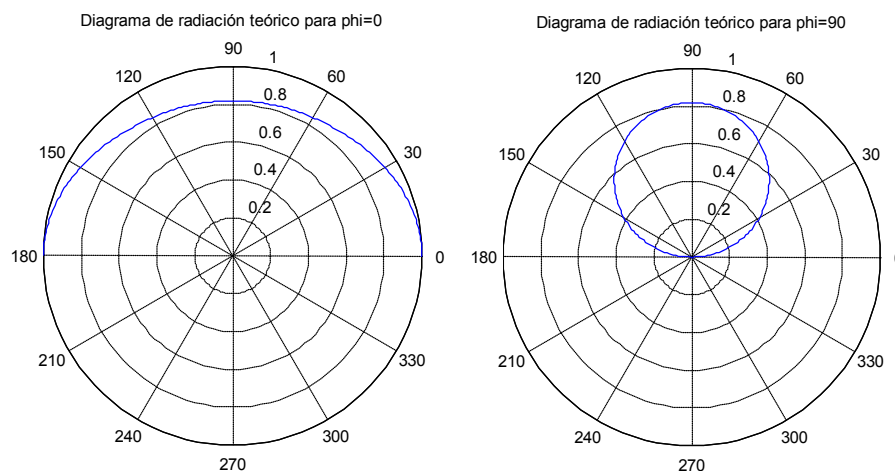


Figura 9-1: Diagramas de radiación normalizados a 5,4467 GHz

9.2.2 Resultados numéricos

Realizando una simulación de tipo “Eigenmode” se obtienen las frecuencias para los 10 primeros modos indicadas en la figura 9-2.

Eigenmode solver results:		
Mode	Frequency	Accuracy
1	5.439 GHz	9.662e-008
2	5.439 GHz	2.024e-005
3	6.039 GHz	1.181e-007
4	6.831 GHz	6.116e-008
5	6.831 GHz	4.638e-007
6	7.878 GHz	1.842e-008
7	7.879 GHz	2.068e-007
8	8.399 GHz	9.048e-008
9	9.773 GHz	2.940e-005
10	9.780 GHz	6.722e-006

Optimum guess for the highest eigenfrequency would be: 9.77981.

Figura 9-2: Frecuencias de los modos generados en el interior de un cilindro de $a = 8,88 \text{ mm}$ y $d = 5,32 \text{ mm}$

9.2.3 Método de onda completa

Inicialmente se ha realizado una simulación paramétrica variando la longitud del coaxial.

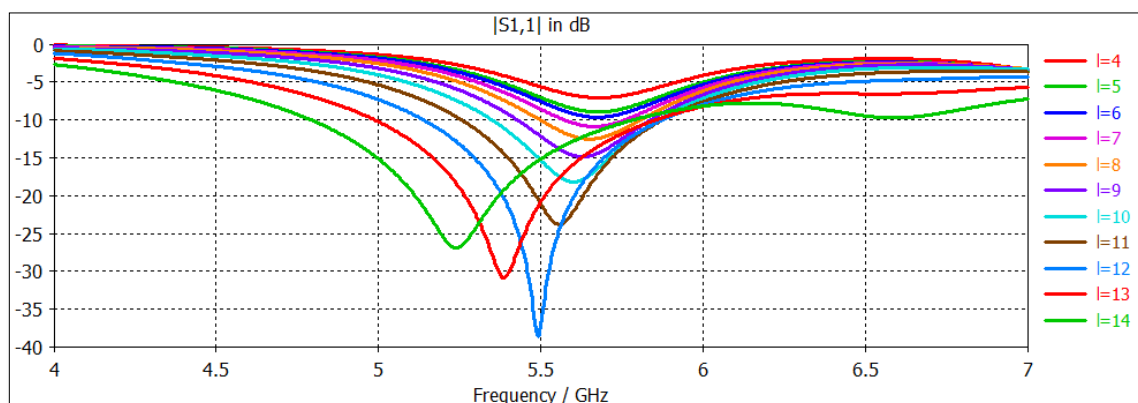


Figura 9-3: Parámetro S11 para $l = 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10; 11; 12; 13; 14 \text{ mm}$

Como se puede ver en la figura 9-3, los mejores resultados se obtienen para una longitud del coaxial de alrededor de 12 mm por lo que se ha realizado una variación más precisa en torno a esta longitud obteniendo la mínima reflexión para $l = 12,3$ mm.

Posteriormente se ha variado la distancia del coaxial al centro del cilindro para esta longitud de 12,3 mm. El efecto en la reflexión que produce el variar esta distancia se muestra en la figura 9-4.

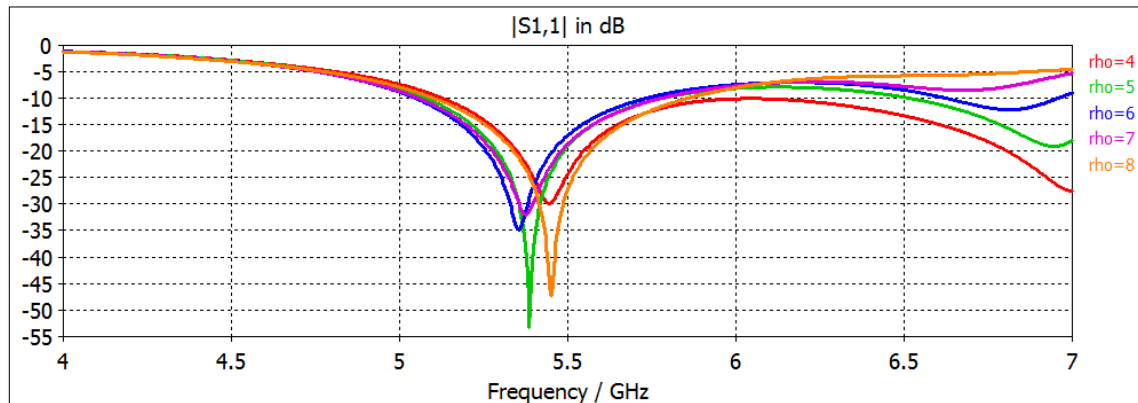


Figura 9-4: Parámetro S11 para $l = 12,3$ mm y $\rho = 4; 5; 6; 7; 8$ mm

Realizando una variación más fina de esta distancia alrededor de los 8 mm, los mejores resultados en cuanto a adaptación se obtienen para $l = 12,3$ mm y $\rho = 7,9$ mm, cuyos resultados de adaptación y diagramas de radiación se pueden ver en las figuras 9-5 y 9-6 respectivamente.

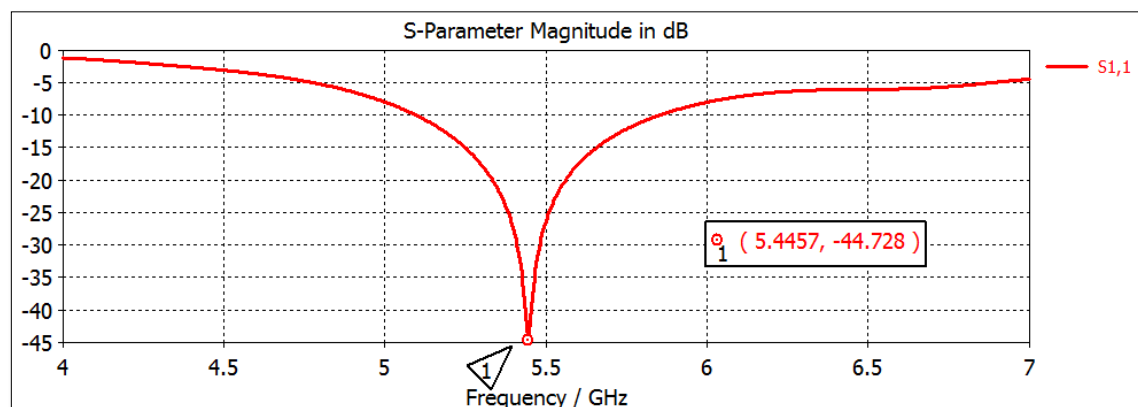


Figura 9-5: Parámetro S11 para $l = 12,3$ mm y $\rho = 7,9$ mm

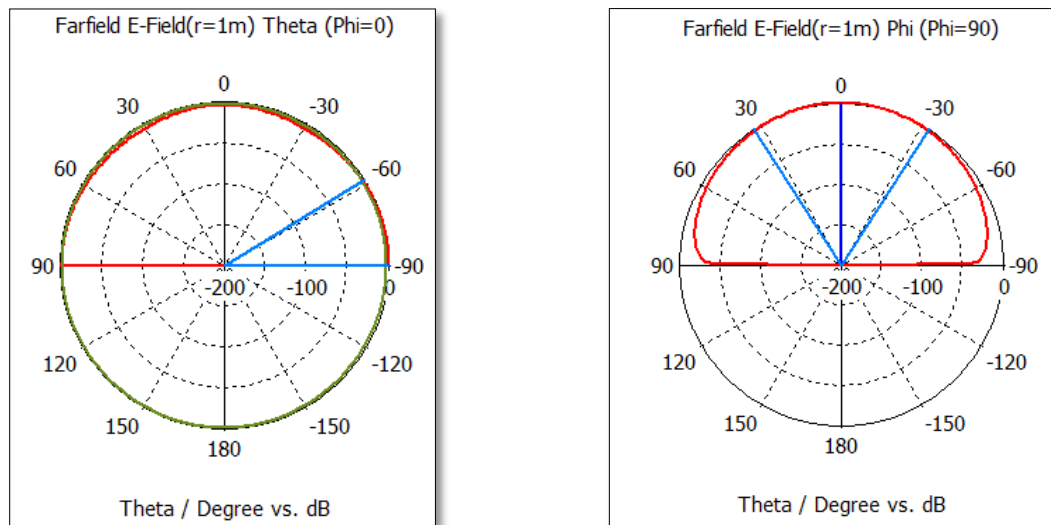


Figura 9-6: Diagramas de radiación para $l = 12,3$ mm y $\rho = 7,9$ mm

9.3 Efecto de utilizar un plano de masa finito

Hasta ahora los resultados se han obteniendo asumiendo un plano infinito de masa. A continuación se muestran estos mismos resultados en las figuras 9-7 y 9-8 considerando un plano de masa de 150 mm de lado.

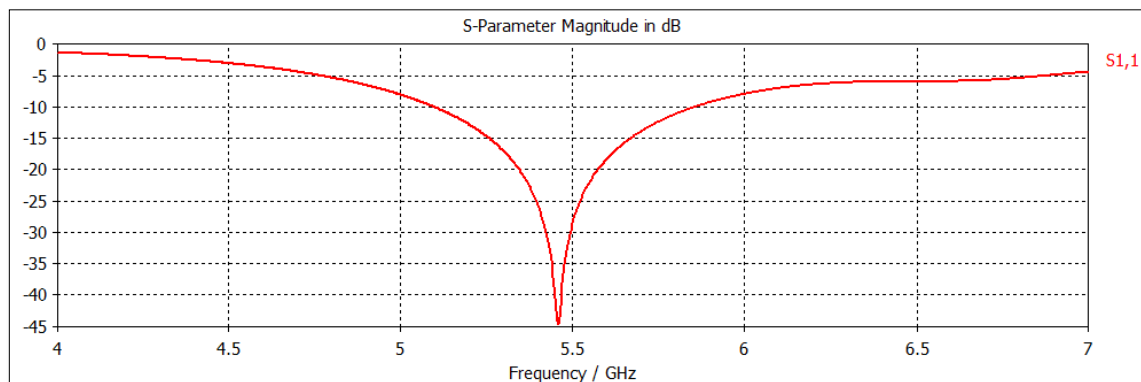


Figura 9-7: Parámetro S11 para $l = 12,3$ mm y $\rho = 7,9$ mm con plano de masa de 150 mm de lado

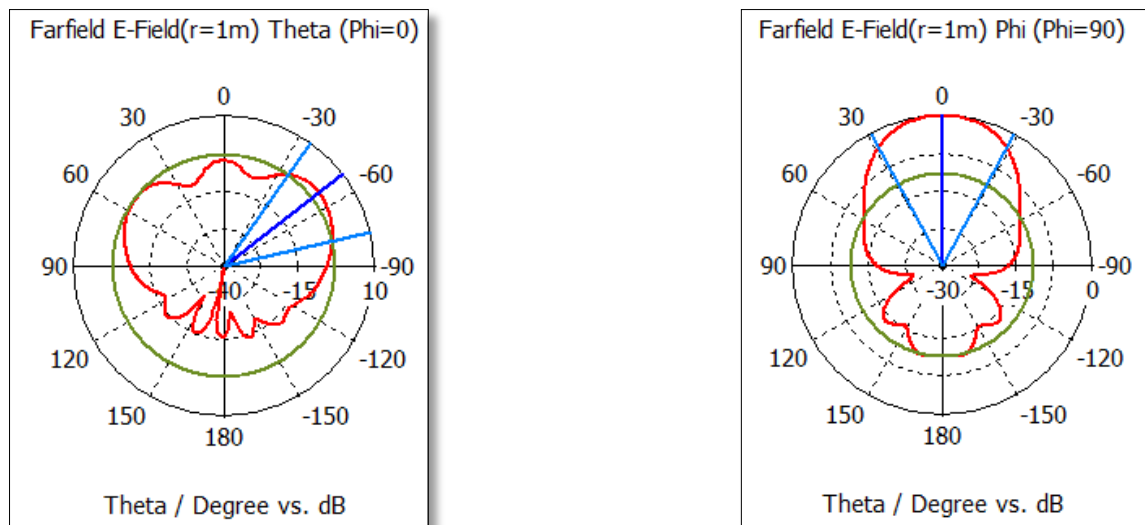


Figura 9-8: Diagramas de radiación para $l = 12,3$ mm y $\rho = 7,9$ mm con plano de masa de 150 mm de lado

Como se ha podido ver en las imágenes aunque se han obtenido buenos resultados respecto a la adaptación, el diagrama de radiación no es de tipo *broadside*. Esto es debido a que al utilizar un coaxial con una longitud comparablemente mayor que la del cilindro, acaba radiando el coaxial además del dieléctrico.

9.4 Mejora del diagrama de radiación

Posteriormente se ha intentado conseguir un diagrama algo mejor, aunque la adaptación empeore.

En la tabla 9-3 se muestra el efecto de variar la longitud y la posición del coaxial sobre la adaptación y el diagrama de radiación obtenido tras el estudio de las simulaciones de los apartados siguientes.

Variación del coaxial/Efecto	En S11	En diagrama
Longitud	A mayor longitud mejor S11 y menor frecuencia de resonancia. Llega un punto a partir del cual la adaptación empieza a empeorar.	A mayor longitud el diagrama de radiación se orienta más hacia el lado opuesto al coaxial respecto del eje x.
Posición respecto al centro del cilindro	A mayor distancia respecto al centro del cilindro mejor S11 y menor frecuencia de resonancia. Llega un punto	A mayor distancia del centro del cilindro, el diagrama de radiación se orienta más hacia el lado opuesto al

	a partir del cual la adaptación empieza a empeorar y la frecuencia de resonancia comienza a aumentar.	coaxial respecto del eje x.
--	---	-----------------------------

Tabla 9-3: Efecto de variar la longitud y la posición del coaxial

9.4.1 Ajuste de la longitud del coaxial

En primer lugar, se ha reducido la longitud del coaxial manteniendo la posición del mismo para ver su efecto sobre el parámetro S11 y el diagrama de radiación. En este caso se ha mantenido un plano de masa de 150 mm de lado.

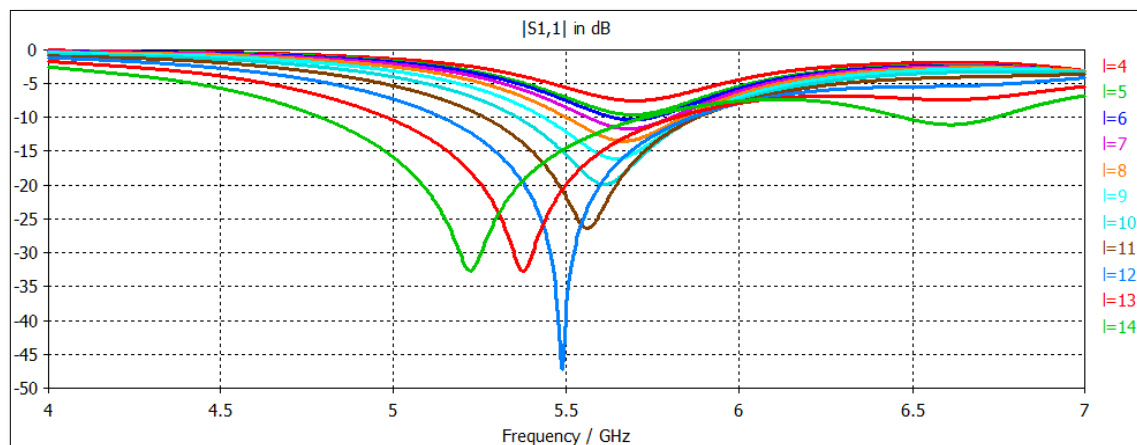


Figura 9-9: Parámetro S11 para $l = 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10; 11; 12; 13$ mm y $\rho = 7,9$ mm

En la figura 9-9 se observa que los mejores resultados de adaptación se dan para una longitud del coaxial de entre 10 y 13 mm. Se han obtenido los diagramas de radiación para estas longitudes, esta vez en coordenadas cartesianas para tener una mayor visión de la variación de estos parámetros. Tras estudiar estos diagramas de radiación se ha visto que se obtiene un buen compromiso entre adaptación y diagrama de radiación utilizando un coaxial de 11 mm de longitud. Para estas dimensiones del cilindro se obtendría una adaptación de -17,203 dB a 5,44GHz y el diagrama de radiación mejora un poco con respecto al obtenido anteriormente en la figura 9-8. Estos resultados se muestran en las figuras 9-10 y 9-11.

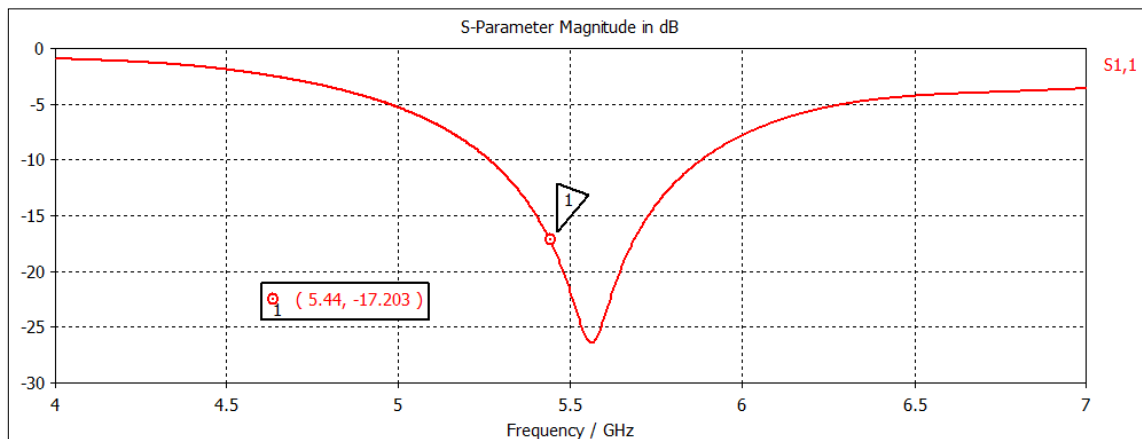


Figura 9-10: Parámetro S11 para $l = 11$ mm y $\rho = 7,9$ mm

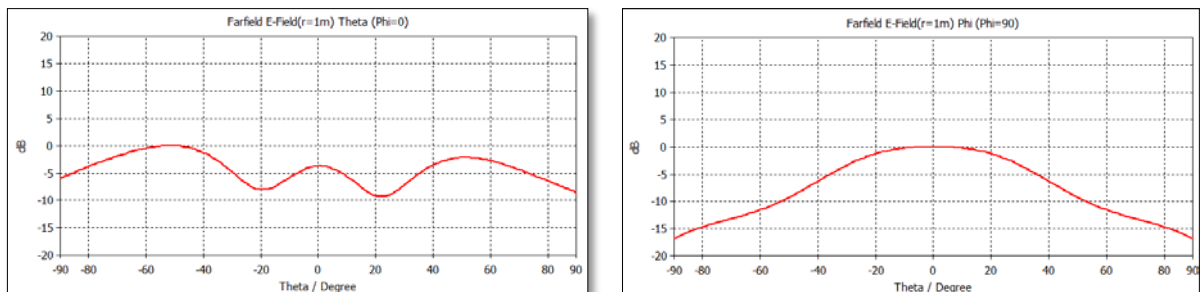


Figura 9-11: Diagramas de radiación para $l = 11$ mm y $\rho = 7,9$ mm

9.4.2 Ajuste de la posición del coaxial

Posteriormente se ha variado la posición del coaxial (figura 9-12) con el fin de obtener también el mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación.

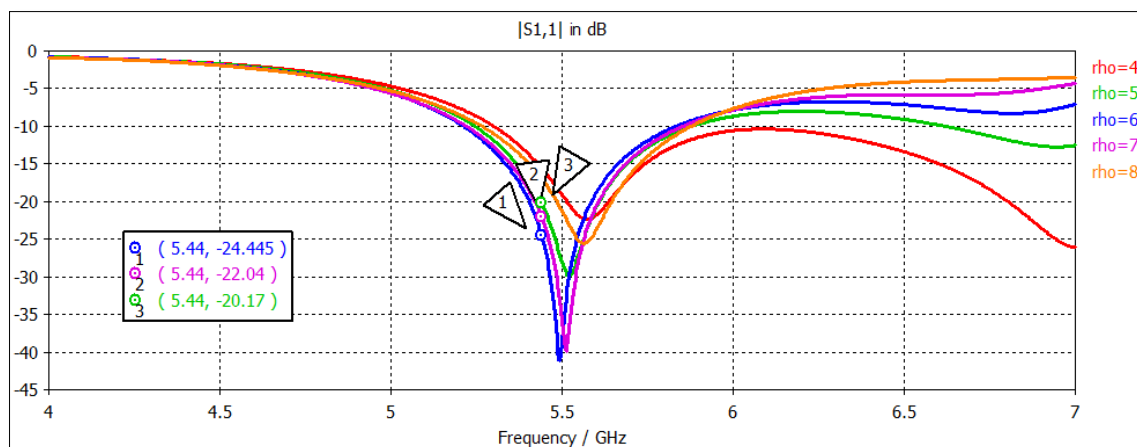


Figura 9-12: Parámetro S11 para $l = 11$ mm y $\rho = 4; 5; 6; 7; 8$ mm

En este caso el mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación (figura 9-13) se ha obtenido situando el coaxial a 6 mm del centro del cilindro donde se obtiene una adaptación de -24,445 dB a 5,44GHz como se muestra en la figura 9-12.

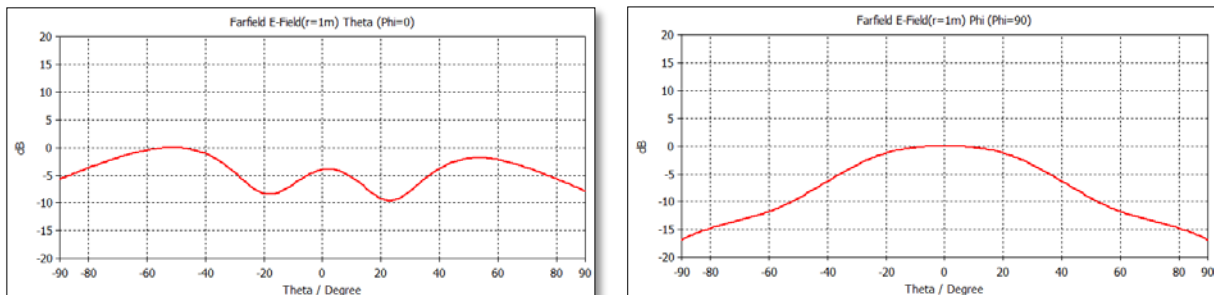


Figura 9-12: Parámetro S11 para $l = 11$ mm y $\rho = 6$ mm

Sin embargo, como se ha podido ver no se ha obtenido una gran mejora en el diagrama de radiación.

9.5 Estudio de limitar el coaxial en el interior del cilindro

Para conseguir un diagrama de radiación mejor, se ha probado a introducir en el diseño la limitación de que el coaxial se encuentre en el interior del cilindro y por lo tanto l deberá ser menor que 5,32 mm y ρ menor que 8,88 mm. Con estas limitaciones se han vuelto a realizar simulaciones variando tanto la longitud como la distancia del coaxial al centro del cilindro, obteniéndose de esta forma las figuras 9-13, 9-14 y 9-15 entre otras.

