

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA  
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE  
TELECOMUNICACIÓN

**TELECOM** ESCUELA  
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR  
DE **UPV** INGENIEROS  
DE TELECOMUNICACIÓN



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

TRABAJO FIN DE MÁSTER

---

**Estudio, diseño y optimización de antenas UWB on body  
para comunicaciones intracorporales**

---

**Autor:** Enrique Miralles Gómez

**Tutora:** Dra. Marta Cabedo Fabrés

**Cotutor:** Carlos Andreu Estellés

Trabajo Fin de Máster presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación Curso 2015-16

Valencia, 5 de julio de 2016

*'Esfuerzo y coraje no es suficiente sin propósito  
ni placer'.*

John F.Kennedy

Me gustaría agradecer a Marta y Carlos todas las horas y esfuerzo dedicado a que este trabajo pudiera salir adelante. Nunca olvidaré esos domingos por skype, Carlos. De verdad, sin unos tutores como vosotros esto no hubiera sido posible.

Por otro lado agradecer a mis padres y hermano todo el apoyo que me han dado a lo largo de estos meses, indispensable en momentos de flaqueza. A Tatiana, gracias por toda la comprensión y consejos que me has aportado. Simplemente hablando contigo toda mi visión sobre el problema cambiaba. Ya sabes que eres un pilar fundamental para mi.

Por último, y no por ello menos importante, quería dar las gracias a Javier. confidente mútuo de problemas y enfados, tu visión desenfadada, con perspectiva, y sabios consejos, me han ayudado a seguir hacia delante cuando más complicado parecía el camino. Finalmente vamos a lograr nuestro objetivo.

# Resumen

Motivado por la importancia que tienen hoy en día las redes de área corporal en la medicina, en este trabajo fin de máster se ha diseñado una antena on-body para comunicaciones intracorporales. Además, impulsado por la necesidad de la alta capacidad de transmisión y ancho de banda que requieren estos sistemas, se ha escogido la banda ultrawideband como banda de trabajo de la antena. Esta banda posee las características necesarias para favorecer el desarrollo de la nueva generación de dispositivos que trabajan bajo el estándar IEEE 802.15.6. Inicialmente, se ha realizado un estudio de los diferentes tipos de antenas utilizados en aplicaciones on-body, y se ha decidido realizar el diseño de una ranura. En la primera fase de diseño, se han llevado a cabo un proceso de numerosas simulaciones paramétricas en espacio libre con el objetivo de conseguir las mejores prestaciones de ancho de banda y directividad. Posteriormente, se han tenido en cuenta las propiedades dieléctricas de los tejidos humanos mediante dos modelos de capas que las emulan, y se ha realizado un proceso de reoptimización de la antena. Finalmente, tras lograr en el proceso de simulación los resultados propuestos, se ha fabricado un primer prototipo de la antena, y se ha medido su coeficiente de reflexión sobre varias partes del cuerpo humano. Tras analizar los resultados de estas medidas, se ha podido determinar el tipo de modelo de capas más conveniente en este tipo de diseños.

# Resumen

Motivat per la importància que tenen hui en dia les xarxes d'àrea corporal en la medicina, en aquest treball final de màster s'ha dissenyat una antena on-body per a comunicacions intracorporals. A més, impulsat per la necessitat de l'alta capacitat de transmissió i ample de banda que requereixen aquests sistemes, s'ha escollit la banda ultrawideband com a banda de treball de l'antena. Aquesta banda posseeix les característiques necessàries per afavorir el desenvolupament de la nova generació de dispositius que treballen sota l'estàndard IEEE 802.15.6. Inicialment, s'ha realitzat un estudi dels diferents tipus d'antenes utilitzades en aplicacions on-body, i s'ha decidit realitzar el disseny d'una ranura. En la primera fase de disseny, s'han dut a terme un procés de nombroses simulacions paramètriques en espai lliure amb l'objectiu d'aconseguir les millors prestacions d'ample de banda i directivitat. Posteriorment, s'han tingut en compte les propietats dielèctriques dels teixits humans mitjançant dos models de capes que les emulen, i s'ha realitzat un procés de reoptimització de l'antena. Finalment, després d'aconseguir en el procés de simulació els resultats proposats, s'ha fabricat un primer prototip de l'antena, i s'ha mesurat la seua coeficient de reflexió sobre diverses parts del cos humà. Després d'analitzar els resultats d'aquestes mesures, s'ha pogut determinar el tipus de model de capes més convenient en aquest tipus de dissenys.

# Resumen

Nowadays, body area networks have a big importance in medicine, for this reason, in this master thesis, an on-body antenna design for corporal communications has been carried out. Furthermore, driven by the high data rates and wideband requirements, the antenna's working band chosen is the ultrawideband. This band has the characteristics to favour the development of the IEEE 802.15.6 new generation systems. Initially, a study of the different kind of antennas used in these on-body applications has been done, and it has been decided to perform the design of an slot antenna. In the first step of the design, a process of numerous parametrics simulations has been done in free space in order to achieve the best results in terms of wideband and directivity. Later on, the dielectric properties of human tissues has been taken into account by two layered models, and a reoptimization process of the antenna has been carried out. Finally, once the initial requirements has been achieved, a first prototype of the antenna has been manufactured, and its reflection coefficient has been measured over different areas of the human body. After the analysis of these measurements, it has been determined the tissue layered model which is more recommended in this kind of designs.

# Índice general

<b>1. Introducción y Objetivos</b>	<b>16</b>
<b>2. Introducción a las comunicaciones intracorporales</b>	<b>18</b>
2.1. Las telecomunicaciones en la medicina . . . . .	18
2.2. Redes de Área Corporal . . . . .	20
2.2.1. Origen y necesidad de las redes WBAN . . . . .	20
2.2.2. El estándar IEEE 802.15.6 . . . . .	21
2.2.3. Aplicaciones de las Redes de Área Corporal . . . . .	22
2.2.4. Características de las Redes de Área Corporal . . . . .	24
2.2.5. Modelos de canal y bandas de frecuencia . . . . .	25
2.2.6. Revisión del estándar IEEE 802.15.6 . . . . .	26
2.3. Introducción a la tecnología UWB . . . . .	27
2.3.1. Historia . . . . .	27
2.3.2. Características . . . . .	27
2.3.3. Ventajas e inconvenientes de UWB en comunicaciones in-body . . . . .	28
2.4. Propiedades electromagnéticas y modelado del cuerpo humano . . . . .	29
2.4.1. Propagación de microondas en un medio con pérdidas . . . . .	29
2.4.2. Propiedades dieléctricas de los tejidos humanos . . . . .	32
<b>3. Introducción al empleo de antenas para comunicaciones intracorporales</b>	<b>38</b>
3.1. Parámetros de antenas en un medio con pérdidas . . . . .	38
3.1.1. Impedancia y coeficiente de reflexión . . . . .	38
3.1.2. Diagrama de radiación en campo cercano y lejano . . . . .	41
3.1.3. Directividad y ganancia . . . . .	42
3.1.4. Polarización . . . . .	43
3.1.5. Ecuación de transmisión . . . . .	45

3.1.6.	SAR . . . . .	45
3.2.	Principales tipos de antenas en aplicaciones on-body . . . . .	45
3.2.1.	Antenas tipo parche . . . . .	46
3.2.2.	Bocinas . . . . .	48
3.2.3.	Monopolos . . . . .	49
3.2.4.	Ranuras . . . . .	51
3.3.	Conclusiones . . . . .	53
<b>4.</b>	<b>Metodología</b>	<b>54</b>
4.1.	Descripción del proceso de diseño . . . . .	54
4.2.	Diagrama temporal . . . . .	55
<b>5.</b>	<b>Desarrollo y resultados en espacio libre</b>	<b>57</b>
5.1.	Diseño de ranura inicial . . . . .	58
5.1.1.	Ranura en segunda resonancia . . . . .	59
5.1.2.	Modificación del ancho de la ranura en segunda resonancia . . . . .	61
5.1.3.	Modificación del plano de masa de la ranura en segunda resonancia . . . . .	61
5.1.4.	Modificación de la forma de la ranura en segunda resonancia . . . . .	62
5.1.5.	Modificación de la línea microstrip de la ranura en segunda resonancia . . . . .	64
5.1.6.	Conclusiones . . . . .	66
5.2.	Ranura con alimentación en U . . . . .	67
5.2.1.	Primer diseño de ranura con alimentación en U . . . . .	68
5.2.2.	Modificación del ancho de la ranura . . . . .	70
5.2.3.	Modificación de la separación vertical entre los stubs y la ranura . . . . .	71
5.2.4.	Modificación de la separación entre stubs . . . . .	71
5.2.5.	Modificación de la longitud de las líneas . . . . .	72
5.3.	Inclusión de plano reflector . . . . .	75
5.4.	Diseño de ranura con alimentación en U a 4.5 GHz con plano reflector . . . . .	77
5.4.1.	Modificación de la forma de la ranura . . . . .	81
5.4.2.	Modificación de la alimentación en U . . . . .	84
5.5.	Conclusiones . . . . .	85
<b>6.</b>	<b>Desarrollo y resultados con tejidos corporales</b>	<b>88</b>
6.1.	Modelo de capas . . . . .	88

6.1.1.	Modelo de 1 capa . . . . .	89
6.1.2.	Modelo de 5 capas . . . . .	89
6.2.	Diseño de ranuras con el modelo de 1 capa . . . . .	90
6.2.1.	Ranura rectangular . . . . .	90
6.2.2.	Ranura con círculos . . . . .	97
6.3.	Diseño de ranuras con el modelo de 5 capas . . . . .	101
6.3.1.	Ranura rectangular . . . . .	102
6.3.2.	Ranura con círculos . . . . .	105
6.4.	Rediseño de las ranuras para bajar la frecuencia inicial de trabajo . . . . .	109
6.4.1.	Ranura rectangular . . . . .	109
6.4.2.	Ranura con círculos . . . . .	109
6.5.	Variación del tamaño de los tejidos . . . . .	116
6.6.	Comportamiento del diseño con la introducción de materiales homogéneos entre la antena y los tejidos . . . . .	117
6.7.	Conclusiones . . . . .	120
<b>7.</b>	<b>Fabricación y medidas</b>	<b>121</b>
7.1.	Reelección del dieléctrico del diseño . . . . .	121
7.2.	Simulación con modelo completo . . . . .	123
7.2.1.	Inclusión de los tornillos de nylon en el diseño . . . . .	123
7.2.2.	Modelo de coaxial . . . . .	124
7.3.	Resultados tras la fabricación . . . . .	127
<b>8.</b>	<b>Conclusiones y línea futura de trabajo</b>	<b>130</b>
8.1.	Conclusiones . . . . .	130
8.2.	Línea futura de trabajo . . . . .	131

# Índice de figuras

2.1. Imagen del funcionamiento de un Scanner TAC [4] . . . . .	19
2.2. Ejemplo de ecografía [5] . . . . .	20
2.3. Requerimientos de potencia y velocidad en redes de área corporal [8] . . . . .	22
2.4. Red de dispositivos in y on body en una red WBAN [9] . . . . .	23
2.5. Cápsula endoscópica [12] . . . . .	23
2.6. Niveles de comunicación en una red de área corporal [8] . . . . .	24
2.7. Bandas de frecuencia usadas en las redes de área corporal [8] . . . . .	26
2.8. Permitividad relativa de diferentes tejidos humanos [19] . . . . .	34
2.9. Conductividad en S/m de diferentes tejidos humanos [10] . . . . .	34
2.10. Profundidad de penetración en cm de diferentes tejidos humanos [10] . . . . .	35
2.11. Tangente de pérdidas de diferentes tejidos humanos [10] . . . . .	35
2.12. Ejemplo de phantom líquido usado principalmente en medidas de SAR [24] . . . . .	36
3.1. Circuito equivalente de transmisión de una antena [1] . . . . .	39
3.2. Ilustración de un sistema de coordenadas esféricas [1] . . . . .	39
3.3. Diagramas de radiación típicos de una antena [26] . . . . .	42
3.4. Tipos de polarizaciones [28] . . . . .	44
3.5. Parche microstrip [29] . . . . .	46
3.6. Formas típicas de alimentación de parches [29] . . . . .	47
3.7. Tipos de bocinas alimentadas rectangularmente [30] . . . . .	48
3.8. Bocina cónica [30] . . . . .	49
3.9. Monopolos de hilo e impreso . . . . .	50
3.10. Antena ranura y su dipolo dual . . . . .	51
3.11. Tipos de alimentación de una ranura . . . . .	52
4.1. Distribución temporal de las tareas del presente trabajo . . . . .	55

5.1. <i>Ranura correspondiente al diseño inicial . . . . .</i>	59
5.2. <i>Parámetro <math>S_{11}</math> de la ranura en primera resonancia . . . . .</i>	59
5.3. <i>Impedancia de entrada de la ranura en primera resonancia . . . . .</i>	60
5.4. <i>Parámetro <math>S_{11}</math> de la ranura en segunda resonancia . . . . .</i>	60
5.5. <i>Impedancia de entrada de la ranura en segunda resonancia . . . . .</i>	61
5.6. <i>Efecto sobre los parámetros <math>S_{11}</math> de la modificación del ancho de la ranura (a) 61</i>	
5.7. <i>Efecto sobre los parámetros <math>S_{11}</math> de la modificación del ancho de la ranura (a) 62</i>	
5.8. <i>Modificación de la forma y tamaño de la ranura . . . . .</i>	62
5.9. <i>Modificación de la forma y tamaño de la ranura - Parámetros <math>S_{11}</math> (a) . . .</i>	63
5.10. <i>Modificación de la forma y tamaño de la ranura - Parámetros <math>S_{11}</math> (b) . . .</i>	63
5.11. <i>Modificación de la forma y tamaño de la ranura - Parámetros <math>S_{11}</math> (c) . . .</i>	64
5.12. <i>Modificación de la línea microstrip . . . . .</i>	64
5.13. <i>Modificación de la línea microstrip - Parámetros <math>S_{11}</math> (a) . . . . .</i>	65
5.14. <i>Modificación de la línea microstrip - Parámetros <math>S_{11}</math> (b) . . . . .</i>	65
5.15. <i>Campo eléctrico y distribución de corrientes a 3.1 GHz . . . . .</i>	66
5.16. <i>Alimentación microstrip en forma de U . . . . .</i>	67
5.17. <i>Dimensiones físicas del diseño de ranura con alimentación microstrip en U 68</i>	
5.18. <i>Primer diseño con alimentación en U - Parámetro <math>S_{11}</math> . . . . .</i>	69
5.19. <i>Primer diseño con alimentación en U - Impedancia de entrada . . . . .</i>	69
5.20. <i>Primer diseño con alimentación en U - Campo eléctrico y distribución de corrientes a 3.25 GHz . . . . .</i>	70
5.21. <i>Modificación del ancho de la ranura con alimentación en U - Parámetro <math>S_{11}</math> 70</i>	
5.22. <i>Modificación de la distancia entre la alimentación y la ranura con alimentación en U - Parámetro <math>S_{11}</math> . . . . .</i>	71
5.23. <i>Modificación de la distancia entre los stubs - Parámetro <math>S_{11}</math> . . . . .</i>	72
5.24. <i>Modificación de la longitud de las líneas microstrip - Parámetro <math>S_{11}</math> . . . .</i>	73
5.25. <i>Diagrama de radiación 3D para <math>f_m = 3,6863 \text{ GHz}</math> . . . . .</i>	74
5.26. <i>Diagrama de radiación en coordenadas polares para el plano XZ para <math>f_m = 3,6863 \text{ GHz}</math> . . . . .</i>	74
5.27. <i>Perspectiva frontal y perfil de la ranura con la inclusión del plano reflector .</i>	75
5.28. <i>Parámetro <math>S_{11}</math> de la ranura con alimentación en U al incluir un plano reflector 76</i>	
5.29. <i>Parámetro <math>S_{11}</math> de la ranura con alimentación en U al incluir un plano reflector y variar Delta y <math>R_w</math> . . . . .</i>	76
5.30. <i>Eficiencias de la ranura con alimentación en U con el plano reflector . . . .</i>	77

5.31. Diagramas polares en el plano XZ de la ranura con alimentación en U con el plano reflector . . . . .	77
5.32. Parámetro $S_{11}$ con el reflector tras variar la dimensión del plano de masa .	78
5.33. Parámetro $S_{11}$ con el reflector tras la primera optimización . . . . .	79
5.34. Eficiencias de la ranura con alimentación en U con el plano reflector tras la primera optimización . . . . .	80
5.35. Diagramas polares en el plano XZ de la ranura con alimentación en U con el plano reflector tras la primera optimización . . . . .	80
5.36. Campo eléctrico radiado en el plano XY por la ranura con el plano reflector	81
5.37. Distribución de corrientes en la ranura con el plano reflectors . . . . .	81
5.38. Formas de la ranura modificada probadas en el diseño . . . . .	81
5.39. Geometría de la antena con los círculos en los extremos de la ranura . . . .	82
5.40. Estudio paramétrico del efecto de los círculos en la ranura - Parámetro $S_{11}$	82
5.41. Eficiencias de la ranura con círculos en los extremos . . . . .	83
5.42. Diagrama polar en el plano XZ de la ranura con círculos en los extremos .	83
5.43. Campo eléctrico radiado en dBV/m en el plano XY por la ranura con círculos en los extremos . . . . .	83
5.44. Distribución de corrientes en A/m en la ranura con círculos en los extremos	84
5.45. Diferentes modificaciones de la alimentación en forma de U . . . . .	84
5.46. Parámetro $S_{11}$ de el diseño final de ranura rectangular . . . . .	86
5.47. Parámetro $S_{11}$ de el diseño final de ranura con círculos en los extremos . .	87
6.1. Modelo de tejido de 1 capa . . . . .	89
6.2. Modelo de tejido de 5 capas . . . . .	89
6.3. Ranura rectangular sobre modelo de 1 capa de tejido . . . . .	91
6.4. Ranura rectangular sobre modelo de 1 capa de tejido - Parámetro $S_{11}$ . . . .	91
6.5. Ranura rectangular tras la optimización sobre modelo de 1 capa de tejido - Parámetro $S_{11}$ . . . . .	92
6.6. Ranura rectangular tras la optimización sobre modelo de 1 capa de tejido - Impedancia de entrada . . . . .	92
6.7. Campo Eléctrico radiado en dBV/m de la ranura rectangular sobre el modelo de 1 capa . . . . .	93
6.8. Potencia radiada en dBW/m <sup>2</sup> de la ranura rectangular sobre el modelo de 1 capa . . . . .	94
6.9. Distribución de corrientes en A/m de la ranura rectangular sobre el modelo de 1 capa . . . . .	94

6.10. Ranura rectangular tras ensanchar el plano reflector sobre modelo de 1 capa de tejido - Parámetro $S_{11}$ . . . . .	95
6.11. Campo Eléctrico radiado en dBV/m de la ranura rectangular sobre el modelo de 1 capa . . . . .	95
6.12. Potencia radiada en dBW/m <sup>2</sup> de la ranura rectangular tras ensanchar el plano reflector sobre el modelo de 1 capa . . . . .	96
6.13. Diagrama polar en el plano XZ de la ranura rectangular con el modelo de 1 capa de tejido . . . . .	96
6.14. Eficiencias de la ranura rectangular con el modelo de 1 capa de tejido . . .	97
6.15. Ranura con círculos sobre modelo de 1 capa de tejido - Parámetro $S_{11}$ . . .	97
6.16. Ranura con círculos tras la optimización sobre modelo de 1 capa de tejido - Parámetro $S_{11}$ . . . . .	98
6.17. Ranura con círculos tras la optimización sobre modelo de 1 capa de tejido - Impedancia de entrada . . . . .	99
6.18. Campo Eléctrico radiado en dBV/m de la ranura con círculos sobre el modelo de 1 capa . . . . .	99
6.19. Potencia radiada en dBW/m <sup>2</sup> de la ranura con círculos sobre el modelo de 1 capa . . . . .	100
6.20. Distribución de corrientes en A/m de la ranura con círculos sobre el modelo de 1 capa . . . . .	100
6.21. Diagrama polar en el plano XZ de la ranura con círculos con el modelo de 1 capa de tejido . . . . .	101
6.22. Eficiencias de la ranura con círculos con el modelo de 1 capa de tejido . . .	101
6.23. Ranura rectangular sobre modelo de 5 capas de tejido . . . . .	102
6.24. Ranura rectangular sobre modelo de 5 capas de tejido - Parámetro $S_{11}$ . . .	102
6.25. Ranura rectangular sobre modelo de 5 capas de tejido - Impedancia de entrada	103
6.26. Campo Eléctrico radiado en dBV/m de la ranura rectangular sobre el modelo de 5 capas . . . . .	103
6.27. Potencia radiada en dBW/m <sup>2</sup> de la ranura rectangular sobre el modelo de 5 capas . . . . .	104
6.28. Distribución de corrientes en A/m de la ranura rectangular sobre el modelo de 5 capas . . . . .	104
6.29. Diagrama polar en el plano XZ de la ranura rectangular con el modelo de 5 capas de tejido . . . . .	105
6.30. Eficiencias de radiación de la ranura rectangular con el modelo de 5 capas de tejido . . . . .	105
6.31. Ranura con círculos sobre modelo de 5 capas de tejido - Parámetro $S_{11}$ . . .	106

6.32. Ranura con círculos sobre modelo de 5 capas de tejido - Impedancia de entrada	106
6.33. Campo Eléctrico radiado en dBV/m de la ranura con círculos sobre el modelo de 5 capas . . . . .	107
6.34. Potencia radiada en dBW/m <sup>2</sup> de la ranura con círculos sobre el modelo de 5 capas . . . . .	107
6.35. Ditrribución de corrientes en A/m de la ranura con círculos sobre el modelo de 5 capas . . . . .	108
6.36. Diagrama polar en el plano XZ de la ranura con círculos con el modelo de 5 capas de tejido . . . . .	108
6.37. Eficiencias de radiación de la ranura con círculos con el modelo de 5 capas de tejido . . . . .	109
6.38. Ranura con círculos a 3.1 GHz sobre modelo de 1 capa de tejido - Parámetro S <sub>11</sub> . . . . .	110
6.39. Ranura con círculos a 3.1 GHz sobre modelo de 1 capa de tejido - Impedancia de entrada . . . . .	110
6.40. Campo Eléctrico radiado en dBV/m de la ranura con círculos a 3.1 GHz sobre el modelo de 1 capa . . . . .	111
6.41. Potencia radiada en dBW/m <sup>2</sup> de la ranura con círculos a 3.1 GHz sobre el modelo de 1 capa . . . . .	112
6.42. Diagrama polar en el plano XZ de la ranura con círculos a 3.1 GHz con el modelo de 1 capa de tejido . . . . .	112
6.43. Eficiencias de radiación de la ranura con círculos a 3.1 GHz con el modelo de 1 capa de tejido . . . . .	113
6.44. Ranura con círculos a 3.1 GHz sobre modelo de 5 capas de tejido - Parámetro S <sub>11</sub> . . . . .	113
6.45. Ranura con círculos a 3.1 GHz sobre modelo de 5 capas de tejido - Parámetro S <sub>11</sub> . . . . .	114
6.46. Campo Eléctrico radiado en dBV/m de la ranura con círculos a 3.1 GHz sobre el modelo de 5 capas . . . . .	114
6.47. Potencia radiada en dBW/m <sup>2</sup> de la ranura con círculos a 3.1 GHz sobre el modelo de 5 capas . . . . .	115
6.48. Diagrama polar en el plano XZ de la ranura con círculos a 3.1 GHz con el modelo de 5 capas de tejido . . . . .	115
6.49. Eficiencias de radiación de la ranura con círculos a 3.1 GHz con el modelo de 5 capas de tejido . . . . .	116
6.50. Parámetro S <sub>11</sub> en función del tamaño de la capa de músculo . . . . .	117
6.51. Parámetro S <sub>11</sub> en función del tamaño de las 5 capas de tejidos . . . . .	117

6.52. Parámetro $S_{11}$ en función del grosor de la capa de aire situada entre el diseño final y el modelo de 1 capa . . . . .	118
6.53. Parámetro $S_{11}$ en función del grosor de la capa de aire situada entre el diseño final y el modelo de 5 capas . . . . .	118
6.54. Parámetro $S_{11}$ en función del grosor de la capa de gel situada entre el diseño final y el modelo de 1 capa . . . . .	119
6.55. Parámetro $S_{11}$ en función del grosor de la capa de gel situada entre el diseño final y el modelo de 5 capas . . . . .	120
7.1. Parámetro $S_{11}$ con el sustrato RO4003 de 0.813 mm de altura sobre el modelo de 1 capa . . . . .	122
7.2. Parámetro $S_{11}$ con el sustrato RO3003 de 1.524 mm de altura sobre el modelo de 1 capa . . . . .	122
7.3. Parámetro $S_{11}$ con el sustrato RO3003 de 1.524 mm de altura sobre el modelo de 5 capas . . . . .	123
7.4. Vista en alzado de los tornillos próximos sobre la ranura . . . . .	124
7.5. Vista en alzado, alzado posterior y perfil 3D del diseño de la antena con tornillos de nylon . . . . .	124
7.6. Vista en alzado y perfil del modelo de coaxial . . . . .	125
7.7. Vista en perfil de la antena con los tornillos y coaxial sobre los modelos de tejido . . . . .	125
7.8. Parámetro $S_{11}$ del diseño con coaxial y tornillos de nylon para el modelo de 1 capa . . . . .	126
7.9. Campo eléctrico en dBV/m del diseño con coaxial y tornillos de nylon para el modelo de 1 capa . . . . .	126
7.10. Parámetro $S_{11}$ del diseño con coaxial y tornillos de nylon para el modelo de 5 capas . . . . .	127
7.11. Campo eléctrico en dBV/m del diseño con coaxial y tornillos de nylon para el modelo de 5 capas . . . . .	127
7.12. Primer prototipo del diseño realizado en este trabajo . . . . .	128
7.13. Casos de uso del diseño fabricado . . . . .	128
7.14. Parámetro $S_{11}$ medido sobre abdomen humano . . . . .	129

# Índice de tablas

2.1. <i>Clasificación de las aplicaciones de redes de área coporal</i> [6] . . . . .	22
2.2. <i>Escenarios de propagación en las redes de área coporal</i> [4] . . . . .	26
5.1. Ancho de banda relativo para distintos valores de $d_{stub}$ . . . . .	72
5.2. Ancho de banda relativo para distintos valores de $L_{50}$ y $L_{100}$ . . . . .	73



# Capítulo 1

## Introducción y Objetivos

Desde tiempos inmemoriales, el progreso en la técnica relacionada con la medicina siempre ha supuesto un beneficio para el ser humano. En las últimas décadas, la crecida exponencial de los avances tecnológicos ha permitido la mejora de los servicios médicos. Hoy en día, relacionar medicina y telecomunicaciones es un hecho. Por este motivo, actualmente es cada vez más habitual el uso por parte de las organizaciones sanitarias, pacientes y profesionales de dispositivos inalámbricos que ayudan a realizar las tareas médicas y mejoran la calidad de vida a los pacientes.

Una de estas tecnologías inalámbricas que ha evolucionado en los últimos años son las redes de área corporal. El continuo desarrollo de la nanotecnología y la aparición de un estándar oficial (IEEE 802.15.6) han favorecido al fuerte progreso y aparición de este tipo de redes, en las que varios dispositivos de baja potencia interactúan alrededor del cuerpo humano para un propósito concreto. Desde cápsulas endoscópicas que capturan imágenes del intestino delgado y las transmiten de forma inalámbrica, hasta sensores implantados en el interior del cuerpo humano que monitorizan constantes, pasando por nanorobots que suministran medicamentos sin necesidad de realizar técnicas invasivas. Se puede observar como las redes de área local aportan una evolución muy importante a la medicina, que mejora tanto el tratamiento especializado, como el diagnóstico temprano de enfermedades.

No obstante, la estandarización actual de las bandas de frecuencia limita que las aplicaciones de comunicaciones intracorporales hagan uso de sistemas de ancho de banda estrecho. Teniendo en cuenta la continua demanda de aplicaciones de alta tasa binaria, lo que implica el uso de un gran ancho de banda, se recomienda, para la siguiente generación de dispositivos inalámbricos, la revisión del estándar y el uso de bandas de frecuencias que permitan cubrir los requerimientos mencionados.

Por este motivo, en el presente trabajo se ha decidido abordar el diseño de antenas on-body para comunicaciones intracorporales. Concretamente, se ha optado por diseñar una antena, localizada sobre la superficie corporal, que actúe como receptora de datos provenientes de dispositivos situados en el interior del ser humano. Esta antena utilizará la banda denominada como ultrawideband (UWB), la cual, partiendo de investigaciones realizadas previamente, es la principal candidata para la revisión del estándar mencionada anteriormente. Esta banda posee unas características que favorecen la transmisión de datos

a alta velocidad y el bajo consumo de los dispositivos. Dado que el medio de propagación no es el espacio libre, es imperial considerar en el diseño las propiedades electromagnéticas de los tejidos humanos, las cuales, poseen altas pérdidas y son dependientes de la frecuencia. Además, teniendo en cuenta que el propósito de la misma es la de antena receptora de datos provenientes del interior del cuerpo humano, se debe hacer hincapié en el diseño de un diagrama directivo, que permitiría focalizar la recepción de potencia en la dirección de interés, y mejorar el enlace entra la antena situada en el interior del cuerpo humano y la receptora, situada sobre el mismo.

Por último, cabe destacar la complejidad del proceso de diseño. Son necesarias numerosas simulaciones y empleo de técnicas de optimización en espacio libre que permitan conseguir el comportamiento deseado de la antena. Posteriormente, tras incluir las capas de tejidos, se hace necesario reoptimizar los diseños obtenidos debido al cambio de medio que se produce.

## Capítulo 2

# Introducción a las comunicaciones intracorporales

En el presente capítulo se pretende contextualizar y entender la vinculación de las tecnologías inalámbricas con el ámbito de la medicina. Así mismo, se pondrá especial énfasis en las redes ‘Body Area Networks’ (WBAN) y se presentarán las características y requerimientos más importantes que debe cumplir un sistema para abordar el reto de la comunicación con sensores y otros aparatos situados en el interior del cuerpo humano. Por otro lado, se realiza una introducción a la tecnología ultrawideband (UWB), explicando sus principales características y ventajas sobre otras bandas, ya que esta banda se presenta como potencial candidata para la revisión del estándar IEEE 802.15.6. Finalmente, se presentarán a groso modo las propiedades electromagnéticas y el modelado del cuerpo humano necesario para poder abordar el diseño de antenas bajo unas condiciones lo más realistas posibles.

### 2.1. Las telecomunicaciones en la medicina

Desde que en el año 1840, los pioneros Recamier y Pravaz demostrasen experimentalmente el uso de corriente eléctrica a frecuencias sub-milimétricas para generar calor y destruir el cáncer uterino [1], pasando por el descubrimiento de los rayos X en 1895 por W.C. Roenteng o la implantación del primer marcapasos en 1952 a manos de P.M. Zoll, en el que un dispositivo hace latir al corazón mediante impulsos eléctricos [2]; se puede afirmar que la evolución de la medicina ha visto ligado su futuro al desarrollo de la ciencia y, más concretamente, al de las telecomunicaciones.

Hoy en día, el uso de técnicas de imágenes por microondas o ultrasonidos, hacen posible la realización de diagnósticos médicos sin necesidad de aplicar técnicas invasivas como radiación ionizante o exploraciones físicas que requieren de operaciones. Las mayores aplicaciones médicas basadas en tecnología de microondas se catalogan en tres grandes campos.

Por un lado, las aplicaciones de diagnóstico médico surgen como necesidad de sustitución en algunos casos del uso de métodos invasivos para el cuerpo humano por la utilización

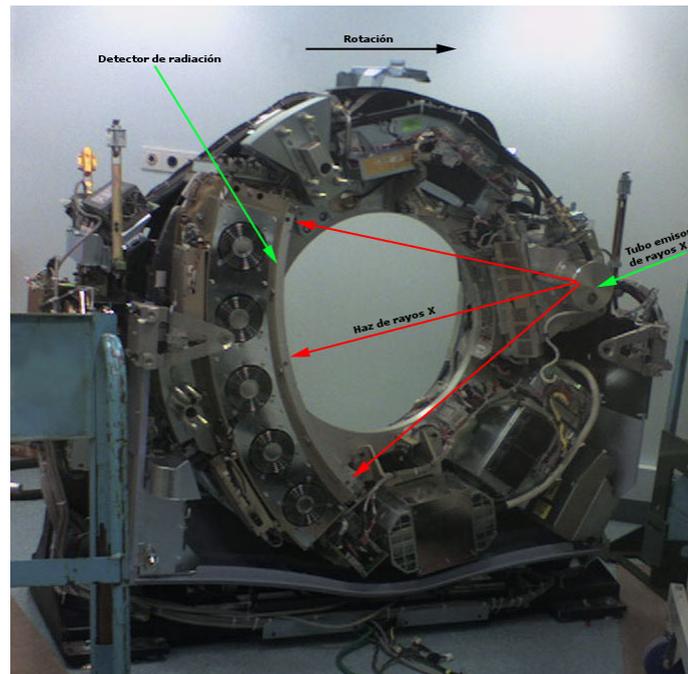


Figura 2.1: Imagen del funcionamiento de un Scanner TAC [4]

de ondas electromagnéticas, que permiten realizar una exploración de una parte del cuerpo humano sin necesidad de ninguna intervención. Algunos de los ejemplos más importantes de este tipo de aplicaciones de diagnóstico se pueden encontrar en casos de usos diarios en un hospital. El scanner de Tomografía Axial Computarizada (TAC), cuyas bases matemáticas fueron planteadas en 1917, fue diseñado por primera vez en 1967 por Allan McLeod Cormack. Su principio de funcionamiento consiste en la emisión de un haz de rayos X que incide sobre el objeto que se quiere estudiar, el objeto se mueve mecánicamente para poder obtener una imagen tridimensional del mismo [3]. En la Figura 2.1 se puede apreciar el interior de un scanner TAC. Otros ejemplos son las resonancias magnéticas digitales, que permiten detectar tumores invisibles a la técnica tradicional de rayos X, y las ecografías, que se basan en el uso de ultrasonidos emitidos por un cristal piezoeléctrico y el procesamiento de los ecos que generan estas señales en el cuerpo de estudio [2]. El primer uso de esta técnica data de 1942, donde el psiquiatra Karl Dussik intentó detectar tumores cerebrales registrando el paso del haz sónico a través del cráneo [4]. En la Figura 2.2, se puede observar un ejemplo.