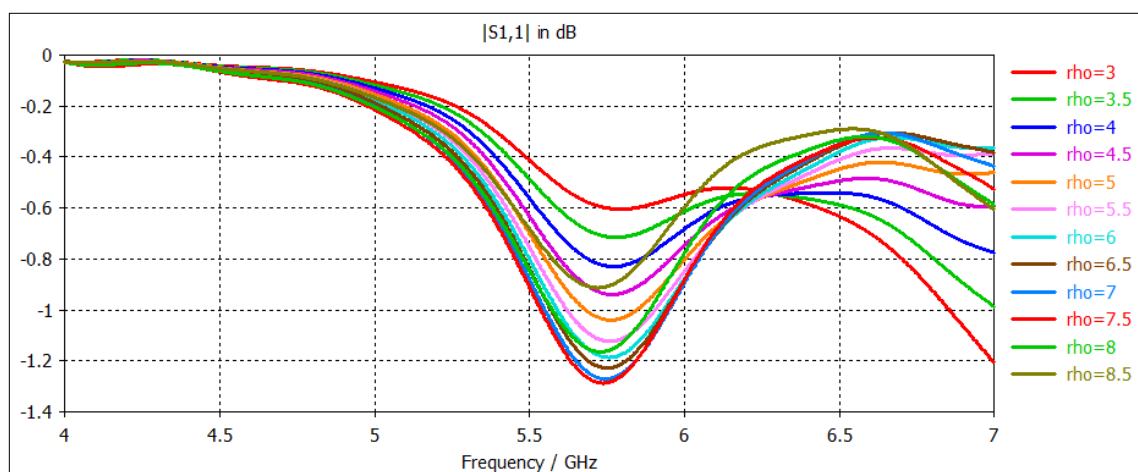


Figura 9-13: Parámetro S11 para $l = 1$ mm y $\rho = 3; 3,5; 4; 4,5; 5; 5,5; 6; 6,5; 7; 7,5; 8; 8,5$ mm

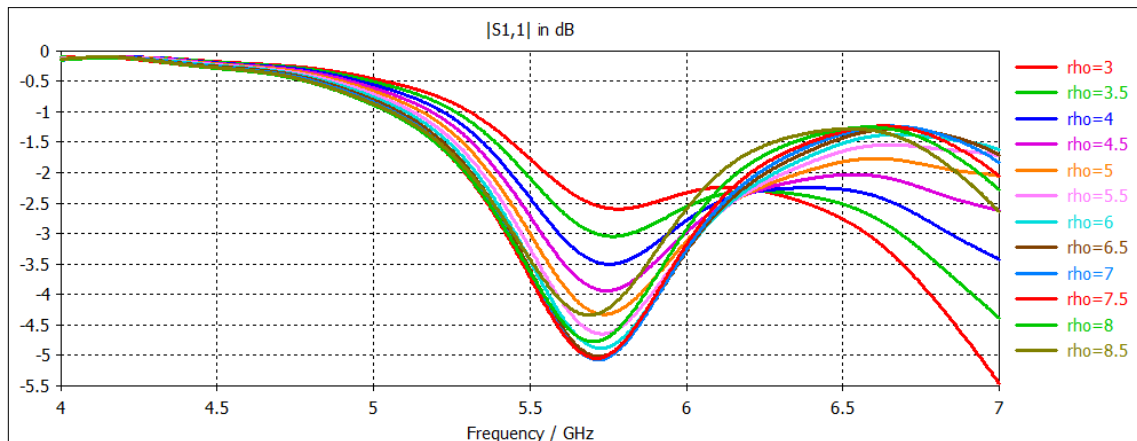


Figura 9-14: Parámetro S11 para $l = 3$ mm y $\rho = 3; 3,5; 4; 4,5; 5; 5,5; 6; 6,5; 7; 7,5; 8; 8,5$ mm

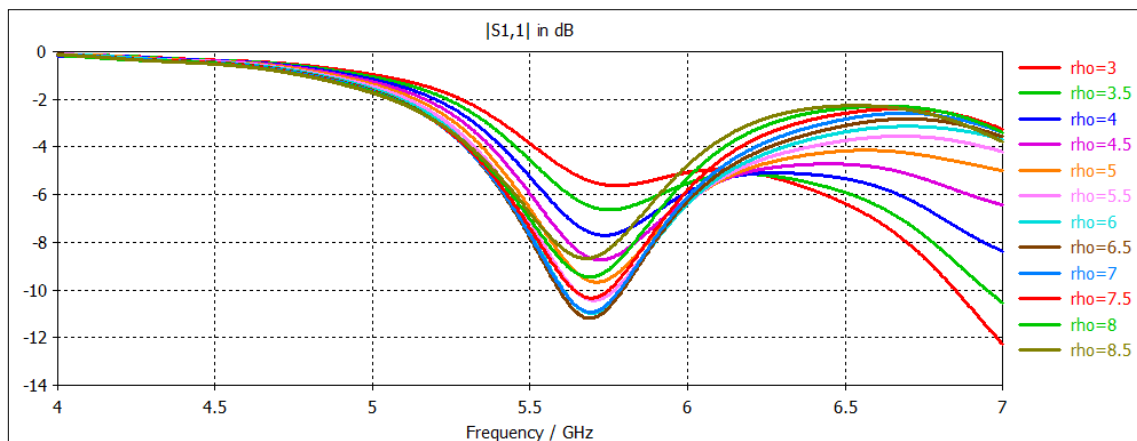


Figura 9-15: Parámetro S11 para $l = 5$ mm y $\rho = 3; 3,5; 4; 4,5; 5; 5,5; 6; 6,5; 7; 7,5; 8; 8,5$ mm

Como se ha podido ver en las gráficas, si se limita la altura del coaxial a las dimensiones del cilindro se obtiene una frecuencia de resonancia demasiado alta y por lo tanto se tendrán que variar las dimensiones del cilindro para obtener la frecuencia de resonancia deseada de 5,44 GHz.

9.5.1 Ajuste de las dimensiones del cilindro

Como se tiene la limitación de la anchura de las capas de dieléctrico de 0,76 mm se ha decidido aumentar el cilindro una capa manteniendo la relación de aspecto de 1,67 que según las ecuaciones teóricas generaban un diagrama de radiación de tipo *broadside*. Por lo tanto, se ha vuelto a realizar una simulación paramétrica para un cilindro de 6,08 mm de alto y 10,2 mm de radio.

Para estas dimensiones teóricamente se obtiene una frecuencia de resonancia de 4,7656 GHz y los siguientes diagramas de radiación obtenidos son los mismos que se mostraban en la figura 9-1 debido a que la relación de aspecto se ha mantenido constante.

Los resultados de las simulaciones paramétricas se pueden ver en las figuras 9-16 a 9-21.

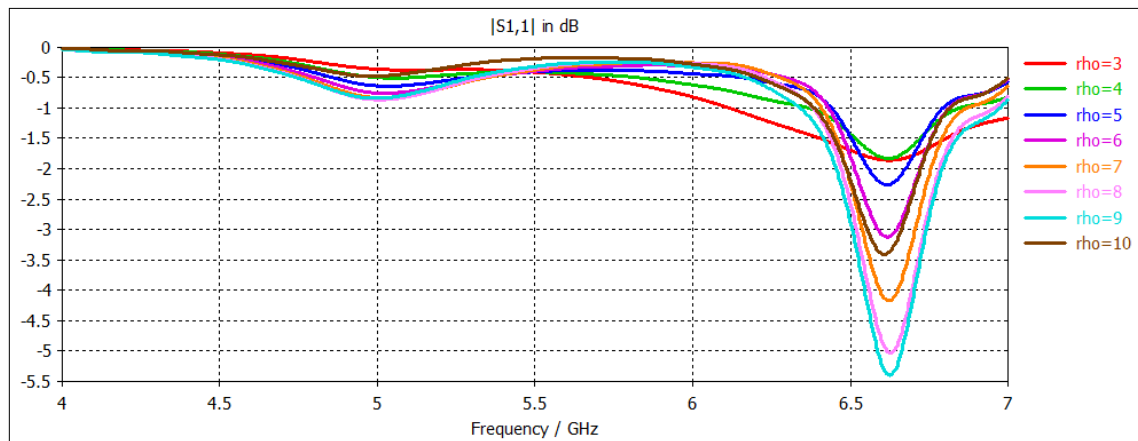


Figura 9-16: Parámetro S11 para $l = 1$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10$ mm

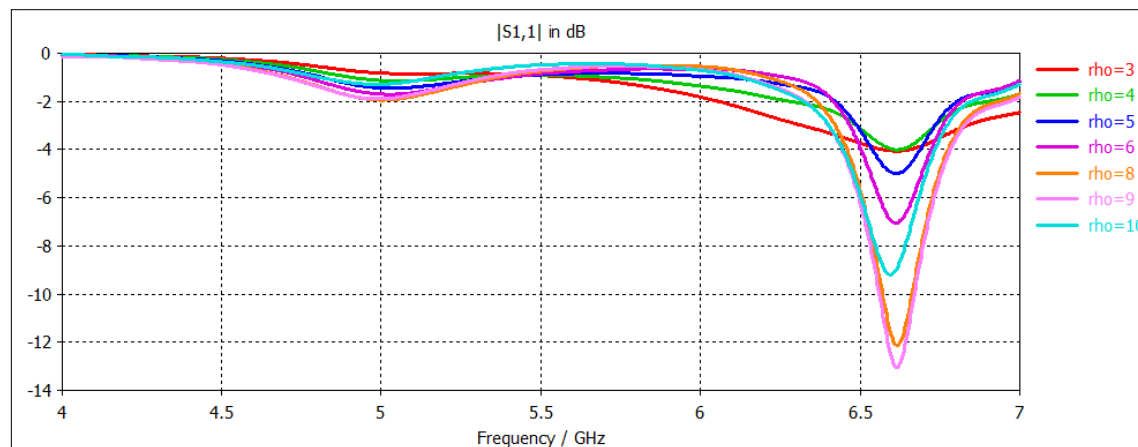


Figura 9-17: Parámetro S11 para $l = 2$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10$ mm

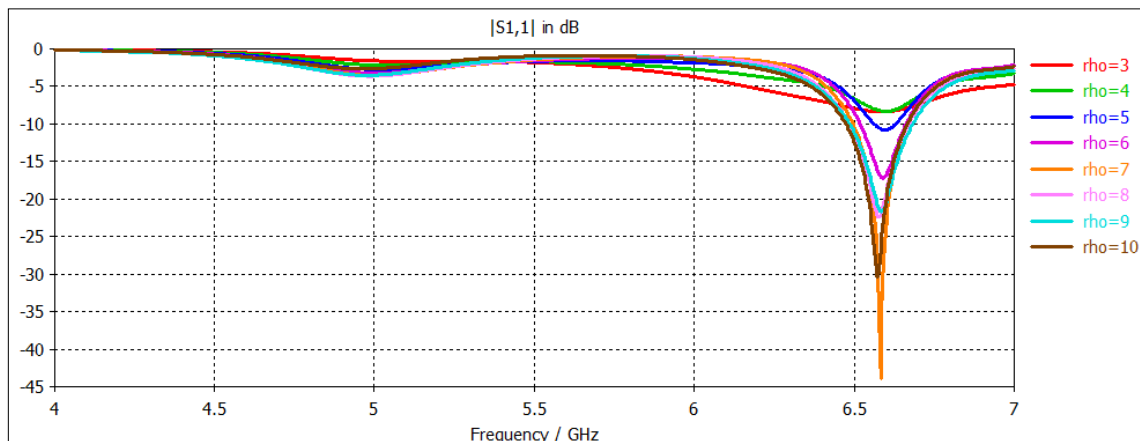


Figura 9-18: Parámetro S11 para $l = 3$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10$ mm

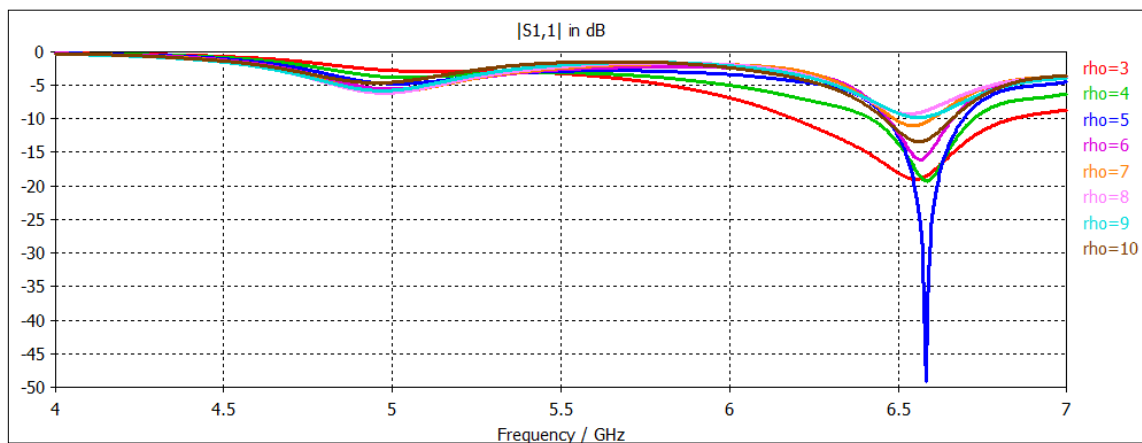


Figura 9-19: Parámetro S11 para $l = 4$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10$ mm

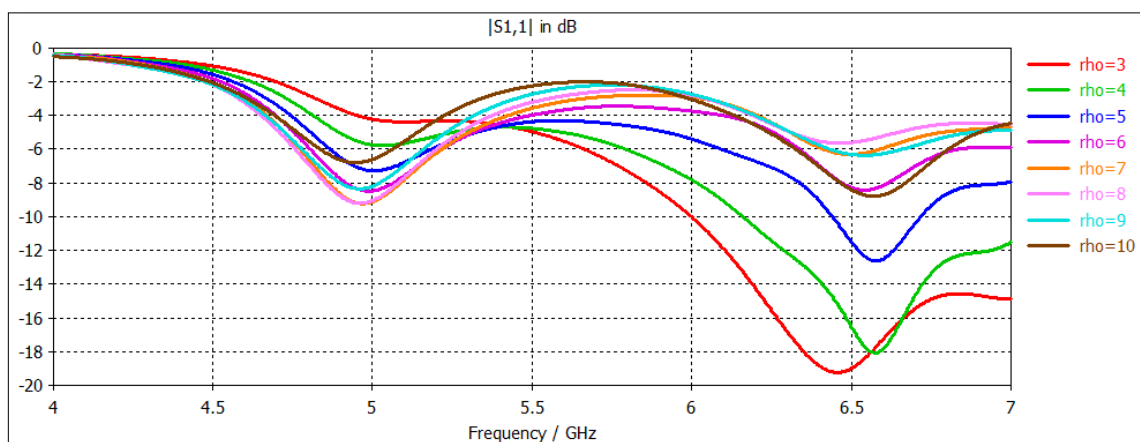


Figura 9-20: Parámetro S11 para $l = 5$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10$ mm

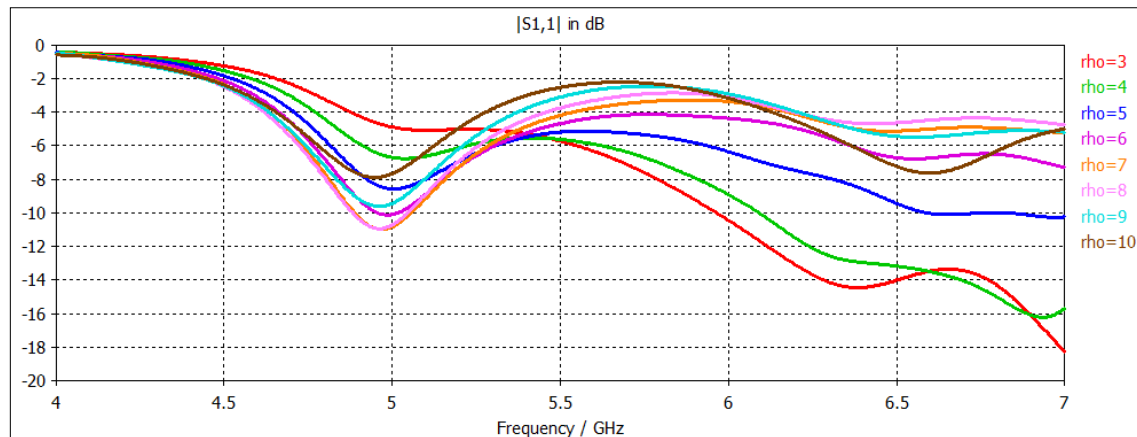


Figura 9-21: Parámetro S11 para $l = 6$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10$ mm

Como se puede ver en las figuras anteriores, al aumentar las capas de dieléctrico se obtiene más o menos el mismo valor en dB para el S11 que en el caso anterior, pero en este caso, a una frecuencia menor a la deseada de 5,44GHz. Interesa una frecuencia de resonancia intermedia entre la obtenida en este caso con 8 capas de dieléctrico y la que se obtuvo con 7 capas.

9.5.2 Ajuste de la relación de aspecto del cilindro

El único parámetro que faltaría ajustar para obtener buenos resultados en cuanto a adaptación y diagrama de radiación manteniendo el coaxial en los límites del cilindro, es la relación de aspecto del mismo. De esta forma se han realizado simulaciones paramétricas manteniendo la altura a 5,32 mm con la que se obtenía una frecuencia de resonancia demasiado alta y se ha ido aumentando progresivamente la relación de aspecto para obtener una frecuencia de resonancia menor. Como se ha visto que se obtenían mejores resultados para longitudes grandes del coaxial, se ha mantenido una longitud fija de 5 mm que es uno de los valores máximos que puede tener este parámetro sin que sobresalga el coaxial por encima del cilindro. Otro aspecto a tener en cuenta es que la relación radio altura del cilindro no se puede aumentar demasiado puesto que empeoraría el diagrama de radiación [5].

Las reflexiones obtenidas mediante estas simulaciones paramétricas se pueden ver en las figuras 9-22, 9-23, 9-24 y 9-25.

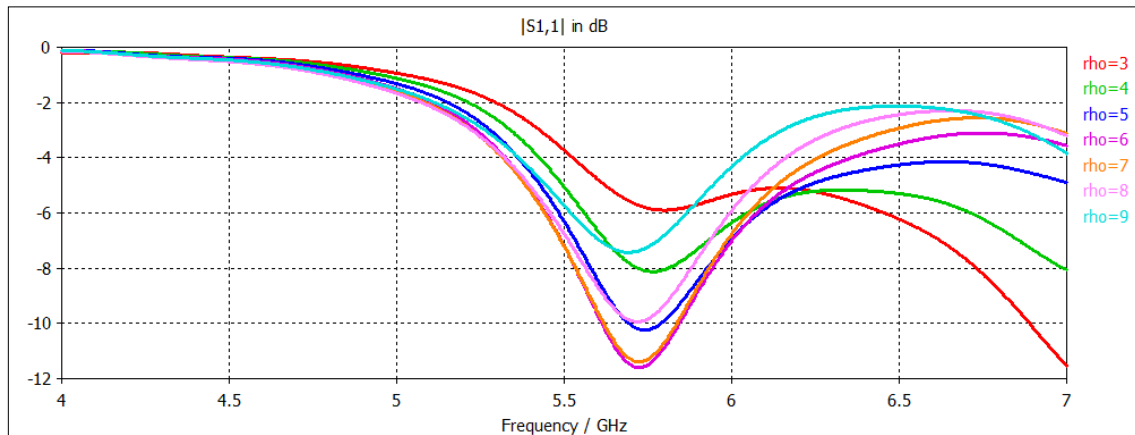


Figura 9-22: Parámetro S11 para $a/d = 1,65$, $l = 5$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9$ mm

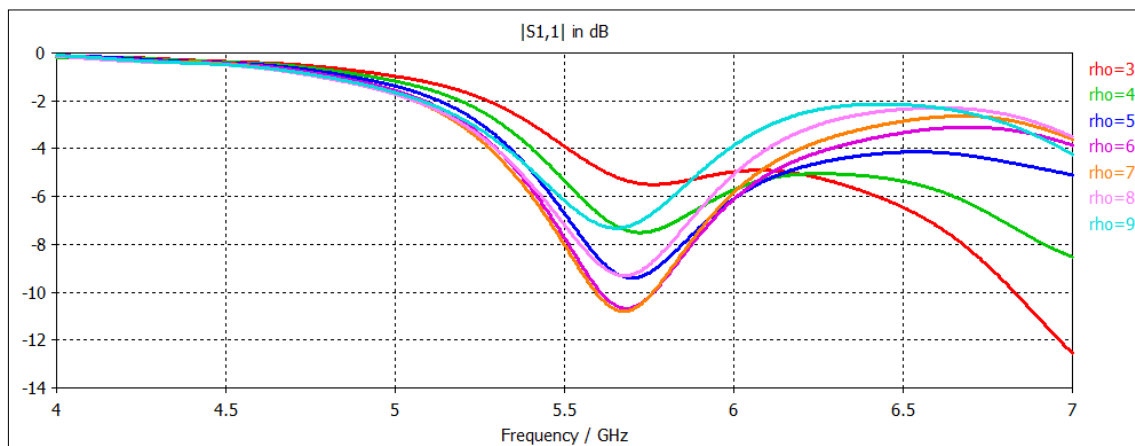


Figura 9-23: Parámetro S11 para $a/d = 1,67$, $l = 5$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9$ mm

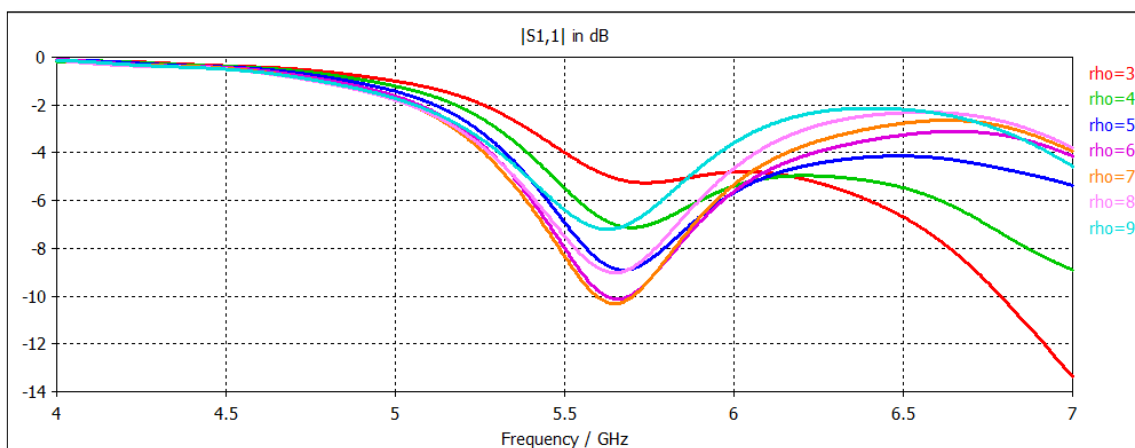


Figura 9-24: Parámetro S11 para $a/d = 1,7$, $l = 5$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9$ mm

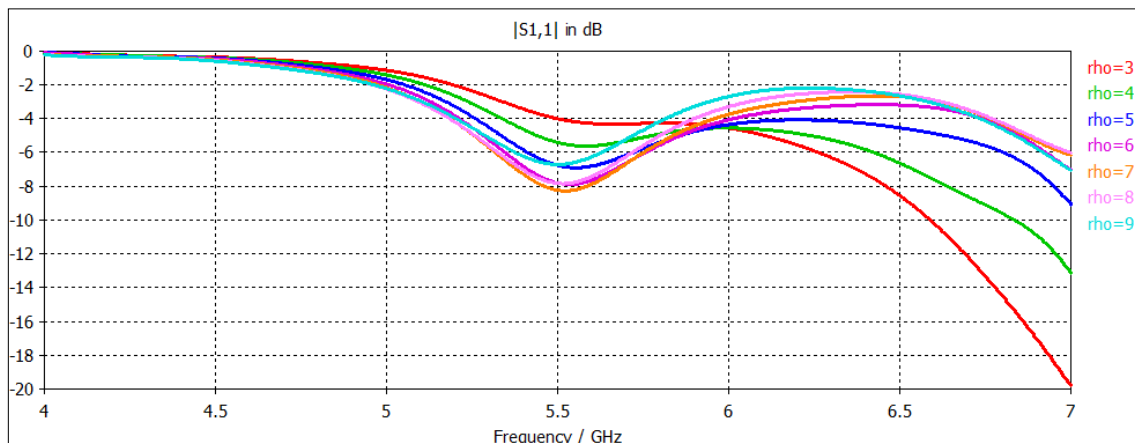


Figura 9-25: Parámetro S11 para $a/d = 1,8$, $l = 5$ mm y $\rho = 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9$ mm

Tras realizar estas simulaciones e incluso se ha podido observar que no se pueden obtener buenos resultados limitando el coaxial a las medidas del cilindro, por lo que se han tenido que tomar otras decisiones de diseño con el fin de mejorar el diagrama de radiación obtenido en las simulaciones anteriores.

9.6 Efecto de variar el plano de masa

En este caso se ha optado por variar el plano de masa para obtener un mejor diagrama de radiación. Estas simulaciones se han realizado para un cilindro de radio 8,88 mm y altura 5,32 mm excitado por un coaxial de 11 mm situado a 6 mm del centro del cilindro ya que con estas dimensiones se han obtenido los mejores resultados.

Como se puede ver en las figura 9-26, para un plano de masa de 200 mm de lado, la adaptación mejora pero el diagrama de radiación empeora (figuras 9-27 y 9-28), por lo tanto interesará reducir el plano de masa.

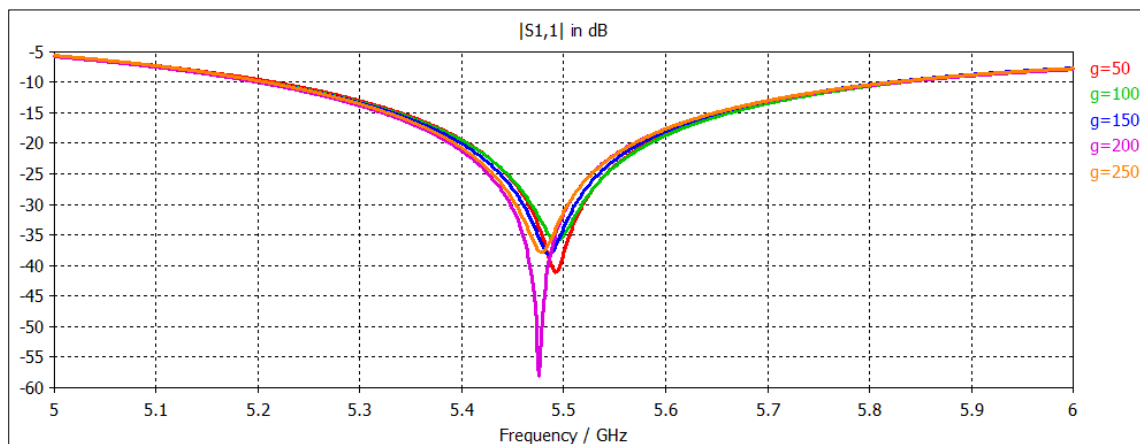


Figura 9-26: Parámetro S11 para un plano de masa de $g = 50; 100; 150; 200; 250$ mm

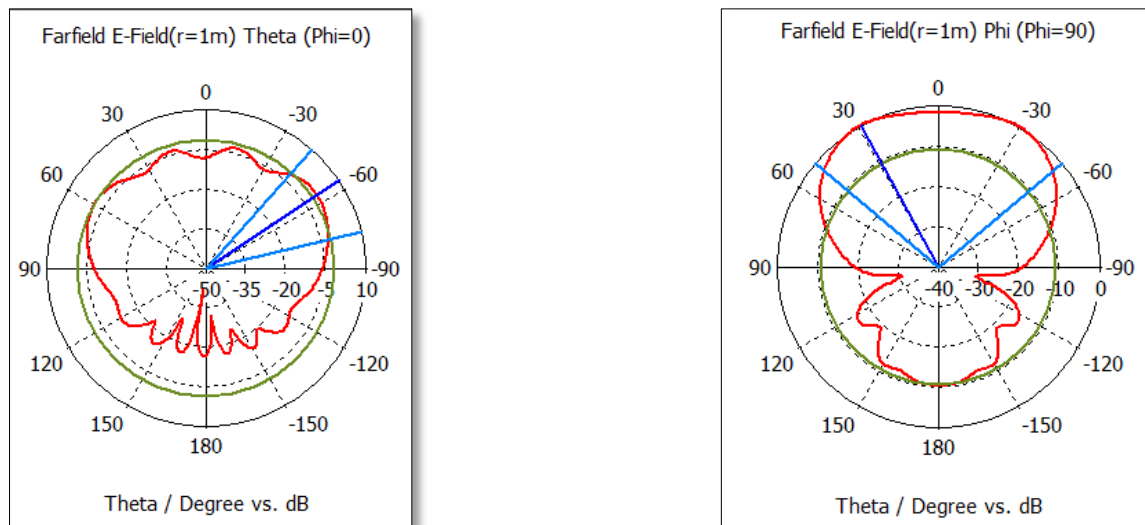


Figura 9-27: Diagramas de radiación para un plano de masa de $g = 200$ mm

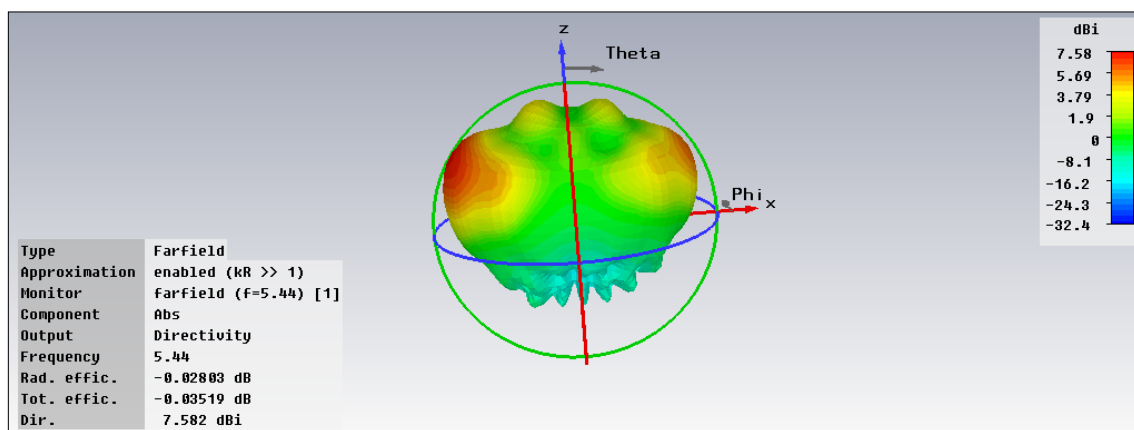


Figura 9-28: Directividad para un plano de masa de $g = 200$ mm

Utilizando un plano de masa de 50 mm de lado sí se consigue mejorar significativamente el diagrama de radiación resultante, como se puede ver en las figuras 9-29 y 9-30, resultando también una antena con buena adaptación de -24,306 dB a los 5,44 GHz como se muestra en la figura 9-31. Por lo tanto, se han mantenido estas medidas del plano de masa en las posteriores simulaciones.

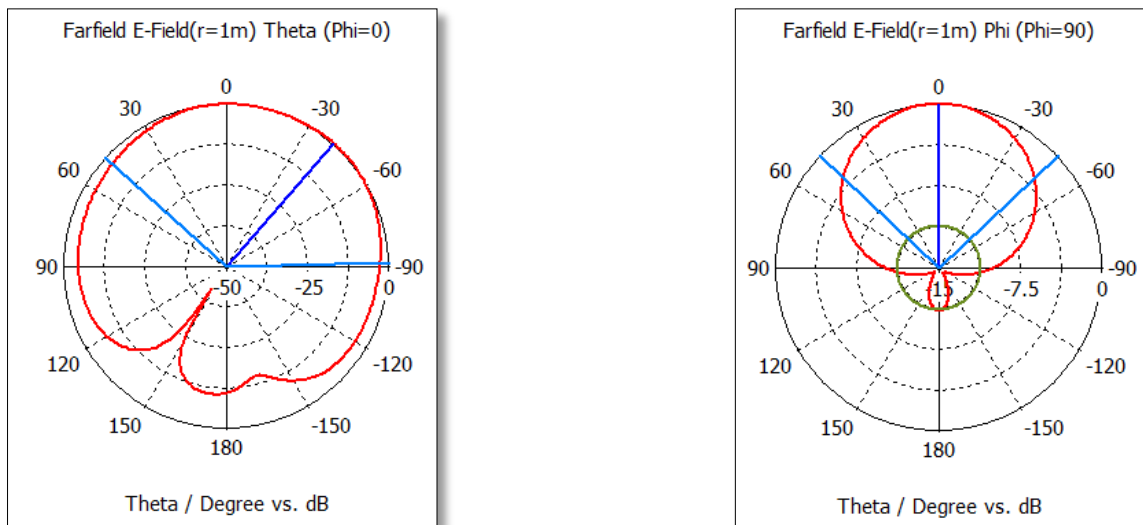


Figura 9-29: Diagramas de radiación para un plano de masa de $g = 50$ mm

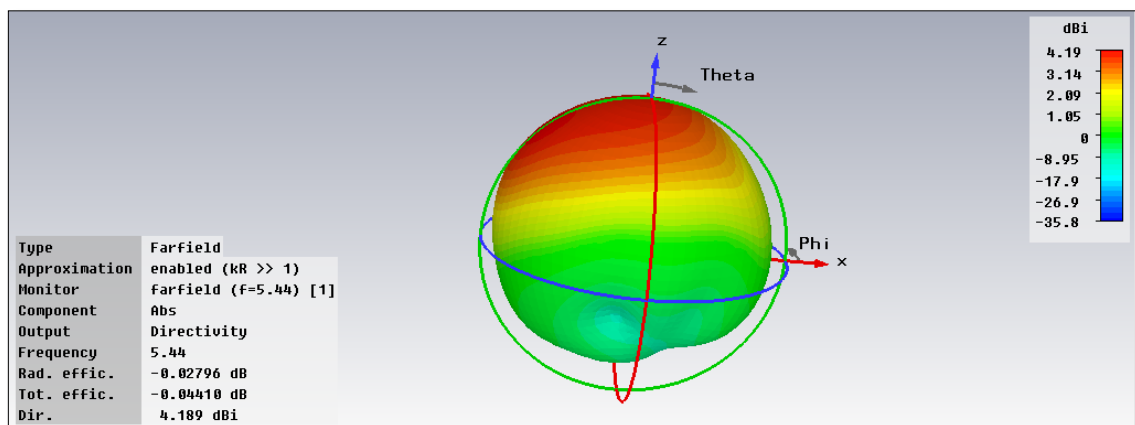


Figura 9-30: Directividad para un plano de masa de $g = 50$ mm

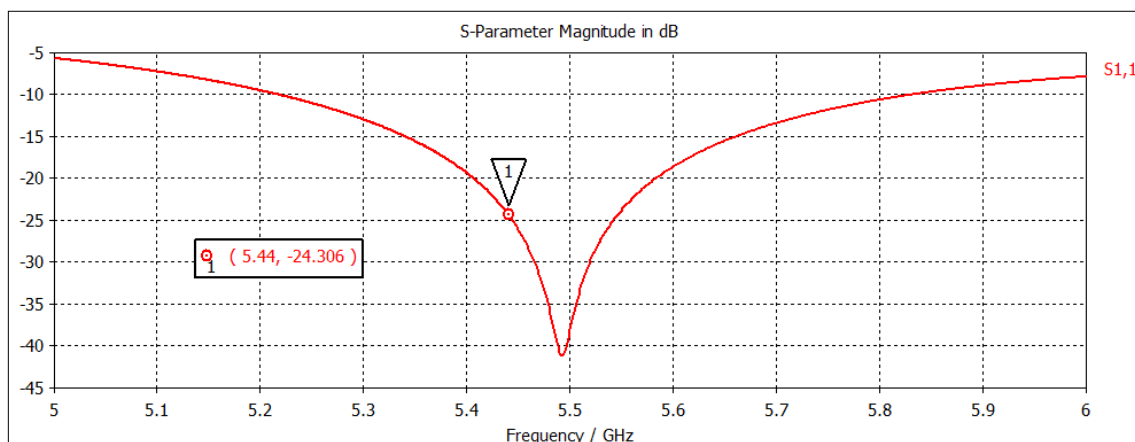


Figura 9-31: Parámetro S11 para un plano de masa de $g = 50$ mm

9.7 Diseño de construcción

Para realizar la construcción de la DRA con este material va a ser necesario eliminar el cobre superior e inferior de las planchas de $C\epsilon_r-10$ dejando únicamente el material dieléctrico de cada disco. Sin embargo, en la última capa se ha conservado un anillo de cobre al rededor del coaxial (figura 9-32) que permita soldar el alma del coaxial al disco superior y que de esta forma los 7 discos queden unidos en un cilindro compacto. Además ha sido necesario dejar un hueco de aire alrededor del alma del coaxial que permita que los discos sean atravesados fácilmente.

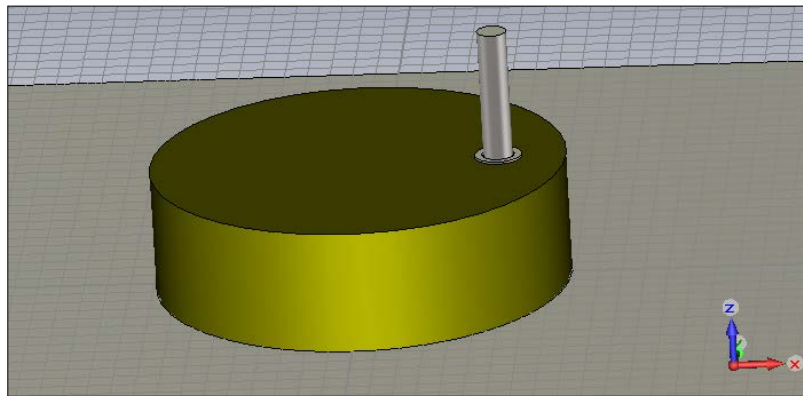


Figura 9-32: Modelo de construcción

Otra decisión de construcción ha sido utilizar un conector de radio exterior de 2,04 mm y radio interior de 0,63 mm cuyos planos encuentran en el Anexo A.

Incluyendo estos elementos en el diseño para un cilindro de radio 8,9 mm y altura 5,32 mm, los resultados obtenidos son los que se muestran en las siguientes figuras (9-33, 9-34 y 9-35).

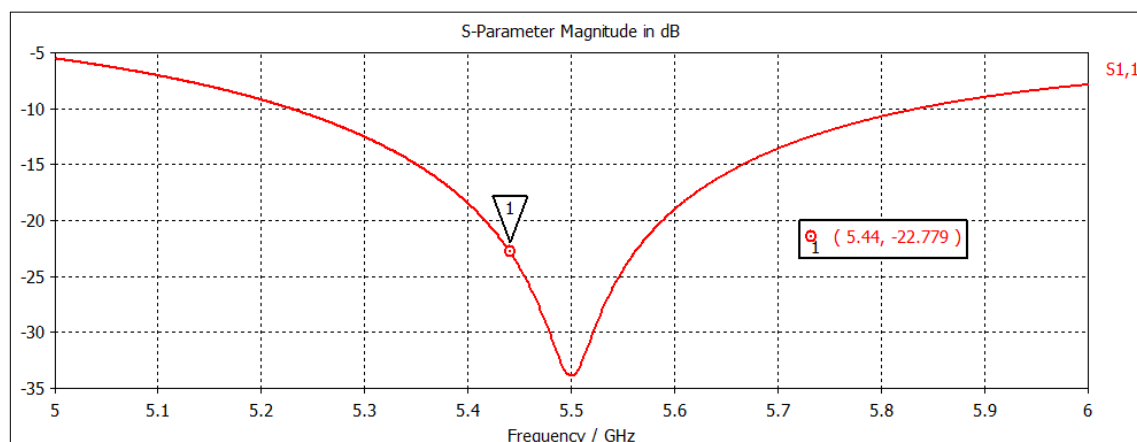


Figura 9-33: Parámetro S11 con los nuevos elementos

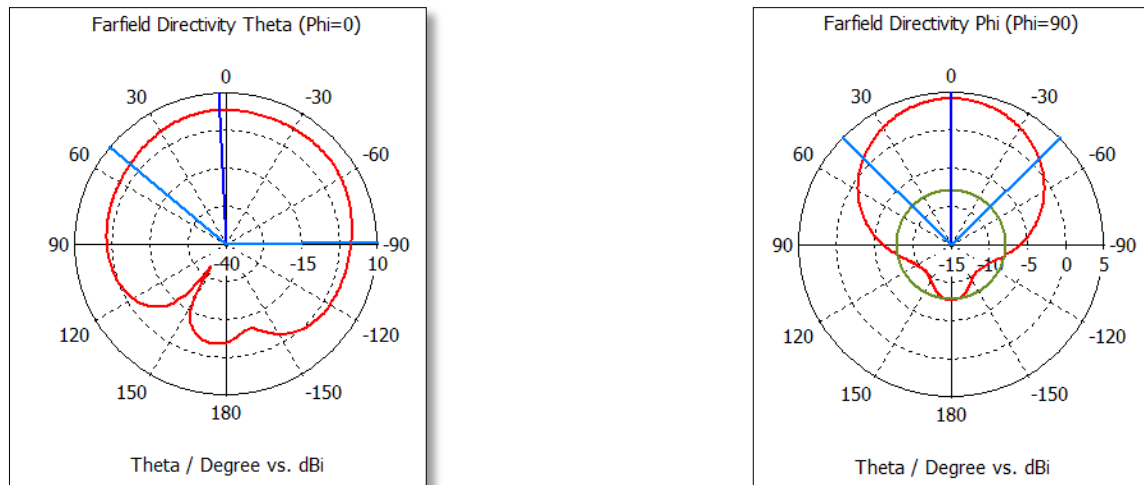


Figura 9-34: Diagramas de radiación con los nuevos elementos

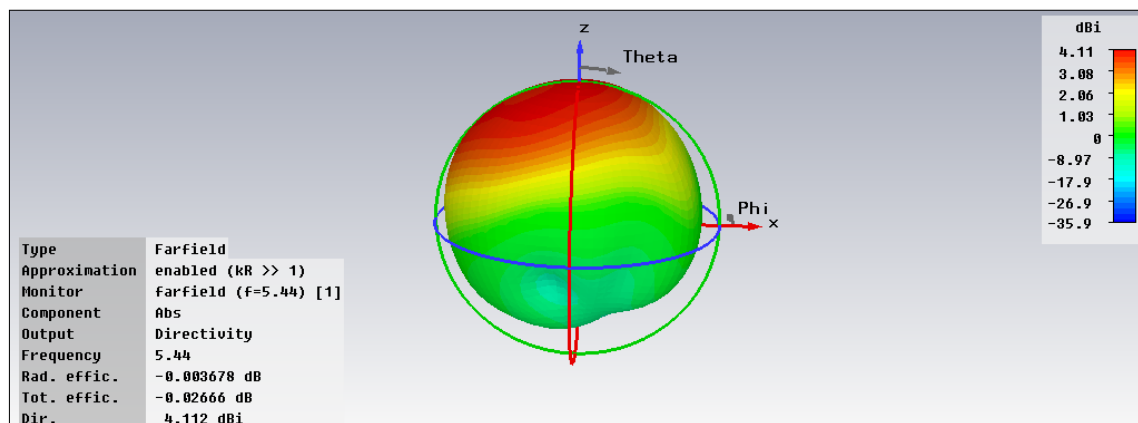


Figura 9-35: Directividad con los nuevos elementos

Hasta ahora se han realizado las simulaciones utilizando 20 líneas por longitud de onda. Se han aumentado el número de líneas a 30 corroborar que los resultados obtenidos son correctos.

Como se puede ver en la figura 9-36, al aumentar las líneas por longitud de onda, la adaptación empeora un poco por lo que el resto de simulaciones se han realizado con 30 líneas para obtener una mayor precisión a costa de aumentar el tiempo de simulación. Los diagramas de radiación y la directividad obtenidos para esta simulación se muestran en las figuras 9-37 y 9-38 respectivamente.

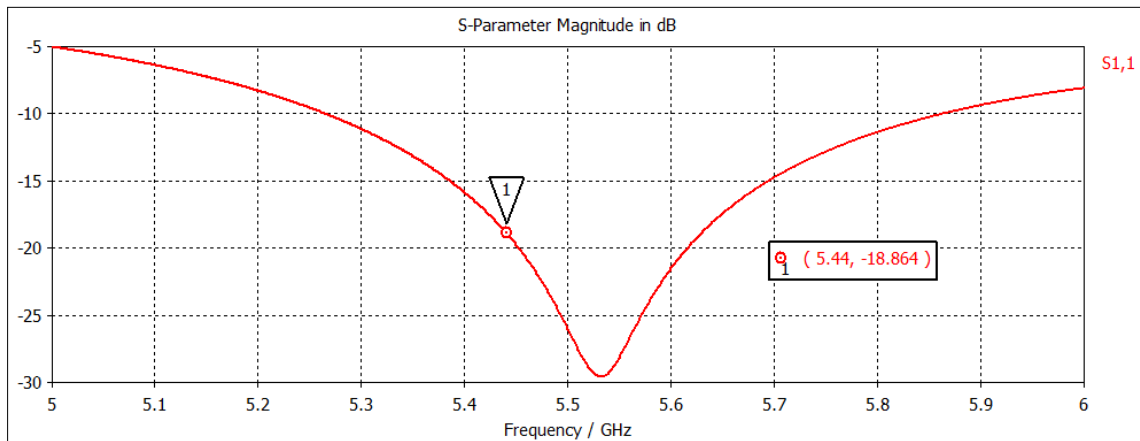


Figura 9-36: Parámetro S11 para 30 líneas por longitud de onda

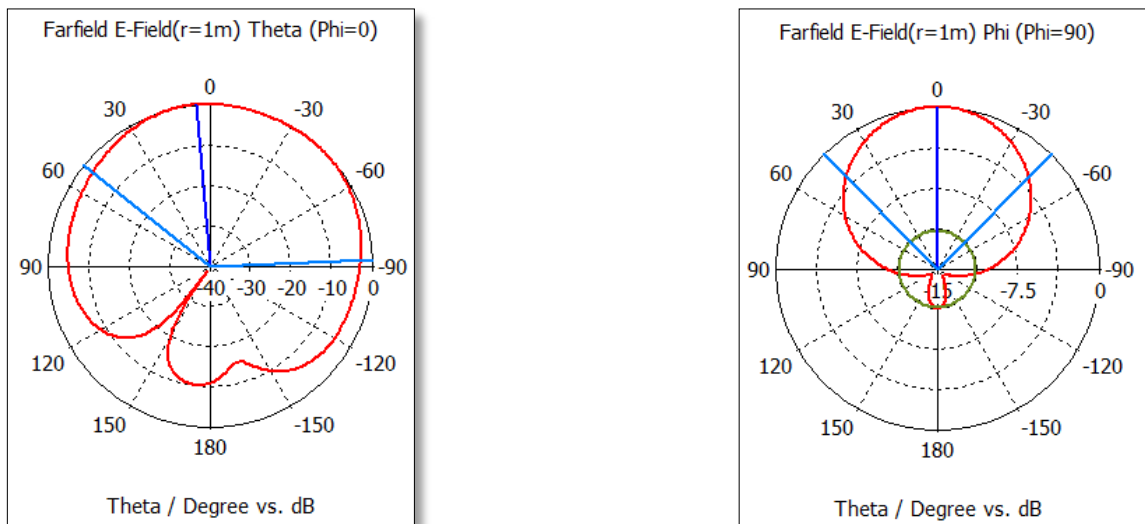


Figura 9-37: Diagramas de radiación para 30 líneas por longitud de onda

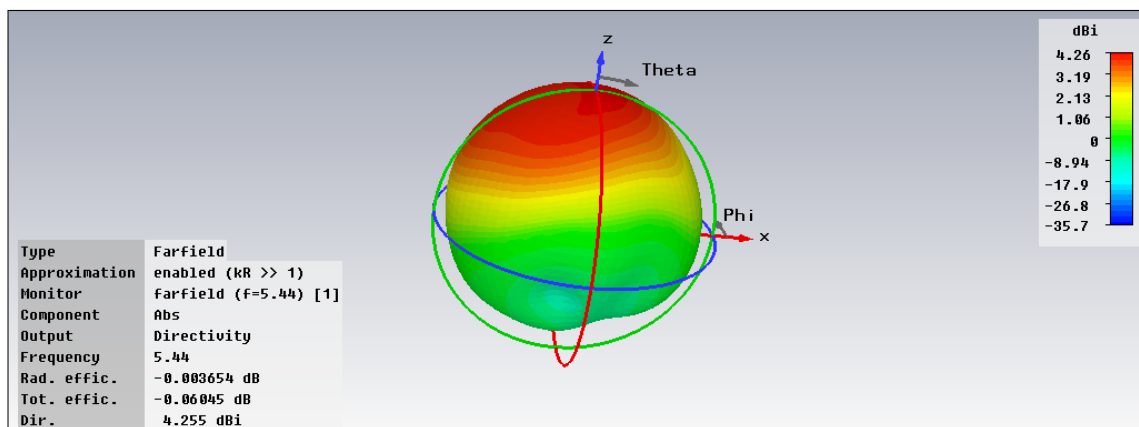


Figura 9-38: Directividad para 30 líneas por longitud de onda

9.7.1 Diseño con mejor adaptación

Para las nuevas características de diseño se han vuelto a variar la distancia del coaxial al centro del cilindro (figura 9-39) y la longitud del coaxial (figuras 9-40 y 9-41) con el fin de encontrar un diseño con la mejor adaptación posible y con un diagrama de radiación aceptable.

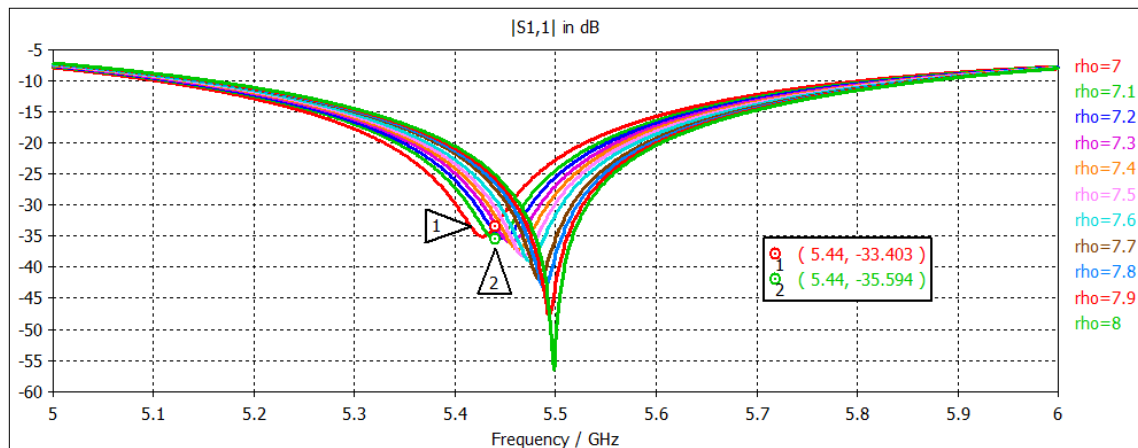


Figura 9-39: Parámetro S11 para $\rho = 7; 7,1; 7,2; 7,3; 7,4; 7,5; 7,6; 7,7; 7,8; 7,9; 8$ mm

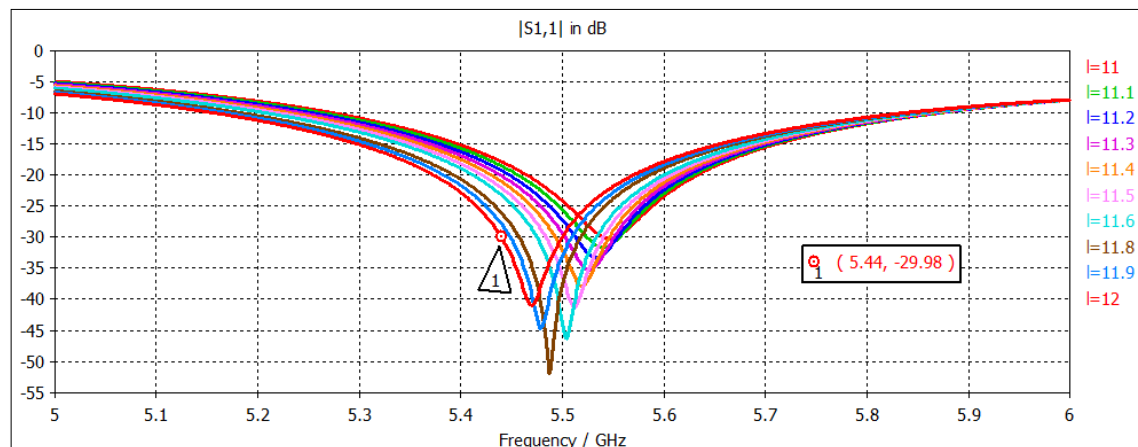


Figura 9-40: Parámetro S11 para $l = 11; 11,1; 11,2; 11,3; 11,4; 11,5; 11,6; 11,8; 11,9; 12$ mm y $\rho = 7,1$ mm

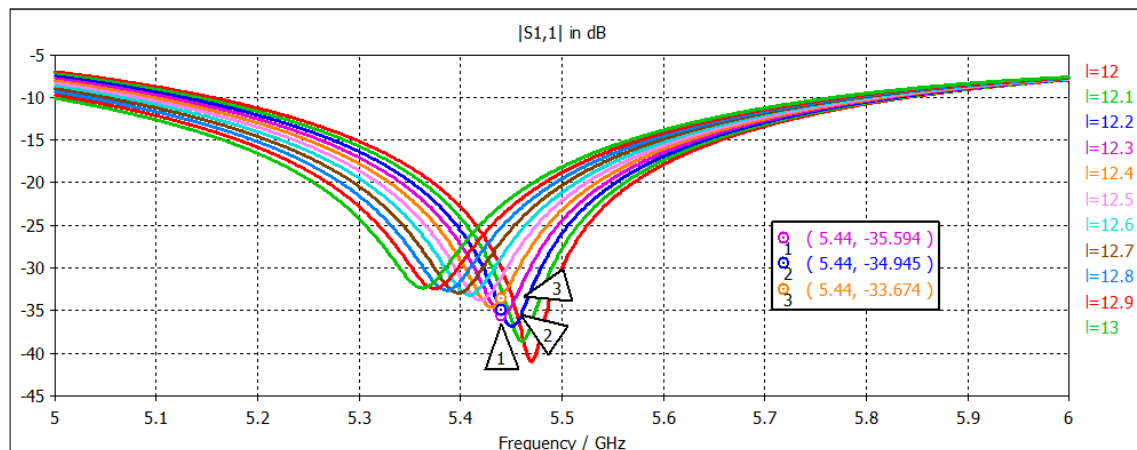


Figura 9-41: Parámetro S11 para $l = 12; 12, 1; 12, 2; 12, 3; 12, 4; 12, 5; 12, 6; 12, 7; 12, 8; 12, 9; 13$ mm y $\rho = 7, 1$ mm

Tras realizar estas simulaciones paramétricas se ha visto que la mejor adaptación (figura 9-42) a 5,44 GHz se obtiene para un coaxial de 12,3 mm situado a 7,1 mm del centro del cilindro.