Por otro lado, el tratamiento médico por microondas está basado en el uso del calor generado por la radiación para aumentar la temperatura y destruir tejidos malignos del cuerpo humano. Esta técnica es más efectiva que el uso de radiación ionizante y toxinas químicas [1].

Para terminar, teniendo en cuenta la constante evolución del número de personas con enfermedades crónicas, el desarrollo de nuevas técnicas de monitorización que permitan garantizar una mejora de la calidad de vida y de la gestión médica de dichos pacientes se hace vital. Esta información puede ir desde un electrocardiograma, presión de la sangre, temperatura corporal e incluso endoscopias en las cuales el vídeo proporciona claves relevantes para los doctores [6]. Tradicionalmente, la adquisición de datos médicos del cuerpo

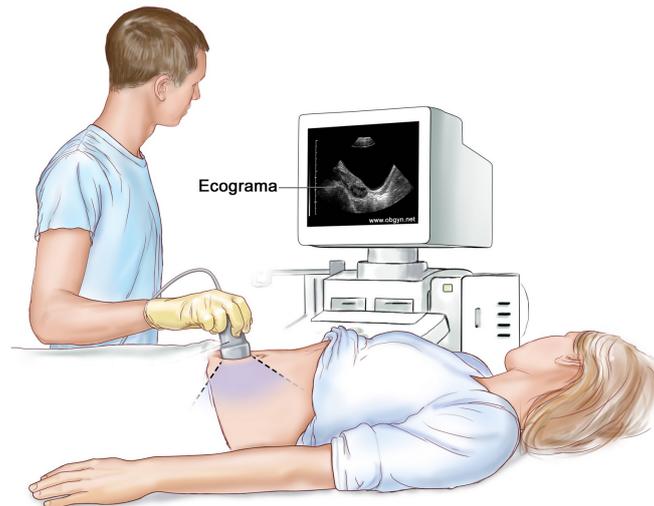


Figura 2.2: *Ejemplo de ecografía [5]*

humano mediante cables incrementaba notablemente el riesgo de sufrir infecciones o daños por parte de los pacientes, y supone para algunos de ellos un procedimiento realmente molesto. Por tanto, el hecho de tener la capacidad de capturar estos datos y poder transmitirlos sin necesidad de ninguna intervención, de manera completamente inalámbrica, constituye un avance muy importante en este ámbito.

## 2.2. Redes de Área Corporal

En la sección anterior se ha descrito brevemente la importancia de la adquisición, transmisión y procesamiento de datos médicos, y como el hecho de realizar estos procesos de una manera inalámbrica supone una revolución en este ámbito. En esta sección se describen y presentan las llamadas Redes de Área Corporal con el objetivo de entender teóricamente sus principales características y aplicaciones prácticas.

### 2.2.1. Origen y necesidad de las redes WBAN

El continuo crecimiento en la miniaturización de dispositivos electrónicos, combinados con el desarrollo en tecnología informática portátil, están llevando a la creación de una amplia gama de dispositivos que pueden ser o bien llevados por los usuarios en los bolsillos o incluso acoplados a la ropa e implantados dentro del cuerpo. Se entiende por red de área corporal al sistema de comunicación inalámbrica entre dispositivos de baja potencia utilizados en el cuerpo. Su rango de alcance es de alrededor de 1 metro [7].

Estas redes están formada por dispositivos de baja potencia que pueden situarse en el interior del cuerpo humano, sobre el mismo, o en el exterior a poca distancia del cuerpo humano. Dichos dispositivos se comunican a través de tecnologías sin necesidad de cables y transmiten los datos a un elemento receptor que puede procesarlos o reenviarlos a un ordenador de una clínica u hospital. Este receptor, del mismo modo que el transmisor, puede estar situado en el interior, sobre el cuerpo o ser externo a él. Como se puede

comprobar, con el avance del uso de estas tecnologías y la evolución de las WBANs, surgió la necesidad de la aparición de un estándar que especifique las características de estos nodos y la manera de comunicarse entre ellos.

### 2.2.2. El estándar IEEE 802.15.6

Los primeros desarrollos en redes de área personal (WPANs, de sus siglas en inglés wireless personal area network) comenzaron en los años 90 por grupos de investigación del Instituto Tecnológico de Massachusetts (MIT, de sus siglas en inglés Massachusetts Institute of Technology). El propósito inicial era interconectar información de dispositivos acoplados al cuerpo humano. Su rango de alcance se sitúa en un entorno de unos 10 metros y no incluyen a elementos implantados en el cuerpo humano [8].

Los numerosos desarrollos en tecnologías inalámbricas permitieron centrar el foco de atención de las redes WPAN en un rango menor, usando menos potencia y con dispositivos de bajo coste. El hecho de que las redes WPANs no satisficieran los requerimientos de comunicaciones médicas debido a la proximidad con los tejidos humanos, puso de manifiesto la necesidad de un estándar para la correcta implementación de las redes de área corporal [8].

El primer comité para llevar a cabo el diseño del estándar fue aprobado en diciembre del 2007, los 4 primeros borradores fueron completados en noviembre del año 2008. En julio del 2010, una primera versión del estándar fue editada, después de 6 revisiones, el estándar IEEE 802.15.6 fue finalmente publicado en febrero del 2012 [6].

#### Requerimientos del estándar

A continuación se listan los principales requerimientos que fueron definidos en el estándar 802.15.6 [8].

- Tasa de transmisión entre 10 Kb/s y 10 Mb/s.
- Packet Error Rate (PER) menor del 10 %.
- Latencia menor de 125 ms en aplicaciones médicas y 250 ms en aplicaciones no médicas.
- Potencia máxima de transmisión de 1mW (0 dBm); mínima de 0.1 mW (-10 dBm).

En la Figura 2.3 se muestra una comparativa de la tasa de transmisión y potencia que especifica el estándar IEEE 802.15.6 para las redes WBANs con otros estándares correspondientes a otras tecnologías de transmisión inalámbricas.

#### Tipos de Nodos

Un nodo en una red de área corporal se define como un dispositivo independiente con la capacidad de comunicarse. Los nodos se pueden clasificar dentro de tres grandes

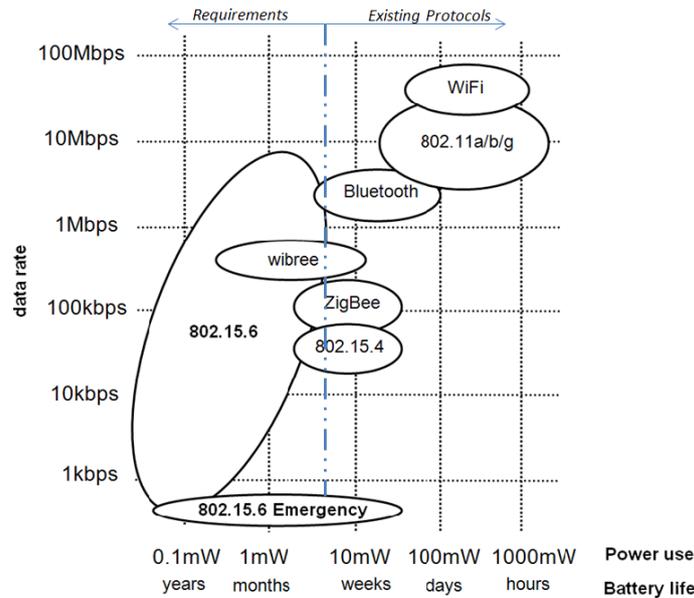


Figura 2.3: Requerimientos de potencia y velocidad en redes de área corporal [8]

WBAN Applications	Medical	Wearable BAN	Assessing Soldier Fatigue and Battle Readiness
			Aiding Professional and Amature Sport Training
			Sleep Staging
		Asthma	
		Wearable Health Monitoring	
	Implant BAN	Cardiovascular Diseases	
		Cancer Detection	
	Remote Control of Medical Devices	Ambient Assisted Living (AAL)	
		Patient Monitoring	
		Tele-medicine Systems	
Non Medical	Real Time Streaming		
	Entertainment Applications		
	Emergency (non-medical)		

Tabla 2.1: Clasificación de las aplicaciones de redes de área coporal [6]

grupos basados en su funcionalidad, implementación y rol dentro de la red [8]. Según su funcionalidad se distingue entre Personal Device (PD), sensores y actuadores; según su implementación se pueden encontrar nodos implantados en el cuerpo humano, nodos situados sobre la superficie corporal y nodos externos. Por último, según su rol en la red se diferencia entre coordinador, end node y relay.

### 2.2.3. Aplicaciones de las Redes de Área Corporal

Las aplicaciones de las redes de área corporal comprenden una amplia gama de ámbitos tales como la medicina, el militar, el deporte o entretenimiento entre muchos otros. El estándar IEEE 802.15.6 clasifica estas aplicaciones en dos grandes conjuntos, médicas y no médicas, esta clasificación puede verse en la Tabla 2.1.

Las aplicaciones médicas son el principal campo de aplicación de estas redes. El uso de estos sistemas en la medicina permite realizar una monitorización continua de datos fi-

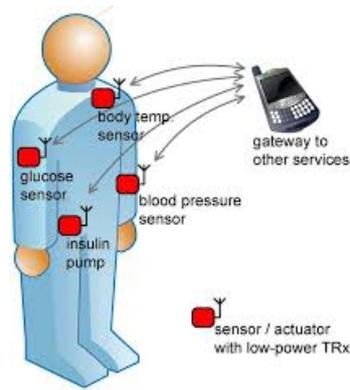


Figura 2.4: Red de dispositivos in y on body en una red WBAN [9]



Figura 2.5: Cápsula endoscópica [12]

siológicos como la presión sanguínea, el ritmo cardíaco o la temperatura corporal. Además, cuando sean detectadas condiciones anormales de algunos de los parámetros monitorizados, los datos recogidos por los sensores pueden ser enviados, mediante una pasarela, al teléfono móvil o algún elemento receptor situado en la ropa o cinturón del paciente, y este elemento reenviarlo al hospital o doctor de forma automática para que este tome las medidas oportunas (véase Figura 2.4).

Por otro lado, las oportunidades aparecidas con la nanotecnología y la microtecnología proporcionan nuevos casos de uso dentro de este ámbito. Por ejemplo, el uso de mecanismos automáticos de dispensación de dosis médicas que se activen cuando se de una situación como la descrita anteriormente, o el uso de una cápsula endoscópica con una cámara incorporada, la cual permite grabar zonas del aparato digestivo humano inaccesibles para una endoscopia normal y corriente. En [10] y [11] se han realizado dos diseños de dicha cápsula endoscópica. En la imagen 2.5, puede verse un ejemplo comercial de dicha capsula. Las aplicaciones médicas pueden ser, a su vez, clasificadas en 'Wearable WBAN', 'WBAN implantables' y control remoto de dispositivos médicos.

Por otro lado, las aplicaciones no médicas se centran en el uso de estas redes para ocio o mejoras en la comunicación inalámbrica. Se distinguen varios campos como son el streaming en tiempo real, ocio y entretenimiento, emergencias no médicas, detección de emociones y seguridad.

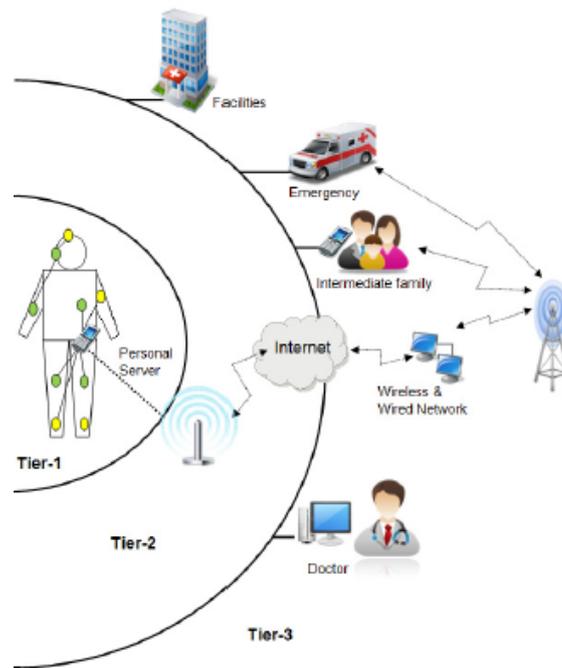


Figura 2.6: Niveles de comunicación en una red de área corporal [8]

## 2.2.4. Características de las Redes de Área Corporal

### Arquitectura de comunicación

La arquitectura de comunicación de las redes de área corporal pueden separarse en 3 niveles (véase Figura 2.6) [8]:

#### *Nivel 1 - Comunicaciones Intra-WBAN*

Corresponden a la interacción de los nodos de la red que se sitúan en un radio inferior a 2 metros alrededor del cuerpo humano. En la Figura 2.6, se puede observar la interacción entre los nodos situados sobre el cuerpo humano y el dispositivo personal (ver apartado anterior), que es el que se encarga de comunicarse con el punto de acceso a través del nivel 2 [8].

Dentro de este nivel se produce el intercambio de comunicación más interesante en cuestión de innovación tecnológica y en el que se ha centrado este trabajo a la hora de diseñar las antenas que hacen posible dicha comunicación. Existen tres tipos de comunicaciones en este nivel [13]:

- Comunicaciones off-body - Comunicación que se produce cuando uno de los elementos se encuentra en el exterior del cuerpo humano.
- Comunicaciones on-body - Comunicación que se produce cuando uno de los elementos se encuentra situado sobre el cuerpo humano o sobre la ropa.
- Comunicaciones in-body - Comunicación que se produce cuando uno de los elementos se encuentra situado en el interior del cuerpo humano, ya sea un

implante o un dispositivo temporal, como puede ser una cápsula endoscópica.

#### *Nivel 2 - Comunicaciones Inter-WBAN*

En este nivel se produce el intercambio de información entre el dispositivo personal y el/los puntos de accesos. El propósito de este nivel es la interconexión entre la red WBAN y el resto de redes como Internet o la telefonía móvil.

#### *Nivel 3 - Comunicaciones Beyond-WBAN*

El diseño de este nivel de comunicación es para el uso en áreas metropolitanas. Mediante una pasarela se pueden conectar los niveles 2 y 3; el propósito principal es el de interconectar el punto de acceso con el centro médico mediante internet u otro sistema de comunicación.

### **2.2.5. Modelos de canal y bandas de frecuencia**

En el estándar IEEE 802.15.6 se establecen diferentes rangos de frecuencia que pueden ser utilizados en función de su aplicación en redes WBAN. Por un lado, se define la banda de comunicaciones en el cuerpo humano (HBC, de sus siglas en inglés Human Body Communications), la cual opera en dos frecuencias centradas en 16 MHz y 27 MHz. Dentro del rango de ultra alta frecuencia (UHF, de sus siglas en inglés Ultra High Frequency), se define la banda para servicios de comunicaciones de implantes médicos (MICS, de sus siglas en inglés Medical Implant Communications Service), que se sitúa entre los 402 MHz y 405 MHz con canales de 300 KHz de ancho de banda. También en UHF, se reserva en el estándar las frecuencias comprendidas entre 608 y 614 MHz, 1395 y 1400 MHz, y 1427 y 1432 MHz, para telemetría médica inalámbrica. La banda Industrial, Científica y Médica (ISM, de sus siglas en inglés Industrial Scientific and Medical) también se define como posibilidad en determinados ámbitos de uso, esta banda comprende las frecuencias situadas entre 2400 y 2483.5 MHz. Por último, dentro del rango de súper alta frecuencia (SHF, de sus siglas en inglés Super High Frequency), se contempla como banda de uso la ultrawideband (UWB), que se define entre los 3.1 GHz y 10.6 GHz. Posteriormente se tratará más en detalle esta banda [8].

En la Figura 2.7, se muestran las diferentes bandas de frecuencias usadas en las redes corporales mencionadas en el párrafo anterior [8].

Los diferentes nodos de una red corporal están situados alrededor del cuerpo humano, lo que provoca la existencia de múltiples canales de transmisión entre ellos según la localización de los mismos. En el estándar 802.15.6 se definen 7 modelos de escenario de las redes de área corporal, y se asigna a cada uno de ellos una banda de frecuencia y un nombre de canal [6]. Esta asignación puede observarse en la Tabla 2.2.

Los tres primeros escenarios corresponden a nodos implantados en una red corporal. Se definen dos modelos de canal diferentes, CM1 y CM2, que pueden ser utilizados para caracterizar los escenarios de propagación de este tipo de nodos. La Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) decidió asignar la banda MICS a este tipo de escenarios. Esta

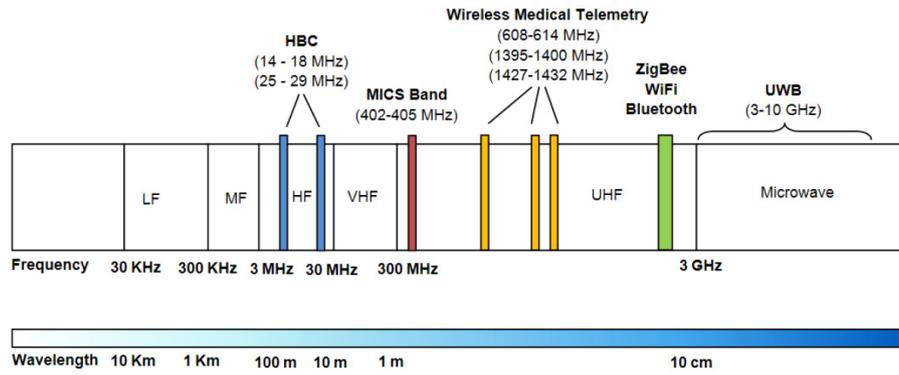


Figura 2.7: Bandas de frecuencia usadas en las redes de área corporal [8]

Escenario	Descripción	Banda de Frecuencia	Modelo de Canal
S1	Implante a Implante	(402-405) MHz	CM1
S2	Implante a Superficie Corporal	(402-405) MHz	CM2
S3	Implante a Elemento Externo	(402-405) MHz	CM2
S4	Superficie Corporal a Superficie Corporal (LoS)	13,5 - 50 - 400 - 600 - 900 MHz 2,4 - (3,1-10,6) GHz	CM3
S5	Superficie Corporal a Superficie Corporal (NLoS)	13,5 - 50 - 400 - 600 - 900 MHz 2,4 - (3,1-10,6) GHz	CM3
S6	Superficie Corporal a Elemento Externo (LoS)	900 MHz 2,4 - (3,1-10,6) GHz	CM3
S7	Superficie Corporal a Elemento Externo (NLoS)	900 MHz 2,4 - (3,1-10,6) GHz	CM3

Tabla 2.2: Escenarios de propagación en las redes de área corporal [4]

banda permite una mejor penetración en el tejido humano que a frecuencias superiores, es sin licencia y de muy bajo consumo [8].

Por último, los escenarios que comprenden comunicaciones desde elementos situados sobre el cuerpo humano con otro elemento también situados sobre el cuerpo humano y con elementos externos se engloban en el canal CM3.

### 2.2.6. Revisión del estándar IEEE 802.15.6

Como se ha comentado en la introducción, en este trabajo se ha centrado la atención en el diseño de un elemento on-body que actúe como receptor de nodos situados en el interior del cuerpo humano. Si atendemos a los distintos escenarios definidos en la Tabla 2.2, podemos comprobar como la banda de frecuencia que se reserva para estas características es la que va desde 402 a 405 MHz, la cual, como ya se ha mencionado, posee buenas características de propagación en los tejidos biológicos. Sin embargo, esta banda está restringida a aplicaciones de banda estrecha. Particularmente, la banda ISM, se ha considerado candidata para mejorar las comunicaciones in-body de la siguiente generación de dispositivos WBAN. No obstante, esta banda de frecuencias está ampliamente usada en redes WLAN y WPAN, por lo que su funcionamiento para sistemas de área corporal podría verse afectado por las interferencias que estas otras redes causarían. Por estos motivos, el rango de frecuencias Ultra-Wideband (UWB) ha emergido como potencial candidato

para las comunicaciones in-body ([11], [14], [15]). En la Figura 2.7 se puede observar como esta banda está comprendida entre 3.1 y 10.6 GHz. Sus principales beneficios son la alta velocidad de transmisión que se puede conseguir, el bajo consumo de potencia, y el bajo coste de los componentes. Sin embargo, esta banda posee un alto grado de pérdidas en el cuerpo humano, por lo que se hace necesario el diseño minucioso y eficaz de los componentes que trabajen en ella, así como la ampliación a esta banda de los distintos tipos de escenarios con tal de conseguir aplicaciones más potentes desde el punto de vista de la medicina, como puede ser la transmisión de vídeo en tiempo real con alta calidad de imagen, entre muchas otras.

## 2.3. Introducción a la tecnología UWB

Se ha podido comprobar en el apartado anterior como es necesario el diseño y desarrollo de dispositivos de redes WBAN en bandas de frecuencias más elevadas que puedan permitir el aumento necesario de ancho de banda y velocidad de transmisión para la evolución de estos sistemas. La tecnología UWB, es una tecnología de transmisión vía radio y se presenta como la principal candidata a solucionar los problemas de banda estrecha y baja transmisión de las aplicaciones de redes corporales [16].

### 2.3.1. Historia

El término 'ultrawideband' no se empezó a aplicar a estos sistemas hasta el año 1989, donde el departamento de defensa de los Estados Unidos lo usó para referirse a la señal o sistema con un ancho de banda relativo que excedía el 20 % o un ancho de banda absoluto mayor de 500 MHz [17]. Sin embargo, las primeras contribuciones al desarrollo de señales de radio frecuencia UWB empezaron a darse a finales de la década de 1960, con Harmuth en América y Paul van Etten en Europa. En 1973, Ross y Robbins realizaron la primera patente, en la que usaban señales UWB en comunicaciones y aplicaciones radar, a través de esquemas de codificación. En 1990, emerge el primer sistema comercial, y por último, en el año 2002, la FCC aprueba la banda UWB para la comercialización [16].

### 2.3.2. Características

El principio de funcionamiento de la tecnología UWB se basa en la transmisión de pulsos con tiempos de subida y bajada muy cortos, por tanto, utiliza modulación por posición de pulso o modulación temporal. Los sistemas de pulsos de UWB han demostrado tener la capacidad de transmisión de hasta 1.3 gigapulsos por segundo usando una corriente continua de pulsos, soportando codificación forward error correction (FEC), alcanzando los 675 Mbit/s. El hecho de usar pulsos de duración tan corta evita el efecto multicamino en señales de banda estrecha, aunque existe interferencia entre pulsos en sistemas de mayor velocidad, lo que puede ser mitigado con técnicas de codificación [16]. La modulación de los datos consiste básicamente en variar la posición de los pulsos empleando códigos PN (técnica de espectro ensanchado), lo que produce un espectro de banda ancha muy resistente a interferencias. Además, como las señales UWB son de baja potencia, causan

muy poca interferencia al resto de señales de otras tecnologías inalámbricas [18]. Por otro lado, esta tecnología permite fabricar sistemas de comunicaciones de menor complejidad y menor coste.

La principal característica de los sistemas UWB es la gran capacidad de transmisión que poseen debido al gran ancho de banda disponible. Sin embargo, para poder alcanzar el límite teórico de Shannon, son necesarias técnicas de corrección de errores como el comentado anteriormente FEC o códigos Reed-Solomon. Además, algunos de estos sistemas usan receptores con técnicas 'rake' para recuperar la señal degenerada por el multicamino [16]. Con todo esto, en la práctica se pueden alcanzar velocidades en torno a 400 o 500 Mbit/s en comunicaciones de hasta 10 metros y de baja potencia.

Actualmente, UWB se está estandarizando en tres diferentes IEEE estándares:

- IEEE 802.15.3a - Rechazado. Incluía dos propuestas para UWB: la propuesta de OFDM, y la propuesta de secuencia directa (DS).
- IEEE 802.15.4a - La propuesta de DS fue aprobada para ratios de información bajos. Además se discute la incorporación de UWB como capa física para Bluetooth, en el caso de IEEE 802.15.1.
- ECMA-368 - Actualmente aprobado. Coincide con el ISO/IEC 26907 y emplea OFDM multibanda.

### 2.3.3. Ventajas e inconvenientes de UWB en comunicaciones in-body

Como ya se ha mencionado en algunos puntos de la memoria, las principales ventajas en el uso general de la tecnología UWB son su bajo consumo, bajo coste (se puede usar tecnología CMOS) y alta productividad. Además, el hecho de trabajar en esta banda de frecuencia en las redes WBAN supone un gran beneficio y permiten a este tipo de sistemas continuar evolucionando para poder adaptarse a las nuevas necesidades tanto médicas como sociales.

Por esto, en lo que concierne a las comunicaciones in-body, la principal ventaja que presenta la banda UWB frente al resto de bandas definidas en el estándar IEEE 802.15.6 (ver 2.2.5) es el gran ancho de banda que se puede lograr, y por tanto, la alta tasa binaria (entre 100 y 500 Mbps dependiendo del escenario), que permite la transmisión de video de alta calidad en tiempo real entre otras aplicaciones médicas. Por otro lado, la reutilización de espectros de UWB permite el uso de un mismo canal sin interferencias.

Sin embargo, el uso de esta banda en comunicaciones in-body también presenta un principal inconveniente. Las altas pérdidas que se producen en los tejidos humanos en estas frecuencias. Concretamente, a partir de 6 GHz es complicada la comunicación con dispositivos situados dentro del cuerpo humano, por lo que, generalmente, se hace un mayor énfasis en el uso de la parte baja de la banda UWB, que comprende desde 3.1 a 6 GHz.

Teniendo en cuenta la constante demanda de ancho de banda y altas tasas de transmisión que se produce en el campo de las aplicaciones médicas, se hace necesario el desarrollo

y diseño de dispositivos en tecnologías que permitan ofrecer estos requerimientos. Por este motivo, los dispositivos para sistemas WBAN, y más concretamente, para aplicaciones in-body, están siendo desarrollados en bandas de frecuencia cada vez más altas, como es la banda UWB, que fuerzan a una futura revisión del estándar IEEE 802.15.6 para la inclusión de esta banda en este tipo de escenarios de propagación.

En este trabajo se pretende el diseño de una antena situada sobre el cuerpo humano que actúe como receptora de datos provenientes de dispositivos situados in-body. Teniendo en cuenta las características y necesidades mencionadas en estos apartados, esta antena se centra en el uso de la banda UWB para lograr estos propósitos.

## 2.4. Propiedades electromagnéticas y modelado del cuerpo humano

A lo largo de la sección anterior se han presentado las principales características y elementos que conforman las redes de área corporal. Se ha podido comprobar, como a la hora de plantear un diseño de algún elemento de este tipo de redes, el cuerpo humano compone una particularidad muy importante. En el modelado del cuerpo humano en sistemas de comunicaciones intracorporales, el cuerpo humano se puede considerar como un modelo multicapa consistente en diferentes tejidos con pérdidas [1]. Los tejidos humanos son, generalmente, dispersivos en frecuencia, lo cual provoca que la señal sea distorsionada cuando se propaga a través de ellos. Por tanto, es de vital importancia analizar la propagación de microondas en el cuerpo humano teniendo en cuenta todas las dependencias frecuenciales de los diferentes tejidos [1].

En esta sección se presentan diversos estudios teóricos de las propiedades corporales en términos electromagnéticos, y se muestran diversos modelos prácticos a la hora de llevar a cabo un diseño de tales características.

### 2.4.1. Propagación de microondas en un medio con pérdidas

Por norma general, un medio homogéneo, isotrópico y con pérdidas se describe mediante una permitividad compleja,  $\underline{\epsilon}$ , y una permeabilidad compleja,  $\underline{\mu}$ , las cuales se definen como

$$\underline{\epsilon} = \epsilon' - j\epsilon'', \quad (2.1)$$

$$\underline{\mu} = \mu' - j\mu'', \quad (2.2)$$

donde  $\epsilon''$  y  $\mu''$  describen las pérdidas dieléctricas y magnéticas respectivamente y  $\epsilon'$  es la permitividad relativa del medio por la permitividad en espacio libre.  $\mu''$  no existe en los tejidos biológicos, por lo que se asume 0. Además, la permeabilidad puede escribirse como  $\underline{\mu} = \mu_0$ , ya que los tejidos humanos no son magnéticos [1].

Asumiendo que el medio tiene una conductividad  $\sigma$ , existe una densidad de corriente  $\vec{J}$ , y una densidad de flujo  $\vec{D}$ , que pueden definirse como

$$\vec{J} = \sigma \vec{E}, \quad (2.3)$$

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E}, \quad (2.4)$$

donde  $E$  es la intensidad de campo eléctrico,  $\varepsilon_0$  y  $\varepsilon_r$  la permitividad en espacio libre y la permitividad relativa del medio con pérdidas, respectivamente. Teniendo en cuenta la variación temporal de las ondas electromagnéticas, la intensidad de campo se describe como

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, y, z) e^{j\omega t}, \quad (2.5)$$

donde  $\omega = 2\pi f$  es la frecuencia angular y  $f$  es la frecuencia.

Basándose en 2.3 y 2.4, la ecuación de Maxwell en su forma diferencial para el campo magnético  $\vec{H}$  puede modificarse a

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{H} &= \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} + \vec{J} \\ &= j\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} + \sigma \vec{E} \\ &= j\omega \varepsilon_0 \left[ \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right] \vec{E}. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Por tanto, la permitividad compleja puede ser modificada a

$$\underline{\varepsilon} = \varepsilon_0 \left( \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_r} \right). \quad (2.7)$$

La tangente de pérdidas puede ser calculada como

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_r \varepsilon_0}. \quad (2.8)$$

Considerando ahora la ecuación diferencial de Maxwell para el campo eléctrico

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -j\omega \mu_0 \vec{H}, \quad (2.9)$$

asumiendo que el medio está libre de fuentes, la ecuación de onda para  $\vec{E}$  puede obtenerse modificando 2.9 como:

$$\begin{aligned}\nabla \times \nabla \times \vec{E} &= \nabla \times (-j\omega\mu_0\vec{H}) = -j\omega\mu_0\nabla \times \vec{H} \\ \nabla (\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E} &= \omega^2\mu_0\varepsilon_0 \left[ \varepsilon_r - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} \right] \vec{E} \\ \nabla^2 \vec{E} + \omega^2\mu_0\varepsilon_0 \left[ \varepsilon_r - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} \right] \vec{E} &= 0.\end{aligned}\tag{2.10}$$

Simplificando 2.10, el número de onda en un medio con pérdidas puede definirse como

$$k = \omega \sqrt{\mu_0\varepsilon_0 \left[ \varepsilon_r - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} \right]}.\tag{2.11}$$

Teniendo el número de onda  $k$ , la constante de propagación compleja puede determinarse como

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega \sqrt{\mu_0\varepsilon_0 \left[ \varepsilon_r - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} \right]},\tag{2.12}$$

donde  $\alpha$  y  $\beta$  son, respectivamente, la constante de atenuación y la fase. Separando la parte real de la imaginaria de 2.12 se obtienen dos términos:

$$\alpha = \frac{\omega}{c_0} = \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{2} \left[ \sqrt{1 + \left( \frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r} \right)^2} - 1 \right]},\tag{2.13}$$

$$\beta = \frac{\omega}{c_0} = \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{2} \left[ \sqrt{1 + \left( \frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r} \right)^2} + 1 \right]},\tag{2.14}$$

Puede comprobarse como la atenuación es distinta de cero y la fase también se ve modificada [1].

### Longitud de onda

La longitud de onda de una señal que se propaga en un medio con pérdidas se define como [1]

$$\lambda_m = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi c_0}{\omega \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{2} \left[ \sqrt{1 + \left( \frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r} \right)^2} + 1 \right]}}\tag{2.15}$$

### Profundidad de penetración

La profundidad de penetración  $\delta_p$  describe la capacidad de las ondas electromagnéticas de penetrar en un medio con pérdidas. Se define como penetración, al punto en el que la amplitud del campo decae  $\frac{1}{e}$  desde el valor inicial, y puede describirse como [1]

$$\delta_p = \frac{1}{\alpha} = \frac{c_0}{\omega \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{2} \left[ \sqrt{1 + \left( \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r} \right)^2} - 1 \right]}} \quad (2.16)$$

### Atenuación

Asumiendo que las ondas se propagan en la dirección  $+z$ , la atenuación del campo eléctrico en dicha dirección puede escribirse como [1]

$$D_a = \frac{|E(z)|}{|E(0)|} = \frac{|E(0)| \cdot e^{-\alpha z}}{|E(0)|} = e^{-\alpha z}, \quad (2.17)$$

donde la atenuación en dB es:

$$D_a|_{dB} = 20 \cdot \log_{10} (e^{-\alpha z}) = z \cdot \alpha \cdot 20 \cdot \log_{10} (e) = 8,686 \cdot z. \quad (2.18)$$

Por tanto la constante de atenuación en dB se puede expresar como  $8,686 \cdot \alpha$ .

### Impedancia de onda

La impedancia de onda en un medio con pérdidas también se modifica en un valor complejo [1]:

$$Z_m = \sqrt{\frac{\underline{\mu}}{\underline{\varepsilon}}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \left[ \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right]}}. \quad (2.19)$$

Fijándonos solo en señales de banda ancha, la dispersión en frecuencia puede despreciarse, por lo que la permitividad compleja en un medio con pérdidas de 2.7 puede modificarse a

$$\underline{\varepsilon}(\omega) = \varepsilon_0 \left[ \varepsilon_r(\omega) - j \frac{\sigma(\omega)}{\omega \varepsilon_0} \right], \quad (2.20)$$

donde  $\varepsilon_r(\omega)$  y  $\sigma(\omega)$  son la permitividad y conductividad dependientes de la frecuencia.

Por último, la constante de atenuación, fase, y la impedancia de onda pueden ser calculadas si se conoce la permitividad compleja. Debido a que dichas permitividades de los diferentes tejidos humanos son la base para cualquier análisis y diseño de propagación en el cuerpo humano, se introducen en el siguiente apartado.

#### 2.4.2. Propiedades dieléctricas de los tejidos humanos

Las propiedades dieléctricas de los tejidos humanos describen el nivel de interacción de las ondas electromagnéticas con las moléculas de dichos tejidos. Las ecuaciones de Debye

y Cole-Cole predicen la permitividad de los tejidos en base a datos experimentales.

### Ecuaciones Debye y Cole-Cole

La ecuación de Debye describe la dispersión en frecuencia de las propiedades dieléctricas de los tejidos humanos [1]:

$$\underline{\varepsilon} = \varepsilon_0 \left( \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega\tau'}, \quad (2.21)$$

donde  $\varepsilon_\infty$  y  $\varepsilon_s$  son la permitividad cuando  $\omega \rightarrow \infty$  y cuando  $\omega \rightarrow 0$ , respectivamente.  $\tau'$  es el tiempo de relajación, el cual es el tiempo requerido para que un dipolo estimulado vuelva a su estado original. Es necesario tener en cuenta que solo se tiene en cuenta en esta ecuación un tiempo de relajación de primer orden. Por lo que la ecuación de Debye no es suficiente para predecir el comportamiento dieléctrico de los tejidos en banda ancha.

El comportamiento dieléctrico de los tejidos humanos en una amplia banda de frecuencias puede separarse en 4 regiones de dispersión clasificadas acorde con los diferentes mecanismos de polarización. La ecuación de Cole-Cole es la versión mejorada de la ecuación de Debye, ya que aporta múltiples términos de dispersión. Estos términos predicen la dependencia frecuencial en cada región de dispersión. Esta ecuación puede verse en 2.22, donde  $\alpha_n$  es un parámetro que mide la anchura de la dispersión, donde  $n$  indica las 4 regiones de dispersión,  $\nabla\varepsilon = \varepsilon_s - \varepsilon_\infty$  denota la magnitud de la dispersión, y  $\sigma_i$  es la conductividad iónica estática [1].

$$\underline{\varepsilon}(\omega) = \varepsilon_0 \left( \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right) = \varepsilon_\infty + \sum_n \frac{\nabla\varepsilon_n}{1 + (j\omega\tau'_n)^{(1-\alpha_n)}} + \frac{\sigma_i}{j\omega\varepsilon_0}, \quad (2.22)$$

### Características electromagnéticas de los tejidos humanos

Basándose en la ecuación de Cole-Cole (2.22), los distintos parámetros dieléctricos de diferentes tejidos se han calculado en [19] para un rango de frecuencias comprendido entre 10 Hz y 100 GHz. Todos los datos de cada uno de los tejidos disponibles los recopiló en el año 1996 Camelia Gabriel, física del King's College of London [20]. Donde más de 25 tejidos fueron estudiados in vitro procedentes de animales y humanos, y también algunos tejidos in vivo, como la palma de la mano, la planta del pie y la piel del brazo.

En la Figura 2.8 se muestra la permitividad relativa ( $\varepsilon_r$ ) para distintos tejidos humanos entre 1MHz y 100 GHz. Se hace especial mención de estos tejidos ya que son los principales implicados en el área del cuerpo relevante para este trabajo, la cavidad abdominal. Se puede observar como el músculo, la piel y el intestino delgado, tienen unos valores y tendencia similares, mientras que la permitividad de la grasa es bastante menor. Además, se puede comprobar como desde 100 MHz hasta aproximadamente 1 GHz las variaciones de permitividad son relativamente pequeñas.

En la Figura 2.9 se observa la conductividad en  $[S/m]$  para los mismos tejidos. En este caso las variaciones se producen a partir de 1 GHz, salvo en el caso de la piel, cuya

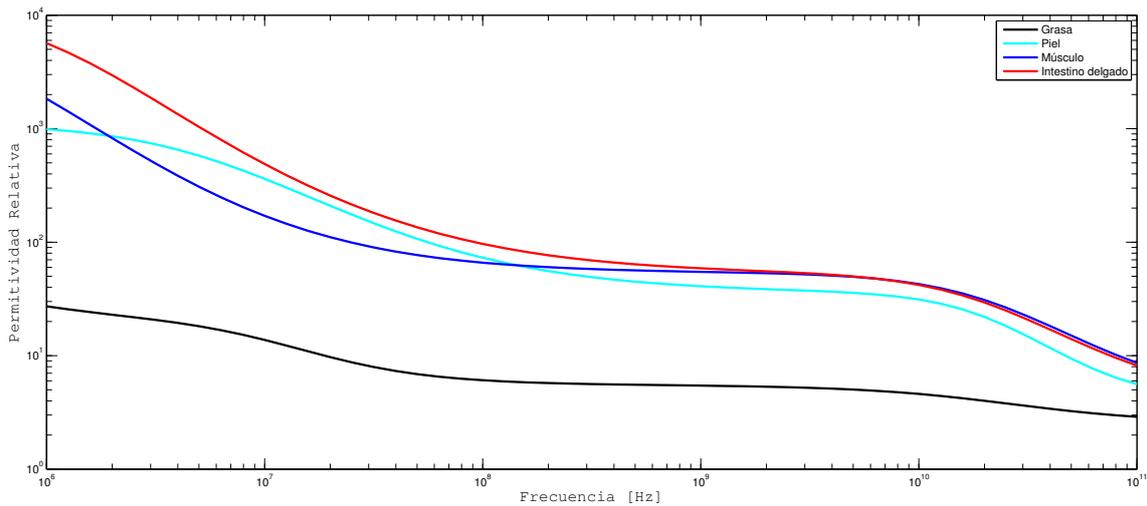


Figura 2.8: *Permitividad relativa de diferentes tejidos humanos [19]*

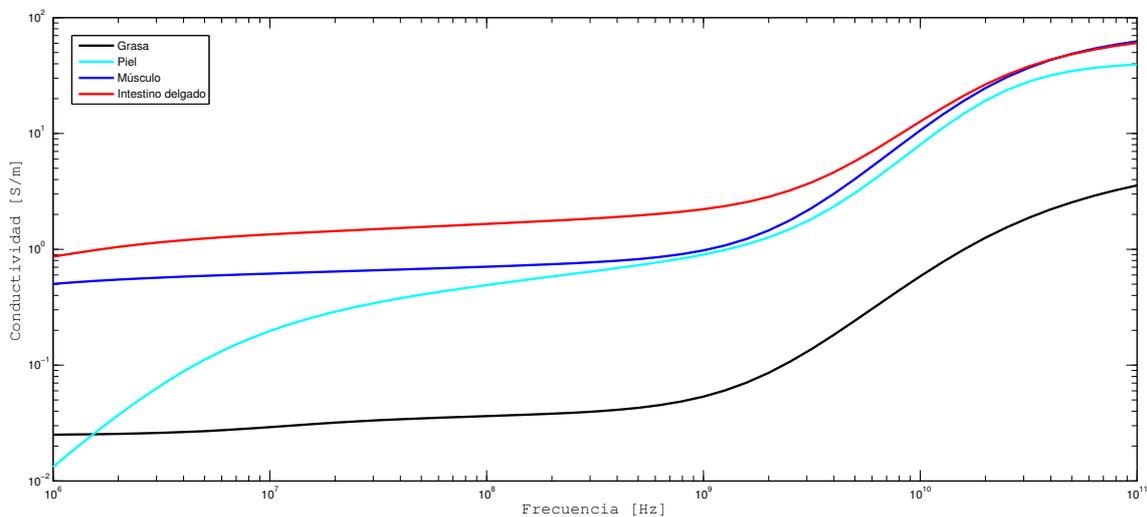


Figura 2.9: *Conductividad en S/m de diferentes tejidos humanos [10]*

conductividad sufre grandes variaciones en todo el rango de frecuencias.

En el caso de la profundidad de penetración, Figura 2.10, se puede extraer que el comportamiento para los 4 tejidos es prácticamente el mismo en toda la banda de frecuencias, así como que a frecuencias elevadas, la profundidad de penetración decrece drásticamente.

Por último, la Figura 2.11 muestra la tangente de pérdidas de los 4 tejidos para la banda de frecuencias comprendida entre 1 MHz y 100 GHz.

### Escenarios de validación de dispositivos corporales

Se puede entender como a la hora de realizar un diseño de un dispositivo que trabaja en un entorno biológico, se hace vital la comprobación de la influencia que tienen dichos tejidos sobre el elemento desarrollado antes de la fabricación. Del mismo modo, una vez fabricado, se debe estudiar y verificar que el funcionamiento obtenido en la fase de diseño coincide con la realidad antes de involucrar a personas o animales vivos. Por todos estos

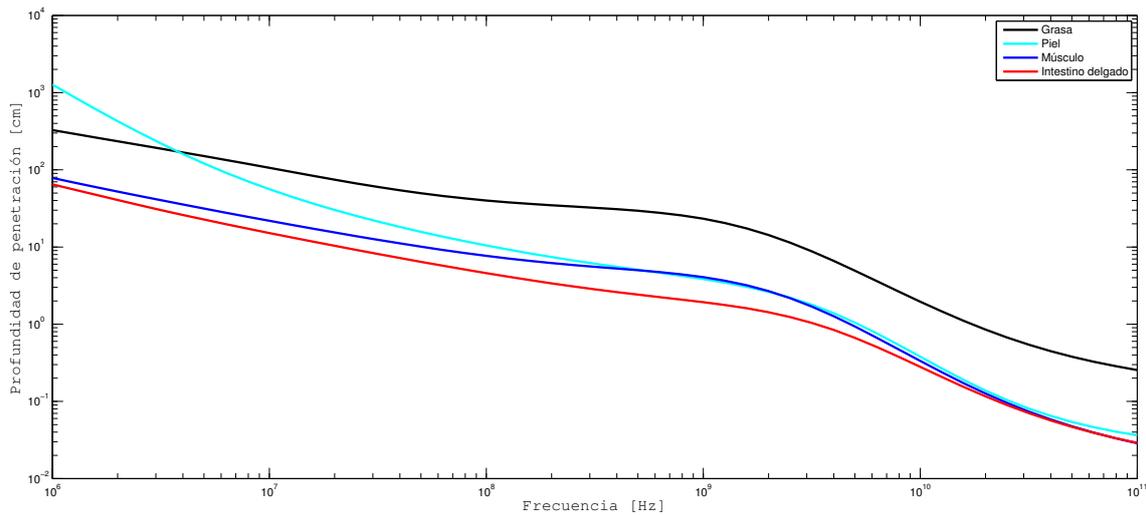


Figura 2.10: Profundidad de penetración en cm de diferentes tejidos humanos [10]

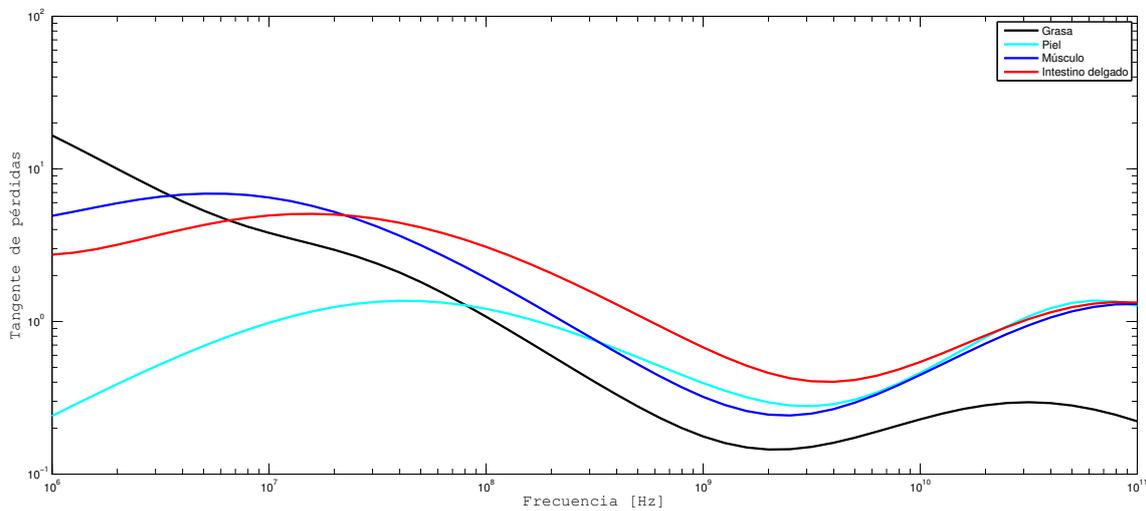


Figura 2.11: Tangente de pérdidas de diferentes tejidos humanos [10]

motivos se definen tres escenarios en la validación de dispositivos:

### Simulaciones

En las primeras fases de diseño de un dispositivo para una red de área corporal, se debe incorporar a las simulaciones llevadas a cabo con el software pertinente, las características dieléctricas de los tejidos implicados. Existen dos formas de emular los tejidos biológicos dependiendo de la complejidad y exactitud teórica:

- Modelo de capas - Son los más simples desde un punto de vista de complejidad y coste computacional. Emulan al cuerpo humano mediante una capa homogénea o heterogénea rectangular de un cierto grosor. En modelo heterogéneo, se distinguen varias capas que simulan a los distintos tejidos que componen el cuerpo humano [13]. El modelo de capas es el más utilizado en investigación, primeros desarrollos y diseños comerciales, ya que, es el menos pesado computacionalmente hablando debido a la reducción del número de puntos de cálculo



Figura 2.12: Ejemplo de phantom líquido usado principalmente en medidas de SAR [24]

en la simulaciones en comparación con modelos más complejos como los human voxel models o los CAD model. Además, son una aproximación fiable del comportamiento real de los tejidos. [21] y [22] son un claro ejemplo del uso de este modelo.

- Modelo Voxel - Este tipo de modelo reproducen casi a la perfección la geometría humana, y proporcionan una manera de emular las propiedades electromagnéticas de los tejidos más exacta [23]. Sin embargo, la exactitud en la representación de la geometría humana supone una elevada carga computacional, por lo que son necesarios ordenadores de gran capacidad, lo que implica un gran coste.

#### *Laboratorio*

Una vez diseñado y fabricado el elemento de la red WBAN en cuestión, es necesario comprobar que los resultados se corresponden con lo visto en las simulaciones. Sin embargo, como se puede comprender, en entornos de elementos in body (no así con elementos on body u off body) se hace imposible realizar medidas de laboratorio con muestras humanas por razones tanto éticas como morales. Por este motivo, una solución coste-efectiva de simular las propiedades electromagnéticas del cuerpo humano de forma fiable, pueden ser las disoluciones químicas conocidas como phantoms. Existen varios tipos de phantoms según su composición [13]:

- Phantoms líquidos - Son una solución química que trata de emular las propiedades electromagnéticas de los tejidos humanos en un ancho de banda determinado. La principal desventaja de este tipo de phantoms es la limitación frecuencial en la que el líquido presenta las propiedades dieléctricas correctas. Su principal ventaja es la facilidad de fabricación. En la Figura 2.12 puede verse un ejemplo.
- Phantoms semisólidos (Gel) o sólidos (húmedos) - Con el motivo de eliminar la carcasa necesaria en el uso de phantoms líquidos, que influye de manera directa

en las medidas realizadas, aparecen este tipo de phantoms mediante el uso de un coagulante en el líquido.

- Phantoms sólidos (secos) - Un phantom sólido se compone de materiales que son capaces de mantener la forma en un largo periodo de tiempo.

#### *In Vivo*

En la fase final de validación de dispositivos implantables, se realizan medidas de los componentes diseñados sobre animales de laboratorio que aportan unos resultados más realistas [25]. Este tipo de medidas se realizan en entornos clínicos, lo cual hace necesaria la intervención de especialistas médicos, que aumentan el coste del proceso y causa que no se puedan realizar estas medidas de forma continuada.

## Capítulo 3

# Introducción al empleo de antenas para comunicaciones intracorporales

A lo largo del capítulo 2 se ha visto la importancia de las redes de área corporal en el presente y, teniendo en cuenta los grandes avances que se están produciendo en este ámbito tecnológico, lo imprescindibles que se volverán en el futuro. Se ha podido comprobar como los canales de frecuencias asignados a este tipo de aplicaciones actualmente no satisfacen las necesidades de ancho de banda y velocidad de transmisión de las aplicaciones BAN. Por este motivo, es importante el desarrollo de dispositivos en nuevas tecnologías que permitan conseguir los requerimientos actuales y futuros de estos sistemas. La banda de frecuencias UWB se presenta como candidata en el futuro desarrollo de estas aplicaciones y hace cada vez más necesaria una revisión del estándar IEEE 802.15.6.

Como ya se ha mencionado, en este trabajo se ha procedido al diseño y fabricación de una antena cuya función es la de actuar de elemento receptor en una red WBAN dentro de la llamada ultrawideband. Esta antena se situará sobre el cuerpo humano, por lo que es considerada un elemento on-body, y recibirá los datos provenientes de otra u otras antenas implantadas en el cuerpo humano (elementos in-body). Por estos motivos, en este capítulo se exponen los principales parámetros teóricos que es necesario conocer a la hora de abordar el diseño de antenas para este tipo de aplicaciones. Por otro lado se presentarán y explicarán brevemente los principales tipos de antena más utilizados en estos entornos.

### 3.1. Parámetros de antenas en un medio con pérdidas

#### 3.1.1. Impedancia y coeficiente de reflexión

La impedancia de una antena se define como la relación entre la tensión y la corriente en sus terminales de entrada. Dicha impedancia es en general compleja, la parte real se denomina resistencia de antena y la parte imaginaria, reactancia de antena [26]. El circuito equivalente en transmisión de una antena puede verse en la Figura 3.1, donde la antena

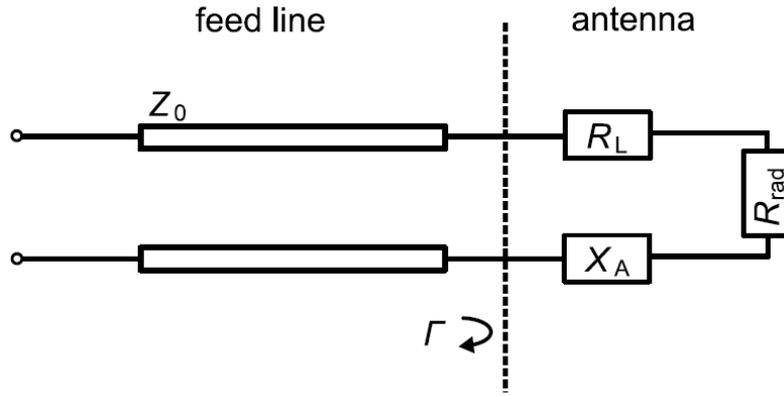


Figura 3.1: Circuito equivalente de transmisión de una antena [1]

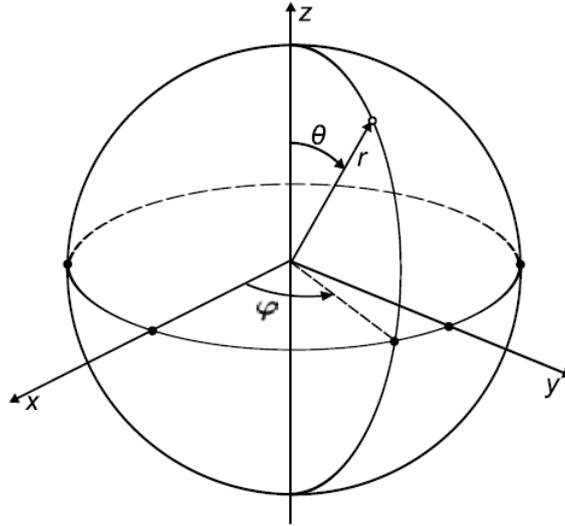


Figura 3.2: Ilustración de un sistema de coordenadas esféricas [1]

se alimenta mediante una línea de transmisión de impedancia  $Z_0$ . La impedancia de la antena se expresa como

$$\underline{Z}_A = R_L + R_{rad} + jX_A, \quad (3.1)$$

donde  $R_L$  y  $R_{rad}$  son la resistencia de pérdidas y la resistencia de radiación de la antena, respectivamente,  $X_A$  es la reactancia de la antena.

La antena se asume que está situada en un medio con pérdidas de dimensiones infinitas acorde con el sistema de coordenadas que puede verse en la Figura 3.2.

Teniendo en cuenta la definición en el caso de la antena en espacio libre, la resistencia de radiación puede expresarse en términos de potencia radiada en campo lejano y corriente de entrada [1]:

$$R_{rad} = \frac{P_{rad}}{I^2} = \frac{\iint P(\theta, \varphi) r^2 \sin \theta d\theta d\varphi}{I^2}, \quad (3.2)$$

donde la densidad de potencia en un medio con pérdidas  $P(\theta, \varphi)$  puede ser escrita como

$$P(\theta\varphi) = \text{Re} \left[ \frac{|\vec{E}|^2}{Z_m} \cdot e^{-2\alpha r} \right], \quad (3.3)$$

la cual está modificada por un factor de decaimiento  $e^{-2\alpha r}$  para compensar la atenuación causada por el medio con pérdidas. Aunque la atenuación que introduce el medio con pérdidas está compensada con dicho factor, la resistencia de radiación aún difiere con la resistencia de radiación de la antena en espacio libre. Esto es debido a la alteración que se produce en la distribución de corriente por la presencia del medio con pérdidas con una alta permitividad relativa [1].

Con la resistencia de radiación y reactancia de la antena adaptada al cuerpo, la eficiencia de la antena y el coeficiente de reflexión  $\Gamma$  se definen como

$$\eta_{\Omega} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_L}, \quad (3.4)$$

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0}, \quad (3.5)$$

Atendiendo a la matriz de parámetros S de un dispositivo, la cual relaciona la potencia incidente y reflejada con la impedancia de línea de dicho dispositivo, se puede deducir que el coeficiente de adaptación es equivalente al parámetro  $S_{11}$ .

Teóricamente, para conseguir una buena adaptación, se requiere que la impedancia de la antena  $Z_A$  sea la conjugada de la impedancia de la línea  $Z_0$ . En la práctica, en la mayoría de aplicaciones, se considera que una buena adaptación se produce cuando el coeficiente de reflexión es menor que -10 dB. En aplicaciones de comunicaciones móviles se usa el criterio de adaptación a -6dB debido a la influencia de la proximidad del cuerpo humano y la banda estrecha de los canales de estas aplicaciones.

El ancho de banda de la antena se define como la diferencia entre las frecuencias cuyo coeficiente de reflexión es, generalmente, menor de -10 dB (se ha comentado en el párrafo anterior el criterio seguido en aplicaciones móviles, donde se considera el ancho de banda a partir de -6 dB). Como conseguir un mayor o menor ancho de banda depende mucho de la banda de frecuencias en la que se trabaje, se define el ancho de banda relativo como medida de calidad de este parámetro, y su ecuación viene dada por:

$$B_{rel} = \frac{f_2 - f_1}{f_m} \cdot 100, \quad (3.6)$$

donde  $f_2$  y  $f_1$  son la frecuencia superior e inferior donde la antena está adaptada, y  $f_m$  es la frecuencia central de resonancia.

Como se ha comentado en el capítulo anterior (véase 2.3), la banda UWB posee las características necesarias que permiten conseguir altos anchos de banda, tanto absolutos como relativos.

### 3.1.2. Diagrama de radiación en campo cercano y lejano

El diagrama de radiación se entiende como una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena como una función de las coordenadas del espacio [27]. Basándose en el sistema de coordenadas de la Figura 3.2, el diagrama de la antena se relaciona con los ángulos sólidos  $\theta$  y  $\varphi$  y en función del campo eléctrico como [1]

$$C(r, \theta, \varphi) = \frac{|\vec{E}(r, \theta, \varphi)|}{|\vec{E}(r, \theta, \varphi)|_{max}} \Big|_{r=const.} \quad (3.7)$$

También se puede expresar el diagrama en función de la potencia radiada como [26]

$$T(r, \theta, \varphi) = \frac{|\vec{P}(r, \theta, \varphi)|}{|\vec{P}(r, \theta, \varphi)|_{max}} \Big|_{r=const.} \quad (3.8)$$

Por tanto, es evidente que  $T(r, \theta, \varphi) = C^2(r, \theta, \varphi)$ .

Dependiendo de la distancia a la antena, se puede hacer una distinción entre radiación en campo cercano y campo lejano. Por este motivo, el campo electromagnético radiado por una antena puede ser simplificado en tres regiones características [1]:

- Región de Rayleigh - Corresponde a la región reactiva de campo cercano. Está causada por las cargas y corrientes de la antena y la potencia reactiva que se radia.
- Región de Fresnel - Incrementando la distancia a la antena, los campos radiados empiezan a producirse pero aún son dependientes de la distancia a la antena, es lo que se denomina a la región de radiación de campo cercano.
- Región de Fraunhofer - Esta región comienza cuando los campos eléctrico y magnético no se ven afectados por las cargas y corrientes. En esta región se produce la llamada radiación en campo lejano, donde la onda de la antena puede ser considerada como una onda plana.

Estas tres regiones pueden ser definidas mediante el tamaño de la antena  $D_A$  y la longitud de onda  $\lambda_m$  como [1]:

$$\text{Región de Rayleigh: } r_A \leq \frac{\lambda_m}{2\pi}, \quad (3.9)$$

$$\text{Región de Fresnel: } \frac{\lambda_m}{2\pi} \geq r_A \leq \frac{2D_m^2}{\lambda_m}, \quad (3.10)$$

$$\text{Región de Fraunhofer: } r_A \geq \frac{2D_m^2}{\lambda_m}, \quad (3.11)$$

Debido a que las antenas que trabajan en las redes de área corporal operan la mayoría de veces en la región de Fresnel, la radiación en campo cercano de dichas antenas debe ser considerada y estudiada en su diseño.

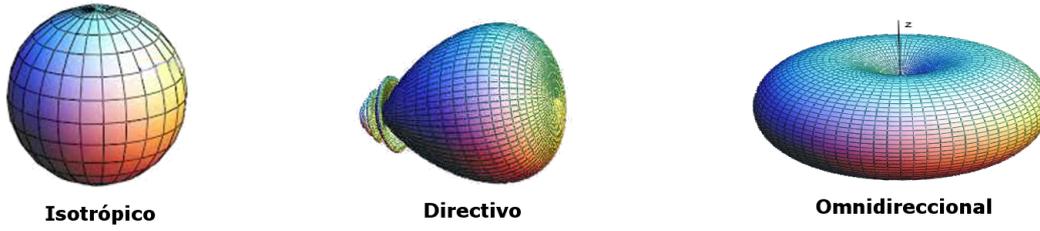


Figura 3.3: Diagramas de radiación típicos de una antena [26]

Por otro lado, se suele distinguir entre antenas isotrópicas, direccionales y omnidireccionales dependiendo de su diagrama de radiación en campo lejano. Una antena isotrópica es aquella cuya radiación se transmite uniformemente en todas las direcciones del espacio; en este caso el diagrama de radiación es una esfera perfecta. Es importante tener en cuenta que no es posible obtener este tipo de antenas en la práctica, sin embargo, se utilizan matemáticamente para comparar sus características con otro tipo de antenas. Se entiende como antena direccional a aquella que tiene la propiedad de radiar o recibir ondas electromagnéticas más eficientemente en algunas direcciones que en otras. Una antena omnidireccional radia por igual en todas las direcciones del plano [27]. En la Figura 3.3 se puede observar un ejemplo de cada uno de ellos.

### 3.1.3. Directividad y ganancia

#### Directividad

La directividad de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia, y la densidad de potencia que radiaría a la misma distancia una antena isotrópica, a igualdad de potencia radiada [26]. La directividad en función de los ángulos  $\theta$  y  $\varphi$  viene dada en la ecuación 3.12.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_{rad}}{4\pi r^2}}. \quad (3.12)$$

La directividad máxima se puede obtener en general a partir del diagrama de radiación de la antena

$$D_{max} = \frac{P_{max}}{\frac{\iint P(\theta, \varphi) r^2 \sin \theta d\theta d\varphi}{4\pi r^2}}, \quad (3.13)$$

Simplificando

$$D_{max} = \frac{4\pi}{\iint \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{max}} \sin \theta d\theta d\varphi} = \frac{4\pi}{\iint T(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi} = \frac{4\pi}{\Omega_e}, \quad (3.14)$$

donde el término  $\Omega_e = \iint T(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi$  se conoce como ángulo sólido equivalente.

## Ganancia

La ganancia de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica, a igualdad de distancias y potencias entregadas a la antena [26].

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_{ent}}{4\pi r^2}}, \quad (3.15)$$

En la definición de directividad se habla de potencia radiada por la antena, mientras que en la definición de ganancia se habla de potencia entregada a la antena. La diferencia entre ambas potencias es la potencia disipada por la antena debida a pérdidas óhmicas.

Se puede definir por tanto la eficiencia como la relación entre la potencia radiada por una antena y la potencia entregada a la misma [26].

$$\eta_\Omega = \frac{P_{rad}}{P_{ent}}, \quad (3.16)$$

La cual es equivalente a la Ec. 3.4 vista en 3.1.1.

Por tanto la relación entre ganancia y directividad de una antena es

$$G(\theta, \varphi) = \eta_\Omega D(\theta, \varphi), \quad (3.17)$$

### 3.1.4. Polarización

El campo electromagnético es una magnitud vectorial que además de variar con el espacio, lo hace también con el tiempo. La polarización de una onda describe dicha variación temporal del vector de campo eléctrico para una dirección dada [26].

Si se considera una onda plana propagándose en la dirección  $\hat{z}$ , el campo instantáneo de la onda puede descomponerse como suma de dos vectores ortogonales en el plano XY:

$$\vec{E}(z, t) = \hat{x}E_x(z, t) + \hat{y}E_y(z, t)$$

La proyección del vector  $\vec{E}(z, t)$  en el plano XY describe una elipse denominada elipse de polarización. El fasor del campo total se expresa como

$$\vec{E} = \hat{x}E_x e^{j\varphi_x} + \hat{y}E_y e^{j\varphi_y}$$

siendo  $E_x$  y  $E_y$  las amplitudes máximas de las componentes X e Y respectivamente, y  $E_x e^{j\varphi_x}$  y  $E_y e^{j\varphi_y}$  los fasores que definen a cada una de las componentes del campo eléctrico [26]. Se pueden distinguir varios casos particulares dependiendo de las amplitudes o desfase entre las componentes ortogonales del campo eléctrico (Figura 3.4).

#### *Polarización lineal*

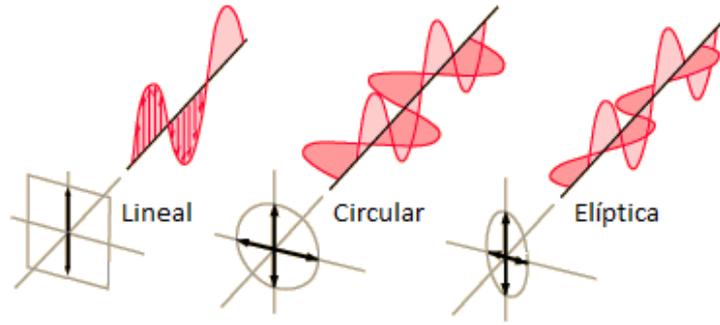


Figura 3.4: Tipos de polarizaciones [28]

Se produce cuando una de las dos amplitudes de las componentes del campo eléctrico es cero:

$$E_x = 0 \text{ ó } E_y = 0$$

o bien que la diferencia de fase entre las dos componentes sea

$$\Delta_\varphi = \varphi_y - \varphi_x = n\pi$$

#### *Polarización circular*

Se produce cuando las amplitudes de las dos componentes ortogonales son iguales ( $E_x = E_y$ ) y la diferencia de fase entre ambas es

$$\Delta_\varphi = \varphi_y - \varphi_x = \pm \left( \frac{1}{2} + 2n \right) \pi, n = 0, 1, 2 \dots$$

Cuando  $\Delta_\varphi = -\pi/2$ , la polarización se denomina circular a derechas, mientras que cuando  $\Delta_\varphi = \pi/2$ , la polarización se denomina circular a izquierdas.

#### *Polarización elíptica*

Cualquier otra combinación diferente a las descritas anteriormente produce una polarización elíptica en general.

### **Coefficiente de desacople de polarización**

Se define el coeficiente de desacople de polarización como la relación entre la potencia recibida y la que se recibiría si hubiera adaptación de polarización [26].

$$C_p = \frac{P_{rx}}{P_a} = |\hat{\rho}_0 \cdot \hat{\rho}_{rx}|^2, \quad (3.18)$$

donde  $\hat{\rho}_0$  y  $\hat{\rho}_{rx}$  son los vectores unitarios de polarización de la onda plana incidente y de la antenna receptora respectivamente. Cuando se trata de calcular el desacople de polarización entre dos antenas la expresión es análoga, simplemente es necesario conjugar uno de los dos vectores [26].