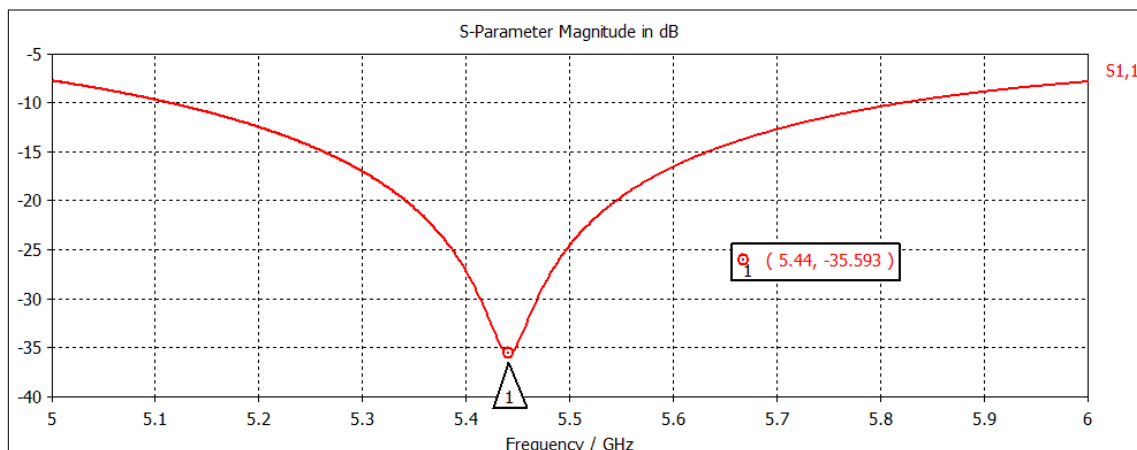


Figura 9-42: Parámetro S11 para diseño con mejor adaptación a 5,44 GHz

Sin embargo, aunque en este diseño se obtiene muy buena adaptación, el diagrama de radiación no es totalmente de tipo *broadside* como se puede ver en las figuras 9-43 y 9-44.

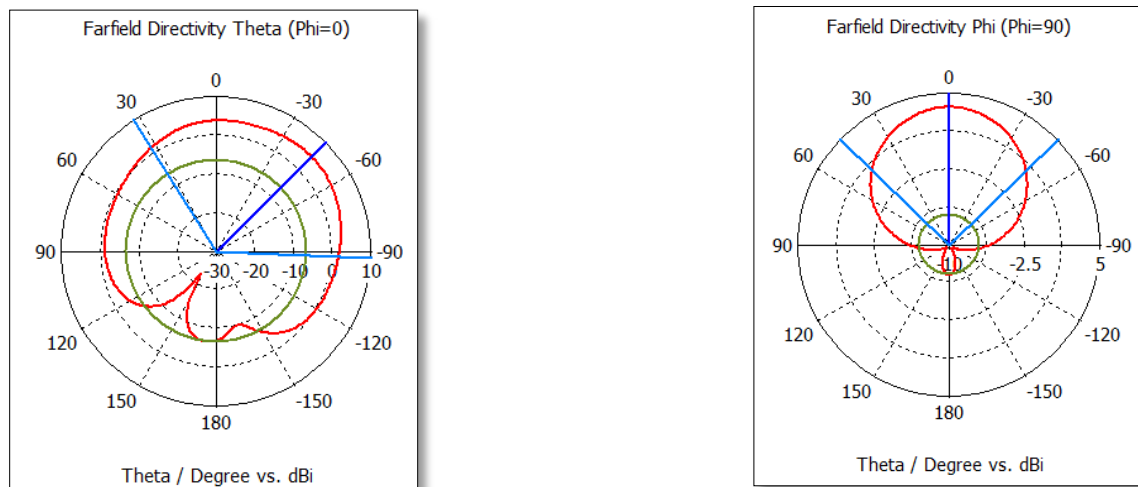


Figura 9-43: Diagramas de radiación para diseño con mejor adaptación a 5,44 GHz

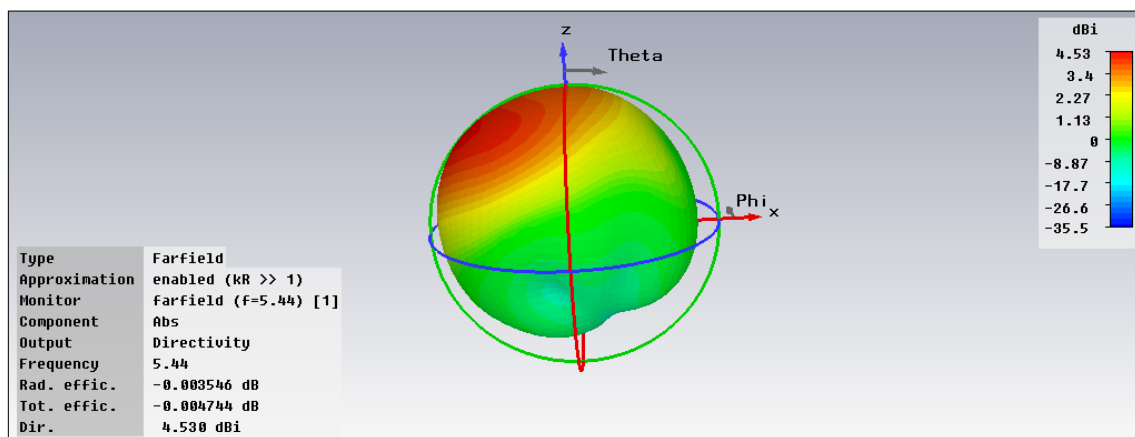


Figura 9-44: Diagramas de radiación para diseño con mejor adaptación a 5,44 GHz

9.7.2 Diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación

Aunque se ha visto que la mejor adaptación se consigue con el diseño anterior con $l = 12,3$ mm y $\rho = 7,1$ mm, se va a variar la longitud del coaxial para mejorar el diagrama de radiación.

Para conseguir el mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación ha sido necesario reducir la longitud del coaxial a 11 mm y la distancia del mismo al centro del cilindro hasta los 6,6 mm (disminuyendo en mayor medida estos parámetros el diagrama de radiación empezaba a ser de tipo *endfire*). Obteniéndose así una reflexión de -20,2 dB a 5,44 GHz

según la figura 9-45 y esta vez unos diagramas de radiación de tipo *broadside* como se ve en las figuras 9-46 y 9-47.

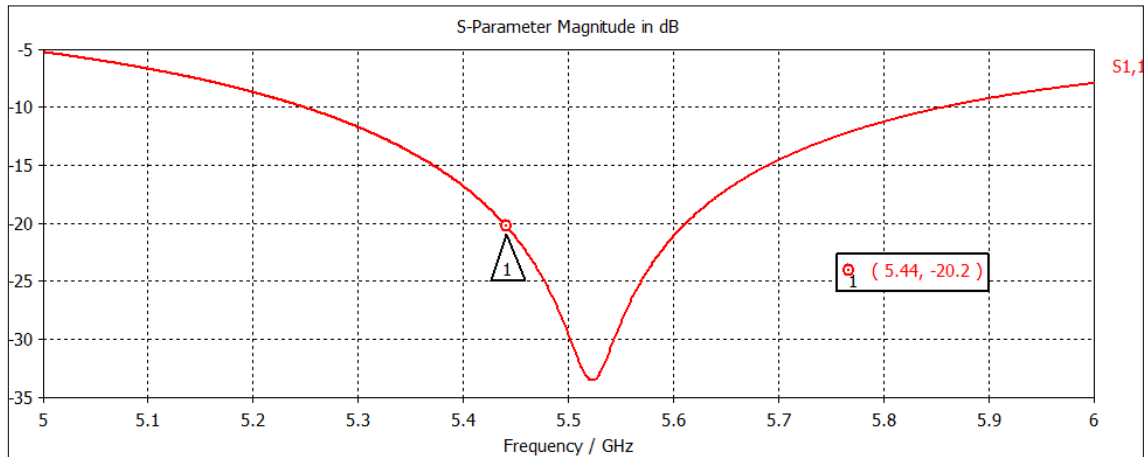


Figura 9-45: Parámetro S11 para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación

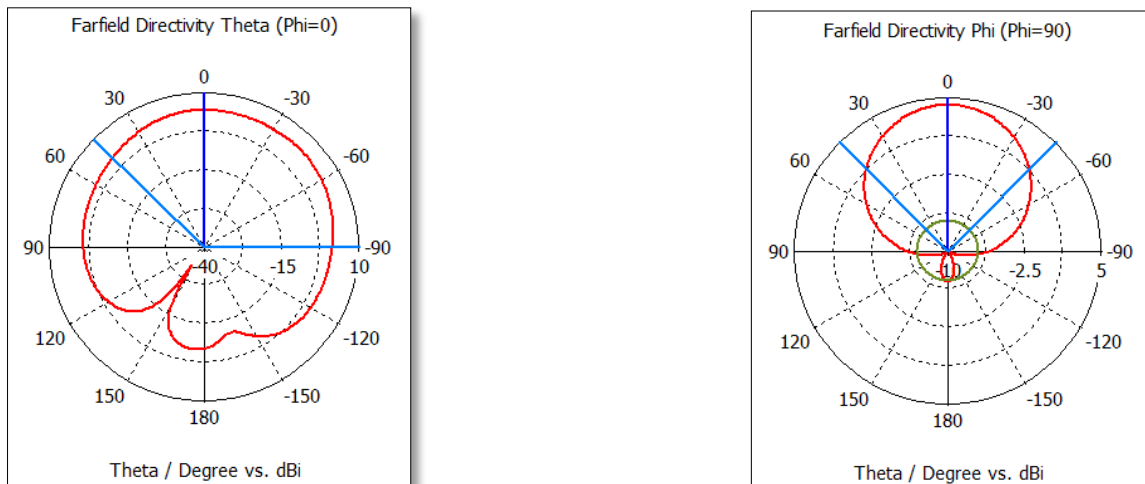


Figura 9-46: Diagramas de radiación para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación

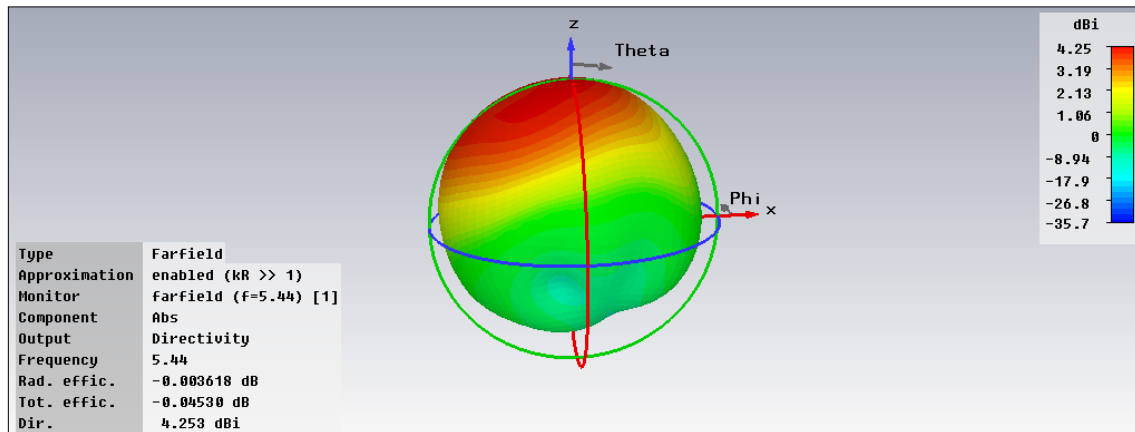


Figura 9-47: Directividad para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación

A modo de comprobación, se ha eliminado la simetría magnética para los dos mejores diseños encontrados, el que produce mejor adaptación, y el que obtiene un mejor compromiso entre adaptación y diagramas de radiación, y se ha comprobado que los resultados son similares (figuras 9-48 a 9-53).

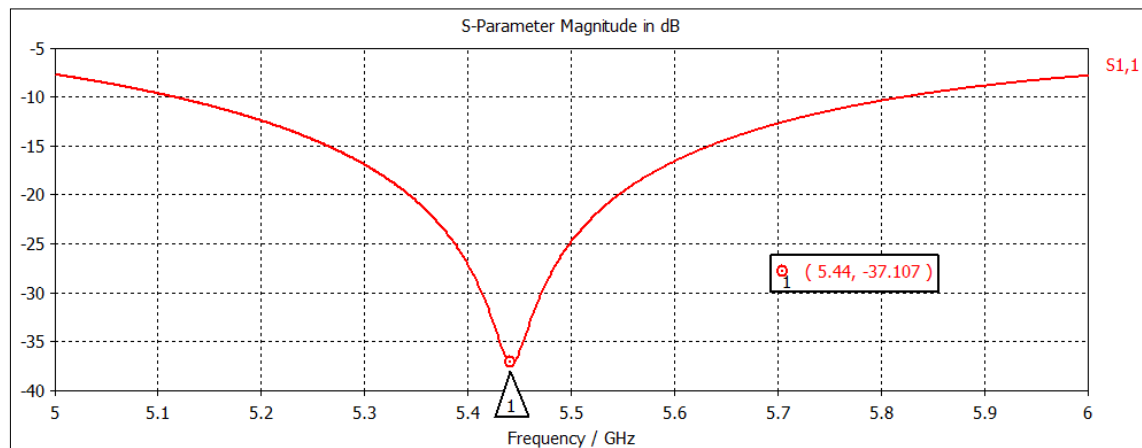


Figura 9-48: Parámetro S11 para diseño con mejor adaptación sin simetría magnética

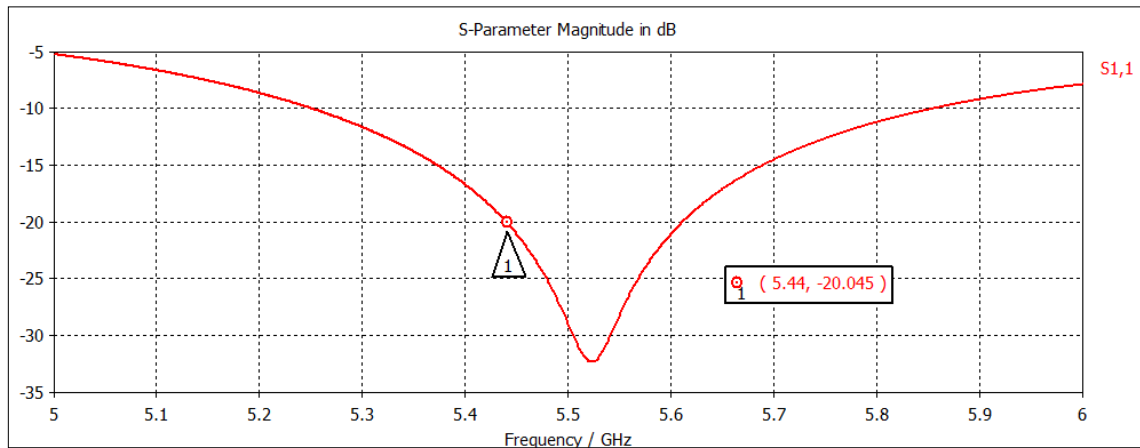


Figura 9-49: Parámetro S11 para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación sin simetría magnética

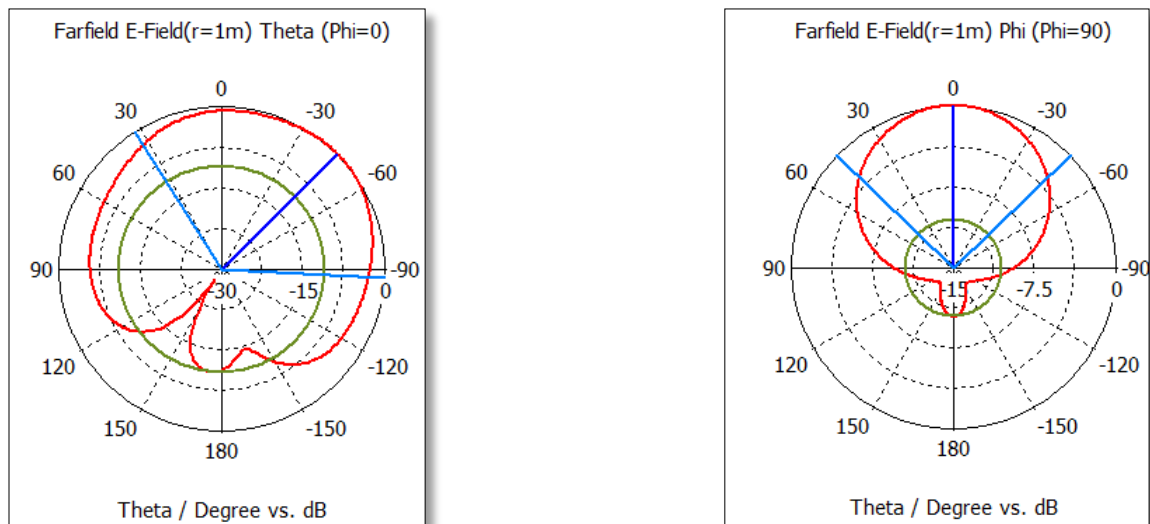


Figura 9-50: Diagramas de radiación para diseño con mejor adaptación sin simetría magnética

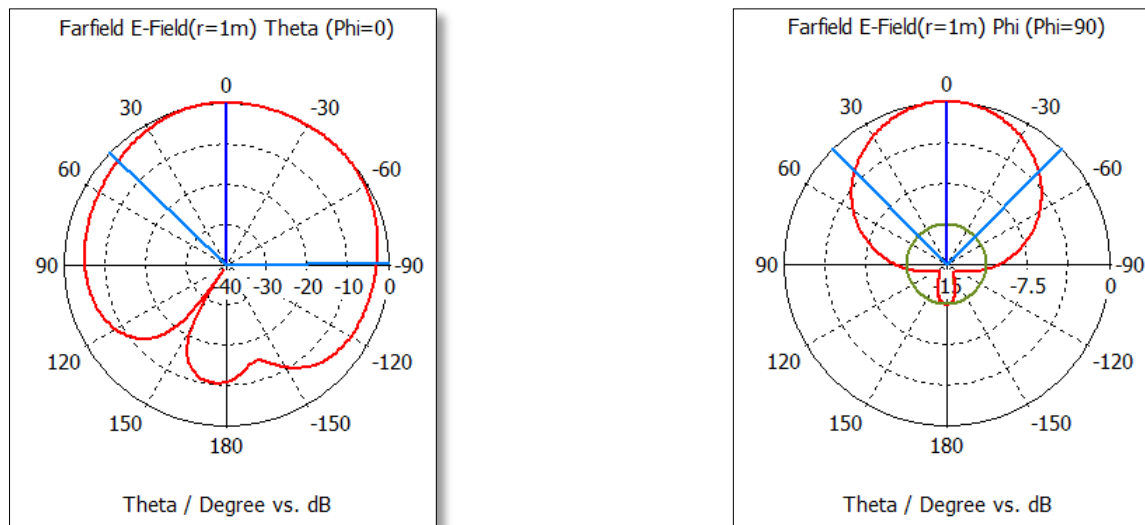


Figura 9-51: Diagramas de radiación para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación sin simetría magnética

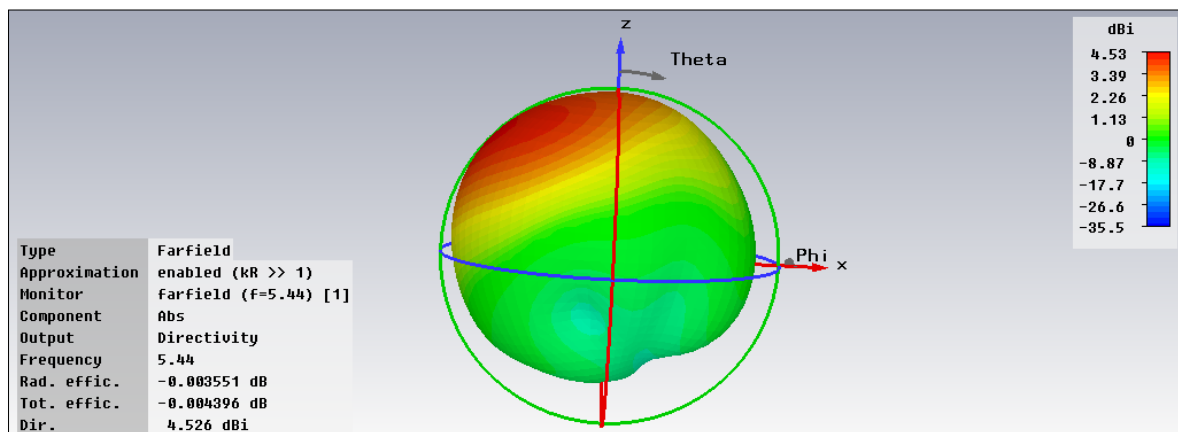


Figura 9-52: Directividad para diseño con mejor adaptación sin simetría magnética

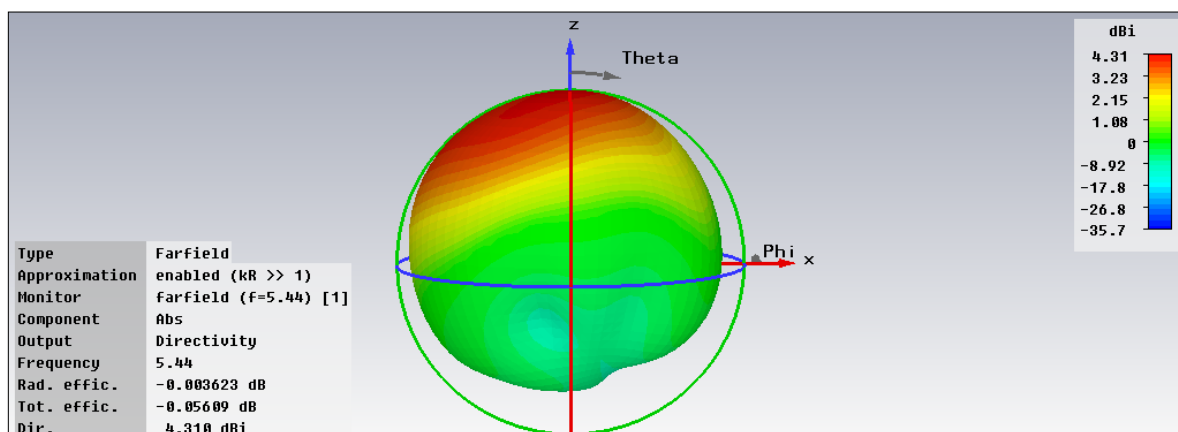


Figura 9-53: Directividad para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación sin simetría magnética

9.7.3 Efecto de incluir pérdidas del dieléctrico

En la figura se pueden ver las pérdidas del dieléctrico respecto a la frecuencia indicadas por el fabricante en la hoja de componentes.