### 3.1.5. Ecuación de transmisión

Considerando un enlace de comunicaciones entre dos puntos, con dos antenas separadas una distancia  $r$ . Cada antena está caracterizada por su coeficiente de reflexión,  $\Gamma$ , su ganancia en la dirección de la otra antena  $G(\theta, \varphi)$  y su vector de polarización  $\hat{\rho}$ . La relación entre las potencias recibida y transmitida se expresa a través de la conocida fórmula de Friis [26]:

$$\frac{P_{rx}}{P_{tx}} = \left( \frac{\lambda_m}{4\pi r} \right)^2 \cdot (1 - |\Gamma_{tx}|^2) \cdot (1 - |\Gamma_{rx}|^2) \cdot G_{tx}(\theta_{tx}, \varphi_{tx}) \cdot G_{rx}(\theta_{rx}, \varphi_{rx}) \cdot |\hat{\rho}_{tx}^* \cdot \hat{\rho}_{rx}|^2. \quad (3.19)$$

### 3.1.6. SAR

El SAR (Specific Absorption Rate) es una medida del efecto de calentamiento de los tejidos humanos por parte de las ondas electromagnéticas. Existen dos principales métodos de obtención del valor del SAR. La primera técnica, la cual se basa en la ecuación 3.20, determina el cambio de temperatura  $\Delta T$  que se produce en un periodo temporal  $\Delta t$ , mientras que la segunda técnica se basa en la medida de la intensidad del campo eléctrico, ecuación 3.21 [1].

$$SAR = C_i \cdot \frac{\Delta T}{\Delta t}. \quad (3.20)$$

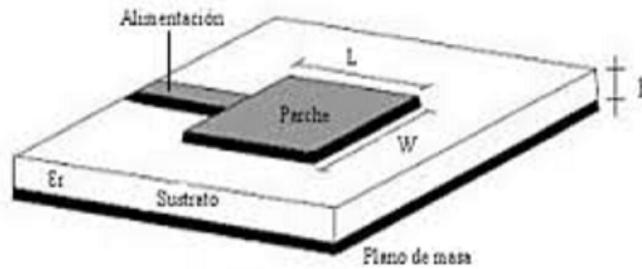
$$SAR = C_i \cdot \frac{|E|^2 \sigma}{\rho}. \quad (3.21)$$

De ambas técnicas, la más utilizada es la de la medida del campo eléctrico, donde  $|E|$  es la magnitud del valor RMS del campo eléctrico y  $\rho$  es la densidad de masa.

## 3.2. Principales tipos de antenas en aplicaciones on-body

A lo largo de este capítulo se han visto los principales parámetros que afectan al comportamiento de las antenas y que hay que tener en cuenta en un diseño de estas características. Teniendo en cuenta las limitaciones de las antenas implantadas o, simplemente, que operan en el interior del cuerpo humano, como son: la baja potencia de transmisión debido a que están alimentadas por medio de una pila, la baja eficiencia al estar completamente inmersas en un medio con altas pérdidas (2.4.2) y un diagrama de radiación poco directivo, lo que causa, junto con la baja eficiencia, una ganancia baja, se ha decidido realizar el diseño de una antena receptora situada sobre el cuerpo humano, que sea capaz de compensar todas estas limitaciones.

Por tanto, en el diseño de dicha antena se busca que posea una ganancia que permita compensar la baja ganancia y eficiencia de la antena transmisora (Ec. 3.19), una forma y tamaño que no sean incómodos para el paciente, un ancho de banda lo más amplio posible que permita la transmisión de datos a alta velocidad, y un valor de SAR que no supere los límites médicos establecidos. Además, se ha decidido, como ya se ha comentado en el capítulo anterior, trabajar en la banda UWB, ya que otorga un ancho de banda mayor y

Figura 3.5: *Parche microstrip* [29]

permite una transmisión de datos mucho más elevada.

Para poder hacer frente a todos estos requerimientos, la teoría de antenas e investigaciones que se han llevado a cabo durante los últimos años en esta materia ofrecen diversos tipos de antenas que podrían ser válidos en el caso que nos ocupa. En esta sección se presentan los tipos básicos de antenas usadas en este tipo de aplicaciones, sus características teóricas, y sus ventajas y desventajas en el ámbito concreto de este proyecto.

### 3.2.1. Antenas tipo parche

También llamadas antenas microstrip, ya que se consideran una extensión de la propia línea de alimentación. Este tipo de antenas se concibieron por primera vez en los años 50 aunque se empezó a trabajar en ellas en los 70. Han tenido una gran implantación en los últimos años debido a su forma compacta, que permite que sea utilizada sobre ciertas estructuras (teléfonos móviles, sistemas satélite, biomedicina, etc.) [29].

#### Estructura

Se componen básicamente por tres partes: plano de masa, sustrato dieléctrico y parte radiante o parche, como puede apreciarse en la Figura 3.5. El grosor del sustrato varía entre  $0,003\lambda$  y  $0,05\lambda$  para evitar fugas y ondas superficiales. Según el material utilizado, se pueden encontrar sustratos que poseen constantes dieléctricas que pueden oscilar entre 2.2 y 12. La elección del tamaño del parche se basa principalmente en la frecuencia de trabajo deseada, y viene dada por [29]

$$f_m \cong \frac{c_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (3.22)$$

$$W \leq \frac{f_m}{2} \quad (3.23)$$

donde  $L$  es la longitud del parche y  $W$  el ancho del mismo, como puede verse en la Figura 3.5. Existen varias geometrías de parche, pero la más habitual es la rectangular. Por último, el plano de masa es simplemente una capa de metal que se sitúa en la parte trasera del sustrato.

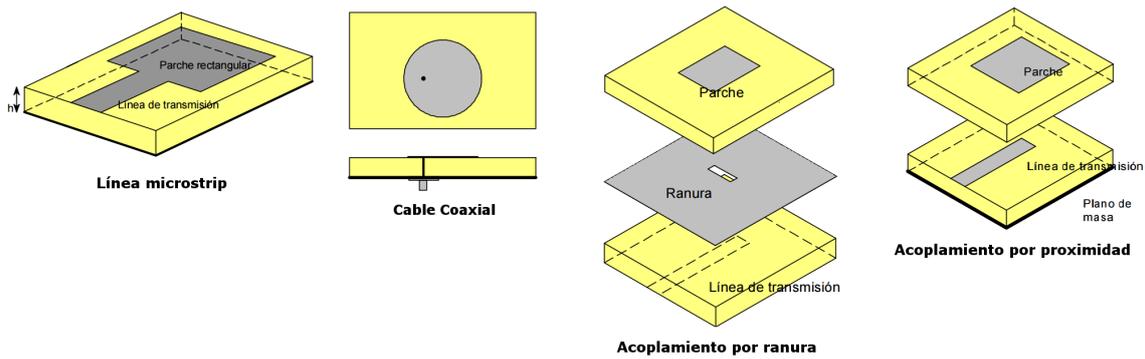


Figura 3.6: Formas típicas de alimentación de parches [29]

### Formas de alimentación

Existen cuatro formas de alimentar a este tipo de antenas [29]:

- Línea de transmisión impresa - Es la más sencilla desde el punto de vista de fabricación, ya que ambos elementos están construidos sobre el sustrato. La principal desventaja es la alta impedancia que se produce al borde del parche, esto afecta en gran medida al diagrama de radiación.
- Cable coaxial - Este tipo de alimentación conecta los parches mediante el conductor central del cable coaxial atravesando el sustrato dieléctrico. La posición del conector influye directamente en la polarización y adaptación. Su principal desventaja es el grado de complejidad que supone el perforar el sustrato.
- Acoplamiento por ranura - Se tiene un radiador sobre un sustrato dieléctrico que a su vez se sitúa sobre un plano de masa que tiene una ranura, bajo este plano hay otra capa de dieléctrico y bajo este, finalmente se encuentra la línea de alimentación. La principal ventaja de este tipo de alimentación es la reducción de la radiación espúrea de la línea.
- Acoplamiento por proximidad - Mediante este tipo de alimentación se tiene una estructura de capas como en el caso anterior, pero que difiere en que el plano de masa se sitúa en la base de la antena, seguido por una capa de dieléctrico donde se sitúa la línea microstrip. Tras la línea de alimentación se encuentra otra capa de dieléctrico sobre la que se sitúa finalmente el parche. La alimentación se produce por acoplo electromagnético, su principal ventaja es que ambas estructuras (radiador y alimentación) se pueden optimizar por separado.

En la Figura 3.6 se puede observar el esquema de cada una de este tipo de alimentaciones de parches.

### Parámetros característicos

Las principales ventajas que presentan las antenas tipo parche son el tamaño pequeño y conformable a estructuras que presentan, su fabricación sencilla y barata, su robustez

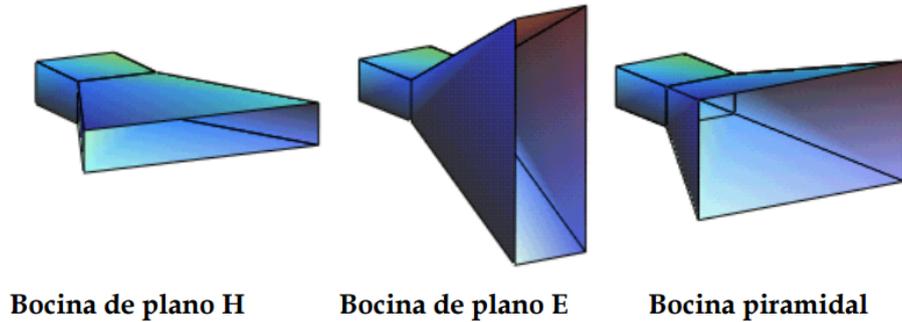


Figura 3.7: *Tipos de bocinas alimentadas rectangularmente [30]*

y su versatilidad a la hora de elegir la frecuencia de resonancia. Este tipo de antenas presentan polarización lineal. Por otro lado, como desventajas tienen un ancho de banda estrecho, baja eficiencia y potencia, las líneas presentan radiación espúrea y la resistencia de la antena depende del punto de alimentación [29].

### 3.2.2. Bocinas

Una bocina electromagnética es una antena que se utiliza de forma generalizada a frecuencias de microondas, ya que presentan un ancho de banda muy amplio y no son complejas de fabricar. Se pueden utilizar como agrupaciones o alimentador de reflectores y lentes, pero en el ámbito que nos ocupa, actuaría como antena individual [30].

#### Estructura y alimentación

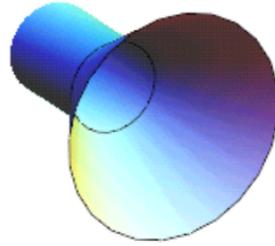
Una bocina se alimenta a partir de una guía de onda que propaga uno o varios modos. Las dimensiones van aumentando progresivamente hasta que la apertura equivalente tenga un tamaño suficiente para conseguir la directividad deseada. Las guías de ondas que alimentan a las bocinas pueden ser de dos tipos [30]:

- Guía de onda rectangular - Propagan el modo fundamental  $TE_{10}$ , se pueden abrir en el plano horizontal (bocina de plano H), en el plano vertical (bocina de plano E), o bien en ambos planos simultáneamente dando lugar a bocinas piramidales. Se pueden observar estos tres tipos de bocinas en la Figura 3.7.
- Guía de onda circular - Las guías de onda circulares, propagan el modo fundamental  $TE_{11}$ , y dan lugar a bocinas cónicas (3.8).

La distribución de los campos en la boca de la guía rectangular depende de las dimensiones de la misma. Para el modo fundamental  $TE_{10}$  [30]:

$$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right), \quad (3.24)$$

donde  $a$  es la base de la boca de la bocina.



**Bocina cónica**

Figura 3.8: *Bocina cónica* [30]

### Parámetros característicos

En lo que respecta a la radiación de las bocinas, las bocinas sectoriales presentan diagramas en forma de abanico, mientras que las piramidales tienen diagramas tipo pincel. Por otro lado, la directividad de las bocinas depende de manera proporcional de las dimensiones de la misma de la siguiente manera [30]:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{ef}, \quad (3.25)$$

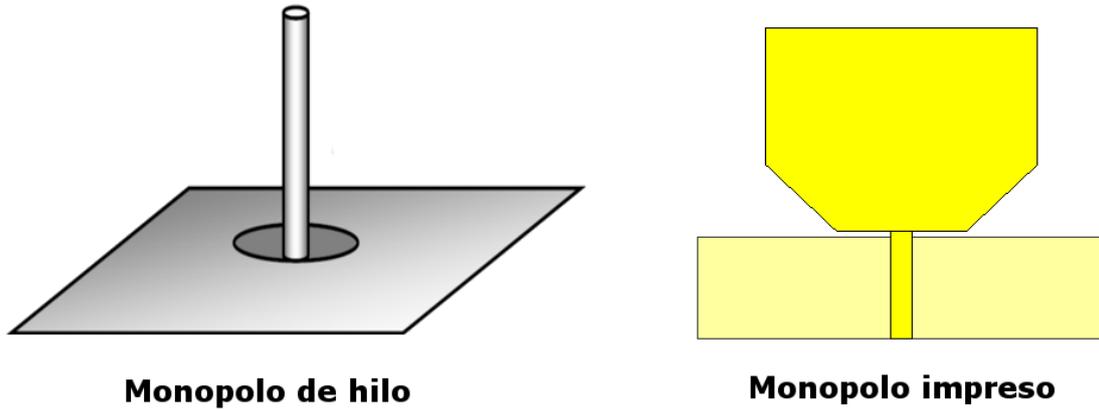
donde  $A_{ef}$  es el área efectiva de la apertura de la bocina, que depende del área geométrica y de la eficiencia de iluminación de la bocina. Por tanto, la principal ventaja y características de este tipo de antenas es el gran ancho de banda que presentan, su alta directividad, y su facilidad de fabricación y bajo coste. Sin embargo, la mayor desventaja de las bocinas es su forma aparatosa y de gran tamaño si se quiere una directividad alta, lo que complica la integración de las mismas en una red de área corporal.

### 3.2.3. Monopolos

Los monopolos son antenas formadas por hilos y planos de masa, que también pueden ser diseñados de manera impresa. Mediante la teoría de las imágenes se pueden obtener sus características principales de radiación a partir de las del dipolo. Los monopolos tienen la misma corriente que los dipolos y los campos radiados son los mismos en el semiplano superior, mientras que el campo es cero en el semiplano inferior del monopolo. La principal diferencia con respecto al dipolo es que la impedancia del monopolo es la mitad que la del dipolo [31].

### Estructura y alimentación

Los monopolos se componen de un hilo y un plano de masa, aunque también pueden fabricarse mediante tecnología impresa (Figura 3.9). El monopolo plano presenta varias ventajas frente al monopolo de hilo, ya que posee un mayor ancho de banda debido a su geometría. Las antenas monopolo impresas (AMIs) tienen el plano de masa impreso junto con el parche en el mismo dieléctrico. Estas antenas tienen un diagrama de radiación similar

Figura 3.9: *Monopolos de hilo e impreso*

al de una antena dipolo, el cual es omnidireccional, y poseen un tamaño más reducido que los dipolos de hilo [32].

La forma de alimentar este tipo de monopolos es mediante una línea microstrip, similar a la alimentación básica de las antenas de parche (3.2.1). La frecuencia de trabajo depende directamente de las dimensiones del monopolo impreso, y se basa en parámetros equivalentes del monopolo de hilo [32]

$$f_m = \frac{c}{\lambda_m} = \frac{7,2}{(L + r + p) \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.26)$$

donde  $L$  es la altura de la antena planar en cm,  $r$  el radio efectivo del monopolo de hilo equivalente en cm, y  $p$  la longitud de la línea microstrip en cm. El hecho de situarse sobre una capa de material dieléctrico es lo que permite la reducción del tamaño del monopolo con respecto a su equivalente de hilo [32].

### Parámetros característicos

Como ya se ha mencionado, las principales ventajas de los monopolos impresos son el gran ancho de banda que puede conseguirse a la frecuencia de interés, el tamaño compacto, bajo coste de fabricación, y la posibilidad de conformación sobre estructuras de soporte curvadas, muy útil en aplicaciones de redes corporales. La polarización que presentan es lineal. Por otro lado, la principal desventaja es el diagrama omnidireccional que presentan, que no es adecuado para el caso de aplicaciones on-body, ya que se desperdicia potencia radiando y/o recibiendo en todas direcciones, sin focalizar en una zona concreta. Sin embargo, esta característica puede solucionarse añadiendo un plano de masa reflector a una distancia concreta del monopolo, consiguiendo focalizar el diagrama en la dirección deseada.

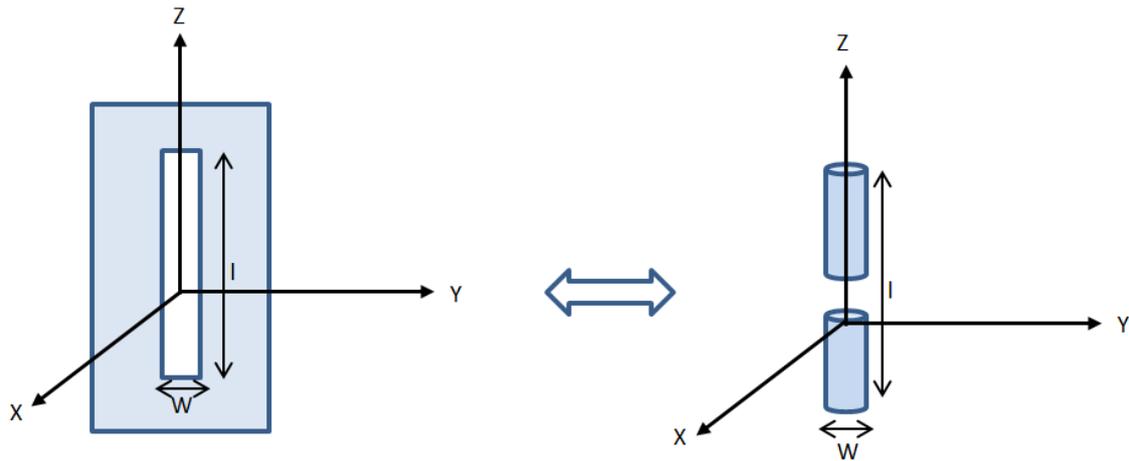


Figura 3.10: Antena ranura y su dipolo dual

### 3.2.4. Ranuras

Una ranura es una apertura en un plano de masa en la que una de las dos dimensiones es pequeña comparada con la longitud de onda. La ranura se considera dual al dipolo, por lo que el diagrama de radiación será igual al de un dipolo de su misma longitud, mientras que la polarización es lineal, aunque ortogonal al dipolo. La directividad de la ranura también es la misma que la del dipolo dual [31].

Por otro lado, la impedancia de las ranuras se calculan a partir del principio de Babinet, que establece que la relación para antenas duales es [31]

$$Z_{ranura}Z_{dipolo} = \frac{\eta^2}{4}, \quad (3.27)$$

donde  $Z_{ranura}$  y  $Z_{dipolo}$  son las impedancias de entrada y  $\eta$  es la impedancia intrínseca.

La resonancia se consigue para una longitud ligeramente inferior a  $\lambda/2$ , concretamente  $0,475\lambda$ , y tiene un comportamiento inductivo para ranuras cortas, frente al comportamiento capacitivo de los dipolos cortos [31]. Los campos radiados que se obtienen son

$$E_{\varphi} = -j \frac{V_m e^{-jkr} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \varphi\right)}{\pi r \sin \varphi}, \quad (3.28)$$

$$H_{\varphi} = j \frac{V_m e^{-jkr} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \varphi\right)}{\pi \eta r \sin \varphi}. \quad (3.29)$$

De [33] se puede extraer que la impedancia de entrada de un dipolo de  $0,475\lambda$  es del orden de  $Z_{dipolo} = 67 + 0j$ , por lo que al aplicar el teorema de Babinet (Eq. 3.27) para conocer la impedancia de la ranura complementaria se puede averiguar que esta es  $Z_{ranura} = 530 - 0j$ . Esta impedancia es muy elevada, por lo que no se suele trabajar con la ranura en primera resonancia si no en segunda resonancia [33].

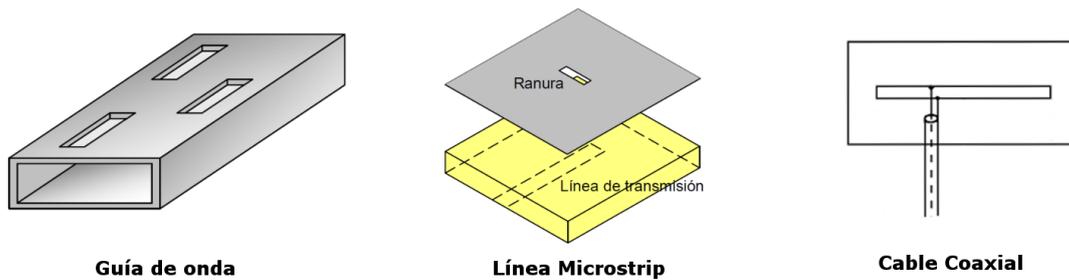


Figura 3.11: Tipos de alimentación de una ranura

### Estructura y alimentación

Principalmente las ranuras se encuentran en los planos de masa situados sobre una capa de dieléctrico. La forma de las ranuras suele ser rectangular, pero para conseguir anchos de banda mayores y mejorar las propiedades de la antena, existen infinidad de formas válidas de diseño.

Básicamente existen tres formas de alimentar a una antena de ranura:

- Guía de onda - Las ranuras se pueden alimentar a través de guías de onda. Las ranuras normalmente interrumpen el paso de las corrientes siendo el acoplamiento entre la guía y la ranura proporcional a dicho efecto [31].
- Línea microstrip - De la misma manera que para las antenas de parche (3.2.1), las ranuras también se pueden alimentar mediante una línea de transmisión. La estructura en este caso se compone de la línea de transmisión, una capa de dieléctrico encima de la misma, y un plano de masa encima de la capa de dieléctrico. Es en el plano de masa donde se encuentra la ranura.
- Cable coaxial - Es una forma de alimentar a la ranura inductivamente. Consiste en alimentar la ranura mediante un cable coaxial soldado a los extremos de la ranura, se crea una diferencia de potencial a ambos lados de la misma [33].

En la Figura 3.11 se puede ver un ejemplo de cada uno de estos tipos de alimentación.

### Parámetros característicos

Al igual que el monopolo, las ranuras presentan un diagrama omnidireccional y se pueden diseñar para alcanzar un gran ancho de banda. El tamaño de la ranura es pequeño y su forma puede adaptarse a la aplicación para lo que vaya a ser utilizada, lo cual es muy útil. Como ya se ha comentado, la polarización de las ranuras es lineal. Por último, son sencillas y baratas de fabricar.

### 3.3. Conclusiones

A lo largo de este capítulo se han presentado brevemente los parámetros fundamentales que influyen en el diseño de antenas para aplicaciones de redes de área corporal. Se ha comentado también la importancia de la banda de trabajo para poder conseguir un ancho de banda alto, que permita altas velocidades de transmisión. En este punto es la tecnología UWB se presenta como principal candidata en el desarrollo de dispositivos en este tipo de aplicaciones.

Por otro lado, se han tratado los principales tipos de antenas candidatas a ser diseñadas para estos sistemas, más concretamente en la aplicación que nos ocupa, un receptor para una antena implantada en el cuerpo humano o simplemente ingerida por un paciente.

Teniendo en cuenta las características deseadas para dicha aplicación, descritas en el inicio de la sección 3.2, las bocinas se descartan como posible tipo de antena debido a su aparatosa estructura y al tamaño que se necesitaría para tener una buena directividad. En cuanto a los otros tipos de antenas restantes, todas ellas satisfacen los requerimientos de tamaño y forma, capaces de situarse en un posible cinturón receptor o incluso en un bolsillo de la ropa del paciente. Sin embargo, al requerirse un amplio ancho de banda, las antenas tipo parche también se descartan. Quedan por tanto las opciones del monopolo impreso o la ranura, con ambos tipos se puede conseguir buen ancho de banda y un tamaño atractivo, sin embargo, ninguna de ellas posee un diagrama directivo. Esto puede solucionarse añadiendo en el diseño un reflector plano que concentre la radiación hacia la dirección deseada, por lo que no es una característica que descarte este tipo de antenas como bien ocurre con los casos anteriores.

Por tanto, estos dos tipos de antena, monopolo impreso y ranura, son capaces, a priori, de cumplir con los requerimientos que se necesitan en el presente trabajo.

# Capítulo 4

## Metodología

Como ya se ha mencionado en el capítulo 1, Introducción y Objetivos, el propósito de este trabajo fin de máster es el estudio, diseño y optimización de antenas UWB on body para comunicaciones intracorporales. Concretamente, se ha decidido poner el foco de atención en diseñar una antena receptora de datos provenientes de elementos situados en el interior del cuerpo humano, que actuará como dispositivo 'on-body' en una aplicación WBAN.

En este capítulo se presenta brevemente el proceso necesario para llegar a los objetivos de este trabajo y cumplir los requerimientos del mismo. Además se especifica las herramientas utilizadas y las distintas tareas en las que se ha dividido el trabajo, así como una distribución temporal de las mismas.

### 4.1. Descripción del proceso de diseño

Es necesario comprender la complejidad que requiere un diseño con las características descritas para poder entender las distintas tareas que son necesarias. El hecho de diseñar una antena para una aplicación WBAN requiere de un estudio y selección previa de documentación, para poder así entender el efecto de los tejidos humanos sobre las propiedades de radiación y adaptación de las antenas, y seleccionar las distintas opciones y modelos de antenas que son más convenientes en una aplicación como la mencionada.

Tras tomar la decisión, basada en la documentación previa mencionada, del modelo de antena que se pretende diseñar, comienza la fase del diseño en espacio libre. Es importante esta primera fase ya que ayuda a entender el funcionamiento del elemento que se diseña, y el objetivo es diseñar los prototipos necesarios que posean las características necesaria en espacio libre. Cabe destacar que todo el proceso de diseño se ha realizado mediante el software CAD CST, líder en diseño y simulación de elementos electromagnéticos.

Una vez diseñadas y simuladas las distintas antenas en espacio libre que poseen las características necesarias, es momento de introducir el efecto de los tejidos humanos sobre las mismas, y ver su comportamiento en este nuevo entorno. Para ello, es necesario la documentación y estudio previo de los distintos modelos y tejidos que los componen. Como el software CST únicamente incluye datos reales de los tejidos hasta una frecuencia

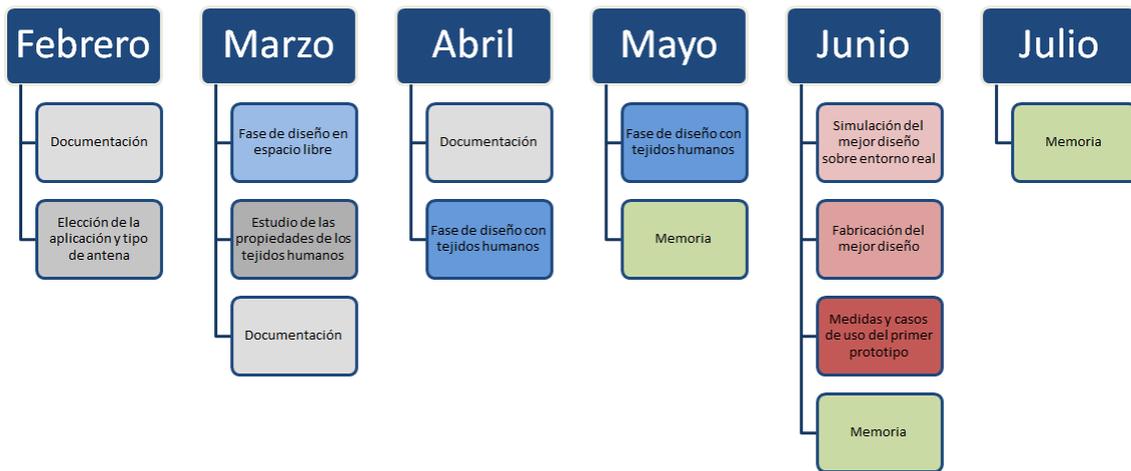


Figura 4.1: *Distribución temporal de las tareas del presente trabajo*

máxima de 3 GHz, se ha recopilado las propiedades de los tejidos de interés para la banda de UWB, y se han incluido en CST para poder tener así resultados más acorde con el escenario de uso real. También es importante en este punto decidir el modelo que emula las características del cuerpo humano que va a utilizarse.

Tras comprobar el funcionamiento de los diseños realizados en espacio libre sobre las capas de tejido, es necesaria la modificación de sus parámetros para obtener los resultados deseados sobre el entorno real. Además, tras conocer los resultados de las antenas totalmente apoyadas en dichos tejidos, se ha realizado estudios del funcionamiento de los prototipos finales sobre distintas capas de materiales conocidos, para así comprobar el caso de uso de aplicar entre la antena y el paciente, un material que garantice la estabilidad del escenario de uso.

Finalmente, se ha realizado la fabricación del primer prototipo, para ellos se ha escogido el diseño que mejores resultados presentaba sobre las distintas capas. Antes de la fabricación, se ha simulado el entorno real final, incluyendo un modelo de cable coaxial y los tornillos que sujetan el plano reflector y el plano de masa de la antena. Una vez dicha antena ha sido fabricada, se han realizado medidas de adaptación sobre distintos sujetos reales y distintas partes del cuerpo.

A continuación se presenta la distribución temporal de las distintas tareas necesarias para llevar a cabo el proceso de diseño descrito.

## 4.2. Diagrama temporal

En la Figura 4.1 se muestra la distribución de las distintas tareas a lo largo de los meses de trabajo. Se han agrupado dichas tareas por tonalidades de color, donde cada una de las tonalidades representa un bloque:

- Estudio y documentación: gris - Se compone de la documentación de libros e investigaciones sobre el tema necesarias, la fase de valoración de aplicaciones WBAN y elección del mejor tipo de antena y propósito de la misma, y el estudio de las

propiedades electromagnéticas de los tejidos humanos.

- Diseño y simulación en CST: azul - Incluye las fases de la realización de los distintos diseños en CST, tanto en espacio libre como con las capas de tejidos humanos.
- Fabricación y medidas: rojo - Tiene en cuenta la simulación en CST del modelo final del mejor diseño, la fabricación del mismo y la medida y casos de uso.
- Escritura de la memoria: verde - Corresponde a la parte del desarrollo de la presente memoria.

## Capítulo 5

# Desarrollo y resultados en espacio libre

Después de haber visto en los capítulos anteriores la teoría necesaria acerca de las redes WBAN, las propiedades electromagnéticas de los tejidos humanos, y las principales propiedades de las antenas que son necesarias a la hora de realizar un diseño de estas características, en este capítulo se presenta todo el desarrollo realizado a lo largo de este trabajo y los resultados del mismo, dando lugar a la obtención final de un prototipo de antena on-body receptora de datos provenientes de otros dispositivos situado en el interior del cuerpo humano.

Tras haber barajado detenidamente los dos tipos de antenas candidatas comentados en el final del capítulo 3 para este propósito, se ha decidido proceder con el diseño de ranuras, ya que el hecho de realizar la aplicación mencionada con un monopolo puede dar lugar a más pérdidas de propagación.

Como se ha comentado en los capítulos anteriores, la banda de trabajo escogida para el diseño de la ranura es la llamada ultrawideband (UWB), la cual comprende las frecuencias entre 3.1 GHz y 10.6 GHz. Teniendo en cuenta la complejidad de diseñar una ranura con tal ancho de banda, y que para frecuencias superiores a 6 GHz las pérdidas en los tejidos hacen prácticamente inviable la comunicación, se ha focalizado el diseño en la parte baja de la banda UWB, es decir, desde 3.1 GHz a 6 GHz, aunque siempre se ha intentado conseguir el máximo ancho de banda posible dentro de todo el rango de frecuencias UWB.

Los materiales que se han utilizado para los diseños contenidos en este capítulo han sido el cobre como material conductor, y como sustrato el Rogers RO4003.

- Cobre - La lámina de cobre tendrá un espesor de  $18 \mu m$  y una conductividad eléctrica de  $\sigma = 5,8 \cdot 10^7 S/m$ .
- Rogers RO4003 - Sustrato de altura de 1.524 mm de espesor, constante dieléctrica  $\epsilon_r = 3,55$ , y una tangente de pérdidas para 10 GHz de  $\tan \delta = 0,0027$ .

El puerto configurado ha sido un waveguide port cuyas dimensiones se han calculado mediante la macro que proporciona CST dependiendo de la permitividad y altura del

sustrato.

## 5.1. Diseño de ranura inicial

De los tipos de alimentación posibles para alimentar una ranura (3.2.4), se ha decidido realizar el diseño de las diferentes ranuras mediante alimentación con línea microstrip, ya que, teniendo en cuenta la aplicación, supone menor complejidad de fabricación y uso que la alimentación inductiva y la alimentación con guía de onda no sería viable en este tipo de aplicación.

Atendiendo a la teoría vista en 3.2.4, donde se ha visto que la ranura resuena a una longitud ligeramente inferior a  $\frac{\lambda}{2}$ , el diseño inicial de este proyecto se ha realizado con la ranura trabajando en primera resonancia, es decir, con  $0,475\lambda$  aproximadamente, siendo  $\lambda = \frac{c}{f_m \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$ , donde  $c$  es la velocidad de la luz y  $f_m$  la frecuencia central de trabajo.

Como la banda de UWB comienza en 3.1 GHz, se ha decidido empezar el diseño para que la resonancia se produzca aproximadamente a esa frecuencia. Como se mencionó en 3.1.1, se considera que existe buena resonancia cuando el parámetro  $S_{11}$  está por debajo de -10 dB. Sin embargo, en aplicaciones como telefonía móvil y de redes inalámbricas trabajando en el entorno corporal, se usa la condición de adaptación a -6 dB.

Los datos físicos del diseño, que puede verse en la Figura 5.1, son:

- $G_w = 70 \text{ mm}$
- $G_l = 100 \text{ mm}$
- $S_w = 1,5 \text{ mm}$
- $S_l = 0,475\lambda = 24,40 \text{ mm}$
- $L_{50} = 75,60 \text{ mm}$
- $W_{50} = 3,32 \text{ mm}$
- $s = 12,20 \text{ mm}$

El ancho de la línea microstrip se ha calculado con [34] teniendo en cuenta las siguientes características: impedancia de línea de  $50 \Omega$ , la frecuencia de trabajo mencionada, y la permividad relativa del sustrato. El valor  $s$ , que es la distancia entre la ranura y el extremo de la guía microstrip, corresponde a la mitad de la longitud de la ranura.

En la Figura 5.2, se muestra el parámetro  $S_{11}$  resultante del diseño mencionado. Se puede apreciar como la zona de adaptación queda lejos de la frecuencia central deseada. Por tanto, se deduce que la impedancia de entrada de la antena a dicha frecuencia estará lejos de  $50 \Omega$ , valor de la impedancia de línea.

Si se observa la impedancia de entrada (véase Figura 5.3), podemos comprobar como la parte imaginaria de la misma es prácticamente cero para  $f_c = 3,15 \text{ GHz}$ , sin embargo,

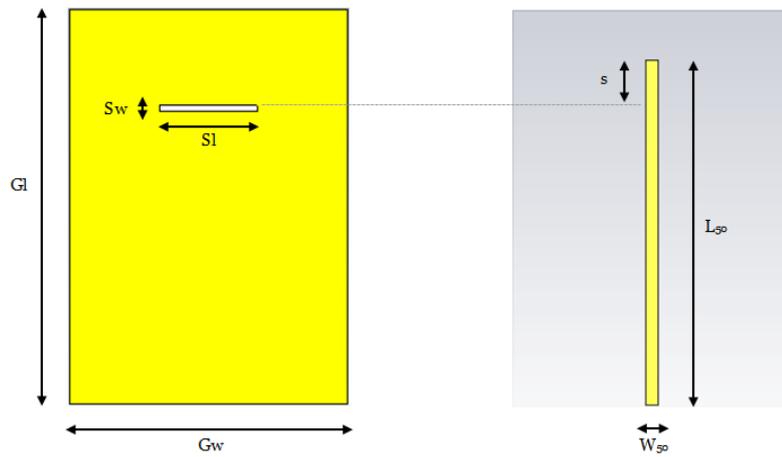
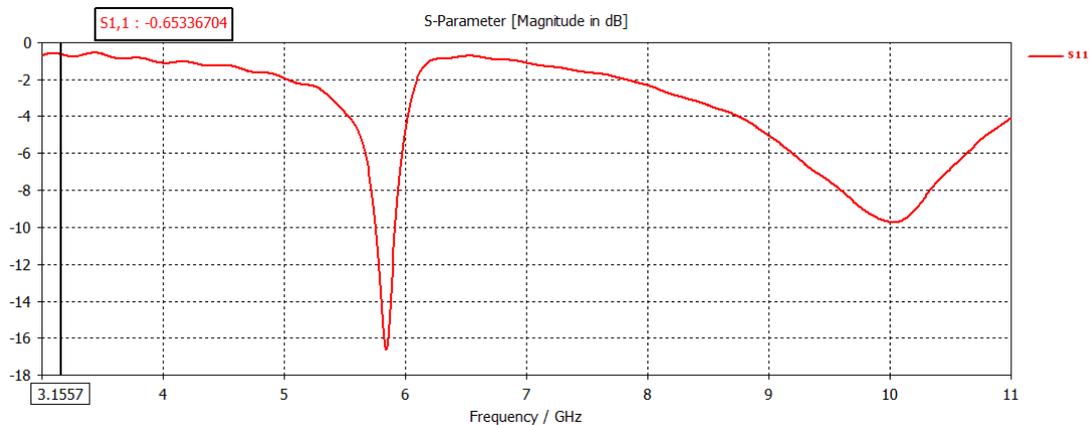


Figura 5.1: Ranura correspondiente al diseño inicial

Figura 5.2: Parámetro  $S_{11}$  de la ranura en primera resonancia

la parte real dista mucho de  $50\Omega$ , por lo que, como se explicó en 3.1.1, la ranura no se adapta.

Se puede concluir por tanto, como trabajando con  $0,475\lambda$  en primera resonancia, la desadaptación es muy grande, por lo que a continuación se estudia el comportamiento de la ranura en segunda resonancia, con  $0,925\lambda$ .

### 5.1.1. Ranura en segunda resonancia

Para este segundo diseño, los parámetros físicos de la antena son:

- $G_w = 70\text{ mm}$
- $G_l = 100\text{ mm}$
- $S_w = 1,5\text{ mm}$
- $S_l = 0,925\lambda = 48,80\text{ mm}$
- $L_{50} = 75,60\text{ mm}$

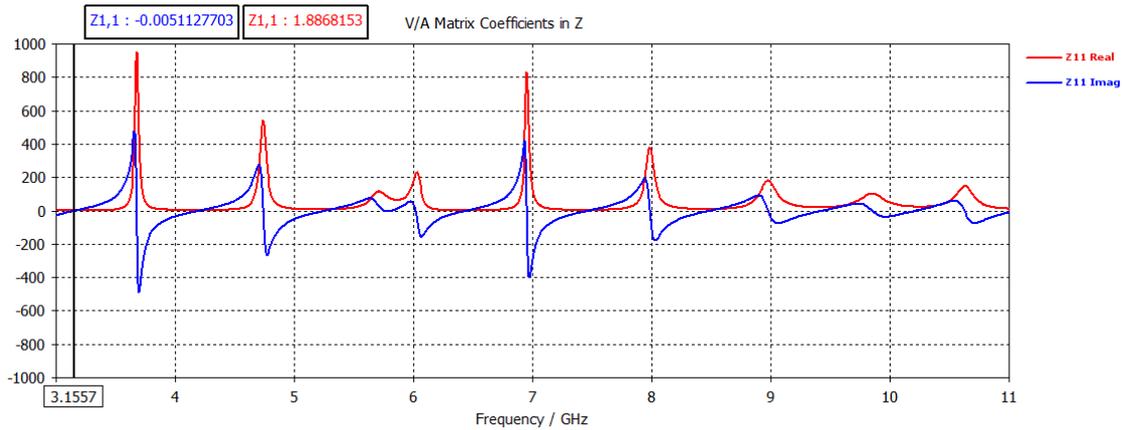


Figura 5.3: Impedancia de entrada de la ranura en primera resonancia

- $W_{50} = 3,32 \text{ mm}$
- $s = 24,40 \text{ mm}$

El parámetro  $S_{11}$  se puede observar en la Figura 5.4. Se puede comprobar como en este caso, la ranura resuena aproximadamente a la frecuencia central de la banda escogida. El ancho de banda a -10 dB conseguido en este diseño es de 103.6 MHz e incluye la frecuencia inicial de UWB, 3.1 GHz.

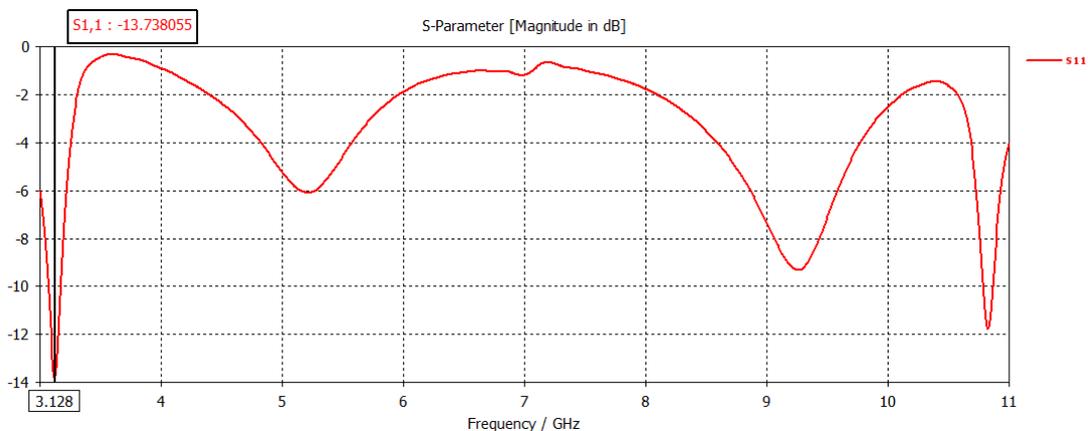


Figura 5.4: Parámetro  $S_{11}$  de la ranura en segunda resonancia

En la Figura 5.5 se puede apreciar como en este caso, para la frecuencia de interés, la parte imaginaria de la impedancia de entrada es cercana a cero, mientras que la parte real de la misma es casi  $50 \Omega$ .

Una vez se ha conseguido que la ranura resuene aproximadamente en el inicio de la banda deseada, se procede ahora a realizar algunas modificaciones que permitan obtener un ancho de banda mayor.

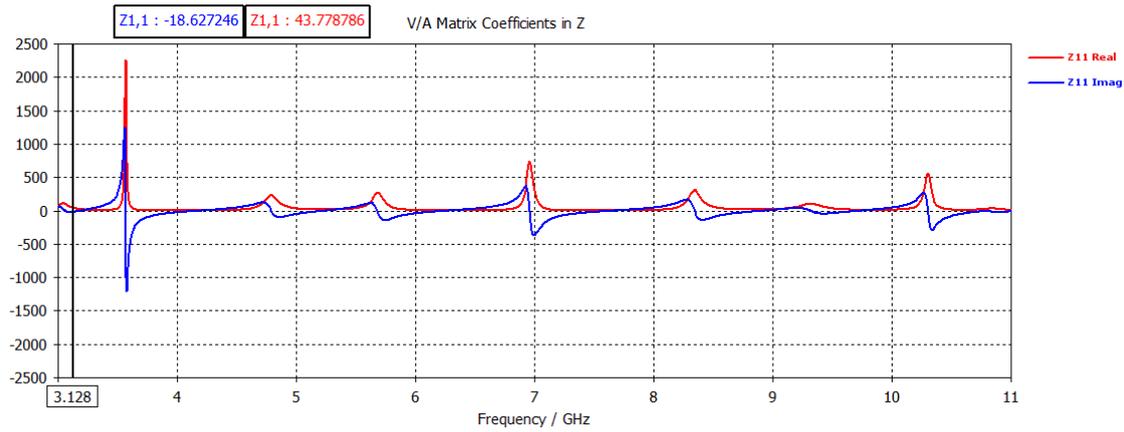


Figura 5.5: Impedancia de entrada de la ranura en segunda resonancia

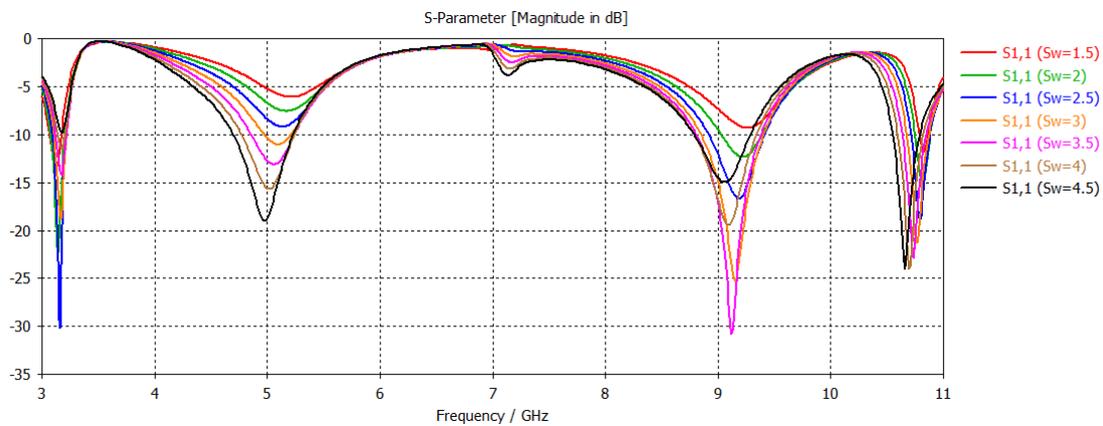


Figura 5.6: Efecto sobre los parámetros  $S_{11}$  de la modificación del ancho de la ranura (a)

### 5.1.2. Modificación del ancho de la ranura en segunda resonancia

En primer lugar se va a modificar la anchura de la ranura ( $S_w$ ) y observar el efecto que produce en el diseño. Se busca aumentar el ancho de la parte real de la impedancia sin que la parte imaginaria sufra ningún cambio.

Se ha procedido a realizar una simulación paramétrica con valores desde los 1.5 mm iniciales hasta 4.5 mm en pasos de 0.5 mm. Las pérdidas de retorno resultantes se muestran en la Figura 5.6.

Se puede observar como el ancho de la ranura con el que se consigue un ancho de banda mayor a partir de 3.1 GHz (115.68 MHz) es 2.5 mm. Por tanto, una vez escogido este ancho para la ranura, se procede a realizar la siguiente modificación.

### 5.1.3. Modificación del plano de masa de la ranura en segunda resonancia

En este caso se ha comprobado la influencia que tiene sobre la adaptación el hecho de agrandar el plano de masa donde se encuentra la ranura. Para esta simulación, únicamente se ha modificado la anchura del plano de masa ( $S_w$ ), empezando en 70 mm hasta 100 mm

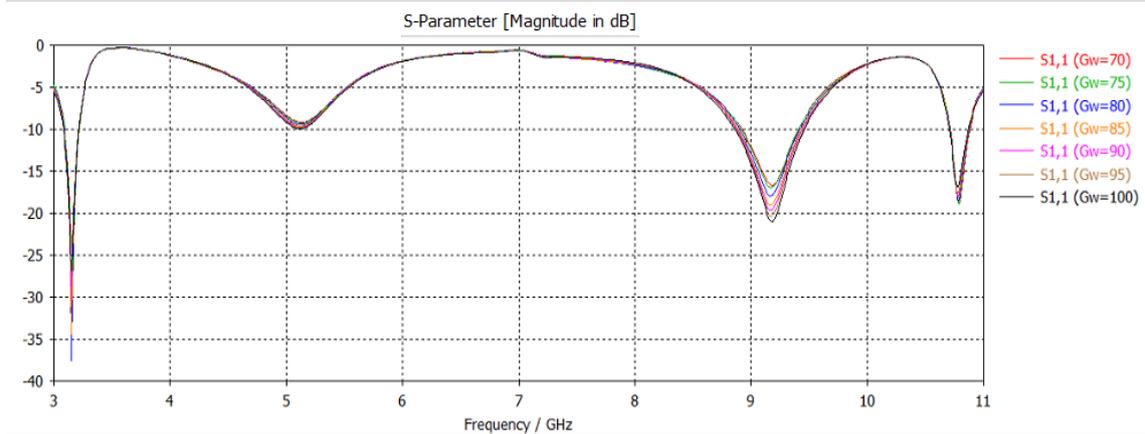


Figura 5.7: Efecto sobre los parámetros  $S_{11}$  de la modificación del ancho de la ranura (a)

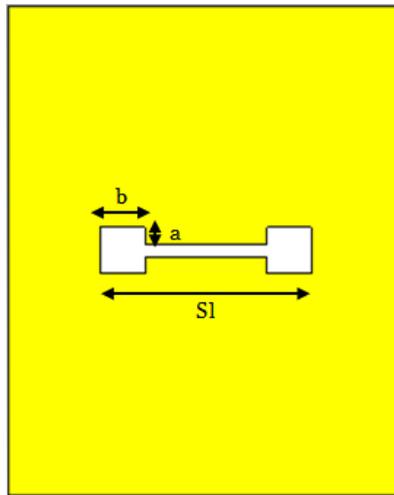


Figura 5.8: Modificación de la forma y tamaño de la ranura

en pasos de 5 mm. El resultado no desvela ninguna variación en términos de ancho de banda, sin embargo, para 80 mm, se consigue una resonancia mayor, que alcanza los -40 dB, por lo que se ha decidido fijar dicho valor para las siguientes modificaciones. Esto se puede apreciar en la Figura 5.7.

#### 5.1.4. Modificación de la forma de la ranura en segunda resonancia

El tamaño y forma de la ranura afecta a la distribución de corrientes de la antena y por tanto a la radiación de la misma. En este punto se llevan a cabo diversas modificaciones sobre la forma de la ranura con tal de conseguir un mayor ancho de banda.

La modificación que se ha realizado ha sido aumentar el tamaño de la ranura en los extremos, haciéndola más corta, con la idea de subir la frecuencia de resonancia por medio de la ranura y mantener la resonancia en la banda baja con el aumento en los extremos. Con esta técnica se tiene una ranura en forma de H (véase Figura 5.8).

La simulación se ha realizado parametrizando tanto el tamaño de la ranura como los

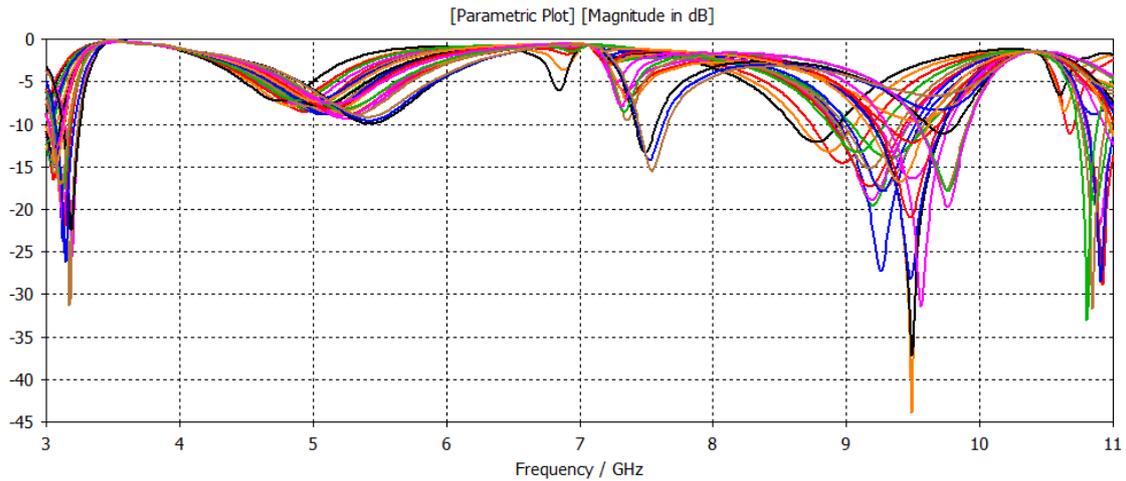


Figura 5.9: Modificación de la forma y tamaño de la ranura - Parámetros  $S_{11}$  (a)

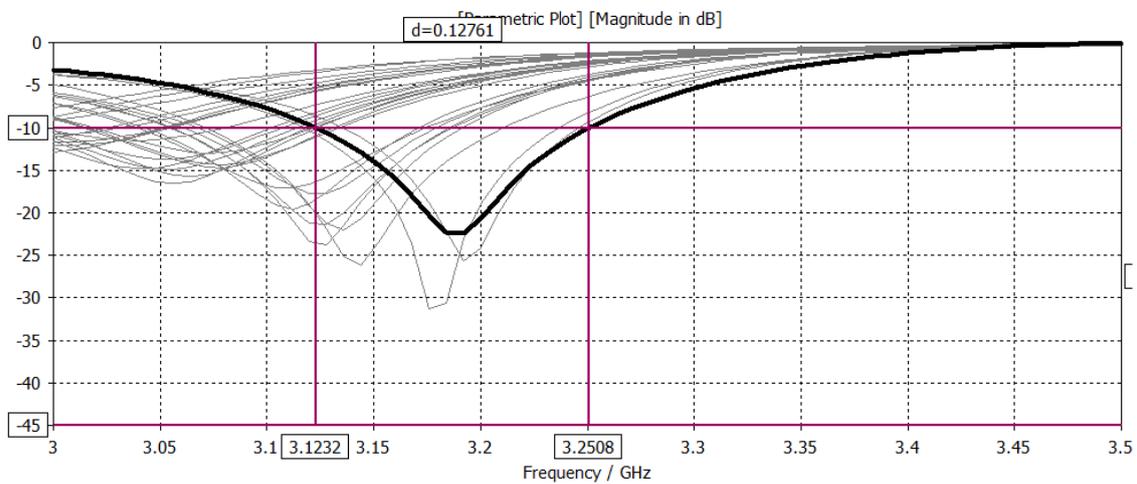


Figura 5.10: Modificación de la forma y tamaño de la ranura - Parámetros  $S_{11}$  (b)

extremos adicionales que se han añadido. En la Figura 5.9 se puede observar el resultado de dicha simulación.

Si nos focalizamos sobre la parte inferior de la banda para valorar el mejor de los casos, podemos concluir como el mayor ancho de banda que se consigue es 127.61 MHz con una longitud de ranura  $S_l = 42,80 \text{ mm}$ ,  $a = 1,5 \text{ mm}$  y  $b = 9 \text{ mm}$ . Lo anteriormente citado se puede apreciar en la Figura 5.10, en la que se presenta un "zoom" de la banda de frecuencia en la que se produce la primera resonancia.

Una vez realizada la primera modificación de la forma de la ranura, se ha procedido a realizar un segundo escalón intermedio entre la ranura básica y los extremos para intentar aumentar el ancho de banda del último caso. Sin embargo, no se ha conseguido mejorar el ancho de banda del caso anterior para esa frecuencia de trabajo. No obstante, se puede observar en la Figura 5.11 como a medida que la ranura aumenta progresivamente su anchura, se consiguen resonancias con anchos de banda cercanos a 300 MHz centrados en 5 GHz.

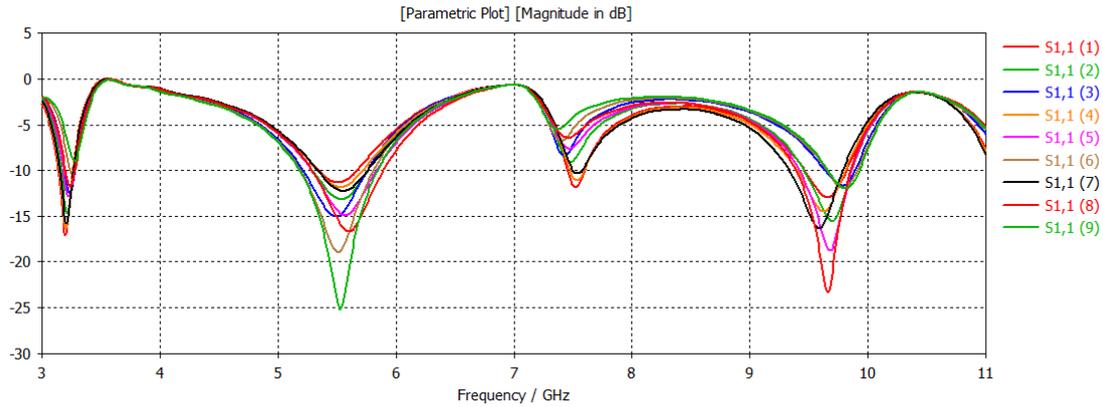


Figura 5.11: *Modificación de la forma y tamaño de la ranura - Parámetros  $S_{11}$  (c)*

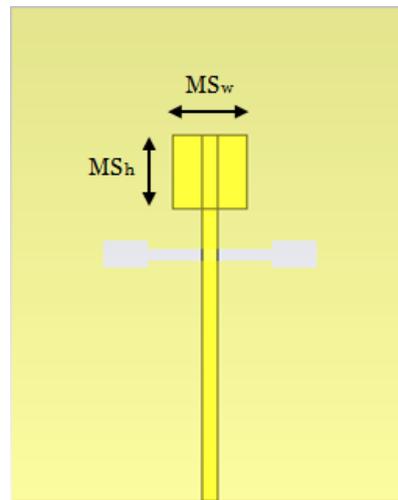


Figura 5.12: *Modificación de la línea microstrip*

Por tanto, se ha decidido no aplicar ningún cambio de esta última modificación, por lo que el diseño continua con la ranura en forma de H explicada anteriormente.

### 5.1.5. Modificación de la línea microstrip de la ranura en segunda resonancia

Existen en la literatura diversos casos en los que se ha modificado el extremo de la línea microstrip que alimenta la ranura, añadiendo un parche que aumenta el tamaño de la línea, de tal manera que se consigue una mejor adaptación en un ancho de banda mayor. Por este motivo, la última modificación de este diseño consiste en estudiar el efecto de aumentar el tamaño del extremo de la línea microstrip de alimentación, terminándola con una carga en el extremo de forma cuadrada [35].

Se puede observar en la Figura 5.12 dicha modificación. Se ha realizado una simulación paramétrica en la que el valor de  $MS_h$  vale 5, 7.5, 10 y 15 mm, y  $MS_w$  5, 10 y 15 mm. El resultado de esta simulación se muestra en la Figura 5.13.

Si se observa la Figura 5.14, se puede comprobar como el ancho de banda aumenta

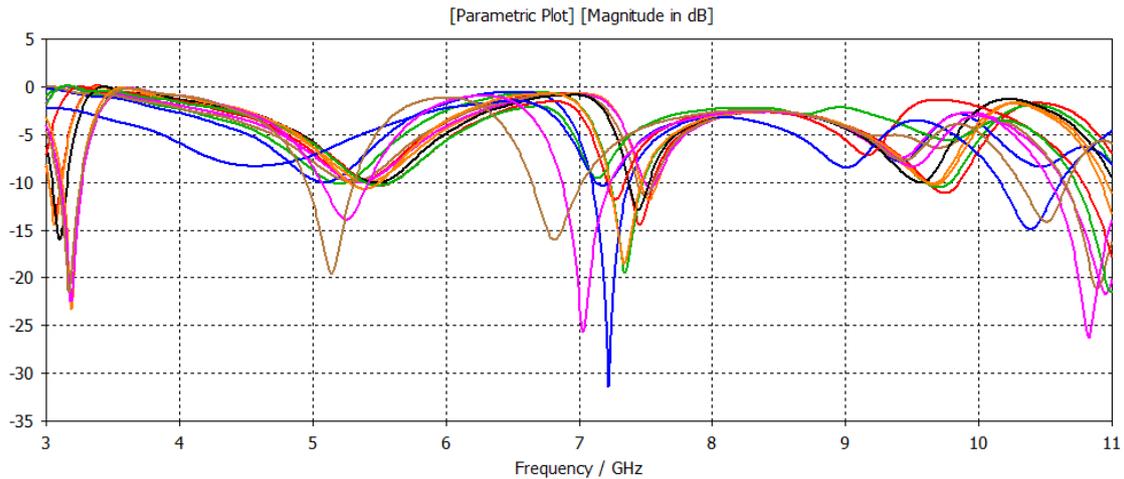


Figura 5.13: Modificación de la línea microstrip - Parámetros  $S_{11}$  (a)

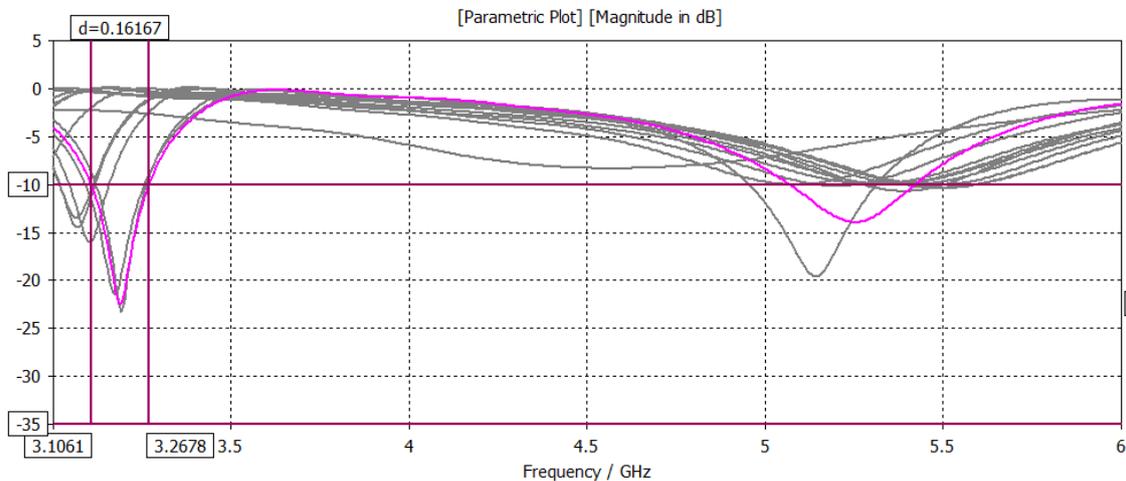


Figura 5.14: Modificación de la línea microstrip - Parámetros  $S_{11}$  (b)

para dos de los casos. Concretamente el ancho de banda mayor se tiene para los valores  $MS_h = 15\text{ mm}$  y  $MS_w = 10\text{ mm}$ , y es de 161,67 MHz. Si nos fijamos en la Figura 5.13 para ese mismo caso (línea rosa), se puede observar como también existe una resonancia en 5.25 GHz y 7 GHz, por lo que la opción de modificar la línea microstrip junto con las modificaciones realizadas anteriormente da lugar a resultados relevantes.

Finalmente, la ranura inicial, después de realizar y estudiar las modificaciones descritas en esta sección, consigue una resonancia de ancho 167.61 MHz centrada en 3.12 GHz, otra de ancho 351.77 MHz en 5.25 GHz, y otra resonancia con un ancho de banda de 370.08 MHz en 7 GHz.

Las dimensiones de los parámetros de la ranura así como de las modificaciones implementadas son:

- $G_w = 80\text{ mm}$
- $G_l = 100\text{ mm}$
- $S_w = 2,5\text{ mm}$

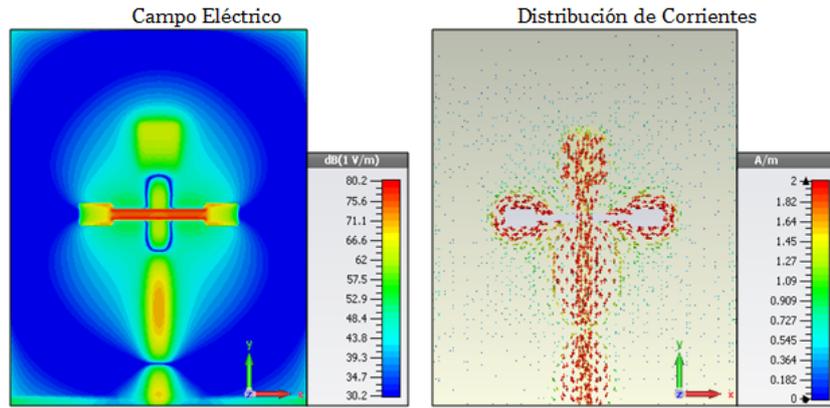


Figura 5.15: *Campo eléctrico y distribución de corrientes a 3.1 GHz*

- $S_l = 42,80 \text{ mm}$
- $L_{50} = 75,60 \text{ mm}$
- $W_{50} = 3,32 \text{ mm}$
- $s = 24,40 \text{ mm}$
- $a = 1,5 \text{ mm}$
- $b = 9 \text{ mm}$
- $MS_w = 10 \text{ mm}$
- $MS_h = 15 \text{ mm}$

Tanto el campo eléctrico en dBV/m para el corte del plano XY, como la distribución de corrientes en A/m que se produce alrededor de la ranura pueden observarse en la Figura 5.15 para 3.1 GHz. Se puede comprobar como las corrientes que se inducen mediante la línea microstrip bordean la silueta de la ranura. La discontinuidad que sufren corrientes que viajan por el plano de masa al encontrarse con la ranura es lo que provoca la radiación de la antena que puede observarse de manera nítida en la Figura 5.15.

### 5.1.6. Conclusiones

A lo largo de esta sección se ha descrito el desarrollo del diseño de una ranura básica, comenzando con la opción de su diseño en primera resonancia y posteriormente analizando los resultados en segunda resonancia. A partir del modelo que resonaba a la frecuencia inicial de la banda UWB, se han realizado una serie de optimizaciones con tal de conseguir un aumento del ancho de banda de adaptación, intentando alcanzar así el máximo posible para que sirva como base cuando posteriormente se introduzcan los tejidos en el diseño.

Se ha comprobado como partiendo de una ranura básica y de esas dimensiones tan elevadas (70 x 100 mm) resulta complicado conseguir adaptación en la parte alta de la banda de UWB, para obtener un ancho de banda mayor. No obstante, con las sucesivas modificaciones realizadas, se ha podido constatar como cambiando ligeramente la forma

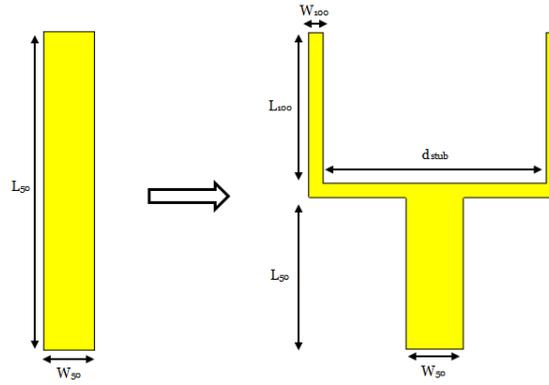


Figura 5.16: Alimentación microstrip en forma de U

de la línea microstrip o la forma y ancho de la ranura se pueden conseguir resultados prometedores y que pueden dar lugar a planteamientos de diseños más complejos.

Por este motivo, en la siguiente sección se presenta una ranura más elaborada con la que se ha podido alcanzar un ancho de banda y características más acordes con la aplicación descrita en este trabajo.

## 5.2. Ranura con alimentación en U

Se ha podido ver en la sección anterior como trabajar en la segunda resonancia de la ranura provoca que la antena tenga unas dimensiones muy elevadas, y más si se tiene en cuenta la aplicación que motiva su diseño; por otro lado, el ancho de banda conseguido no satisface las necesidades del propósito del diseño. Por tanto, es necesario un diseño que sea capaz de trabajar con la ranura con dimensiones comparables a  $\frac{\lambda}{2}$  para poder reducir las dimensiones de la antena y, obviamente, conseguir un ancho de banda mayor que el logrado en la sección anterior con el diseño de ranura en segunda resonancia.

Por estos motivos, y teniendo en cuenta los resultados obtenidos al modificar la alimentación de la línea microstrip, se ha decidido optar por un diseño en el que se cambia el concepto de la forma de alimentación. En lugar de usar una línea microstrip a  $50\ \Omega$  como en la ranura habitual, se opta por una alimentación en forma de U, en el que la línea de  $50\ \Omega$  se divide en dos stubs adaptados a  $100\ \Omega$ , que permiten lograr un ancho de banda mayor para ranuras y antenas tipo patch [35]. En la Figura 5.16, puede observarse la comparativa entre la alimentación por línea microstrip de  $50\ \Omega$  y la alimentación en forma de U. Se puede apreciar como aparecen nuevos parámetros que se deben configurar y escoger correctamente para lograr el propósito deseado, como son  $L_{50}$ ,  $L_{100}$  y  $d_{stub}$ .

Tanto en [36] como en [37] se han presentado diseños de ranuras que usan este tipo de alimentación. Además, en [36] se profundiza en un diseño de ranura directiva para aplicaciones médicas, por lo que se ha partido de la misma idea que se lleva a cabo en este estudio para realizar un diseño de ranura alimentado de esta forma, que sea capaz de radiar hacia el cuerpo humano, y posea el suficiente ancho de banda para satisfacer las necesidades de tasa binaria que exigen estas aplicaciones.