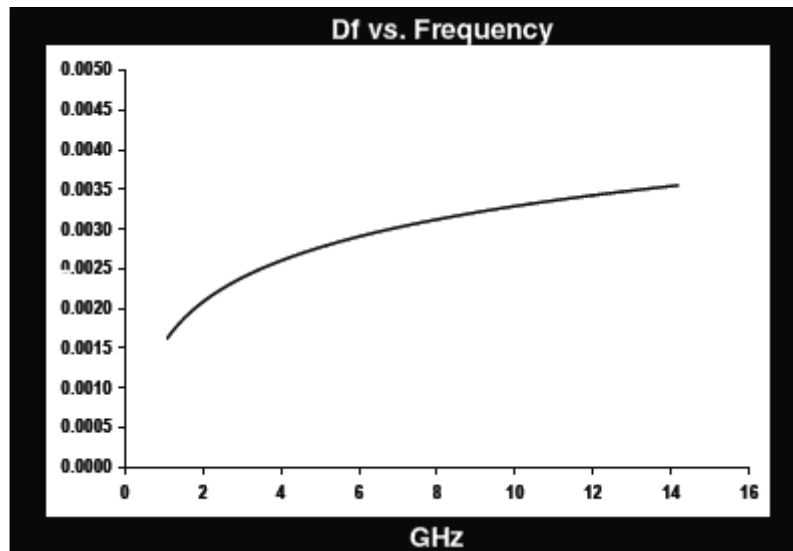


Figura 9-54: Pérdidas en el $C\epsilon_r-10$ para cada frecuencia

En concreto, para una frecuencia de 5,44 GHz, se producen unas pérdidas de 0,003 por lo que se ha incluido en ambos diseños estas pérdidas para ver su efecto en adaptación (figuras 9-55 y 9-56) y en los diagramas de radiación (figuras 9-57 a 9-60). Como se ve en estas figuras este efecto es más notable en la reflexión que en los diagramas de radiación.

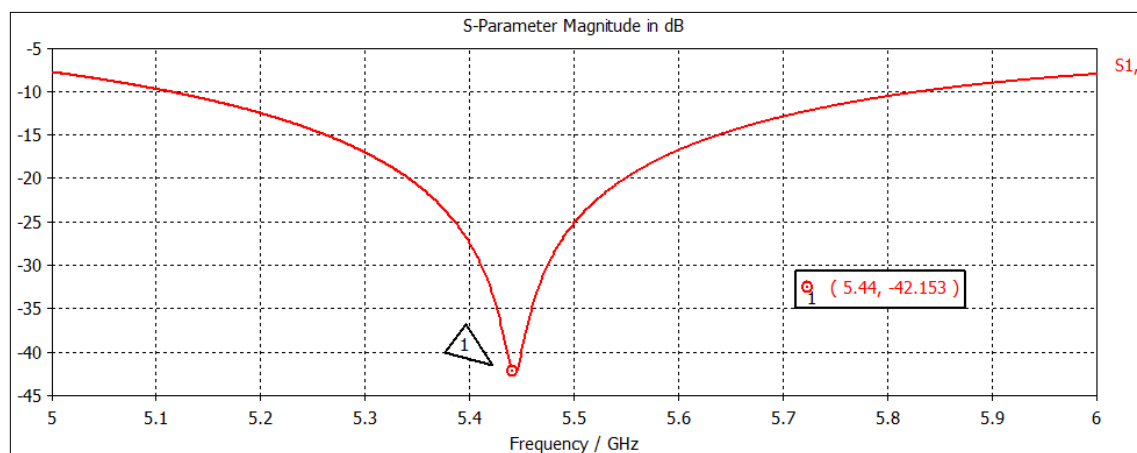


Figura 9-55: Parámetro S11 para diseño con mejor adaptación con pérdidas del dieléctrico

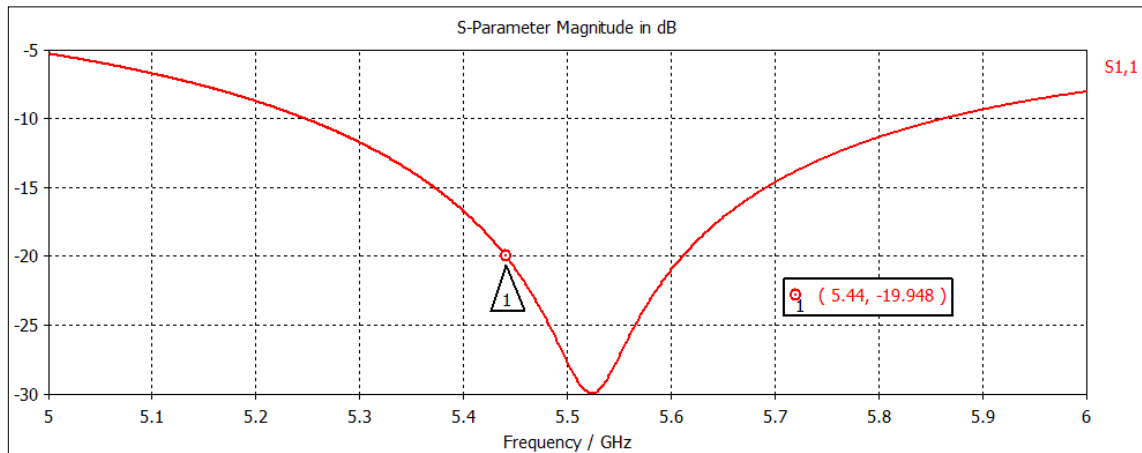


Figura 9-56: Parámetro S11 para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación con pérdidas del dieléctrico

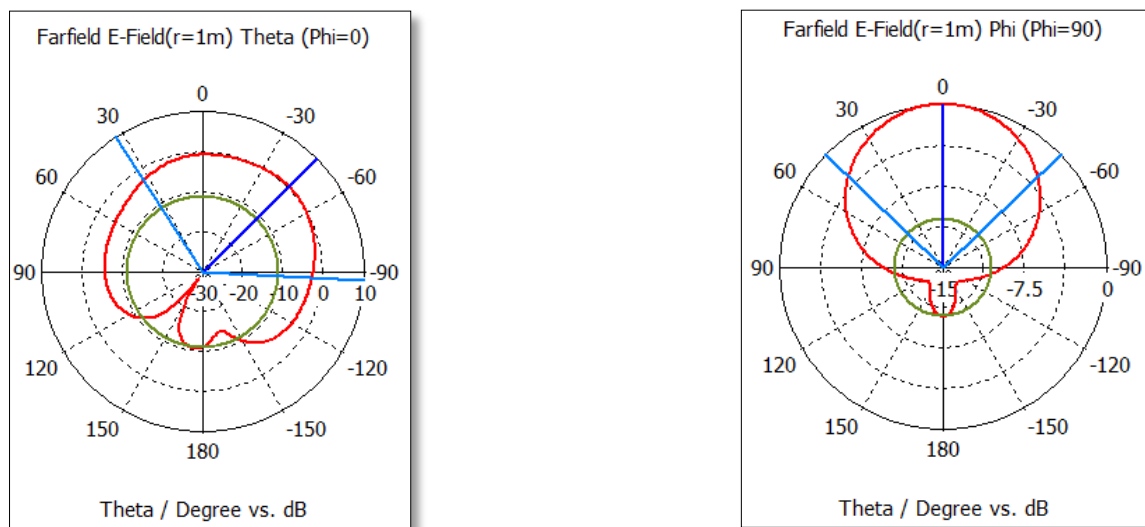


Figura 9-57: Diagramas de radiación para diseño con mejor adaptación con pérdidas del dieléctrico

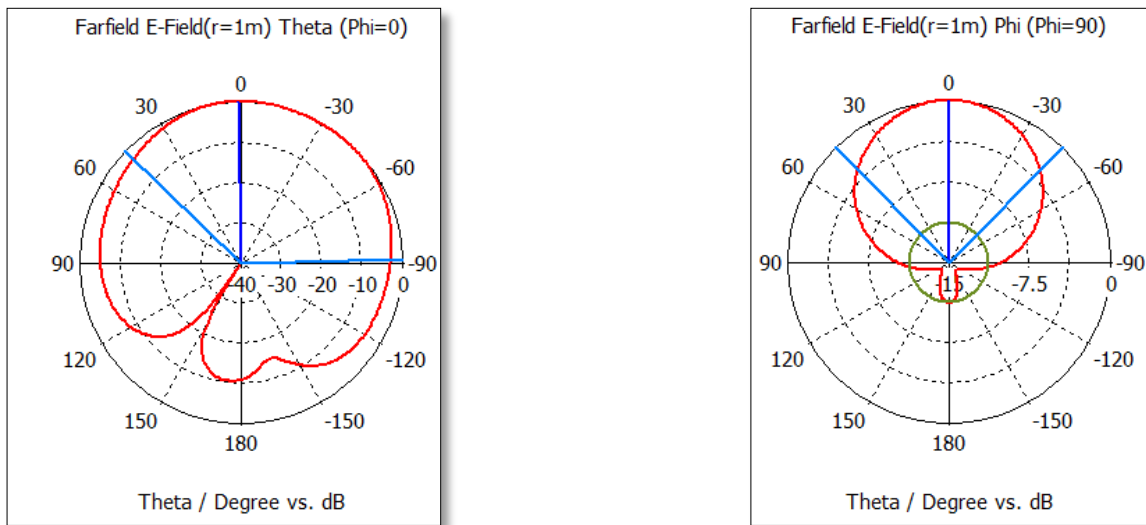


Figura 9-58: Diagramas de radiación para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación con pérdidas del dieléctrico

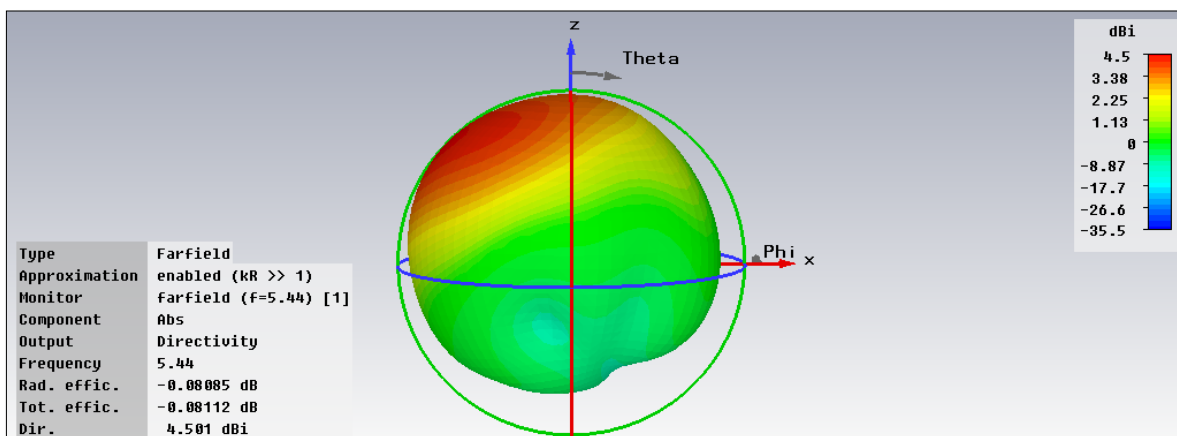


Figura 9-59: Directividad para diseño con mejor adaptación con pérdidas del dieléctrico

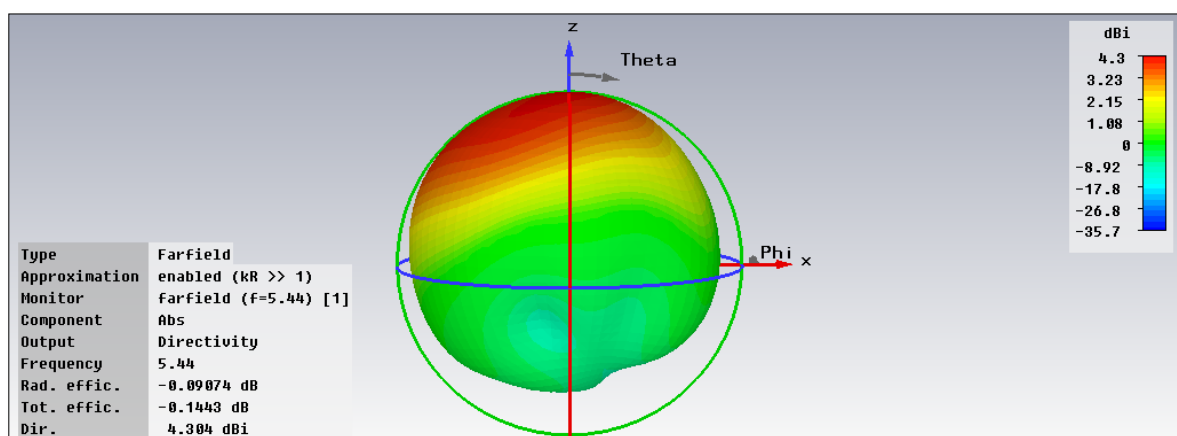


Figura 9-60: Directividad para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación con pérdidas del dieléctrico

9.7.4 Efecto de introducir aire entre capas de dieléctrico

Debido a que para construir la DRA con el material de la escuela es necesario apilar varias capas de dieléctrico, entre cada capa van a aparecer gaps de aire. Con el fin de que la simulación de los diseños sea lo más realista posible, se han añadido capas de aire de 0,1 mm entre los discos de dieléctrico para ambos diseños (figura 9-61).

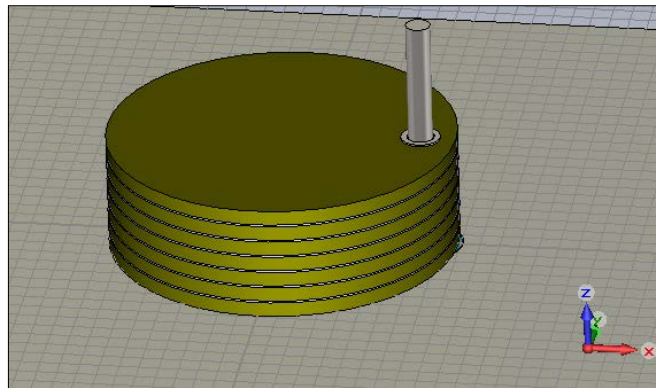


Figura 9-61: Simulación con capas de aire entre discos de dieléctrico

Los resultados de adaptación y radiación obtenidos para cada diseño incluyendo las capas de aire, se muestran en las siguientes figuras 9-62 a 9-67.

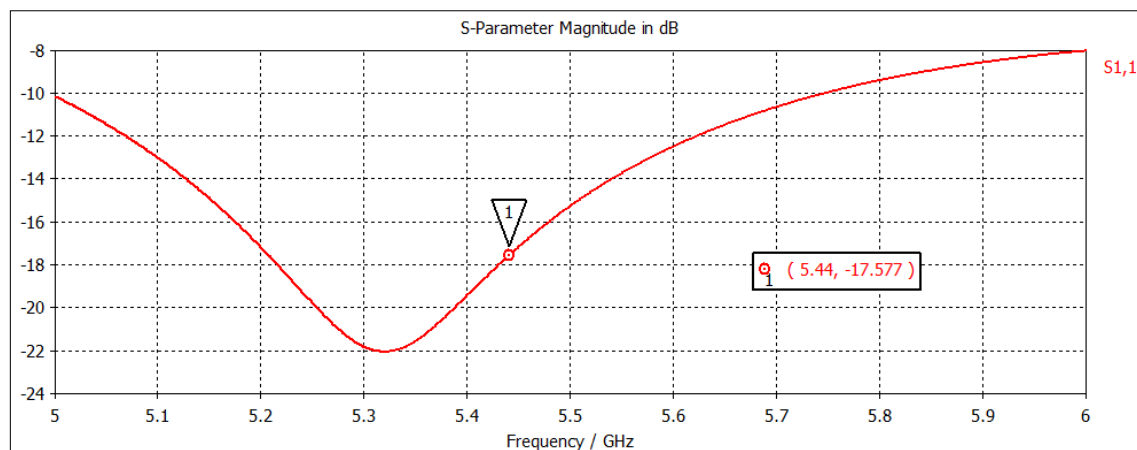


Figura 9-62: Parámetro S11 para diseño con mejor adaptación con capas de aire entre dieléctrico

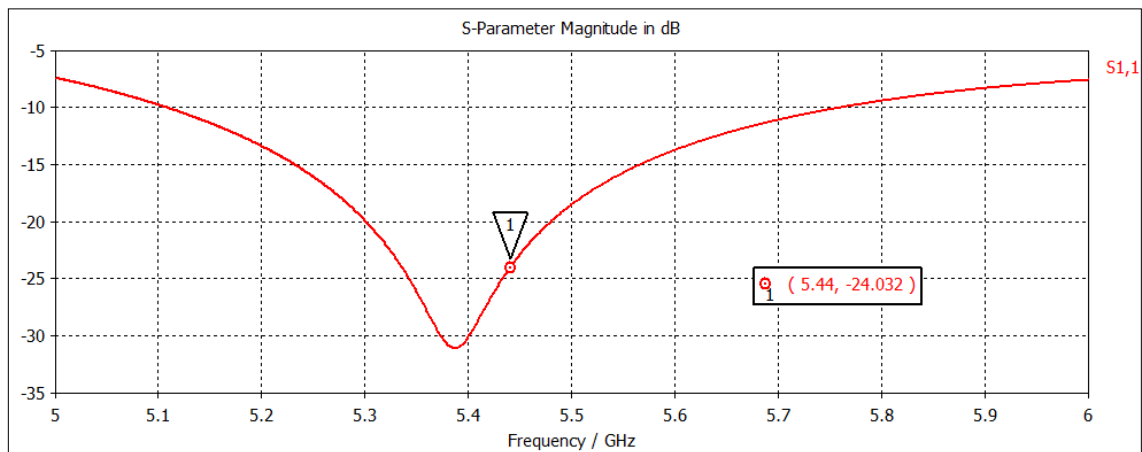


Figura 9-63: Parámetro S₁₁ para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación con capas de aire entre dieléctrico

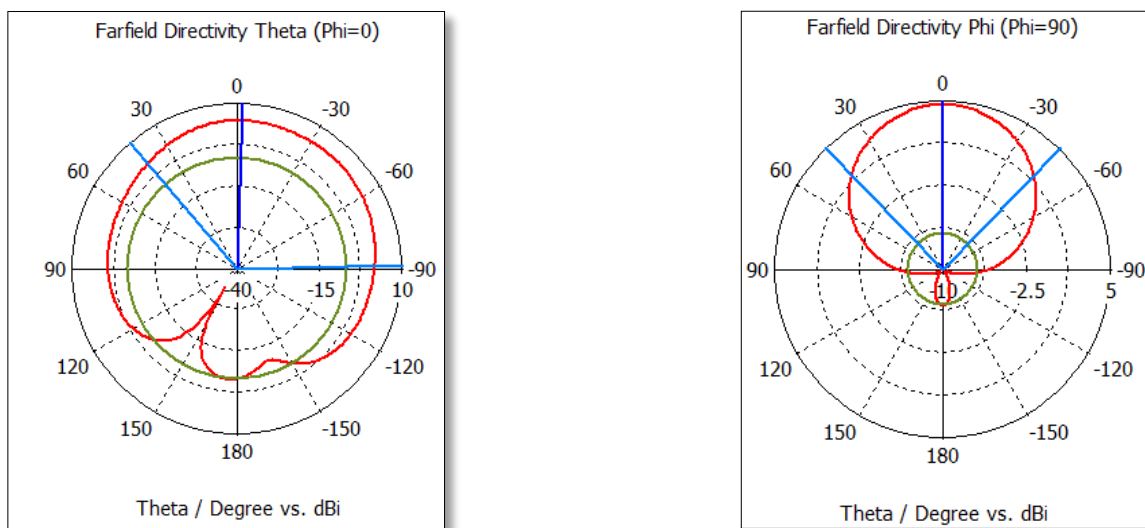


Figura 9-64: Diagramas de radiación para diseño con mejor adaptación con capas de aire entre dieléctrico

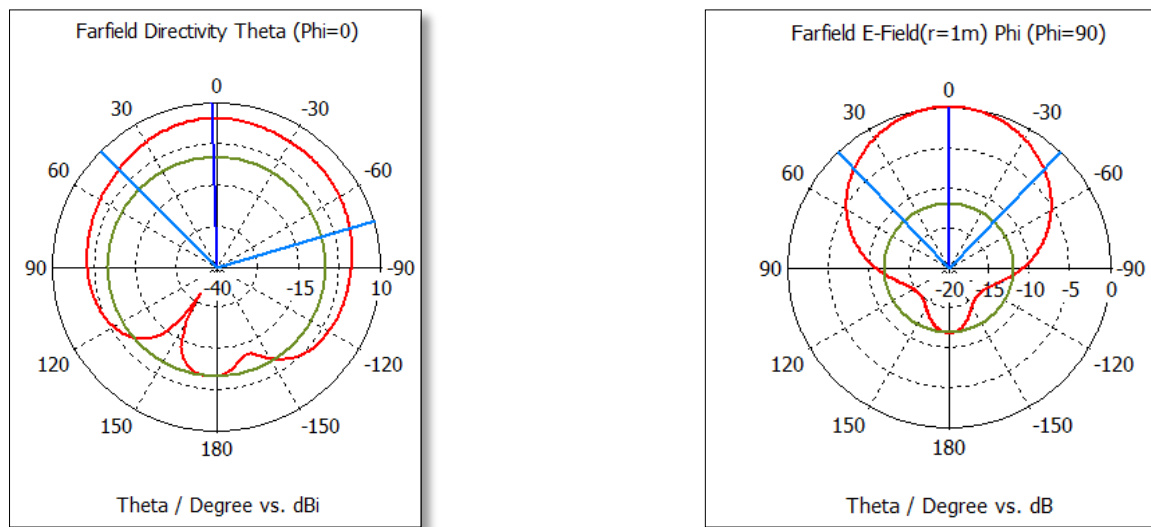


Figura 9-65: Diagramas de radiación para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación con capas de aire entre dieléctrico

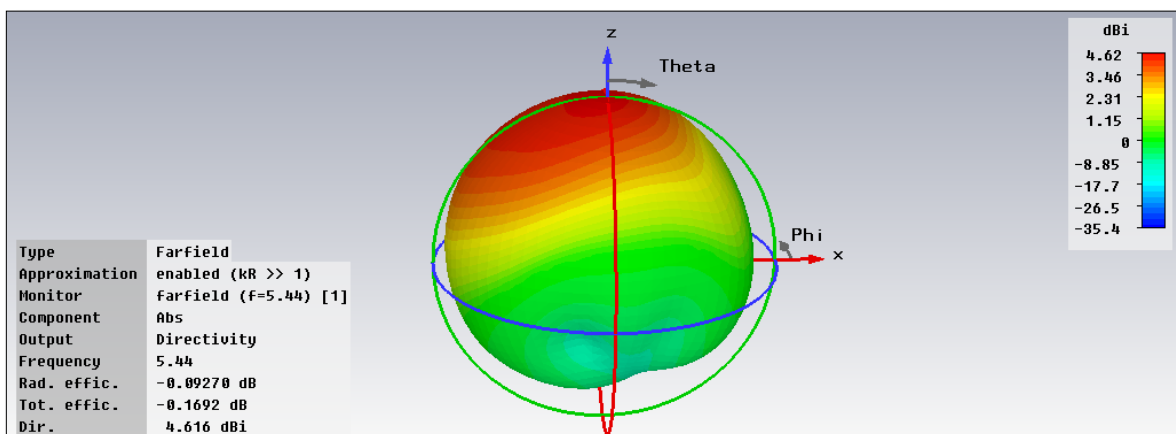


Figura 9-66: Directividad para diseño con mejor adaptación con capas de aire entre dieléctrico

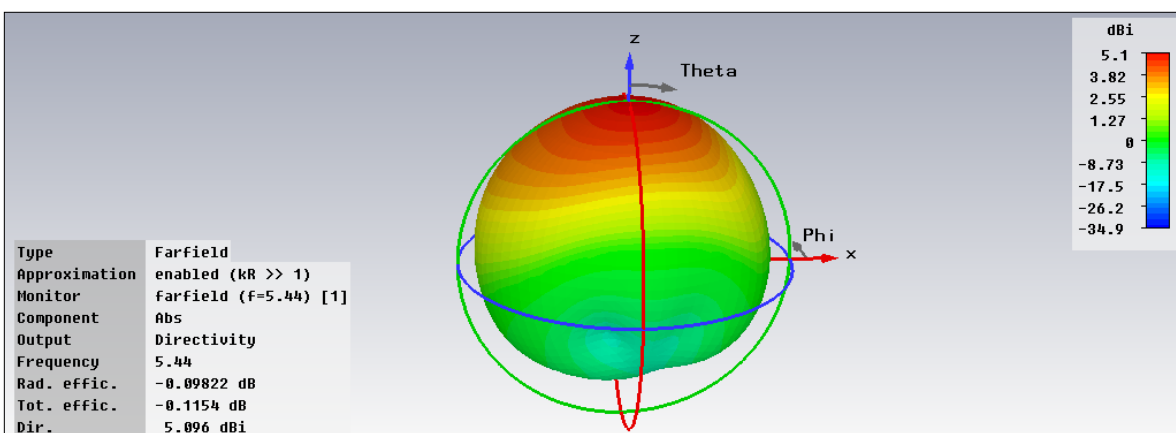


Figura 9-67: Directividad para diseño con mejor compromiso entre adaptación y diagrama de radiación con capas de aire entre dieléctrico

Tras realizar estas simulaciones se ha visto que al añadir las capas de aire se ha mejorado el diagrama de radiación en el diseño de mejor adaptación y sin embargo, la adaptación del mismo ha empeorado. En cuanto al segundo diseño ha ocurrido lo contrario.

9.8 Construcción de la DRA

Después de analizar las propiedades de cada diseño en cuanto a adaptación, diagramas de radiación y directividad se ha decidido llevar a cabo la construcción del segundo diseño. Por lo tanto se ha construido un diseño con 7 capas de dieléctrico de radio 8,9 mm excitado por un coaxial de 11 mm de longitud situado a 6,6 mm del centro del cilindro.