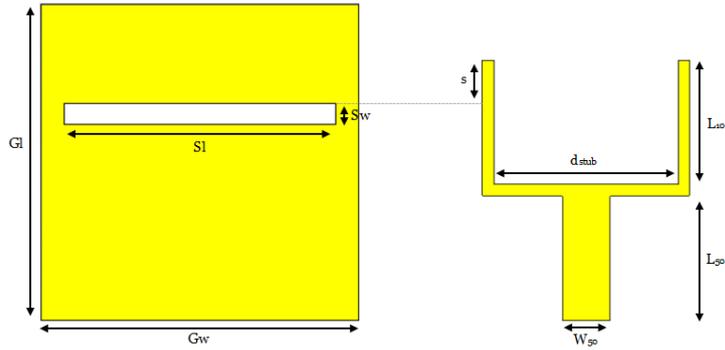


Figura 5.17: Dimensiones físicas del diseño de ranura con alimentación microstrip en U

### 5.2.1. Primer diseño de ranura con alimentación en U

El empleo de una línea de alimentación en U proporciona dos importantes ventajas. Por un lado, permite compactar el tamaño de la ranura. Por otro lado, permite obtener adaptación para una longitud de la ranura de media longitud de onda. En la Figura 5.17, se resumen las dimensiones físicas optimizadas de los parámetros para que la antena opere a 3.1 GHz. Estas dimensiones físicas son:

- $G_w = 30 \text{ mm}$
- $G_l = 30 \text{ mm}$
- $S_w = 2 \text{ mm}$
- $S_l = 0,475\lambda = 24,40 \text{ mm}$
- $L_{50} = 8,78 \text{ mm}$
- $W_{50} = 3,32 \text{ mm}$
- $L_{100} = 8,78 \text{ mm}$
- $W_{100} = 0,82 \text{ mm}$
- $s = 2,50 \text{ mm}$
- $d_{stub} = 12,84 \text{ mm}$

Se puede comprobar como la longitud de la ranura es aproximadamente  $0,475\lambda$  y se ha seleccionado que la separación entre los dos stubs de  $100 \Omega$  sea de  $\frac{\lambda}{4}$ . Por otro lado, se ha considerado una longitud total de la línea microstrip correspondiente a  $\frac{\lambda}{3}$ , y en este primer diseño se ha decidido que tanto la línea adaptada a  $50 \Omega$  como los stubs de  $100 \Omega$  midan lo mismo.

Los resultados de la adaptación y ancho de banda conseguidos con este primer diseño se muestran en la Figura 5.18.

Se puede observar como la frecuencia de resonancia se sitúa en 3.25 GHz prácticamente, y la adaptación engloba la frecuencia inicial de la banda de UWB, 3.1 GHz. Sin embargo,

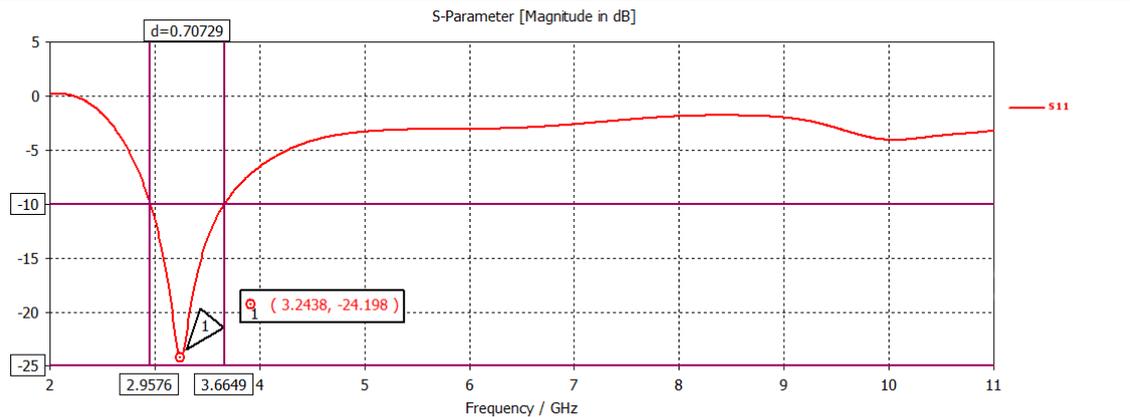


Figura 5.18: Primer diseño con alimentación en U - Parámetro  $S_{11}$

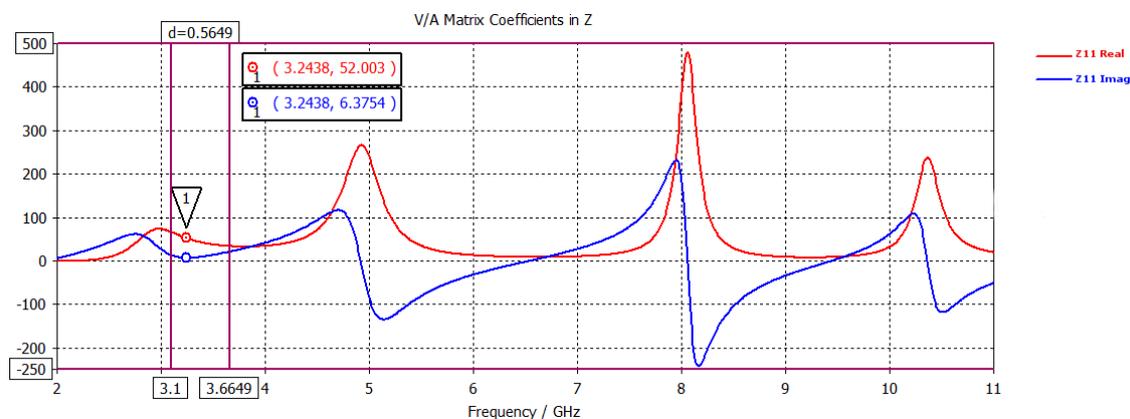


Figura 5.19: Primer diseño con alimentación en U - Impedancia de entrada

el inicio de la adaptación se sitúa en 2.96 GHz, por lo que se pierde adaptación útil si se tiene en cuenta que la antena se comunicará a través de canales UWB a partir de 3.1 GHz. El ancho de banda útil (si se considera la frecuencia inicial de adaptación como la frecuencia inicial de la banda UWB) conseguido es de 564.9 MHz, por lo que, con este diseño de ranura, se obtiene un ancho de banda mucho mayor que el conseguido con la ranura simple que se trató en la sección anterior. Además, como se ha comentado anteriormente, se consigue compactar considerablemente las dimensiones de la antena, lo cual es un valor añadido en aplicaciones de redes de área corporal.

La impedancia de entrada de este diseño se muestra en la Figura 5.19. Se puede comprobar como para la banda de frecuencia donde se produce la adaptación, la parte real de la impedancia de la antena se mantiene muy cercana a  $50\ \Omega$ , mientras que la parte imaginaria es casi nula.

Por último, en la Figura 5.20, se muestra tanto un corte del plano XY del campo eléctrico en dBV/m que radia la antena, como la distribución de corrientes en A/m para la frecuencia de resonancia. Se observa como en este caso la línea bifurcada induce corrientes de mayor intensidad en los extremos de la ranura, y que el campo eléctrico se genera a lo largo de toda la ranura.

De igual manera que en la sección anterior, a continuación se realiza un estudio de

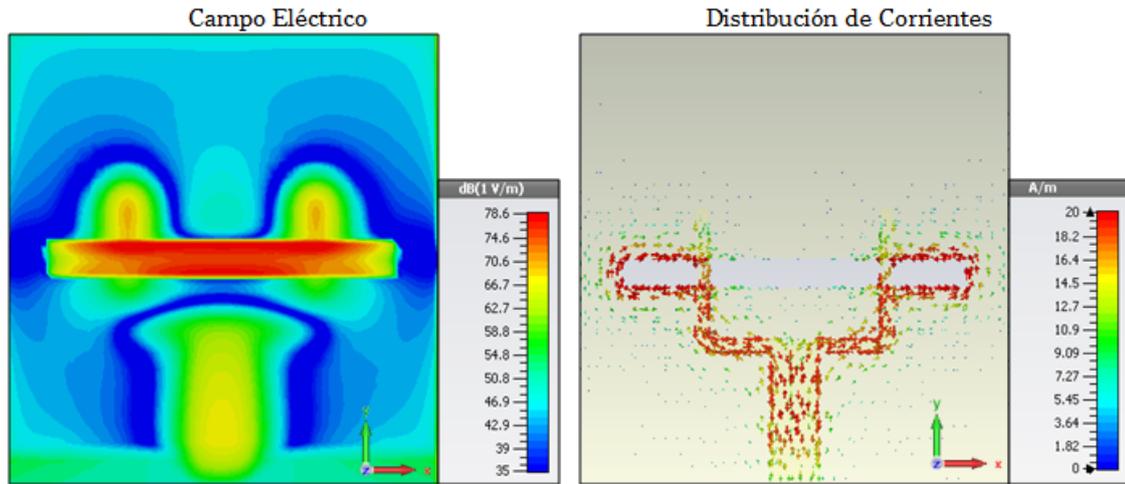


Figura 5.20: Primer diseño con alimentación en U - Campo eléctrico y distribución de corrientes a 3.25 GHz

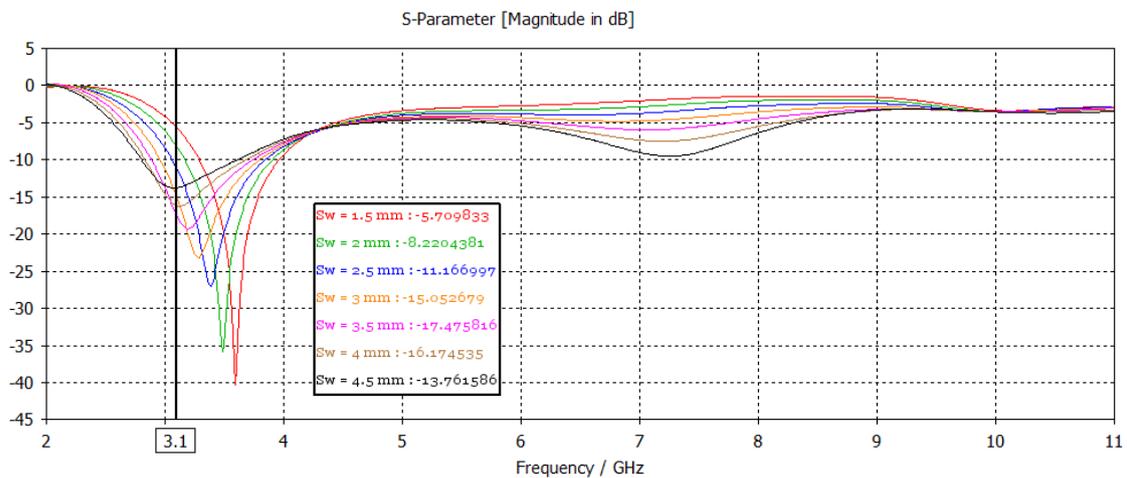


Figura 5.21: Modificación del ancho de la ranura con alimentación en U - Parámetro  $S_{11}$

determinados parámetros de la antena para intentar conseguir un mayor ancho de banda útil en la banda de interés.

### 5.2.2. Modificación del ancho de la ranura

Del mismo modo que se hizo en la sección anterior con la ranura básica en segunda resonancia, se ha realizado un estudio paramétrico de como afecta a la adaptación y, por tanto, al ancho de banda, el hecho de modificar el ancho de la ranura. Se ha simulado con un ancho comprendido desde 1.5 mm hasta 4.5 mm con pasos de 0.5 mm. Los resultados del coeficiente de reflexión pueden observarse en la Figura 5.21.

En el recuadro se resumen los valores del parámetro  $S_{11}$  para cada uno de los diferentes anchos simulados a 3.1 GHz. La mejor adaptación a partir de la frecuencia inicial de la banda se produce para un ancho de la ranura de 2.5 mm, y se consigue un ancho de banda útil de 745.07 MHz, superior al ancho de banda del primer diseño. Por tanto, se ha continuado con el estudio paramétrico de la distancia entre el extremo de los stubs y la

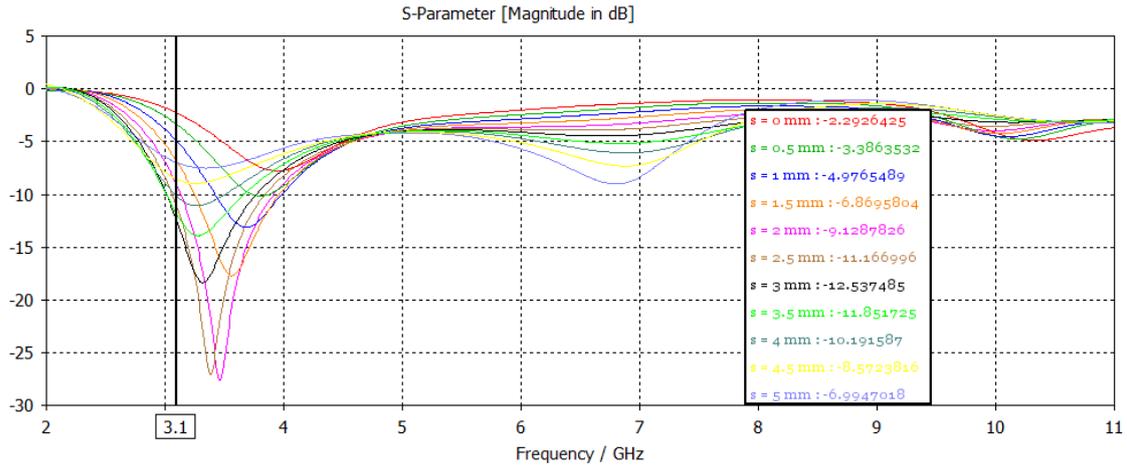


Figura 5.22: Modificación de la distancia entre la alimentación y la ranura con alimentación en U - Parámetro  $S_{11}$

ranura habiendo seleccionado un ancho de ranura de 2.5 mm.

### 5.2.3. Modificación de la separación vertical entre los stubs y la ranura

Se comprueba ahora el efecto de la separación entre el final de los stubs que componen la línea de alimentación de la antena y la ranura (parámetro  $s$  que se observa en la Figura 5.17), para así conocer cual es la distancia ideal a efectos de adaptación. Al contrario que en la sección anterior con la ranura básica, en la que la distancia entre la ranura y el extremo de la línea era prácticamente  $\frac{\lambda}{4}$ , en este caso si que se ha decidido realizar un estudio paramétrico de esta medida debido a la particularidad de la nueva alimentación.

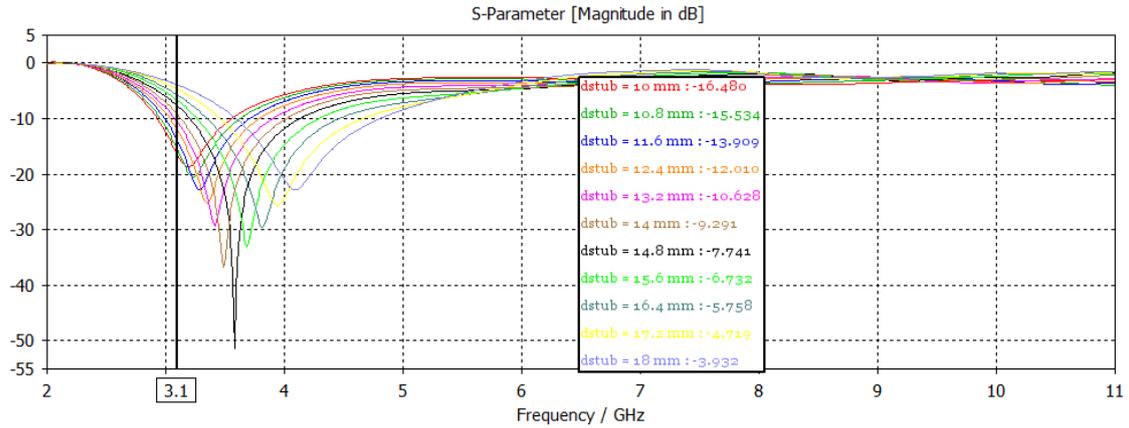
La simulación se ha realizado con una separación comprendida entre 0 y 5 mm con pasos de 0.5 mm. Los resultados de esta simulación pueden verse en la Figura 5.22.

Podemos comprobar en la imagen como el menor valor de  $s$  para el cual se consigue adaptación a -10 dB en 3.1 GHz es  $s = 2,5mm$ . Por tanto se ha seguido con el diseño con el mismo valor de distancia entre el stub de la alimentación y la ranura que con el que se empezó.

### 5.2.4. Modificación de la separación entre stubs

Teniendo en cuenta que el parámetro usado hasta este punto de separación entre los dos stubs de  $100\Omega$  ha sido siempre  $\frac{\lambda}{4}$ , se ha decidido conocer la influencia de la variación de este valor en la adaptación y ancho de banda. Para ello se han realizado 11 simulaciones paramétricas en los que  $d_{stub}$  posee un valor comprendido entre 10 y 18 mm con separaciones de 0.8 mm. Los resultados de la modificación de este parámetro pueden observarse en la Figura 5.23.

Se puede deducir que el mejor valor de este parámetro es 13.2 mm puesto que es donde la frecuencia 3.1 GHz está adaptada y se consigue un ancho de banda mayor. Sin embargo, si nos fijamos en el resto de valores y en el ancho de banda que se consigue, se

Figura 5.23: Modificación de la distancia entre los stubs - Parámetro  $S_{11}$ 

$d_{stub}$ (mm)	$f_1$ (GHz)	$f_2$ (GHz)	$f_m$ (GHz)	B (MHz)	Brel (%)
13,2	3,1	3,9076	3,4137	807,6	23,66
14	3,1336	4,0132	3,4904	879,6	25,20
14,8	3,2	4,1235	3,584	923,5	25,77
15,6	3,2646	4,2878	3,7013	1023,2	27,64

Tabla 5.1: Ancho de banda relativo para distintos valores de  $d_{stub}$ 

puede apreciar como para valores de  $d_{stub}$  superiores, el ancho de banda que se consigue es mayor, a costa de sacrificar parte del comienzo de la banda UWB.

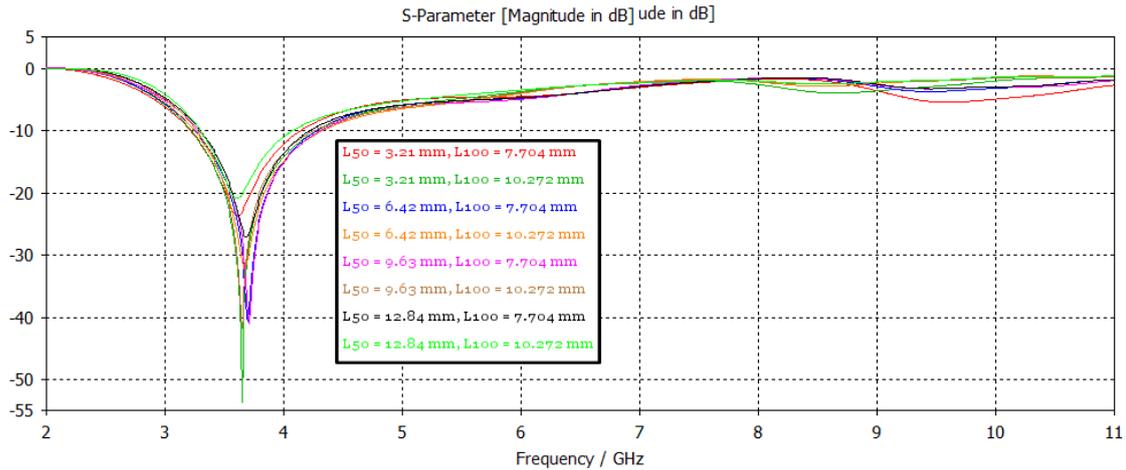
Para poder decidir que valor de  $d_{stub}$  es más conveniente, se ha decidido calcular el ancho de banda relativo (véase ecuación 3.6) de los 4 valores candidatos. En la Tabla 5.1 se recogen la frecuencia inferior ( $f_1$ ), la frecuencia superior ( $f_2$ ), la frecuencia central de resonancia ( $f_m$ ), el ancho de banda absoluto a -10 dB (B) y el ancho de banda relativo ( $R_{rel}$ ) para la separación entre los stubs ( $d_{stub}$ ) de 13.2, 14, 14.8 y 15.6 mm.

Se puede comprobar como sacrificando apenas 15 MHz del inicio de la banda, con una separación entre stubs de 15.6 mm se consigue más de 1 GHz de ancho de banda absoluto. Por tanto se ha decidido escoger este valor de  $d_{stub}$  para continuar con el diseño de la antena.

### 5.2.5. Modificación de la longitud de las líneas

Como última modificación se ha considerado conocer el efecto que tiene el variar la longitud de  $L_{50}$  y  $L_{100}$ . Para ello, y teniendo en cuenta que la relación entre la longitud de ambas líneas que se considera en [36] es de 1.25, se ha decidido simular para valores de  $L_{50}$  comprendidos entre  $\frac{\lambda}{16}$  y  $\frac{\lambda}{4}$  con pasos de  $\frac{\lambda}{16}$ , y los mismos valores divididos entre 1.25 para  $L_{100}$ .

Los resultados más característicos de estas simulaciones se muestran en la Figura 5.24, ya que el resto de combinaciones daban como resultado una adaptación en la banda superior de UWB y no se han considerado relevantes.

Figura 5.24: Modificación de la longitud de las líneas microstrip - Parámetro  $S_{11}$ 

$L_{50}$ (mm)	$L_{100}$ (mm)	$f_1$ (GHz)	$f_2$ (GHz)	$f_m$ (GHz)	B (MHz)	Brel (%)
3,21	7,704	3,2031	4,1513	3,6192	948,2	26,20
3,21	10,272	3,2146	4,2784	3,6538	1063,8	29,11
6,42	7,704	3,2378	4,29	3,689	1052,2	28,52
6,42	10,272	3,2505	4,3374	3,6823	1086,9	29,52
9,63	7,704	3,2875	4,3138	3,7264	1026,3	27,54
9,63	10,272	3,2748	4,2635	3,6574	988,7	27,03
12,84	7,704	3,2984	4,2231	3,6985	924,7	25,00
12,84	10,272	3,2834	4,0732	3,6236	789,8	21,80

Tabla 5.2: Ancho de banda relativo para distintos valores de  $L_{50}$  y  $L_{100}$ 

Se puede observar como las diferentes combinaciones de valores de  $L_{50}$  y  $L_{100}$  dan lugar a adaptaciones similares, por este motivo se ha realizado el mismo proceso que en el paso anterior y se ha estudiado el ancho de banda relativo para cada uno de los casos de la Figura 5.24. En la Tabla 5.2 se muestran estos resultados.

Si se analiza la Tabla 5.2, se puede observar como los mayores anchos de banda se consiguen siempre cuando  $L_{50} < L_{100}$ . Además, el mayor ancho de banda tanto absoluto como relativo se obtiene cuando  $L_{50} = \frac{\lambda}{8}$  y  $L_{100} = 10,272$  mm, con estos valores para la alimentación de la ranura, únicamente sacrificando 15 MHz del inicio de la banda UWB, se obtiene un ancho de banda absoluto de 1.086 GHz, mayor que el obtenido en los estudios anteriores y mucho mayor que el conseguido en la ranura de la sección anterior.

Los parámetros optimizados después de los distintos estudios paramétricos de la ranura son:

- $G_w = 30$  mm
- $G_l = 30$  mm
- $S_w = 2,5$  mm
- $S_l = 0,475\lambda = 24,40$  mm
- $L_{50} = 6,42$  mm

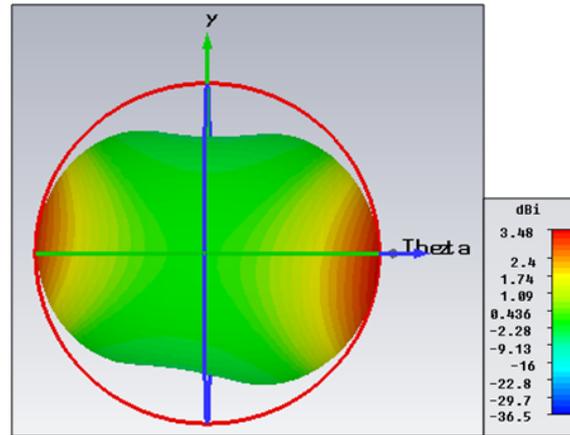


Figura 5.25: Diagrama de radiación 3D para  $f_m = 3,6863 \text{ GHz}$

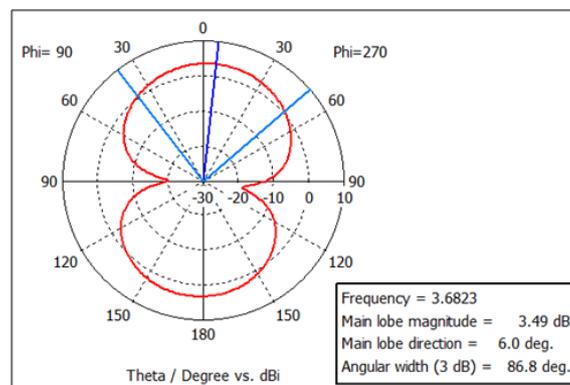


Figura 5.26: Diagrama de radiación en coordenadas polares para el plano XZ para  $f_m = 3,6863 \text{ GHz}$

- $W_{50} = 3,32 \text{ mm}$
- $L_{100} = 10,272 \text{ mm}$
- $W_{100} = 0,82 \text{ mm}$
- $s = 2,50 \text{ mm}$
- $d_{stub} = 15,60 \text{ mm}$

Se ha decidido centrarse ahora en el estudio del diagrama de radiación de la ranura.

El diagrama de radiación 3D a la frecuencia de resonancia de la ranura con los parámetros expuestos se muestra en la Figura 5.25. La Figura 5.26, muestra el diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano XZ. En estas dos figuras se puede observar una de las características de las ranuras comentadas en 3.2.4, que es su radiación omnidireccional. Se muestra como en el plano XZ radia tanto hacia delante como hacia atrás, además se puede ver como la directividad de la antena es de 3.49 dBi y posee un ancho de haz de  $86.8^\circ$ .

Si recordamos el propósito de la antena, esta debe ser direccional puesto que debe ser capaz de recibir los datos enviados por parte de un dispositivo implantado en el cuerpo

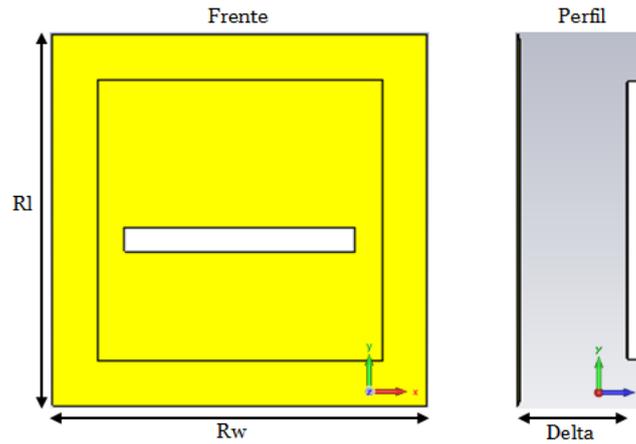


Figura 5.27: *Perspectiva frontal y perfil de la ranura con la inclusión del plano reflector*

humano. Por este motivo se ha decidido introducir un elemento reflector al diseño actual y estudiar su adaptación y diagrama de radiación para conseguir las características necesarias para el propósito del trabajo.

### 5.3. Inclusión de plano reflector

Para poder conseguir la directividad deseada de la antena, se ha optado por incluir un elemento plano que actúe como reflector y concentre la potencia de la antena en la dirección del eje Z. Este es uno de los métodos más empleados cuando se quiere diseñar una antena con diagrama directivo [36].

La distancia óptima a la que se debe situar un reflector plano del elemento radiante para que, según la teoría de las imágenes, las corrientes se sumen en fase es de  $\frac{\lambda}{4}$ . Sin embargo, aunque la directividad y el diagrama de radiación mejoren, el hecho de introducir un elemento a cierta distancia de la ranura afecta a la adaptación conseguida en la sección anterior.

Partiendo de la antena resultante de todas las modificaciones paramétricas llevadas a cabo sobre la alimentación en forma de U, se ha incluido un plano de cobre reflector a una distancia del plano de la ranura igual a  $\Delta = \frac{\lambda}{4}$  de unas dimensiones mayores que las del patch que contiene la ranura. Concretamente las dimensiones del reflector son de 40 x 40 mm. En la Figura 5.27 se puede observar la geometría de la antena descrita.

Se puede observar en la Figura 5.28 como la antena se desadapta en la frecuencia inicial de la banda UWB. Por este motivo se ha realizado un estudio de las dimensiones de plano reflector y distancia a la antena del mismo, ya que en [36] se obtienen buenos resultados con un plano reflector rectangular en lugar de cuadrado.

Las simulaciones se han llevado a cabo para una separación entre plano reflector y antena entre  $\frac{\lambda}{4}$  y  $\frac{\lambda}{8}$  con un paso de  $\frac{\lambda}{8}$ , y un ancho de reflector comprendido entre 15 mm y 40 mm con pasos de 5 mm. El  $S_{11}$  resultante de las simulaciones más relevantes puede observarse en la Figura 5.29. Es importante destacar que las 4 simulaciones que mejor

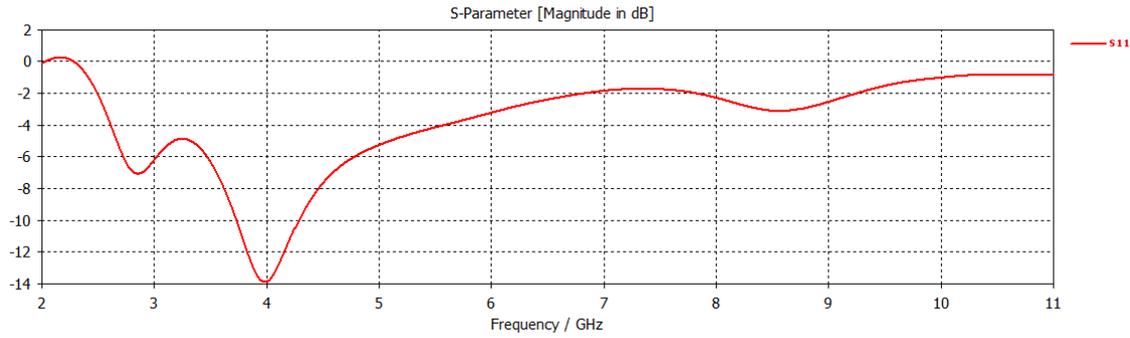


Figura 5.28: Parámetro  $S_{11}$  de la ranura con alimentación en  $U$  al incluir un plano reflector

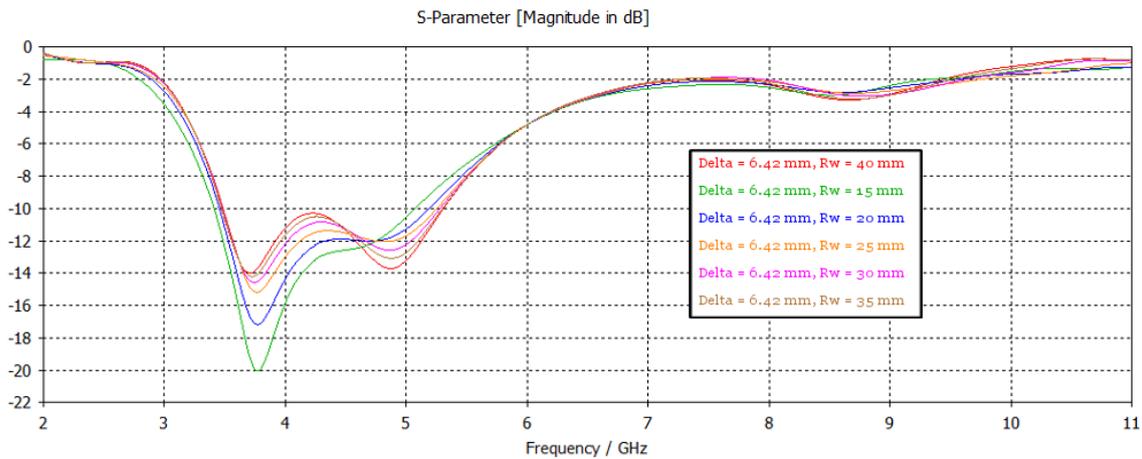


Figura 5.29: Parámetro  $S_{11}$  de la ranura con alimentación en  $U$  al incluir un plano reflector y variar  $\Delta$  y  $R_w$

resultados de adaptación han mostrado han sido aquellas cuya distancia entre la antena y el plano reflector es de  $\frac{\lambda}{8}$ .

Se observa como el mejor ancho de banda conseguido,  $B = 1.87$  GHz, es con el ancho de reflector con su valor inicial, es decir, 40 mm, y con la distancia entre el plano y la antena de 6.42 mm, correspondiente a  $\frac{\lambda}{8}$ .

Si se comprueba ahora tanto las eficiencias en unidades lineales (radiación y total) de la antena en la banda baja de UWB para este caso, como el corte del diagrama de radiación en el plano XZ de las frecuencias que comprende la adaptación (véase Figuras 5.30 y 5.31), se puede intuir como la eficiencia es muy baja teniendo en cuenta el escenario de espacio libre.

En cuanto al diagrama, se puede comprobar como con la inclusión del plano reflector se focaliza la radiación en la dirección deseada, sin embargo, la directividad no mejora con respecto a la ranura omnidireccional diseñada en el apartado anterior, esto sumado a la mala eficiencia, da lugar a una ganancia incluso peor que en el caso omnidireccional (Eq. 3.17).

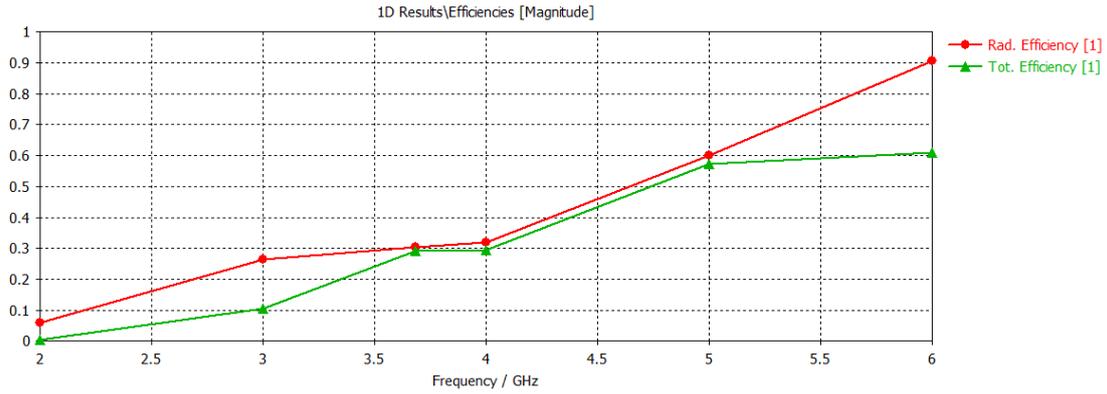


Figura 5.30: Eficiencias de la ranura con alimentación en U con el plano reflector

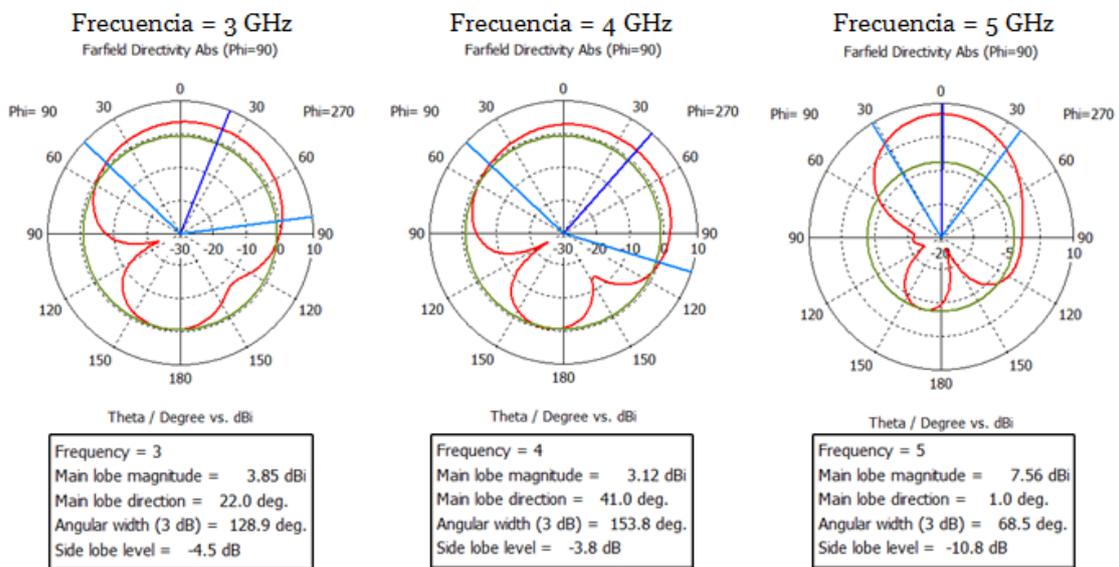


Figura 5.31: Diagramas polares en el plano XZ de la ranura con alimentación en U con el plano reflector

Por tanto, se ha decidido rediseñar la ranura junto con el reflector para una frecuencia central algo más elevada, en torno a 4.5 GHz, para intentar conseguir un ancho de banda mayor y mejor adaptación en la banda baja de UWB, y un diagrama más directivo junto con una eficiencia más elevada.

## 5.4. Diseño de ranura con alimentación en U a 4.5 GHz con plano reflector

Analizando los parámetros utilizados hasta ahora, y teniendo en cuenta los usados en [36], se ha decidido variar el tamaño del plano de masa, en lugar de 30 x 30 mm como hasta ahora, 33 x 24 mm, donde 33 mm corresponde al ancho del plano y 24 mm al alto con el fin de conseguir una mayor banda de adaptación [36]. Además, se ha retocado el largo de las líneas y variado la posición vertical del plano reflector, ya que parece mejorar la adaptación [36]. Cabe destacar que  $Ref_y$  corresponde al trozo de plano reflector que

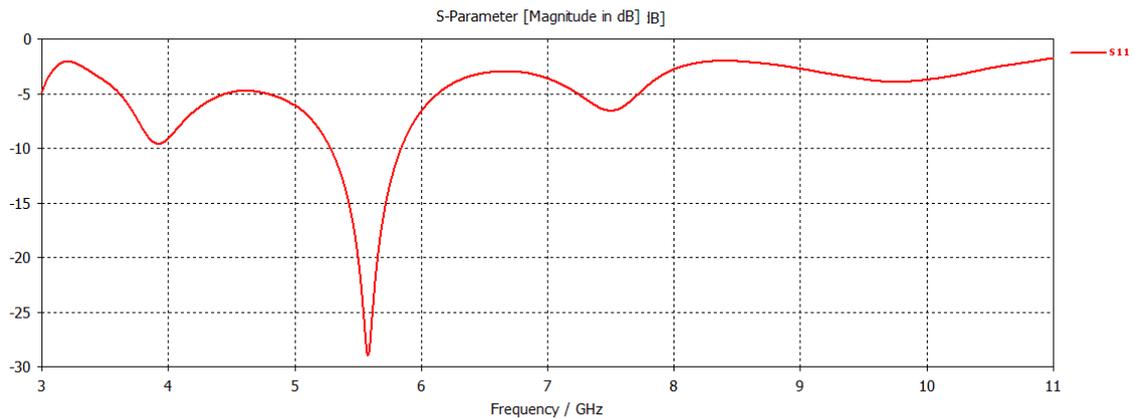


Figura 5.32: Parámetro  $S_{11}$  con el reflector tras variar la dimensión del plano de masa

queda verticalmente por encima del plano de masa. Los nuevos valores de los parámetros son:

- $G_w = 33 \text{ mm}$
- $G_l = 24 \text{ mm}$
- $S_w = 2,5 \text{ mm}$
- $S_l = 0,475\lambda = 24,40 \text{ mm}$
- $L_{50} = 10 \text{ mm}$
- $W_{50} = 3,32 \text{ mm}$
- $L_{100} = 10,8 \text{ mm}$
- $W_{100} = 0,82 \text{ mm}$
- $s = 2,50 \text{ mm}$
- $d_{stub} = 15,60 \text{ mm}$
- $R_w = 40 \text{ mm}$
- $R_l = 40 \text{ mm}$
- $Ref_y = 11 \text{ mm}$

Los resultados en cuanto a la adaptación se muestran en la Figura 5.32. Se puede observar como la adaptación se ha perdido en la banda baja y se consigue en torno a 5.6 GHz. Teniendo en cuenta que no era lo deseado, se ha realizado una optimización del largo de las líneas de alimentación, tamaño de la ranura, y longitud del reflector. Además se ha establecido la distancia entre el plano reflector y la antena en 10 mm, siendo un compromiso entre la adaptación en la banda y la directividad conseguida.

Los resultados de dicha optimización se observan en la Figura 5.33, se ha conseguido la adaptación a partir de 4 GHz y en un rango de 1.299 GHz. Los nuevos parámetros resultantes de la optimización son:

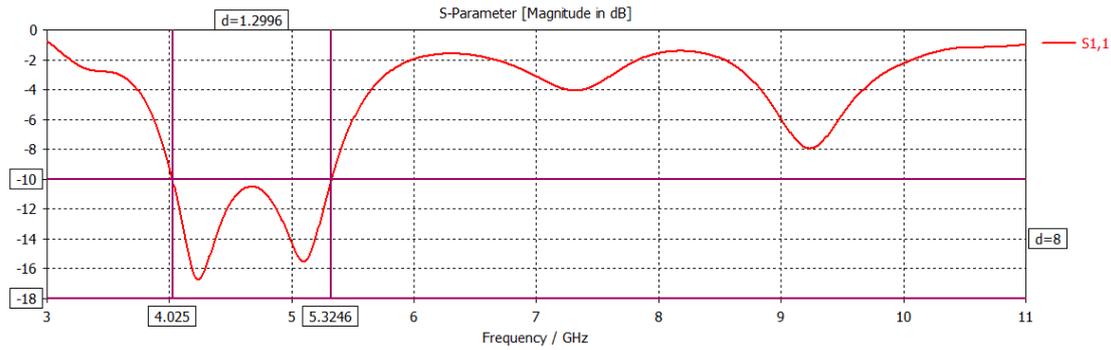


Figura 5.33: Parámetro  $S_{11}$  con el reflector tras la primera optimización

- $G_w = 33 \text{ mm}$
- $G_l = 24 \text{ mm}$
- $S_w = 5 \text{ mm}$
- $S_l = 24,56 \text{ mm}$
- $L_{50} = 12,27 \text{ mm}$
- $W_{50} = 3,32 \text{ mm}$
- $L_{100} = 8,40 \text{ mm}$
- $W_{100} = 0,82 \text{ mm}$
- $s = 3,50 \text{ mm}$
- $d_{stub} = 18,70 \text{ mm}$
- $R_w = 16 \text{ mm}$
- $R_l = 44 \text{ mm}$
- $Ref_y = 14 \text{ mm}$
- $Delta = 10 \text{ mm}$

Además, si se comprueba en este caso las eficiencias y el diagrama en coordenadas polares en el plano XZ de las frecuencias donde se consigue la adaptación (véase Figuras 5.34 y 5.35), vemos como la eficiencia tiene un valor de aproximadamente 0.75 tanto al inicio como al final de la banda, siendo por tanto mucho mejor que en el caso con el reflector conseguido en la sección anterior. En lo que respecta al diagrama, vemos como en este caso es más directivo en la dirección deseada, obteniéndose una directividad de 7.55 dBi y 7.88 dBi a 4 GHz y 5 GHz respectivamente, y un ancho de haz a -3 dB de 69.8° y 67.8° respectivamente.

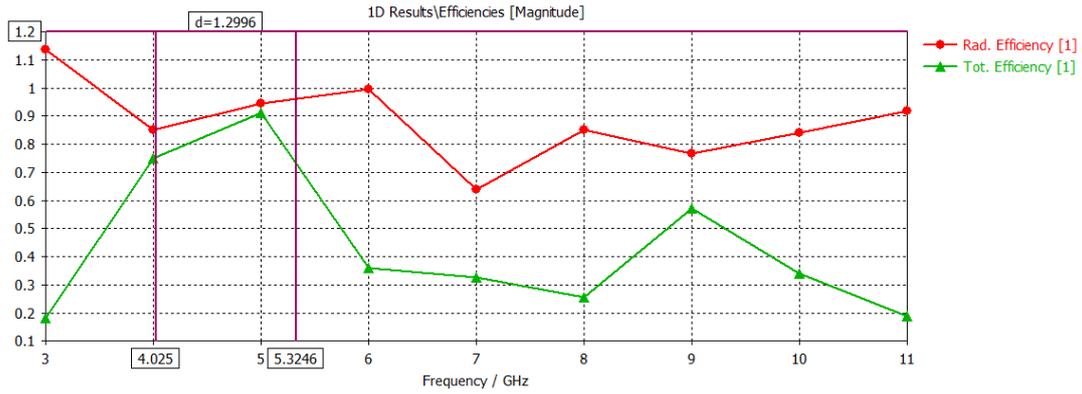


Figura 5.34: Eficiencias de la ranura con alimentación en U con el plano reflector tras la primera optimización

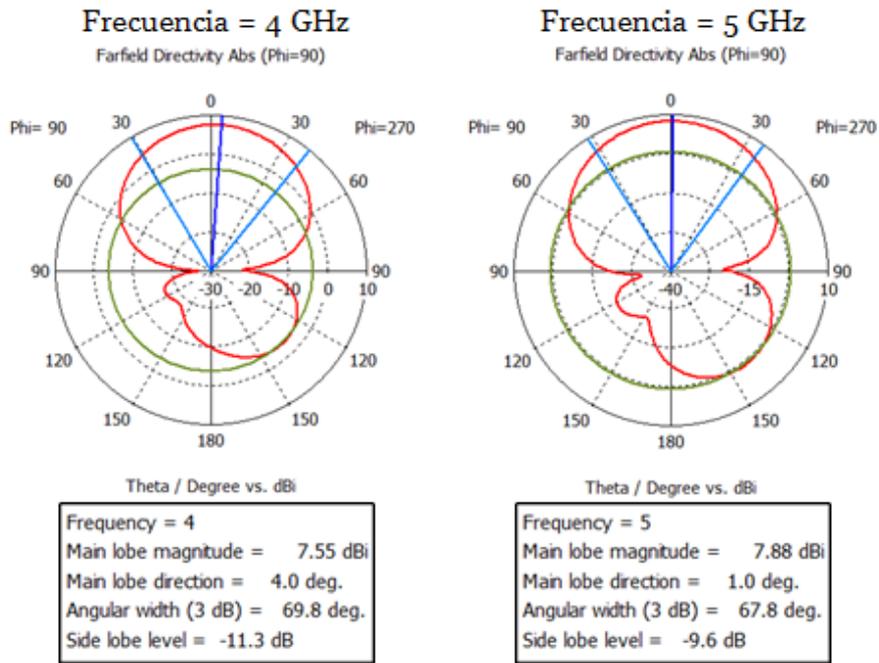


Figura 5.35: Diagramas polares en el plano XZ de la ranura con alimentación en U con el plano reflector tras la primera optimización

En las Figuras 5.36 y 5.37, se muestran el campo eléctrico radiado en dBV/m y la distribución de corrientes en la ranura en A/m para 4 y 5 GHz. Se puede observar como al incluir el plano reflector la intensidad del campo radiado en la dirección z positiva es mayor.

Teniendo en cuenta el buen ancho de banda conseguido y directividad, se ha decidido realizar ahora modificaciones sobre la forma de la ranura, del mismo modo que se hizo para la ranura básica al inicio del capítulo, así como de la forma de la U de alimentación. Hay que destacar que todas las modificaciones se han realizado con el plano reflector incluido.

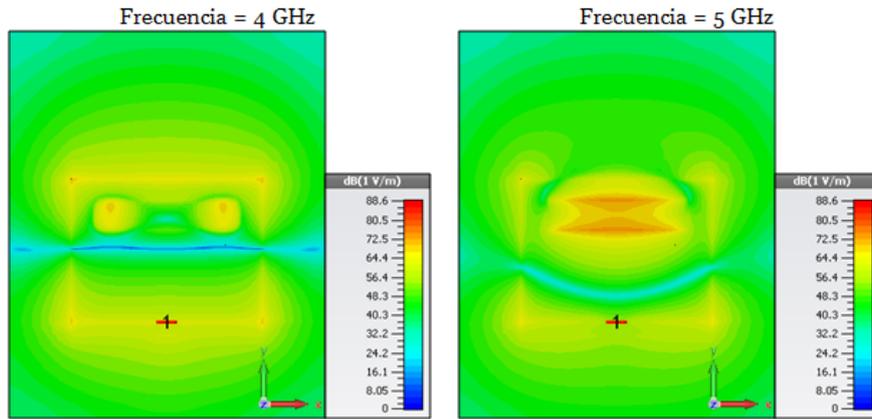


Figura 5.36: *Campo eléctrico radiado en el plano XY por la ranura con el plano reflector*

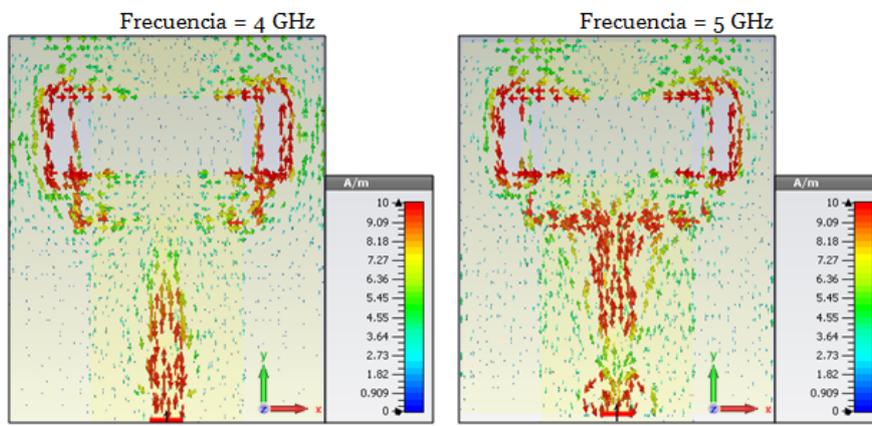


Figura 5.37: *Distribución de corrientes en la ranura con el plano reflector*

#### 5.4.1. Modificación de la forma de la ranura

Del mismo modo que se hizo en 5.1, se ha comprobado el efecto de modificar la forma de la ranura agrandando los extremos consiguiendo una forma tipo H. Sin embargo, con los parámetros actuales, no se ha conseguido un mayor ancho de banda ni mejores resultados de directividad y eficiencia.

También se ha probado cambiar la forma de la ranura a una del tipo 'bow tie'. No obstante, como en el caso anterior, no se han obtenido mejores resultados que con la ranura rectangular. En la Figura 5.38, pueden observarse la forma de estos dos casos.



Figura 5.38: *Formas de la ranura modificada probadas en el diseño*

La última prueba sobre la modificación de la forma de la ranura ha sido introducir

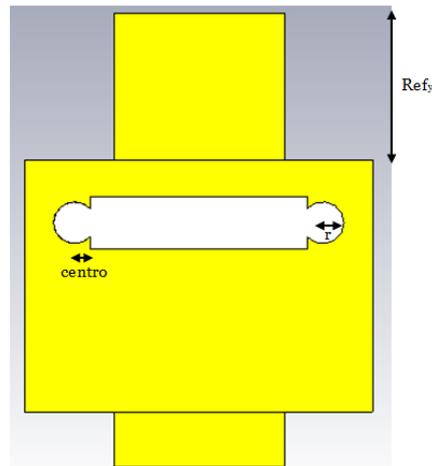


Figura 5.39: Geometría de la antena con los círculos en los extremos de la ranura

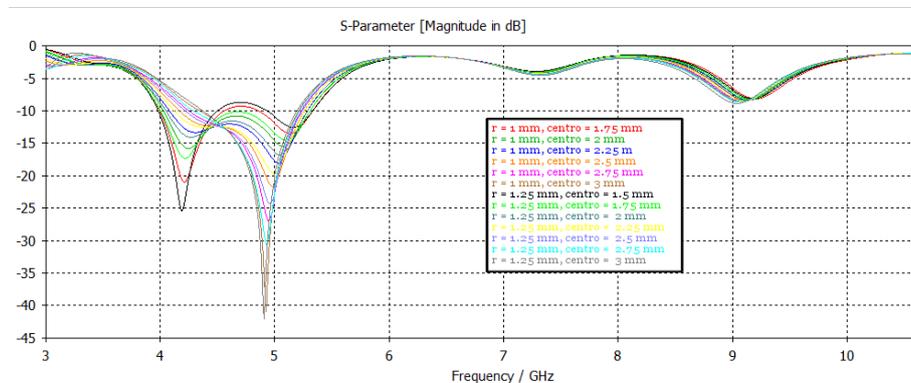


Figura 5.40: Estudio paramétrico del efecto de los círculos en la ranura - Parámetro  $S_{11}$

unos pequeños elementos en forma de cargas en los extremos de la misma. Corresponden a dos círculos que prolongan la ranura. En la Figura 5.39 se observa la geometría de esta modificación y los nuevos parámetros a tener en cuenta en la simulación.

Se ha realizado un estudio paramétrico tanto del radio de los círculos como del desplazamiento del centro de los mismos, el parámetro 'centro' de la Figura 5.39 corresponde a la distancia entre el final de la ranura rectangular y del centro del círculo. En dichas simulaciones se ha variado el centro entre 1 y 1.25 mm, y el radio de los círculos entre 1 y 3 mm con un paso de 0.25 mm. Los resultados de las simulaciones más relevantes se muestran en la Figura 5.40. Se puede observar como dependiendo del valor del radio y el centro, la resonancia se desplaza en frecuencia. El mayor ancho de banda se consigue para un radio de 1.75 mm y el centro de 1.25 mm, y es de 1.312 GHz.

En la Figura 5.41, se muestra las eficiencias para este caso, y en la Figura 5.42 se muestra el corte del diagrama en dimensiones polares para el plano XZ y las frecuencias principales de adaptación. Se puede comprobar en estas figuras como la eficiencia de la antena en 4 y 5 GHz mejora los resultados de la ranura rectangular, y tiene un valor de 0.75 y 0.9 respectivamente. Por lo que respecta a la directividad y ancho de haz a -3 dB, para 4 GHz se tiene una directividad de 7.54 dBi y un ancho de haz de 69.9°, y para 5 GHz estos valores son 7.88 dBi y 67.8° respectivamente, por lo que se puede determinar

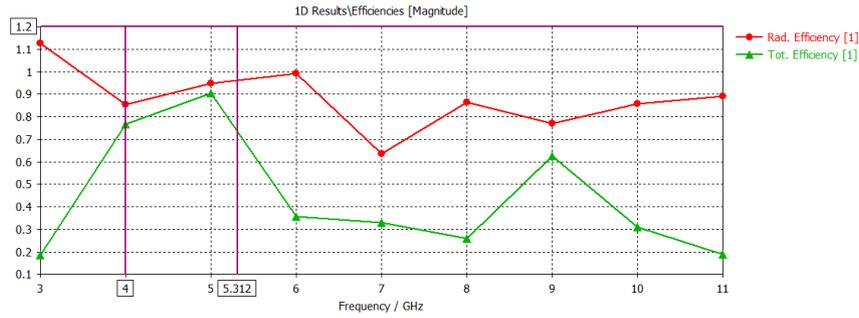


Figura 5.41: Eficiencias de la ranura con círculos en los extremos

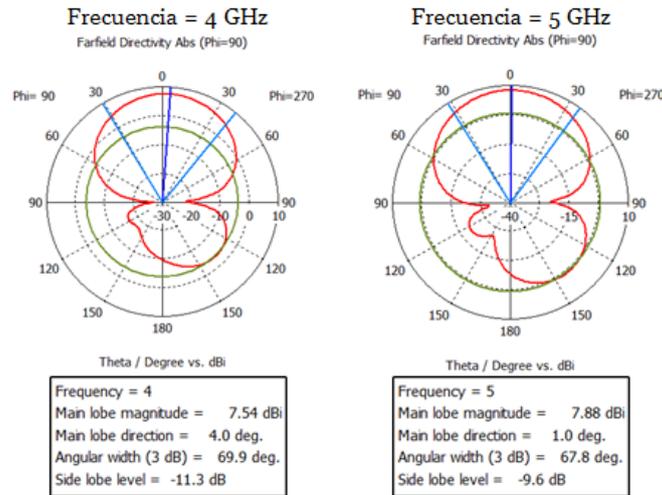


Figura 5.42: Diagrama polar en el plano XZ de la ranura con círculos en los extremos

que el diagrama de radiación apenas se ha visto afectado con respecto al caso de la ranura rectangular, pero si que se ha mejorado tanto la eficiencia como el ancho de banda.

El campo eléctrico radiado en dBV/m y la distribución de corrientes en A/m para esta ranura con cargas en los extremos pueden observarse en las Figuras 5.43 y 5.44. Se puede observar como afecta el plano reflector a la radiación, ya que se consigue que en la dirección de interés se tengan altos valores de campo. De la misma manera se puede observar la alta intensidad de radiación en la ranura para 4 y 5 GHz.

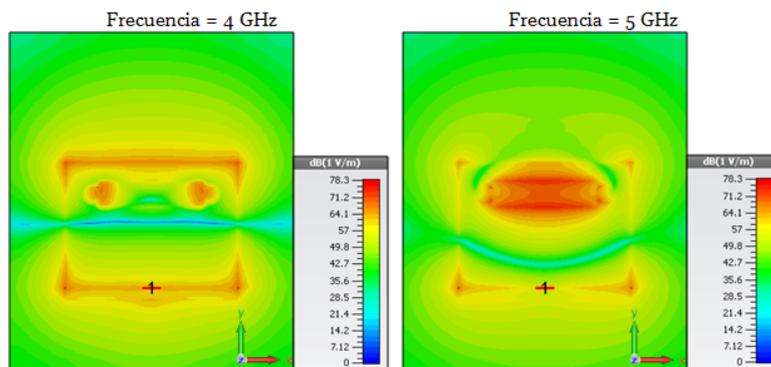


Figura 5.43: Campo eléctrico radiado en dBV/m en el plano XY por la ranura con círculos en los extremos

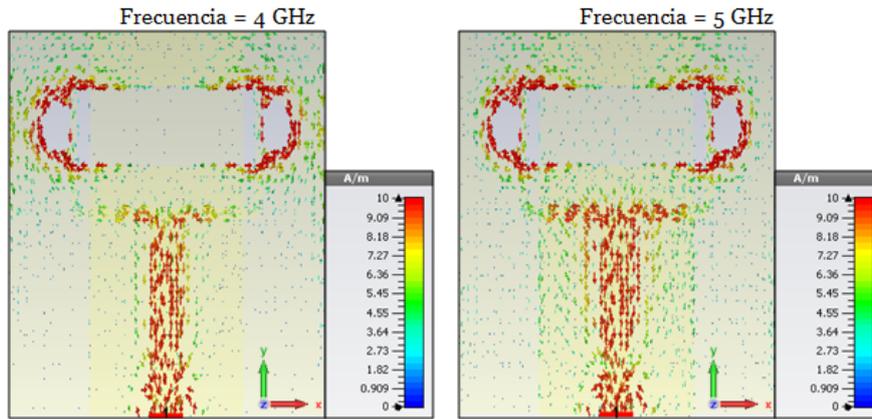


Figura 5.44: *Distribución de corrientes en A/m en la ranura con círculos en los extremos*

Por último, se ha decidido hacer modificaciones en la línea en U, para intentar conseguir un mejor ancho de banda sin afectar a la directividad y eficiencias conseguidas en este apartado.

#### 5.4.2. Modificación de la alimentación en U

Tal y como se realizó en 5.1, se ha decidido modificar levemente la alimentación de la antena para intentar conseguir adaptación en un ancho de banda mayor. Como en este caso la alimentación tiene forma de U, se ha decidido modificar los extremos de los stubs de  $100 \Omega$  introduciendo elementos que aumentan su capacitancia y comprobar si así, en base a la ranura tanto rectangular como con círculos, se consigue mayor banda de adaptación.

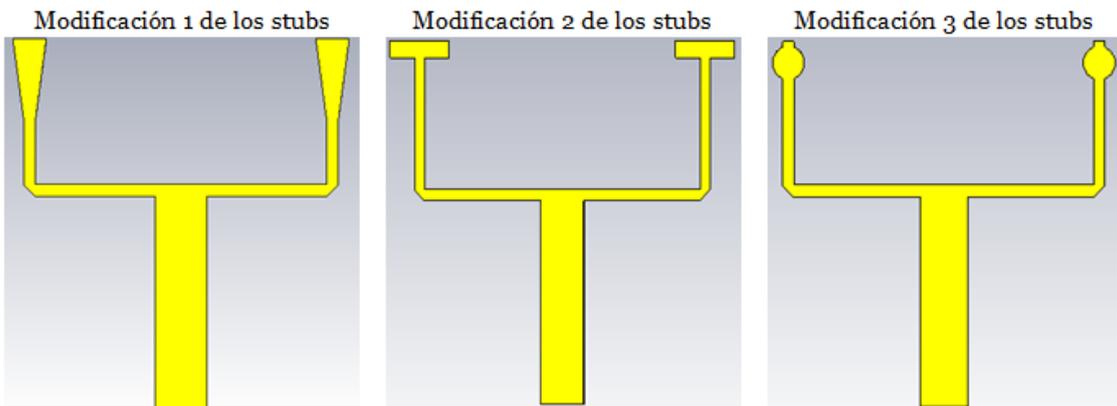


Figura 5.45: *Diferentes modificaciones de la alimentación en forma de U*

En la Figura 5.45 se muestran las modificaciones llevadas a cabo. Sin embargo, para ninguna de las pruebas se ha conseguido mejorar los 1.3 GHz y 1.312 GHz de ancho de banda conseguidos con la ranura rectangular y con círculos en los extremos respectivamente, por lo que se ha decidido terminar el diseño de la antena en espacio libre en este punto y comenzar con el estudio del comportamiento de la antena con tejidos humanos.

## 5.5. Conclusiones

A lo largo de esta sección se han realizado numerosos estudios del diseño de la ranura en espacio libre viendo los resultados que suponen las diferentes modificaciones realizadas, como han sido: la alimentación de la ranura, el tamaño de la misma, el tamaño del plano de masa, el tamaño del plano reflector, la forma de la ranura, y la distancia entre los distintos elementos que componen la antena.

Finalmente, se ha optado por dos diseños finales, ambos con plano reflector que permite confinar la energía en la dirección deseada, este plano se ha estrechado y se ha desplazado verticalmente ya que se ha observado que de esta forma la adaptación de la antena empeoraba lo mínimo posible y se conseguía una buena directividad y eficiencia. Ambos diseños poseen polarización lineal.

El primer diseño se basa en una ranura simple rectangular, con alimentación en forma de U, y sus parámetros físicos tras todas las modificaciones son:

- $G_w = 33 \text{ mm}$
- $G_l = 24 \text{ mm}$
- $S_w = 5 \text{ mm}$
- $S_l = 24,56 \text{ mm}$
- $L_{50} = 12,27 \text{ mm}$
- $W_{50} = 3,32 \text{ mm}$
- $L_{100} = 8,40 \text{ mm}$
- $W_{100} = 0,82 \text{ mm}$
- $s = 3,50 \text{ mm}$
- $d_{stub} = 18,70 \text{ mm}$
- $R_w = 16 \text{ mm}$
- $R_l = 44 \text{ mm}$
- $Ref_y = 14 \text{ mm}$
- $Delta = 10 \text{ mm}$

Los resultados del parámetro  $S_{11}$  pueden observarse en la Figura 5.46.

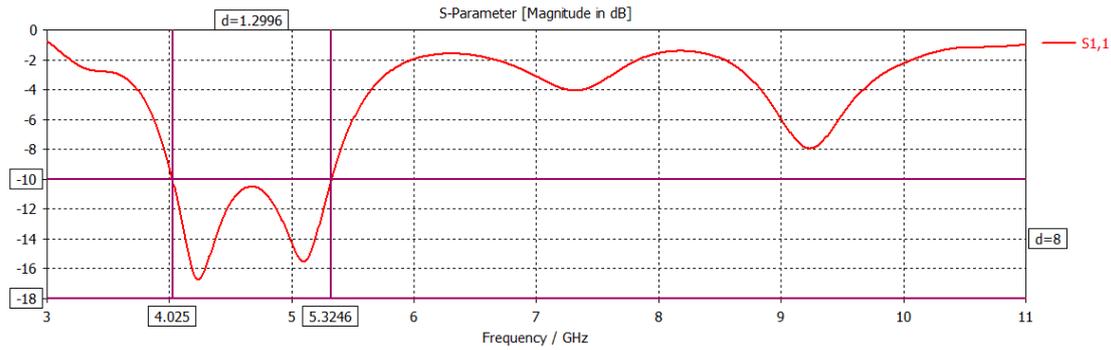


Figura 5.46: Parámetro  $S_{11}$  de el diseño final de ranura rectangular

El segundo diseño se basa en la inclusión de círculos en los extremos de la ranura que actúan como cargas, de mismo modo que el anterior, la alimentación es en forma de U.

- $G_w = 33 \text{ mm}$
- $G_l = 24 \text{ mm}$
- $S_w = 5 \text{ mm}$
- $S_l = 24,56 \text{ mm}$
- $L_{50} = 12,27 \text{ mm}$
- $W_{50} = 3,32 \text{ mm}$
- $L_{100} = 8,40 \text{ mm}$
- $W_{100} = 0,82 \text{ mm}$
- $s = 3,50 \text{ mm}$
- $d_{stub} = 18,70 \text{ mm}$
- $R_w = 16 \text{ mm}$
- $R_l = 44 \text{ mm}$
- $Ref_y = 14 \text{ mm}$
- $Delta = 10 \text{ mm}$
- $centro = 1,25 \text{ mm}$
- $r = 1,75 \text{ mm}$

Los resultados del parámetro  $S_{11}$  pueden observarse en la Figura 5.47.

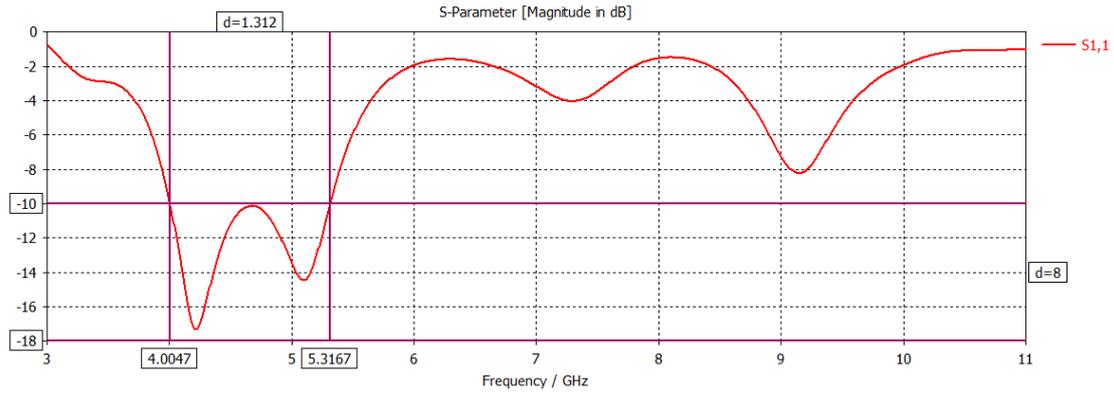


Figura 5.47: *Parámetro  $S_{11}$  de el diseño final de ranura con círculos en los extremos*

Como los resultados de ambos diseños son bastante parejos, se ha decidido pasar a la parte de simulación con tejidos humanos con las dos opciones. Por tanto, en la siguiente sección se verá la influencia de la introducción de tejidos en la simulación de ambas antenas y, en el caso que sea necesario, la optimización de las mismas para lograr las características deseadas en un entorno real.