Como se ha comentado anteriormente, para obtener las capas del cilindro (figura 9-69) ha sido necesario, en primer lugar, quitar el cobre superior e inferior de cada plancha de $C\epsilon_r-10$ a excepción del anillo alrededor del coaxial que se mantendrá únicamente en la capa superior para soldar. Posteriormente se ha realizado un taladro en cada capa de dieléctrico a 6,6 mm del centro del cilindro y con un radio que permita que el alma del coaxial atraviese cada capa sin dificultades. Para ello se ha utilizado la máquina LPFK ProtoMat S100 disponible en la EPS que se muestra en la figura 9-68. Esta máquina utiliza diferentes cabezales según la operación y la precisión necesaria en cada caso.

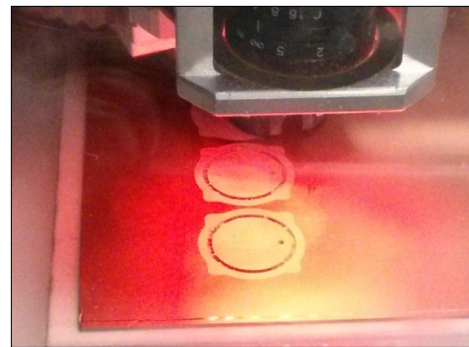
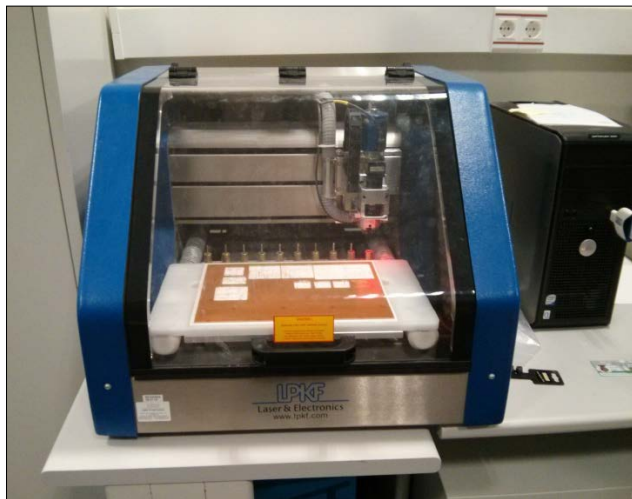


Figura 9-68: Máquina LPFK ProMat S100

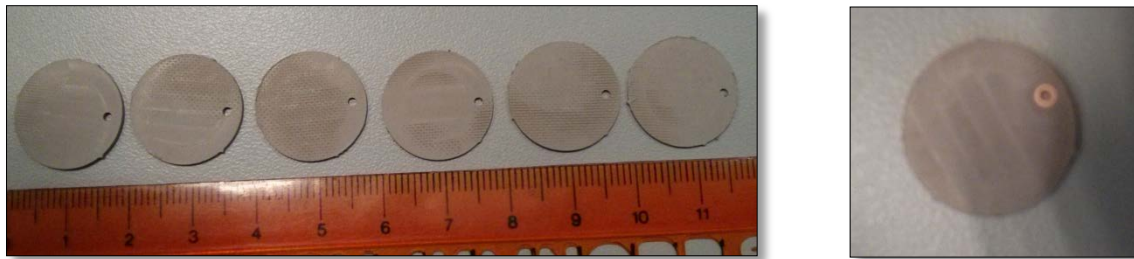


Figura 9-69: Capas de dieléctrico inferiores del cilindro (izquierda) y capa superior (derecha)

En cuanto al coaxial (figura 9-70), ha sido necesario extraer el teflón a partir de la superficie de la placa de aluminio, dejando el alma al descubierto que será el elemento que atraviese las capas de dieléctrico. Además ha sido necesario cortar y lijar el alma del coaxial para obtener una longitud de 11 mm. Estas operaciones se han realizado manualmente. Los planos del coaxial se encuentran en el anexo A.

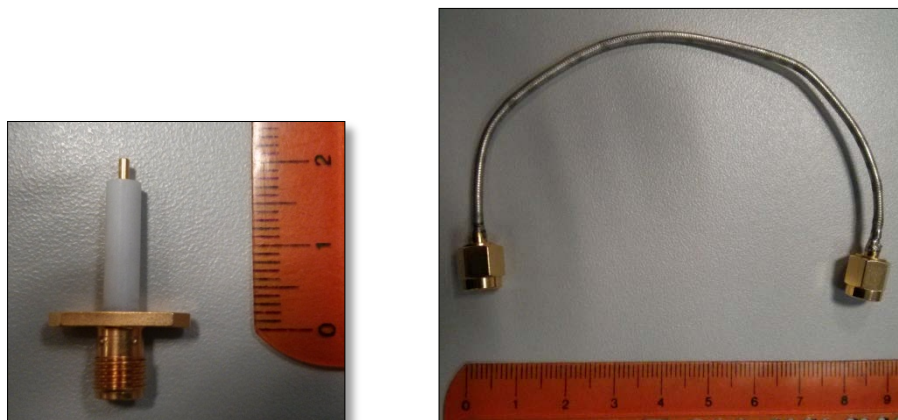


Figura 9-70: Conector (izquierda) y cable coaxial (derecha)

Como soporte y plano de masa, se ha encargado una placa cuadrada de aluminio (figura 9-71) de 50 mm de lado y 1,5 mm de ancho. Además sobre esta placa se ha pedido la realización de un taladro para permitir que el coaxial atraviese la placa, otros dos para atornillar el conector y otros 4 taladros cada uno en un extremo que posteriormente permitan sujetar la antena para tomar las medidas. Los planos de la placa de aluminio se encuentran en el anexo A.

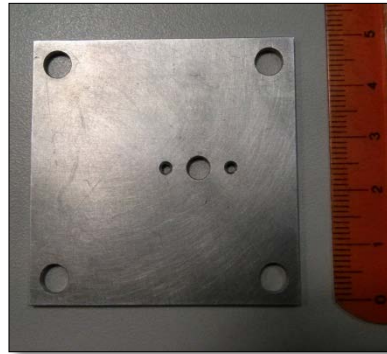


Figura 9-71: Placa de aluminio

Además, para poder soldar el alma del coaxial a la última capa de dieléctrico (figura 9-72), ha sido necesario fabricar tres placas de fibra de vidrio que sirvan como sujeción y permita que los cilindros se mantengan alineados durante la soldadura y otra superior que se utilice de prensa. Para ello se ha realizado un taladro en el centro de las tres placas de fibra inferiores donde se colocarán los discos de dieléctrico y uno más pequeño en la superior que permita realizar la soldadura. Todas las placas de fibra tienen también 4 taladros en los extremos para mantener fija la estructura completa. Una vez realizada la soldadura, estas capas de fibra se han retirado de la antena.



Figura 9-72: Proceso de soldadura

Una vez retiradas las placas de fibra de vidrio, ya tenemos la DRA cilíndrica construida que tiene el aspecto de la figura 9-73.

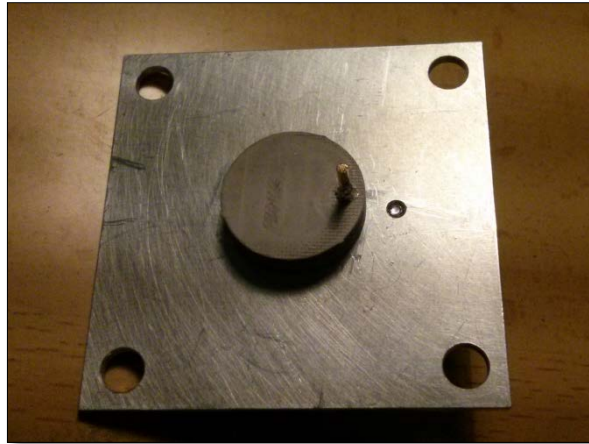


Figura 9-73: DRA cilíndrica construida

9.9 Medidas de los parámetros de la DRA

Para realizar la medición de los parámetros de la DRA cilíndrica se ha utilizado la cámara anecoica de la EPS. El proceso de medidas consiste en la colocación de la DRA en una estructura rotatoria (figura 9-74) y en el otro extremo de la cámara se sitúa una antena receptora en otra estructura fija (figura 9-75). Ambas antenas se conectan a un analizador de redes (figura 9-76) de forma que es posible medir en el ancho de banda deseado, la radiación recibida por la antena receptora para cada ángulo de la DRA así como su adaptación para las distintas frecuencias.

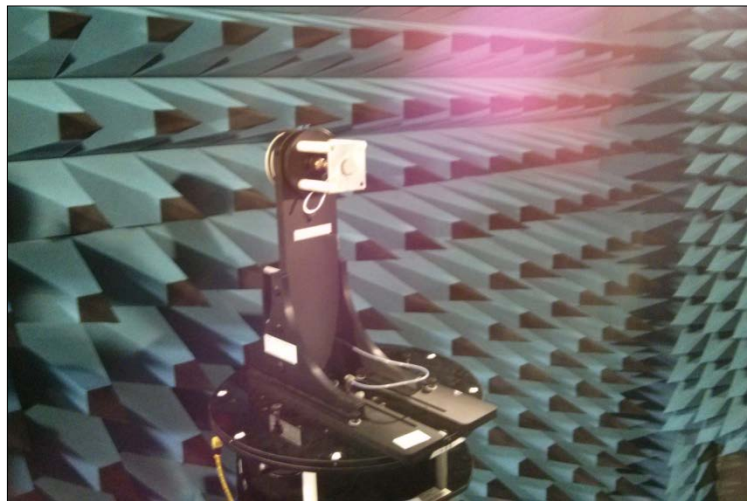


Figura 9-74: DRA fijada en estructura móvil de la cámara anecoica

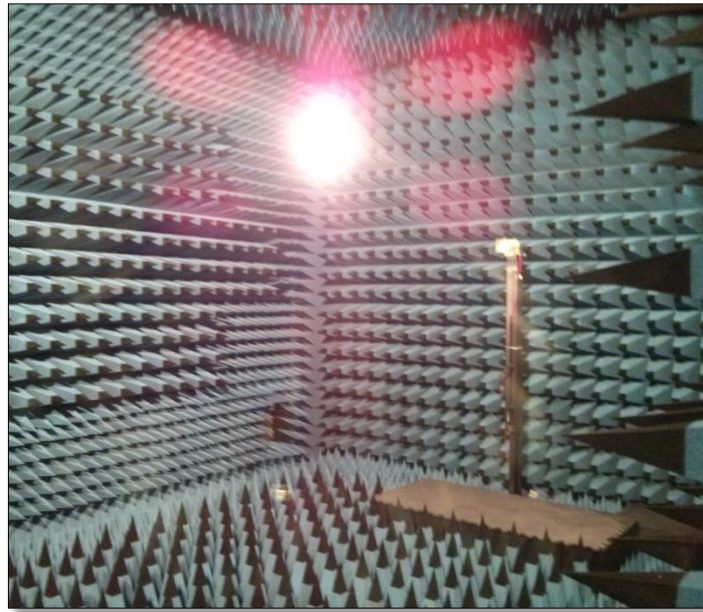


Figura 9-75: Antena receptora fijada en estructura fija de la cámara anecoica

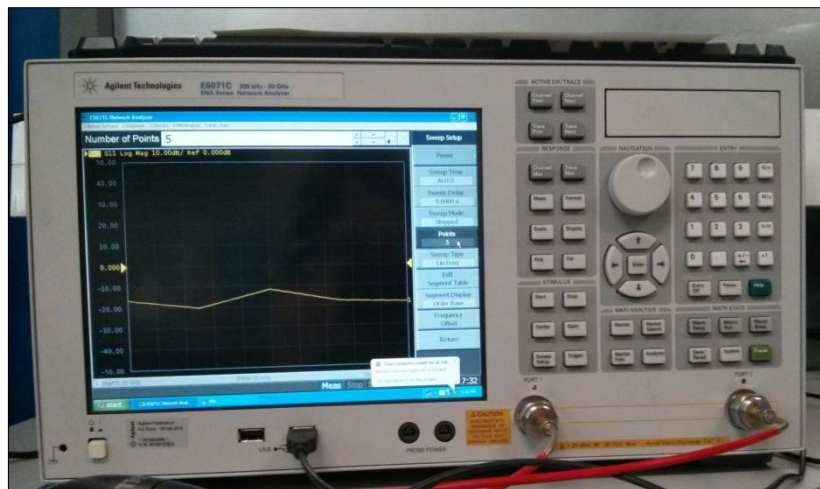


Figura 9-76: Analizador de redes

9.9.1 Medidas de adaptación de la DRA

En la figura 9-77 se muestra la reflexión de la DRA medida en la cámara anecoica (en azul) con respecto a la obtenida mediante CST (en rosa). Se ha podido observar un desplazamiento en la frecuencia de resonancia obtenida con respecto a la simulada debido a imperfecciones realizadas en la construcción.

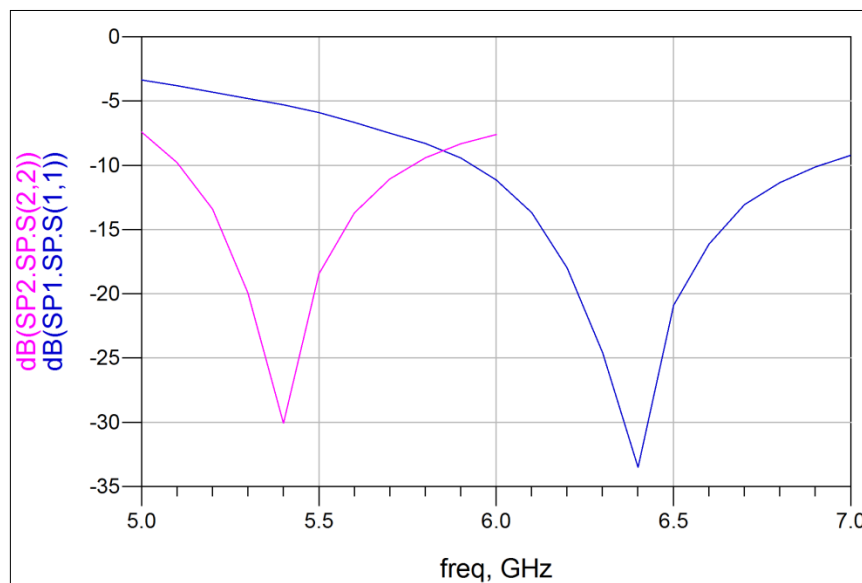


Figura 9-77: Parámetro S11 de la DRA

9.9.2 Medidas del diagrama de radiación de la DRA

En las figuras 9-78 y 9-79 se muestran los diagramas de radiación polar y contrapolar para el plano horizontal ($\phi = 0^\circ$) y vertical ($\phi = 90^\circ$) de la DRA a la frecuencia de mínima reflexión (6,45 GHz), obtenidos mediante las medidas de la cámara anecoica. Como se puede ver en las figuras, la contribución contrapolar es mucho menor en ambos casos.

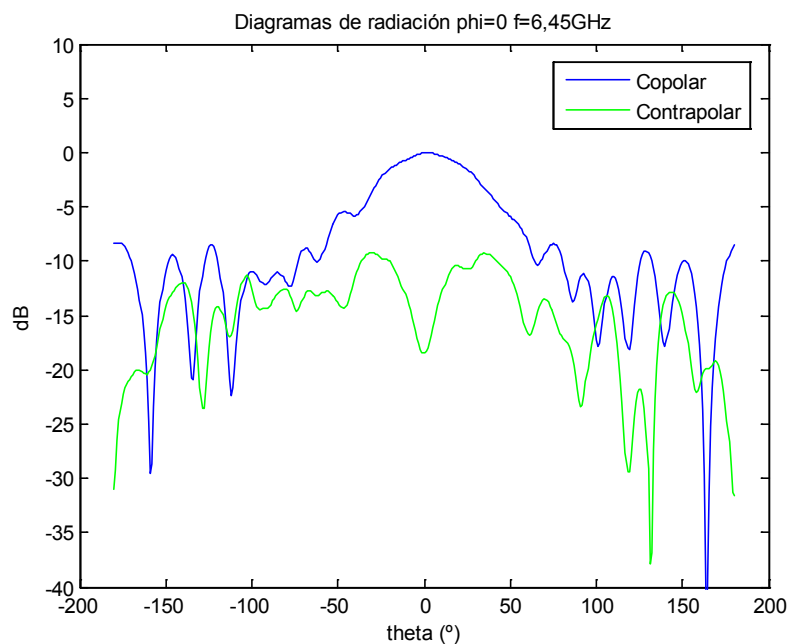


Figura 9-78: Diagrama de radiación normalizado para $\phi = 0^\circ$

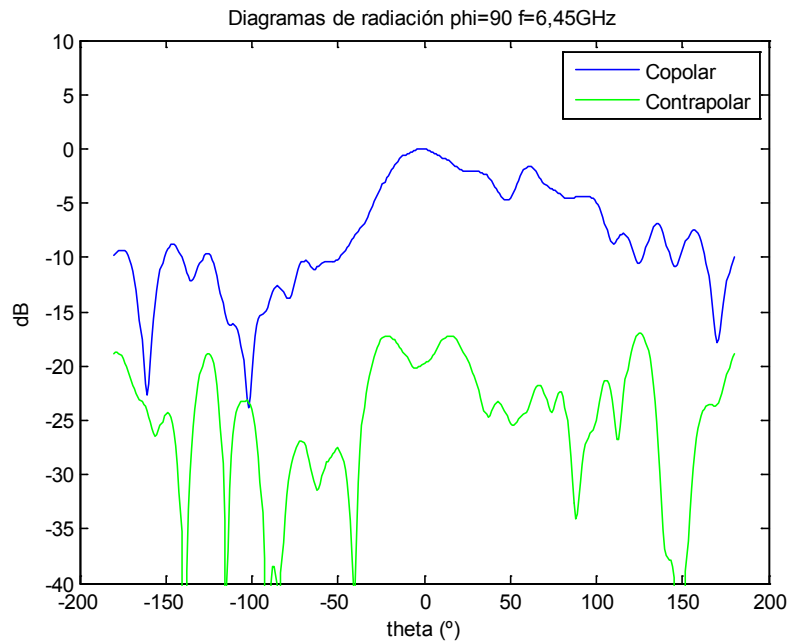


Figura 9-79: Diagrama de radiación normalizado para $\phi = 90^\circ$

También se han realizado medidas de los diagramas de radiación copolar en los planos horizontal (figura 9-80) y vertical (figura 9-81) a diferentes frecuencias.

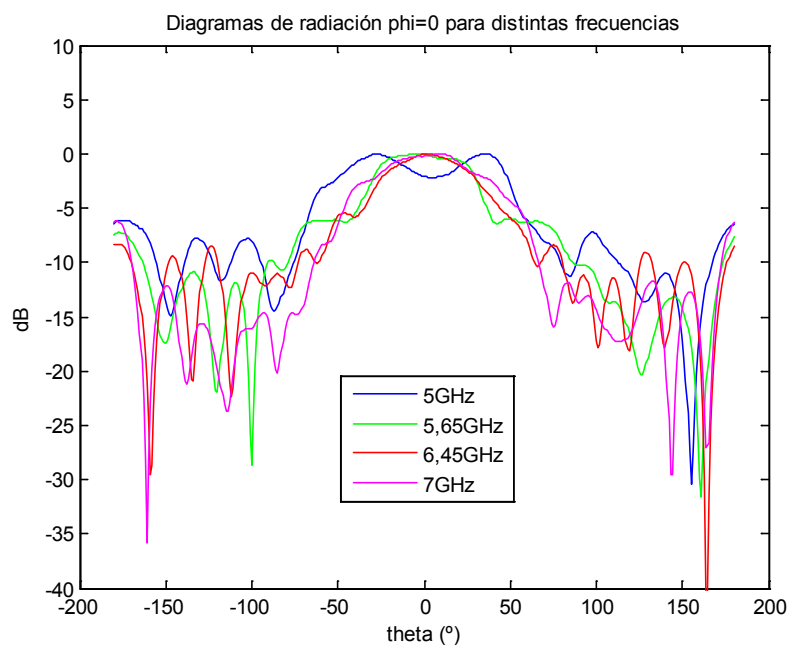


Figura 9-80: Diagrama de radiación normalizado para $\phi = 0^\circ$ a distintas frecuencias

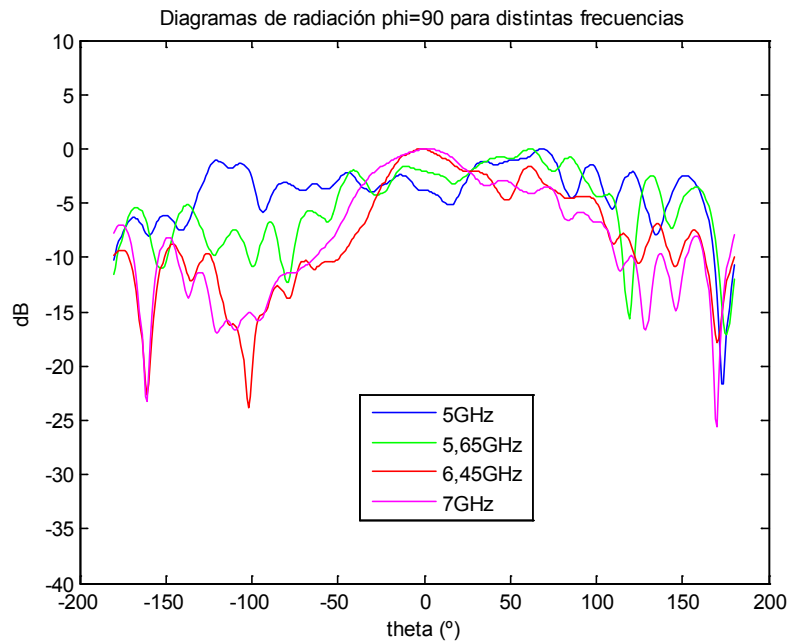


Figura 9-81: Diagrama de radiación normalizado para $\phi = 90^\circ$ a distintas frecuencias

9.9.3 Medidas de ganancia

En la figura 9-82 se muestra la ganancia en *broadside* obtenida para la DRA con respecto a la frecuencia. Como se ha observado en la evolución de los diagramas de radiación, hasta los 6,4 GHz realmente la antena no es de tipo *broadside*, por lo que la ganancia no alcanza su máximo en esta dirección.

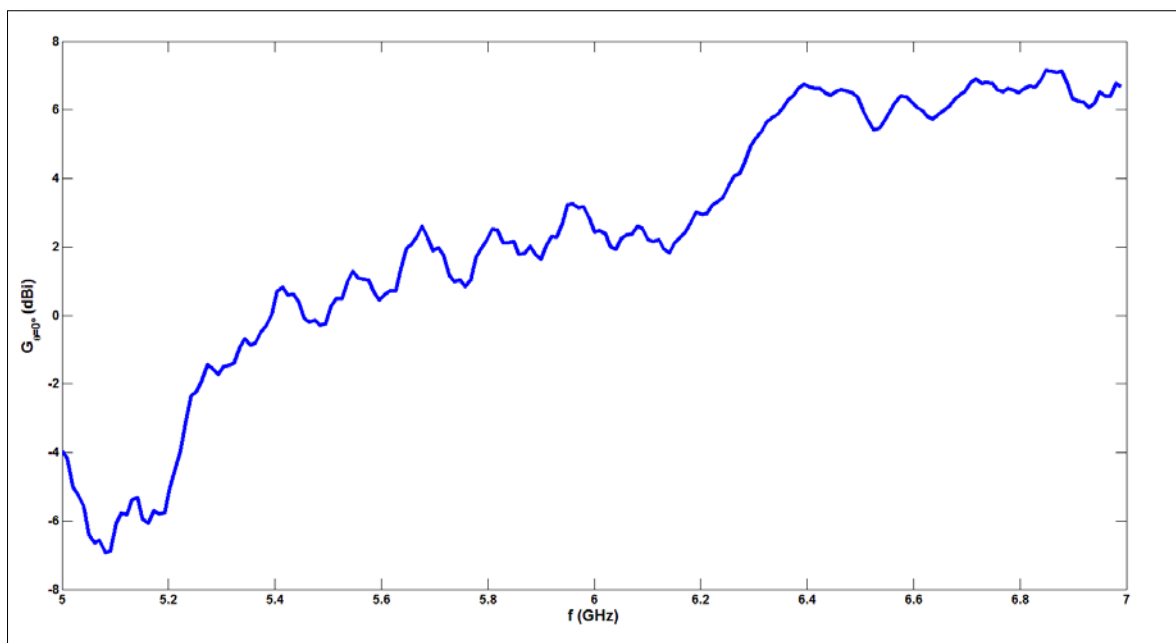


Figura 9-82: Ganancia de la DRA respecto a la frecuencia

9.10 Re simulación del diseño

Debido a las imperfecciones cometidas en la fabricación manual de la DRA (figura 9-83), los parámetros medidos difieren de los obtenidos mediante las simulaciones.

En primer lugar, la altura del cilindro de la antena construida se ha visto afectada debido a que en el proceso de retirada de cobre se ha eliminado también parte del material dieléctrico en cada disco de $C\epsilon_r-10$, dando como resultado una antena de menor altura a la simulada. Como se ha visto a lo largo del proceso de diseño una disminución en la altura del cilindro provoca un aumento de la frecuencia de resonancia de la DRA.

Además entre cada capa de dieléctrico ha sido imposible evitar que se crearan gaps de aire entre capas de dieléctrico y especialmente entre la placa de aluminio y la primera capa. Debido a que la constante dieléctrica del aire es menor a la del dieléctrico, la constante dieléctrica del conjunto ha disminuido y por lo tanto también ha contribuido al aumento de la frecuencia de resonancia de la antena.

Por otro lado, debido a que la sujeción y punto de prensa del cilindro se ha realizado mediante la soldadura del alma del coaxial a la última capa, y este punto está desplazado respecto al centro del cilindro, no ha sido posible que los discos estén situados perfectamente paralelos a la placa de aluminio inferior.



Figura 9-83: Imperfecciones de fabricación

Por estos motivos, se ha realizado una nueva simulación incorporando en el diseño estas imperfecciones de forma que los resultados sean lo más realistas posibles. En la figura 9-84 se ha vuelto a representar la reflexión medida frente a la reflexión simulada tras introducir las imperfecciones en el diseño. Como se puede ver, en este caso los resultados son muy parecidos.

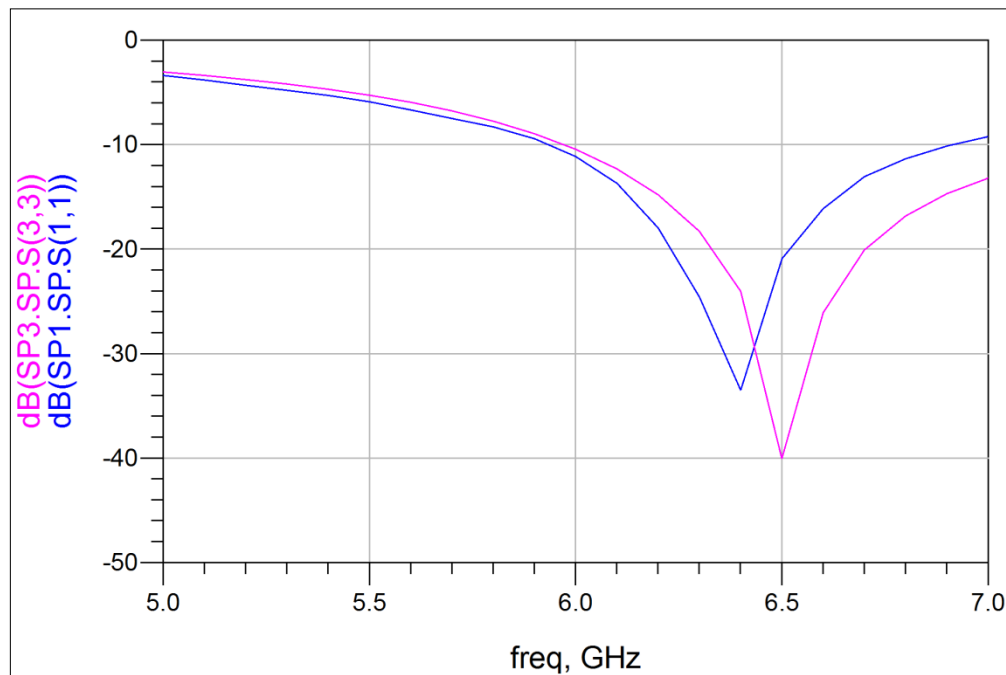


Figura 9-84: Parámetro S11 medido (en azul) y simulado (en rosa)

En las figuras 9-85 a 9-88 se puede ver la comparativa entre los diagramas de radiación copolares y contrapolares en el plano horizontal ($\phi = 0^\circ$) y vertical ($\phi = 90^\circ$) medidos respecto a los simulados mediante CST. Como se puede ver en la figura 9-85, la medida de la radiación en el plano horizontal es de tipo *broadside* a diferencia de los resultados obtenidos mediante la simulación.

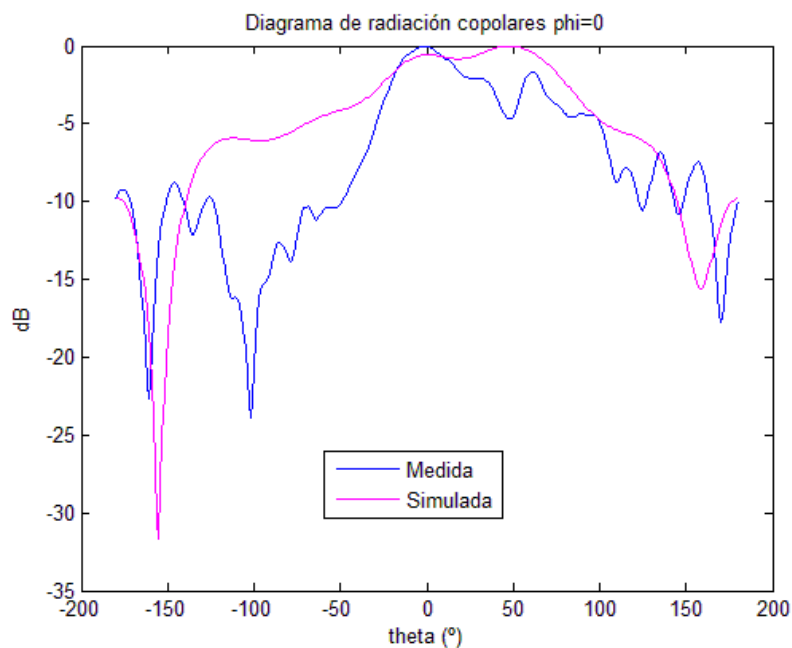


Figura 9-85: Diagrama de radiación copolar normalizado $\phi = 0^\circ$ de la DRA

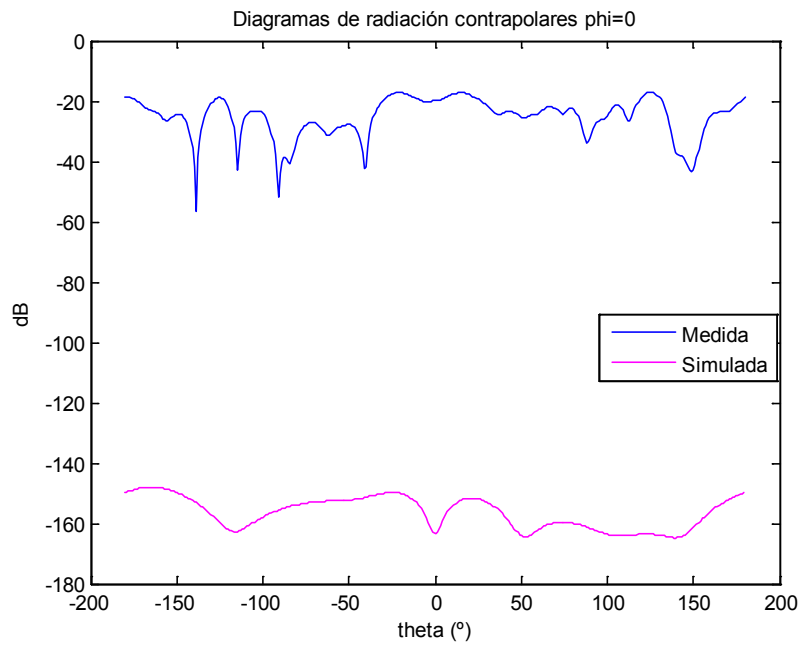


Figura 9-86: Diagrama de radiación contrapolar normalizado $\phi = 0^\circ$ de la DRA

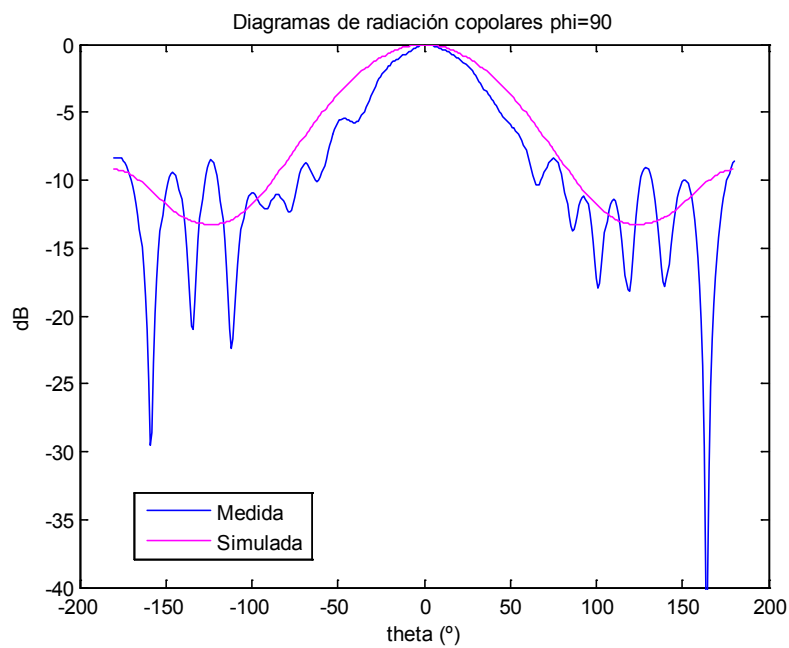


Figura 9-87: Diagrama de radiación copolar normalizado $\phi = 90^\circ$ de la DRA

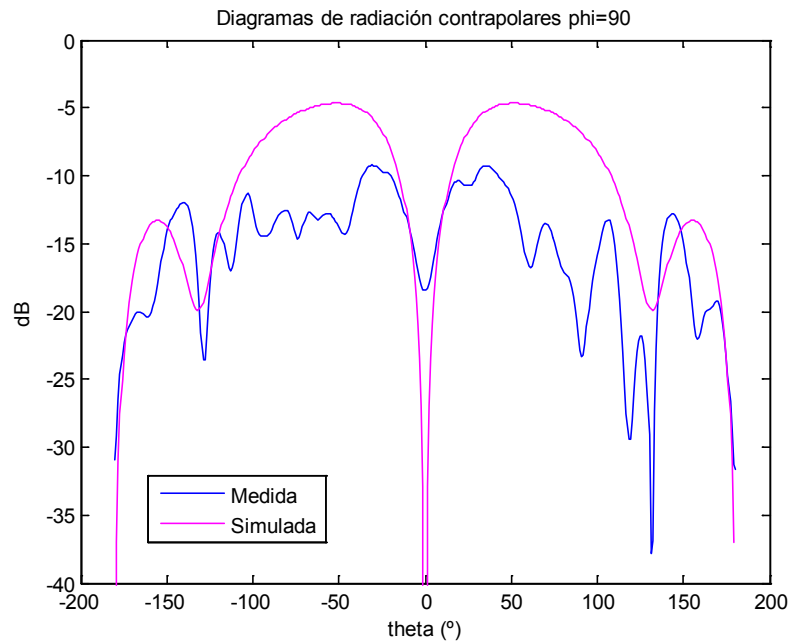


Figura 9-88: Diagrama de radiación contrapolar normalizado $\phi = 90^\circ$ de la DRA

Como se ha visto en las figuras, las mayores desviaciones entre simulación y medidas se observan en el diagrama de radiación contrapolar del plano horizontal ya que en la simulación la contribución contrapolar se considera prácticamente nula.

10 Conclusiones y trabajo futuro

10.1 Conclusiones

Para la realización de este proyecto se han estudiado las bases de las antenas de tipo resonador dieléctrico en sus distintas formas y métodos de alimentación y se ha decidido diseñar una DRA cilíndrica alimentada con un coaxial.

Para la elaboración de los diseños se han utilizado distintos métodos analíticos y numéricos con el fin de obtener una visión lo más completa posible del comportamiento de la DRA.

Para dar con la DRA que ofrezca el mejor compromiso entre adaptación, diagrama de radiación y coste, se han realizado tres diseños variando tanto las dimensiones del cilindro como la posición y la longitud del coaxial para distintos materiales y bandas de frecuencia.

Tras realizar este estudio, se ha llevado a cabo la construcción de un prototipo de DRA cilíndrica en la banda de 5 GHz con el material CER-10 que es el que tenía menor coste económico.

A partir del prototipo construido se han tomado medidas de reflexión, diagramas de radiación y ganancia y se ha visto que estos resultados no difieren significativamente de los que se han podido extraer mediante simulaciones de CST. Como conclusión, se puede decir que la DRA ha resultado ser un buen candidato para bandas WiFi.

10.2 Trabajo futuro

Como posible continuación al proyecto realizado, se podría proponer el diseño de DRAs con otro tipo de geometrías (rectangulares, semiesféricas,..) o utilizar anillos en lugar

de discos. Además sería posible analizar el efecto de incluir pequeñas muescas en los laterales del dieléctrico.

Otra posible guía de investigación es la realización de diseños con distintos métodos de alimentación como ranuras o mediante líneas microstrip.

También se podría llevar a cabo un estudio sobre el comportamiento de estas antenas en otras bandas de frecuencia.

Referencias

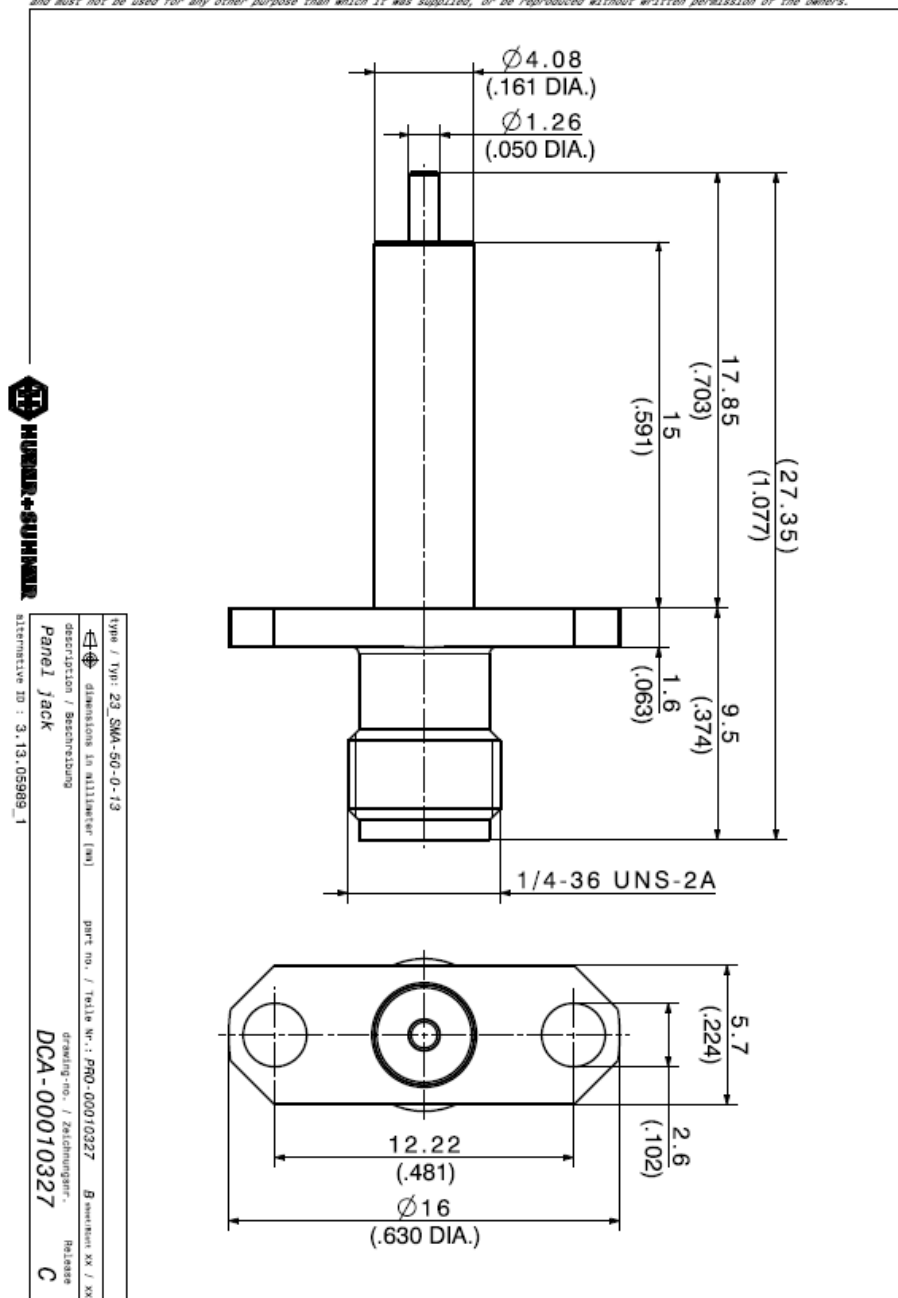
- [1] Constantine A. Balanis , “Antenna Theory”
- [2] A. Cardama, L. Jofre, J.M. Rius, J. Romeu, S. Blanch, M. Ferrando, “Antenas”
- [3] José Abel Hernández Rueda, “Antenas: Principios básicos, análisis y diseño”
- [4] S. A. Long, M. W. Mcallister and L. C. Shen, “The resonant cylindrical dielectric cavity antenna”, Antennas and Propagation, IEEE Transactions
- [5] G. Drossos, Z. Wu and L. E. Davis, “Theoretical and experimental investigation of cylindrical dielectric resonator antennas”, Microwave and Optical Technology Letters.
- [6] S. Shiu-Ming and L. Kwai-Man, “FDTD analysis of probe-fed cylindrical dielectric resonator antenna”, Antennas and Propagation, IEEE Transactions
- [7] A. A. Kishk, H. A. Auda and B. C. Ahn, “Radiation characteristics of cylindrical dielectric resonator antennas with new applications,” IEEE Antennas Propag. Mag
- [8] Ahmed A. Kishk, Yahia M.M Antar, “Antenna Engineering Handbook”
- [9] Beng-Teck Lim, “Dielectric Resonator Antennas: Theory and Design”, MIT Thesis
- [10] R. K. Mongia and P. Bhartia, “Dielectric resonator antennas - a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth”, International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering
- [11] C. S. Deyoung and S. A. Long, “Wideband cylindrical and rectangular dielectric resonator antennas”, Antennas and Wireless Propagation Letters
- [12] R. Kumar Mongia and A. Ittipiboon, “Theoretical and experimental investigations on rectangular dielectric resonator antennas”, Antennas and Propagation, IEEE Transactions
- [13] M. W. Mcallister and S. A. Long, “Resonant hemispherical dielectric antenna”, Electronics Letters
- [14] Kwai-Man Luk, Kwak-Wa Leung, “Dielectric Resonator Antennas”
- [15] José A. Carballar, “WiFi: Instalación, seguridad y aplicaciones”
- [16] Julio Gómez López, “Guía de campo de WiFi ”
- [17] <http://wwwal.kuicr.kyoto-u.ac.jp/www/accelerator/a4/besselroot.htmlx>

Anexos

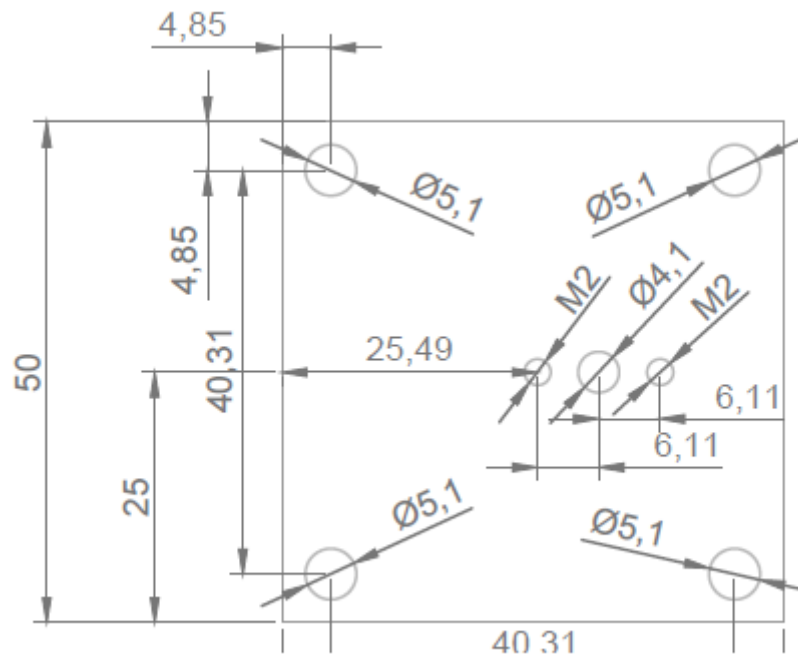
A Planos

Conector coaxial 23 SMA-50-0-13

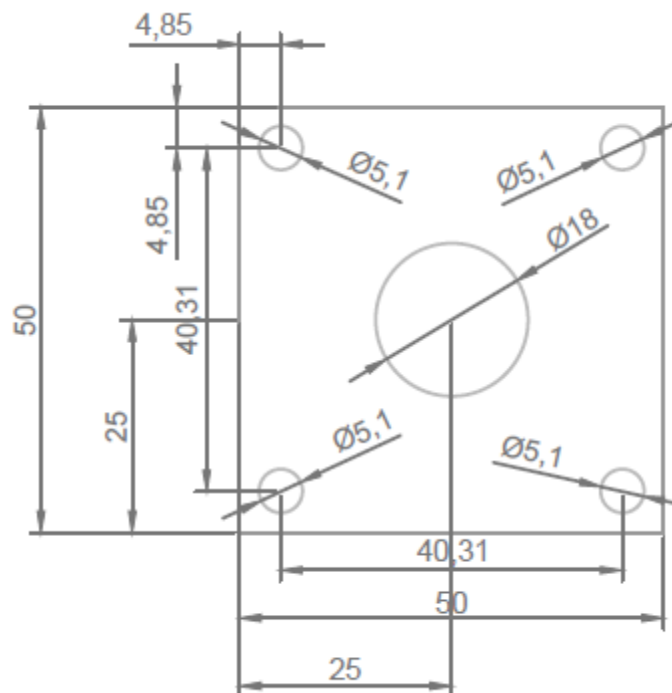
*Diese Zeichnung ist unser geistiges Eigentum und darf ohne unsere Einwilligung weder kopiert, vervielfältigt noch Dritten oder Konkurrenzfirmen zugänglich gemacht werden. (Art. 12 B.G.)
This drawing is copyright. Information contained thereon is supplied in confidence and must not be used for any other purpose than which it was supplied, or be reproduced without written permission of the owners.*



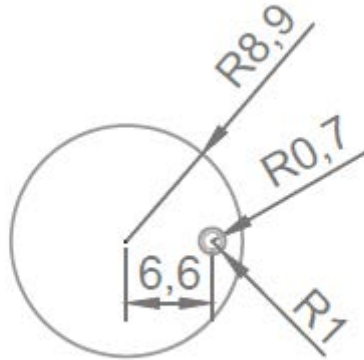
Placa de aluminio



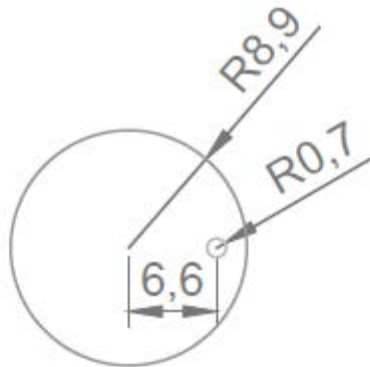
Placa de fibra de vidrio



Disco superior de dieléctrico $C\epsilon_r-10$



Disco inferiores de dieléctrico $C\epsilon_r-10$



B Dimensiones de los discos de dieléctrico disponibles por el fabricante

DIAMETROS (Pulgadas)	RADIOS (Pulgadas)	RADIOS (mm)
0,975 ± 0,002	0,4875 ± 0,001	12,3825 ± 0,0254
0,905 ± 0,001	0,4525 ± 0,0005	11,4935 ± 0,0127
0,84 ± 0,001	0,42 ± 0,0005	10,668 ± 0,0127
0,785 ± 0,001	0,3925 ± 0,0005	9,9695 ± 0,0127
0,73 ± 0,001	0,365 ± 0,0005	9,271 ± 0,0127
0,675 ± 0,001	0,3375 ± 0,0005	8,5725 ± 0,0127
0,63 ± 0,001	0,315 ± 0,0005	8,001 ± 0,0127
0,585 ± 0,001	0,2925 ± 0,0005	7,4295 ± 0,0127
0,545 ± 0,001	0,2725 ± 0,0005	6,9215 ± 0,0127
0,505 ± 0,001	0,2525 ± 0,0005	6,4135 ± 0,0127
0,47 ± 0,001	0,235 ± 0,0005	5,969 ± 0,0127
0,435 ± 0,001	0,2175 ± 0,0005	5,5245 ± 0,0127
0,405 ± 0,001	0,2025 ± 0,0005	5,1435 ± 0,0127
0,375 ± 0,001	0,1875 ± 0,0005	4,7625 ± 0,0127
0,35 ± 0,001	0,175 ± 0,0005	4,445 ± 0,0127
0,325 ± 0,001	0,1625 ± 0,0005	4,1275 ± 0,0127
0,305 ± 0,001	0,1525 ± 0,0005	3,8735 ± 0,0127
0,285 ± 0,001	0,1425 ± 0,0005	3,6195 ± 0,0127
0,265 ± 0,001	0,1325 ± 0,0005	3,3655 ± 0,0127
0,245 ± 0,001	0,1225 ± 0,0005	3,1115 ± 0,0127
0,23 ± 0,001	0,115 ± 0,0005	2,921 ± 0,0127
0,215 ± 0,001	0,1075 ± 0,0005	2,7305 ± 0,0127
0,2 ± 0,001	0,1 ± 0,0005	2,54 ± 0,0127
0,19 ± 0,001	0,095 ± 0,0005	2,413 ± 0,0127
0,18 ± 0,001	0,09 ± 0,0005	2,286 ± 0,0127
0,17 ± 0,001	0,085 ± 0,0005	2,159 ± 0,0127
0,16 ± 0,001	0,08 ± 0,0005	2,032 ± 0,0127
0,15 ± 0,001	0,075 ± 0,0005	1,905 ± 0,0127
0,14 ± 0,001	0,07 ± 0,0005	1,778 ± 0,0127
0,13 ± 0,001	0,065 ± 0,0005	1,651 ± 0,0127
0,12 ± 0,001	0,06 ± 0,0005	1,524 ± 0,0127
0,112 ± 0,001	0,056 ± 0,0005	1,4224 ± 0,0127
0,104 ± 0,001	0,052 ± 0,0005	1,3208 ± 0,0127
0,096 ± 0,001	0,048 ± 0,0005	1,2192 ± 0,0127
0,089 ± 0,001	0,0445 ± 0,0005	1,1303 ± 0,0127
0,082 ± 0,001	0,041 ± 0,0005	1,0414 ± 0,0127
0,076 ± 0,001	0,038 ± 0,0005	0,9652 ± 0,0127

C Diagramas de radiación con plano de masa infinito del resto de modos en el diseño a 2,4 GHz

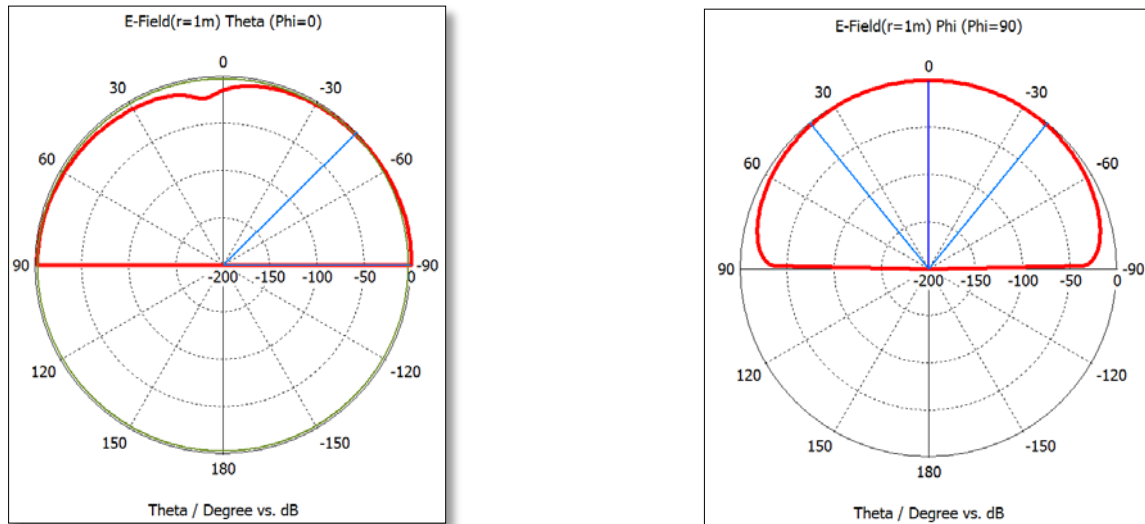


Figura C-1: Diagramas de radiación a 3,104 GHz

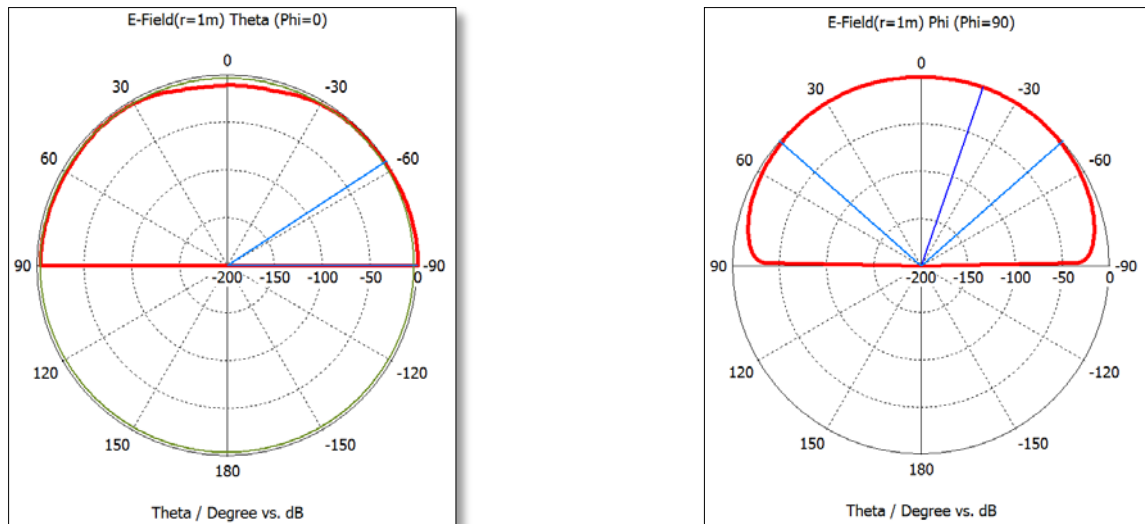


Figura C-2: Diagramas de radiación a 5,13 GHz

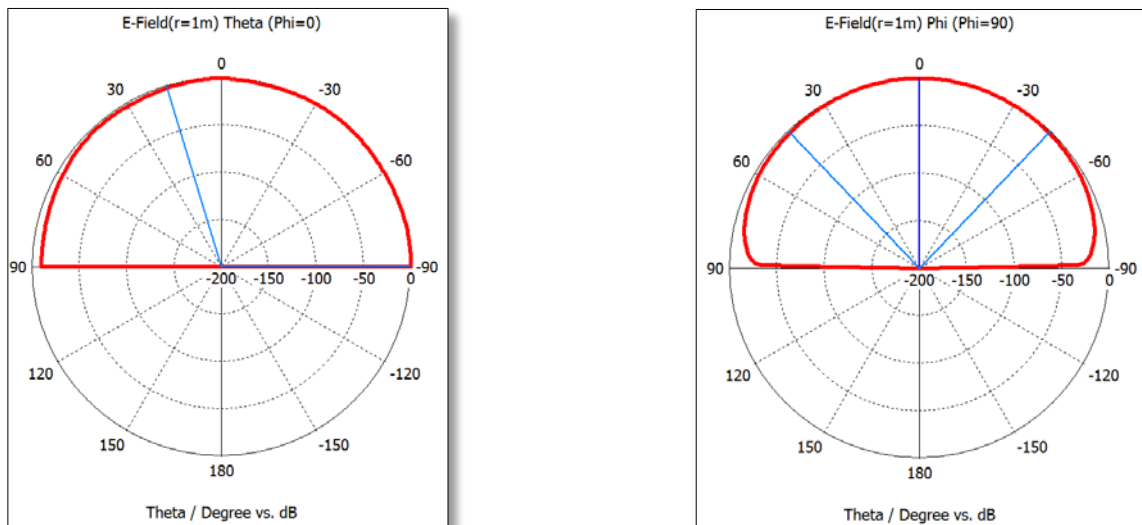


Figura C-3: Diagramas de radiación a 5,752 GHz

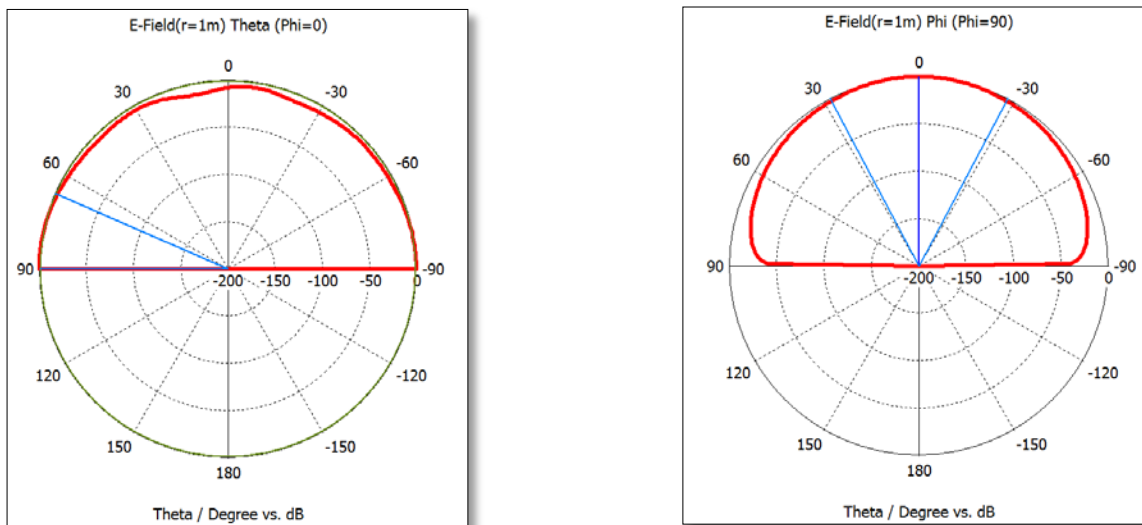


Figura C-4: Diagramas de radiación a 5,985 GHz

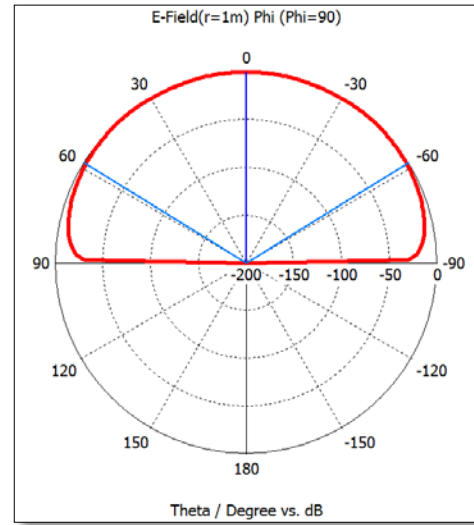
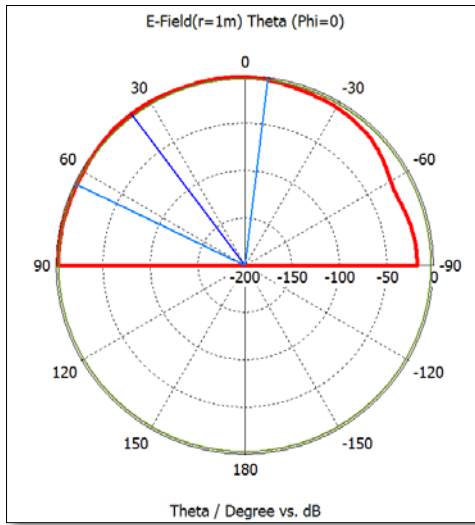


Figura C-5: Diagramas de radiación a 6,455 GHz

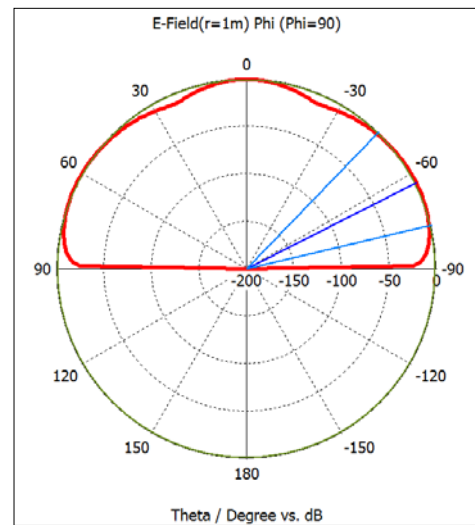
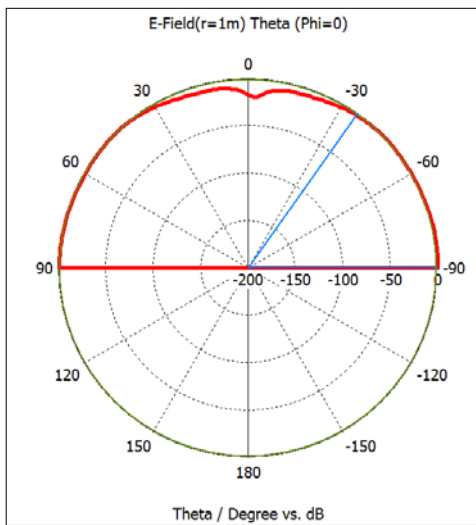


Figura C-6: Diagramas de radiación a 6,552 GHz

D Presupuesto

1) Ejecución Material

- Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 2.000 €
- Alquiler de impresora láser durante 6 meses.....50 €
- Material de oficina 150 €
- Material fabricación de prototipos
 - Conectores SMA 120 €
 - Material dieléctrico 425 €
 - Placa de aluminio 400 €
- Medidas con el analizador de redes durante 4 horas 240 €
- Medidas en la cámara anecoica durante 9 horas 1.125 €

- Total de ejecución material 4.510 €

2) Gastos generales

- 16 % sobre Ejecución Material..... 721,6 €

3) Beneficio Industrial

- 6 % sobre Ejecución Material 270,6 €

4) Honorarios Proyecto

- 1500 horas a 15 € / hora 22.500 €

5) Material fungible

- Gastos de impresión..... 250 €
- Encuadernación 10 €

6) Subtotal del presupuesto

- Subtotal Presupuesto..... 28.252,2 €

7) I.V.A. aplicable

- 21% Subtotal Presupuesto 5.932,96 €

8) Total presupuesto

- Total Presupuesto..... 34.185,16 €

Diseño de antenas de tipo resonador dieléctrico (DRAs) para bandas WiFi

Anexos

Madrid, Diciembre de 2013

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Nerea Ojembarrena Salazar
Ingeniero Superior de Telecomunicación

Presupuesto TRANS-TECH



ACAL BFI Iberia - Central Madrid
Anabel Segura, 7

28108 Alcobendas (Madrid)
Tfno: 91 91 453 11 60
Fax: 91 91 662 68 37

BFI - Átlica Fernández
Tfno: 91 453 11 60
Fax: 91 662 68 37
E-Mail:

UAM ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR
Universidad Autónoma de Madrid

CIUDAD UNIVERSITARIA DE CANTOBLANCO
C/ FRANCISCO TOMAS Y VALIENTE, 11
28049 MADRID
MADRID (Spain)

Atr: Juan Córcoles

Fecha: miércoles, 26 de junio de 2013

Nuestra referencia: U_AFF008471

Asunto: Cotización Trans-Tech

BFI - Átlica Fernández
ACAL BFI Iberia - Central Madrid



ACAL BFI Iberia - Central Madrid
Anabel Segura, 7
28108 Alcobendas (Madrid)
Tfno: 91 453 11 60
Fax: 91 662 68 37

BFI - Ática Fernández
Tfno: 91 453 11 60
Fax: 91 662 68 37
E-Mail:

UAM ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR
Universidad Autónoma de Madrid
CIUDAD UNIVERSITARIA DE CANTOBLANCO
C/ FRANCISCO TOMAS Y VALIENTE, 11
28049 MADRID
MADRID (Spain)

At: Juan Córcoles

Oferta

Fecha de la oferta: 26-jun-13
Nuestra referencia: U_AFF008471

C.I.F.: B83884205
Cód. Cliente: U_AFF001399
Válidez: 26-jul-13

Ctd	Descripción	P. Ud. (EUR)	P. Total (EUR)
10	D8371-0905-Y-267 Resonator - MOQ: 10 pcs. Fabricante: Trans-Tech, Inc. Plazo de entrega estándar: 6 semanas.	191,5500	1.915,50
		Total sin IVA:	1.915,50 EUR
		IVA(21%):	402,26 EUR
Ática Fernández ACAL BFI Iberia - Central Madrid		Total con IVA:	2.317,76 EUR

Condiciones Específicas de esta oferta:

Forma de pago: Transferencia anticipada con el pedido.

Los precios son netos, unitarios y no incluyen el I.V.A., que será aplicado en factura, según la legislación vigente.

Los precios de esta oferta son válidos por un periodo de 4 semanas a partir de la fecha de la oferta.

PEDIDO MÍNIMO: 150.-€

Los pedidos superiores a 300 € estarán exentos de gastos de envío, en caso contrario se añadirá línea de transporte en la factura.

NOTA IMPORTANTE: Los precios de esta oferta están sujetos a variación en función de la paridad Euro/divisa desde la fecha de cotización a la fecha de la factura. Esta oferta está sujeta a nuestras condiciones generales de venta.

CONDICIONES PARA LA ADMINISTRACION: las habituales del Organismo Público correspondiente o específicas del suministro a efectuar según condiciones del contrato a que diera lugar.

Condiciones Generales de Venta aplicables a esta oferta:

ACAL BFI Iberia SL

Anabel Segura, 7 Planta Acceso - 28108 Alcobendas - Madrid - Tel: 91 453 11 60 - Fax: 91 662 68 37
C.I.F. B-83884205

Page 2 of 4



ACAL BFI Iberia - Central Madrid
Anabel Segura, 7
28108 Alcobendas (Madrid)
Tfno: 91 452 11 60
Fax: 91 662 68 37

BFI - África Fernández
Tfno: 91 452 11 60
Fax: 91 662 68 37
E-Mail:

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SUPERIOR
Universidad Autónoma de Madrid
CIUDAD UNIVERSITARIA DE CANTOBLANCO
C/ FRANCISCO TOMAS Y VALIENTE, 11
28049 MADRID
MADRID (Spain)

Attn: Juan Córcoles

Oferta

Fecha de la oferta: 26-JUN-13
Nuestra referencia: U_AFF008471

C.I.F.: B83884205
Cód. Cliente: U_AFF001399
Validez: 26-Jul-13

Ctd	Descripción	P. Ud. (EUR)	P. Total (EUR)
10	D8371-0905-Y-267 Resonator - MQC: 10 pcs. Fabricante: Trans-Tech, Inc. Plazo de entrega estándar: 6 semanas.	191,5500	1.915,50
		Total sin IVA:	1.915,50 EUR
		IVA(21%):	402,26 EUR
		Total con IVA:	2.317,76 EUR

África Fernández
ACAL BFI Iberia - Central Madrid

Condiciones Específicas de esta oferta:

Forma de pago: Transferencia anticipada con el pedido.

Los precios son netos, unitarios y no incluyen el I.V.A., que será aplicado en factura, según la legislación vigente.

Los precios de esta oferta son válidos por un periodo de 4 semanas a partir de la fecha de la oferta.

PEDIDO MINIMO: 150.-€

Los pedidos superiores a 300 € estarán exentos de gastos de envío, en caso contrario se añadirá línea de transporte en la factura.

NOTA IMPORTANTE: Los precios de esta oferta están sujetos a variación en función de la paridad Euro/divisa desde la fecha de cotización a la fecha de la factura. Esta oferta está sujeta a nuestras condiciones generales de venta.

CONDICIONES PARA LA ADMINISTRACION: las habituales del Organismo Público correspondiente o específicas del suministro a efectuar según condiciones del contrato a que diera lugar.

Condiciones Generales de Venta aplicables a esta oferta:

ACAL BFI Iberia SL
Anabel Segura, 7 Planta Acceso - 28108 Alcobendas - Madrid - Tel: 91 452 11 60 - Fax: 91 662 68 37
C.I.F. B-83884205

Page 2 of 4



CLÁUSULAS APLICABLES AL SUMINISTRO DE MATERIALES

1- Extensión del suministro

La extensión del suministro queda sujeta a lo expresamente consignado en el modelo de documento de confirmación de pedido facilitado por ACAL BFI IBERIA, S.L. y siempre que ésta confirme el mismo.

2- Plazos de entrega

Los plazos de entrega se fijarán en el documento de confirmación de pedido por ACAL BFI IBERIA, S.L., quien declinará toda responsabilidad, a pesar de lo acordado, en los siguientes casos:

- A) De fuerza mayor o caso fortuito, tales como huelgas, demoras por parte de nuestros proveedores, incendios y catástrofes, etc..
- B) Si el cliente solicita variaciones después de cursado el pedido o no remite los datos con tiempo suficiente.
- C) Si las condiciones de pago u otras condiciones contractuales no se han cumplido rigurosamente, o por falta de aprobación por ACAL BFI IBERIA, S.L. de las condiciones de financiación.

3- Pedido Mínimo

AcAl BFI Iberia no procesará pedidos de compra con importes inferiores a 150€.

4- Transporte

Las mercancías viajan por cuenta y riesgo de ACAL BFI IBERIA, S.L., salvo en el caso de que el destino de los productos a suministrar sea las Islas Canarias, Ceuta, Melilla o Portugal, en cuyo caso las mercancías viajarán por cuenta y riesgo del cliente.

Para pedidos con un importe inferior a 200€ se añadirá una línea de transporte que se verá reflejada en la factura final con las siguientes tarifas:

- 15€ para envíos a cualquier punto de la península Ibérica.
- 25€ para los envíos a las Islas Canarias y Baleares.
- 25€ para envíos procedentes del almacén central de AcAl BFI en Alemania.

5- Reserva de dominio

Hasta el completo pago del importe de nuestras facturas, conservamos íntegramente la propiedad del material, que no será transmitida al cliente hasta que no haya sido satisfactorio, reservándonos el derecho de retirarlo si no cumpliere lo estipulado, haciendo nuestras en concepto de indemnización mínima, las cantidades recibidas.

Sin perjuicio de lo dispuesto en el párrafo anterior, ACAL BFI IBERIA, S.L. no atenderá ninguna orden de pedido posterior hasta que el cliente haya abonado todas las cantidades pendientes de pago de pedidos anteriores.

6- Precios y Forma de Pago

Los precios indicados en nuestras ofertas y confirmaciones de pedido, están establecidos según los salarios, precios de los materiales, transportes, seguros, tarifas de Aduanas, tasas fiscales, cambio de moneda, etc... en el momento de su entrega y se entienden netos para los materiales que se suministren. Nos reservamos el derecho de reajustarlos si las facturas sufrieran alteración durante el periodo de tiempo que media entre nuestra oferta, confirmación de pedido y entrega del material, salvo acuerdo expreso en contra.

Cualquier impuesto, como el IVA, o arbitrio, presente o futuro inherente a la venta, al uso o al comercio de los materiales objeto del presente contrato, serán de cargo del cliente.

La forma de pago del precio de los productos suministrados es la fijada de mutuo acuerdo por las partes al cumplimentarse la orden de pedido. A falta de pacto expreso, el pago se verificará mediante la entrega del 30% del precio a la confirmación del pedido, y el 70% restante a la entrega de la mercancía mediante cheque o transferencia bancaria.

Todos nuestros cobros se entenderán domiciliados en Madrid.

7- Garantía

El cliente dispondrá de un plazo de dos días a contar desde la recepción de los productos suministrados para proceder a la verificación de las deficiencias de cantidad de la mercancía, y de un plazo de diez días a contar desde el mismo momento para verificar las deficiencias de calidad. Dentro de dichos plazos deberá comunicar a ACAL BFI IBERIA, S.L. cualquier defecto observado. Pasado dicho plazo, ACAL BFI IBERIA, S.L. no responderá de ningún defecto que pudieran tener el pedido suministrado.

ACAL BFI IBERIA, S.L. garantiza la sustitución de los componentes de fabricación defectuosos, salvo casos de fuerza mayor, impericia en el manejo o desgaste natural, alteraciones de la instalación o reparación defectuosa realizada sin nuestra intervención, mala conservación o cualquier otro defecto o trastorno no imputable al producto o al personal del suministrador.

ACAL BFI IBERIA, S.L. no responderá en ningún caso, salvo lo establecido en la presente cláusula, de los daños y perjuicios que se deriven directa o indirectamente de las deficiencias de funcionamiento de los productos defectuosos.

Todo ello sin perjuicio de lo dispuesto imperativamente en la legislación relativa a la responsabilidad civil por los daños causados por productos defectuosos.

La sustitución de las piezas defectuosas no autorizará al cliente en ningún caso al retraso en el pago de los precios acordados, salvo que se trate de un lote defectuoso en su totalidad. La garantía queda anulada cuando el cliente emprende de por sí o por intervención de un tercero, cualquier reparación o cambio sin nuestro consentimiento previo y por escrito o en taller ajeno a nuestros servicios.

8- Anticipo

ACAL BFI Iberia SL
Anabel Segura, 7 Planta Acceso - 28108 Alobonillas - Madrid - Tel: 91 453 11 60 - Fax: 91 662 68 37
C.I.F. B-83684205

Page 3 of 4



En el supuesto de anulación del pedido por parte del cliente, siempre que no sea por causas de fuerza mayor, la cantidad que pudiese haber entregado a ACAL BFI IBERIA, S.L. como anticipo, quedará a favor de esta última como compensación de los gastos y perjuicios de la anulación, total o parcial.

9- Falta de pago

Las partes acuerdan expresamente que la falta de pago de cualquier cantidad en el plazo estipulado podrá determinar, en interés y por decisión de ACAL BFI IBERIA, S.L., la rescisión del contrato de pleno derecho. En tal caso, el cliente entrará de su poder y posesión los bienes entregados, pudiendo transferirlos a ACAL BFI IBERIA, S.L. y facultando a la misma para tomarlos por sí sola. A tal objeto ACAL BFI IBERIA, S.L. queda autorizada a entrar en el lugar en que se encuentren las mercancías suministradas y retirarlas, sin necesidad de nuevo consentimiento.

La falta de pago en el plazo pactado determinará, sin necesidad de interpolación al deudor, un interés de demora de una tasa anual del 10%.

10- Devoluciones

Sólo procederá la devolución de los pedidos no defectuosos cuando expresamente lo consienta el suministrador y quedando éste autorizado a retener el 20% del precio en concepto de indemnización salvo pacto en contrario.

11- Jurisdicción

Para todo litigio, ambas partes se someten expresamente a los Juzgados y Tribunales de Madrid, con renuncia expresa a cualquier otro fuero o domicilio que pudiera corresponderles.

El cliente queda informado del contenido y alcance de las presentes cláusulas y acepta que pasan a formar parte del contrato.

E Pliego de condiciones

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de un *diseño de una antena de tipo resonador dieléctrico*. 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.

Diseño de antenas de tipo resonador dieléctrico (DRAs) para bandas WiFi

Anexos

9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.

10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.

11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partida alzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.

14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.

15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.

16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.

18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.

19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.

20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es obligación del contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la misma, por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.

21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.

22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.

23. Las tarifas para la determinación de honorarios, reguladas por orden de la Presidencia del Gobierno el 19 de Octubre de 1961, se aplicarán sobre el denominado en la actualidad "Presupuesto de Ejecución de Contrata" y anteriormente llamado "Presupuesto de Ejecución Material" que hoy designa otro concepto.

Condiciones particulares

La empresa consultora, que ha desarrollado el presente proyecto, lo entregará a la empresa cliente bajo las condiciones generales ya formuladas, debiendo añadirse las siguientes condiciones particulares:

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.
2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.
3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.
4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones así como su cantidad.
5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.
6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.
7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.
8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.

9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.

10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.

11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.

12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.