## Capítulo 6

# Desarrollo y resultados con tejidos corporales

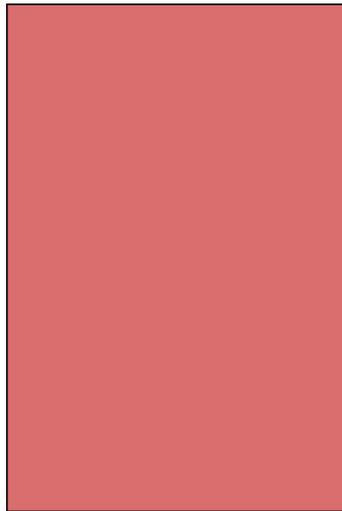
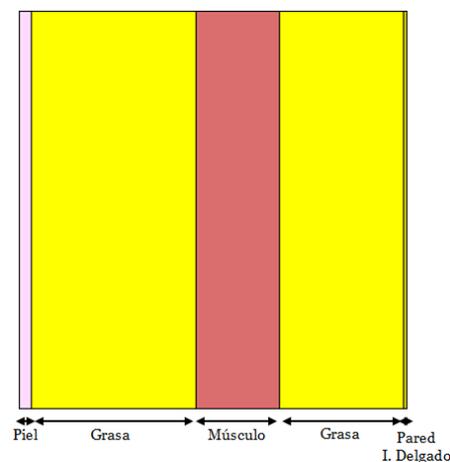
Como ya se ha comentado en el capítulo 2, concretamente en el apartado 2.4.2, los tejidos humanos son un medio con elevadas pérdidas y cuya permitividad varía dependiendo del tejido en cuestión. A la hora de realizar un diseño para aplicaciones WBAN, es necesario incluir en el proceso del mismo dichos tejidos, para conocer el comportamiento de la antena, y optimizarla al medio.

En esta sección se presentan los resultados de simulación con tejidos de las dos tipos de ranura diseñadas en el apartado anterior. Como se verá a continuación, se han realizado dos modelos de tejidos y ha sido necesario la optimización de las antenas para lograr las características deseadas.

### 6.1. Modelo de capas

Para poder simular las antenas diseñadas con tejidos humanos existen dos formas de implementación, representar dichos tejidos mediante un modelo de capas, o bien usar el modelo Voxel. Como ya se comentó en 2.4.2, el modelo Voxel requiere un gran requerimiento de hardware y supone un alto coste computacional de los equipos, por lo que en la mayoría de investigaciones por medio de simulaciones, se recurre al modelo de capas ([21], [22]).

En este trabajo se ha optado por implementar los tejidos que simulan al cuerpo humano mediante el modelo de capas. Concretamente se han realizado dos modelos, uno más simple, formado por una sola capa, que homogeneiza todos los tejidos del cuerpo humano, y otro más complejo, compuesto por varias capas de tejido, en el que se tiene en cuenta los diferentes tejidos que componen una zona del cuerpo humano. De este modo, se puede ver posteriormente la comparativa entre ellos y cual otorga una mayor verosimilitud en el diseño de dispositivos on-body.

Figura 6.1: *Modelo de tejido de 1 capa*Figura 6.2: *Modelo de tejido de 5 capas*

### 6.1.1. Modelo de 1 capa

Se compone de una sola capa rectangular de músculo, ya que se utiliza este material para representar de forma homogénea el cuerpo humano [38]. Este modelo se usa para diseñar el dispositivo sin conocer el lugar del cuerpo humano donde va a utilizarse. En la Figura 6.1 se observa un ejemplo de la geometría de esta capa. Se ha escogido un grosor de músculo de 30 mm ya que es el habitual en este tipo de modelos.

### 6.1.2. Modelo de 5 capas

Es un modelo más complejo de una zona determinada del cuerpo humano. Se ha realizado en base a [22], en el que se diseña una antena para un enlace con un elemento situado en el aparato digestivo. En este trabajo se ha decidido simular también este modelo para conocer las implicaciones que tendría el uso de las antenas diseñadas en un enlace con una capsula endoscópica o algún sensor implantado en el aparato digestivo. Las diferentes capas que forman el modelo pueden observarse en la Figura 6.2.

El grosor de las capas se ha escogido en base a la investigación llevada a cabo en [39], en el que se establece el grosor de las diferentes capas de grasa de la zona abdominal y el músculo en función del sexo y la edad. Para este trabajo se ha escogido los valores medios de cada uno de ellos en el caso de la grasa y músculo, para la piel y la capa de pared intestinal se han escogido los mismos valores que en [22].

Estos valores son:

- Piel -  $Skin_t = 1,5mm$
- Primera capa de grasa -  $Fat1_t = 20mm$
- Músculo -  $Muscle_t = 10mm$
- Segunda capa de grasa -  $Fat2_t = 15mm$
- Pared del intestino delgado -  $Intestine_t = 0,5mm$

Cabe destacar que la optimización y cambio de diseño de ambas antenas se ha realizado con el modelo de 1 capa, ya que supone una buena primera aproximación y permite reducir la complejidad del coste computacional. Posteriormente se ha comprobado el comportamiento de las antenas resultantes en el modelo de 5 capas.

Por otro lado, las propiedades electromagnéticas de estos tejidos (piel, músculo, grasa e intestino delgado) que incluye cst están únicamente para frecuencias menores de 3 GHz. Por este motivo, y para asegurar la exactitud de las simulaciones, se ha utilizado el estudio de Camelia Gabriel ([20]), con la que ya se generaron las gráficas de propiedades electromagnéticas de los distintos tejidos en el capítulo 2, para completar los puntos frecuenciales de CST de estos parámetros.

## 6.2. Diseño de ranuras con el modelo de 1 capa

En este apartado se muestra como afecta la simulación de las ranuras obtenidas en ?? con el modelo de 1 capa de músculo de 30 mm de espesor. Hay que destacar que se ha establecido una altura de la capa equivalente a la del reflector y una anchura equivalente al plano de la antena. En posteriores apartados se estudia el efecto de la variación del tamaño de las capas.

### 6.2.1. Ranura rectangular

Teniendo en cuenta la antena con ranura rectangular y alimentación en forma de U diseñada en la sección anterior, se ha introducido la capa de músculo totalmente pegada a la misma, simulando que la antena está situada sobre la superficie muscular. Dicha escena puede observarse en la Figura 6.3.

Los resultados de la adaptación pueden verse en la Figura 6.4. Se observa como la antena se desadapta totalmente y sufre un desplazamiento en frecuencia de prácticamente

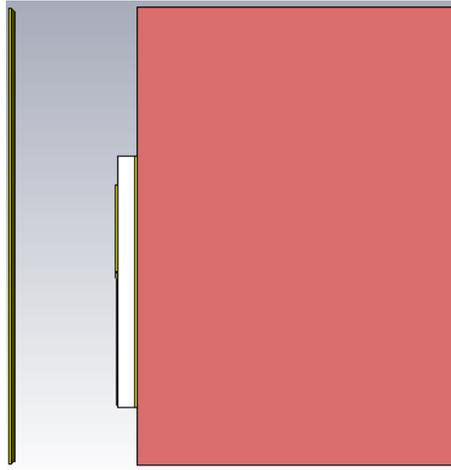


Figura 6.3: Ranura rectangular sobre modelo de 1 capa de tejido

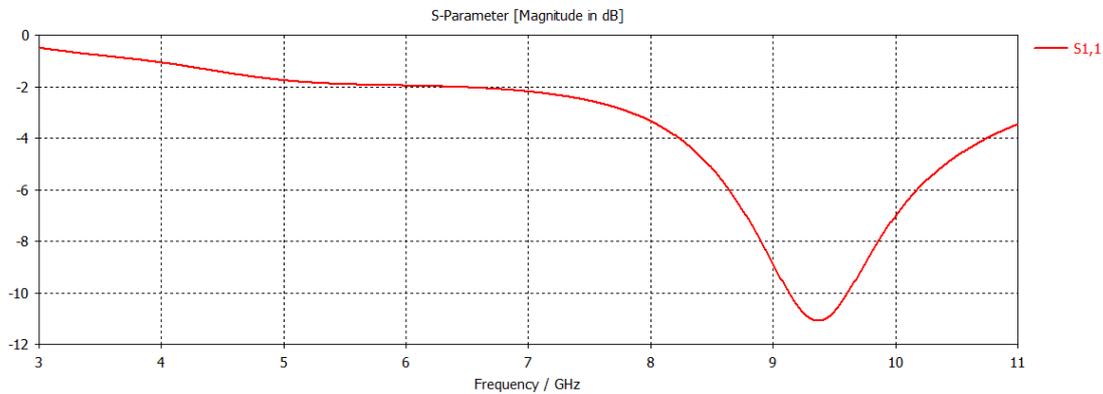


Figura 6.4: Ranura rectangular sobre modelo de 1 capa de tejido - Parámetro  $S_{11}$

5 GHz, viendo disminuido el ancho de banda a 477 MHz en una frecuencia central de 9.368 GHz.

Se puede concluir por tanto, que la capa de tejido afecta considerablemente a los resultados de la antena diseñada en espacio libre, por lo que es necesario el hecho de optimizar y cambiar las dimensiones de los distintos elementos que componen la antena.

Tras realizar una optimización de cada uno de los parámetros descritos en los apartados anteriores, y ensanchado las líneas de alimentación, se obtiene la adaptación mostrada en la Figura 6.5.

Se puede observar como se consigue un ancho de banda absoluto de 1.4 GHz centrado en 4.92 GHz, lo que implica un ancho de banda relativo de 28.46 %, nada desdeñable teniendo en cuenta los resultados de adaptación obtenidos en espacio libre. Si se analiza la impedancia de la antena (véase Figura 6.6), se observa como el valor de impedancia real en la banda de resonancia se encuentra entre 30 y 45  $\Omega$  y el valor de impedancia negativa es muy cercano a cero.

Los parámetros de la ranura rectangular con los que se consiguen estos resultados son:

- $G_w = 38,45 \text{ mm}$

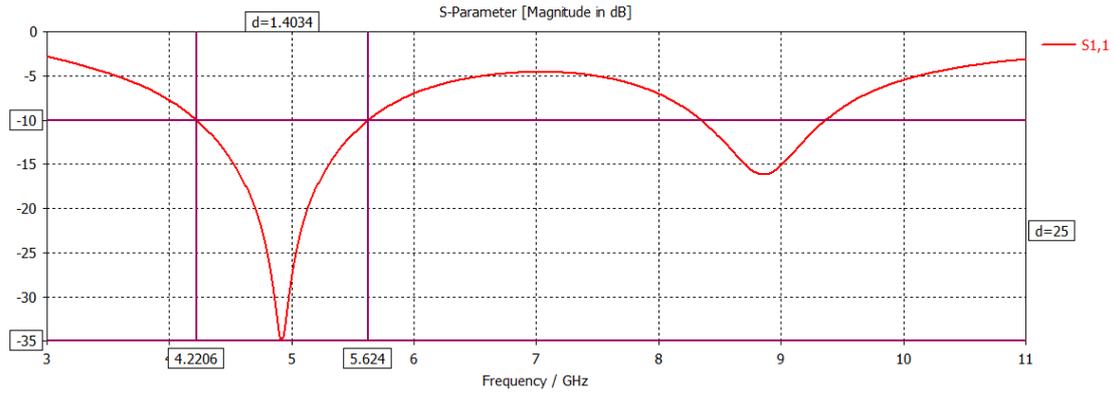


Figura 6.5: Ranura rectangular tras la optimización sobre modelo de 1 capa de tejido - Parámetro  $S_{11}$

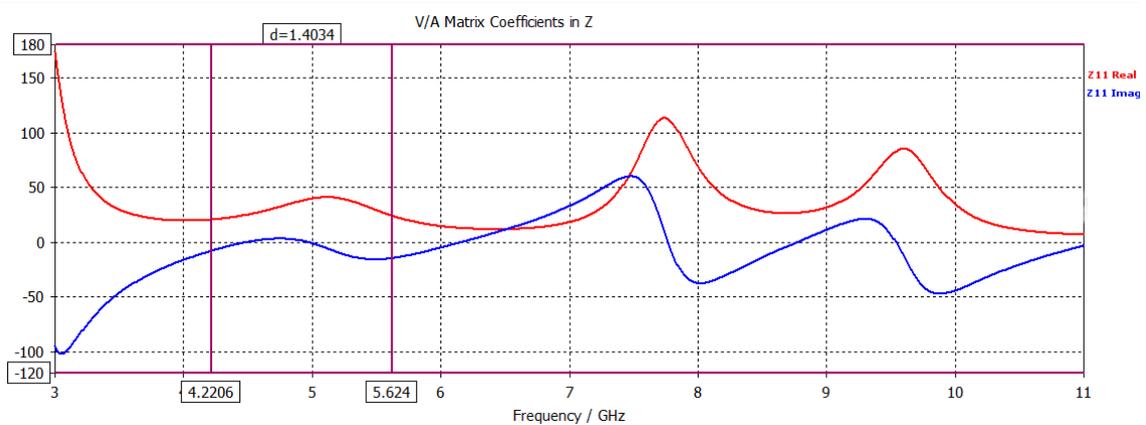


Figura 6.6: Ranura rectangular tras la optimización sobre modelo de 1 capa de tejido - Impedancia de entrada

- $G_l = 32,80 \text{ mm}$
- $S_w = 9,73 \text{ mm}$
- $S_l = 23,56 \text{ mm}$
- $L_{50} = 15,54 \text{ mm}$
- $W_{50} = 5,50 \text{ mm}$
- $L_{100} = 9,73 \text{ mm}$
- $W_{100} = 3,30 \text{ mm}$
- $s = 4,50 \text{ mm}$
- $d_{stub} = 12 \text{ mm}$
- $R_w = 18 \text{ mm}$
- $R_l = 48 \text{ mm}$
- $Ref_y = 6 \text{ mm}$

- $\Delta = 10\text{ mm}$

Se puede intuir como al producirse el desplazamiento superior en frecuencia al introducir la capa de tejido, se ha tenido que agrandar los parámetros de la antena, especialmente el ancho de la ranura y de las líneas de la alimentación.

Teniendo en cuenta las dimensiones de la antena y las fórmulas que determinan la región de campo radiado (véase 3.1.2), estas se ven afectadas por las propiedades dieléctricas de los tejidos, ya que la longitud de onda depende de dichas propiedades como puede observarse en la ecuación 6.1.

$$\lambda_m = \frac{c}{f_m \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (6.1)$$

Por este motivo, y si se tiene en cuenta la capa de músculo, la región de campo que resulta más relevante en estos diseños es la región de Fresnel. Por lo que a la hora de analizar las propiedades de directividad de la antena diseñada, es más conveniente estudiar la radiación en campo cercano, ya que el tamaño de la antena debería ser diminuto para considerarse campo lejano.

En la Figura 6.7 se observa la radiación de campo eléctrico en dBV/m de la antena sobre la capa de tejido muscular para 4, 5 y 6 GHz, y los planos YZ y XZ, ya que la banda de adaptación comprende entre 4.2 y 5.6 GHz.

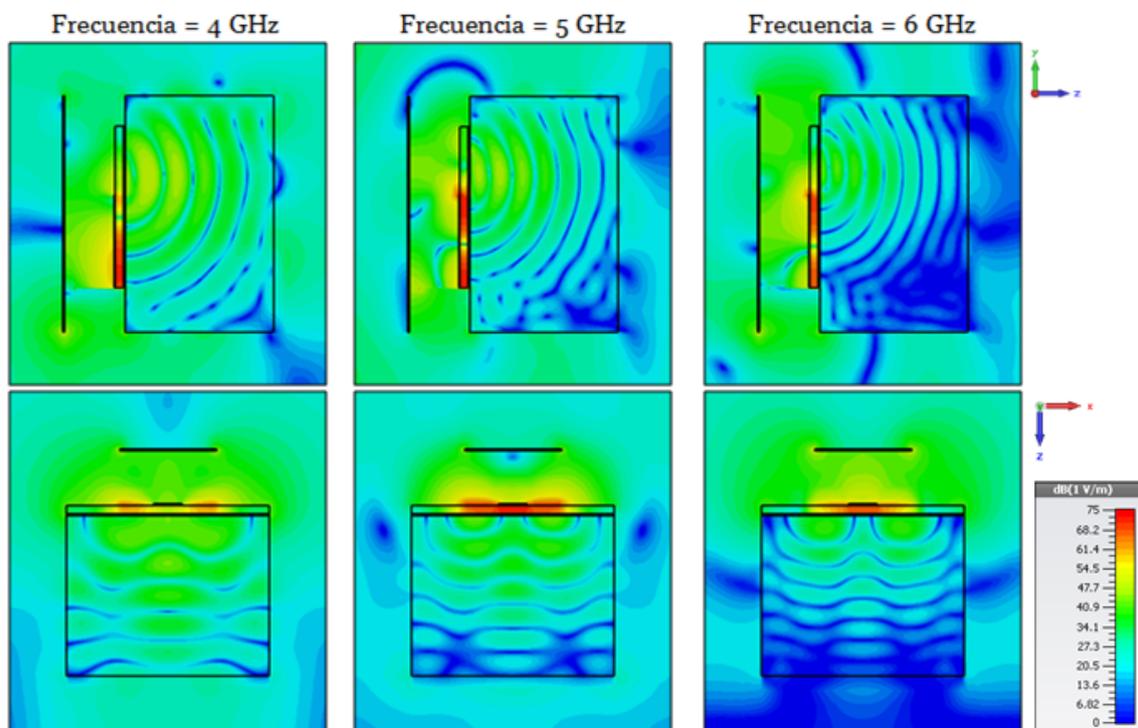


Figura 6.7: *Campo Eléctrico radiado en dBV/m de la ranura rectangular sobre el modelo de 1 capa*

Podemos observar como las líneas de campo tienen una alta radiación al penetrar en la capa de músculo y se va perdiendo a medida que recorre dicha capa. Es importante

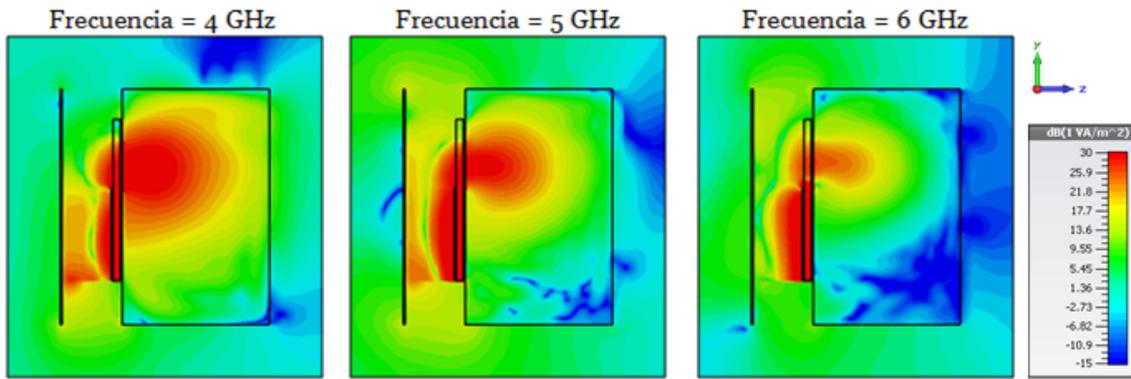


Figura 6.8: Potencia radiada en  $dBW/m^2$  de la ranura rectangular sobre el modelo de 1 capa

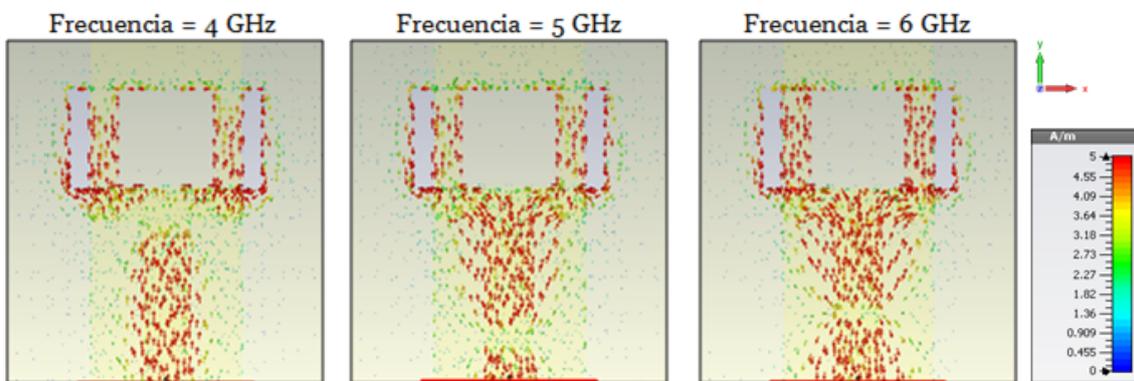


Figura 6.9: Distribución de corrientes en  $A/m$  de la ranura rectangular sobre el modelo de 1 capa

observar el efecto de las pérdidas en los tejidos a medida que se aumenta la frecuencia, ya que para 6 GHz, al final de la capa de músculo se tiene una intensidad de campo de prácticamente 0  $dBV/m$ , mientras que al inicio es de 50  $dBV/m$ . Del mismo modo, se puede observar como el comportamiento en cuestión de radiación para 4 y 5 GHz es bueno.

Para observar el comportamiento en materia de potencia radiada en  $dBW/m^2$  se ha realizado la Figura 6.8. En esta figura se puede observar un comportamiento similar al del campo eléctrico radiado en cuanto a la dependencia con la frecuencia, teniendo en el extremo de la capa de tejido una diferencia de potencia radiada de 25 dB entre el caso de 4 GHz y de 6 GHz.

Finalmente, en la Figura 6.9, se puede observar la distribución de corrientes para estas tres frecuencias. Para los tres casos se observa como las corrientes que viajan por el plano de masa bordean la ranura con mayor intensidad y generan la radiación observada en las figuras anteriores.

Si se analiza la radiación de campo observada en la Figura 6.7 con vista del plano XZ, se puede observar como debido al plano reflector estrecho, existe una considerable cantidad de radiación hacia atrás en esas zonas donde el plano no cubre toda la estructura de la ranura. Por este motivo, se ha decidido comprobar la adaptación y resultados de radiación

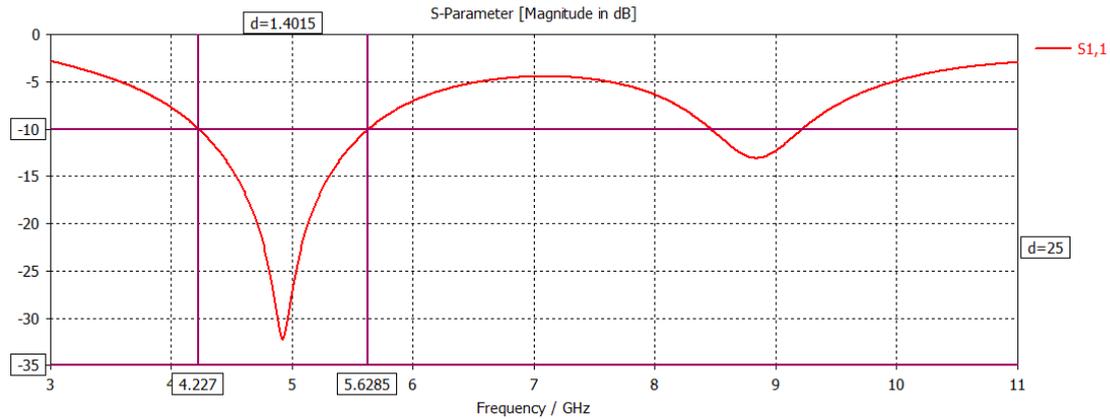


Figura 6.10: *Ranura rectangular tras ensanchar el plano reflector sobre modelo de 1 capa de tejido - Parámetro  $S_{11}$*

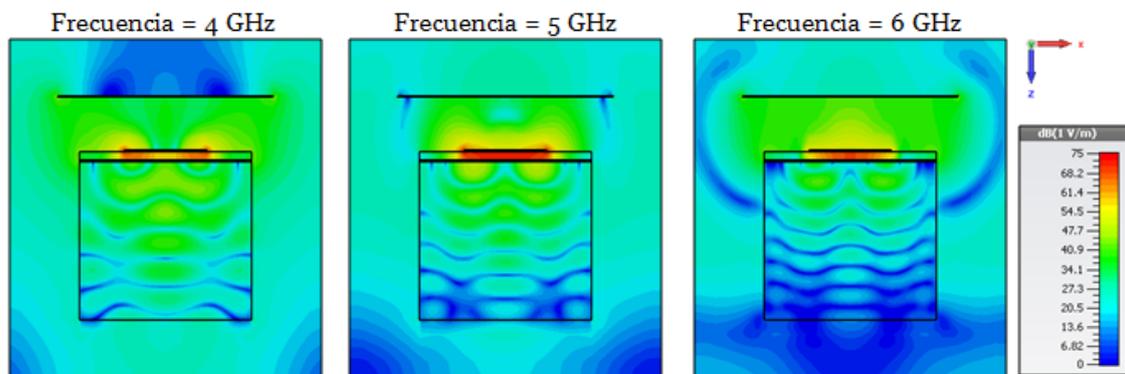


Figura 6.11: *Campo Eléctrico radiado en dBV/m de la ranura rectangular sobre el modelo de 1 capa*

de la ranura con el plano reflector cubriendo a lo ancho completamente la antenna, ya que, debido al efecto de la capa de tejido y nuevas dimensiones de la ranura, es posible que la adaptación no se vea tan afectada como en el caso de espacio libre estudiado en el capítulo anterior.

En la Figura 6.10, se muestra la adaptación de la antenna habiendo cambiado únicamente el ancho del plano reflector, teniendo un valor en este caso de 38.45 mm, equivalente al ancho del plano de tierra de la ranura. Se puede observar como, a diferencia de en el caso en espacio libre, en esta ocasión apenas se ve afectada la adaptación, disminuyendo el ancho de banda únicamente 29 MHz. El ancho de banda relativo conseguido con este plano reflector es de 28.5 %, manteniéndose por tanto muy elevado.

Se puede observar en la Figura 6.11 la radiación del campo eléctrico cercano en dBV/m. Se puede comprobar en este caso, como ahora aumentar el ancho del plano reflector, existe menos radiación de campo hacia atrás. La potencia radiada puede observarse en la Figura 6.12 Como se puede ver, se sigue produciendo la fuerte pérdida de potencia radiada a medida que se aumenta la frecuencia debido a las elevadas pérdidas por cm que posee la capa de tejido.

No se ha decidido introducir nuevamente las gráficas de distribución de corriente puesto

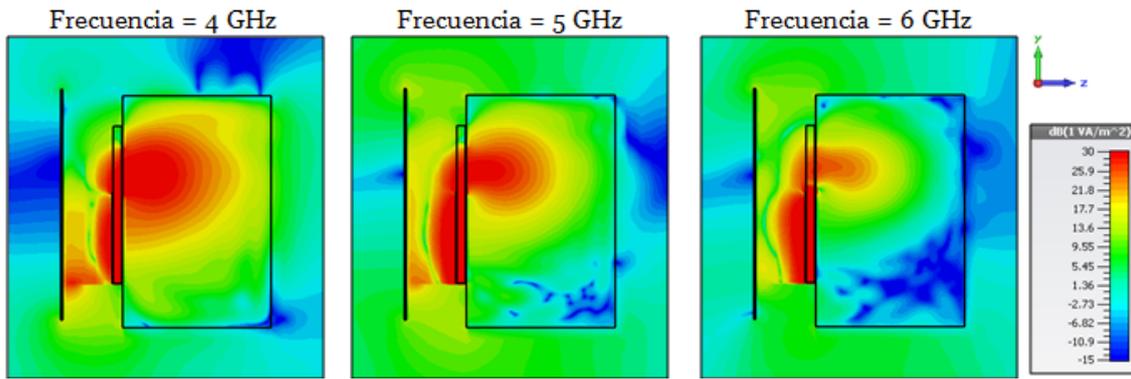


Figura 6.12: Potencia radiada en  $\text{dBW}/\text{m}^2$  de la ranura rectangular tras ensanchar el plano reflector sobre el modelo de 1 capa

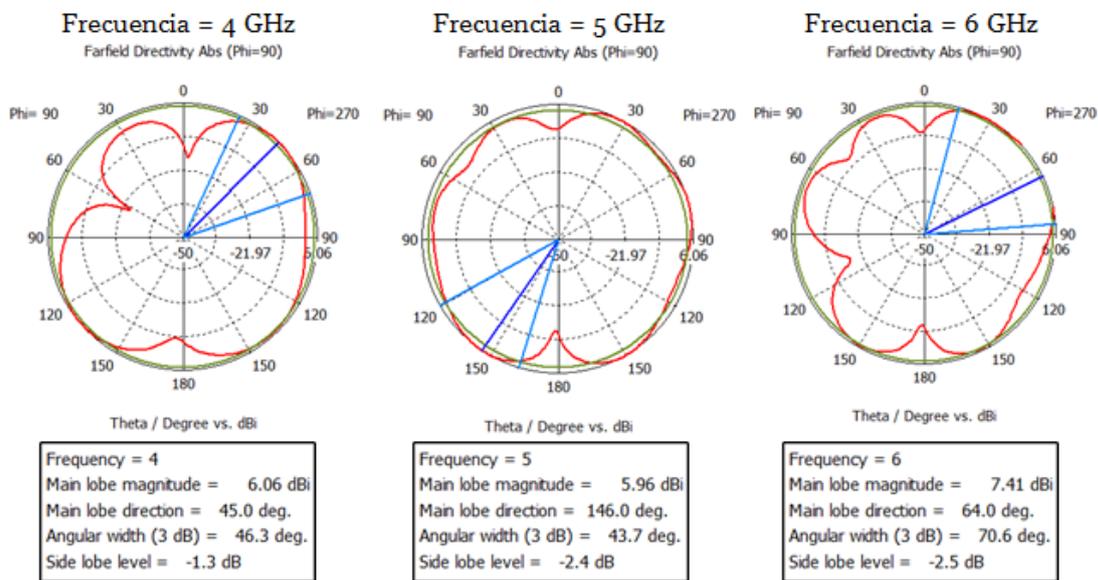


Figura 6.13: Diagrama polar en el plano XZ de la ranura rectangular con el modelo de 1 capa de tejido

que el aumentar el ancho el plano reflector no afecta a las mismas.

En la Figura 6.12 se muestran los diagramas de radiación en campo lejano en coordenadas polares para el plano XZ para las 3 frecuencias de interés. Se puede observar como, a pesar del plano reflector, al introducir la capa de tejido el diagrama en campo lejano es prácticamente omnidireccional. Sin embargo, como ya se ha mencionado anteriormente, para la aplicación en la que se basa este trabajo, es más conveniente el estudio de la radiación en campo lejano, ya que para considerar espacio lejano, la antena debería tener unas dimensiones muy pequeñas. No obstante, esto no implica que en futuros trabajos sea interesante la optimización del diagrama en campo lejano. Por otro lado se puede observar en a gráfica 6.14 las eficiencias en dB de la antena, se puede apreciar la escasa eficiencia que posee la antena en campo lejano al incluirse la capa de tejidos, sin embargo, no es un mal resultado teniendo en cuenta que en este tipo de escenarios las eficiencias suelen encontrarse entre -20 y -30 dB [13].



Figura 6.14: Eficiencias de la ranura rectangular con el modelo de 1 capa de tejido

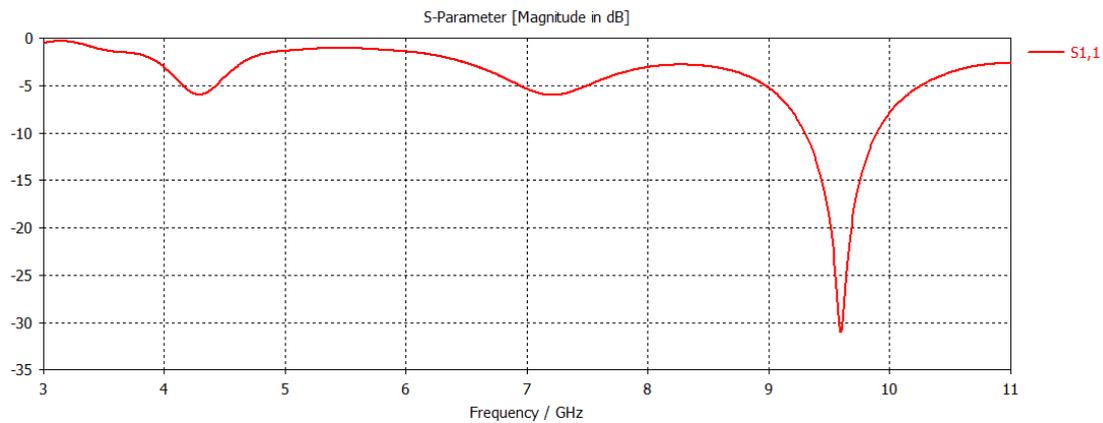


Figura 6.15: Ranura con círculos sobre modelo de 1 capa de tejido - Parámetro  $S_{11}$

### 6.2.2. Ranura con círculos

Del mismo modo, se va analizar ahora el funcionamiento del diseño de la ranura con cargas en los extremos sobre el modelo de 1 capa de tejido y, en caso que sea conveniente, optimizar sus parámetros para el correcto funcionamiento en este entorno.

Los resultados de adaptación de este diseño tras las inclusión de la capa de tejidos pueden observarse en la Figura 6.15. En este caso, se puede ver como la antenna pasa a estar adaptada a 9.6 GHz. A diferencia del diseño anterior, no se pierde totalmente la adaptación sino que se desplaza. Del mismo modo que con el diseño anterior, se ha decidido optimizar los parámetros de la antenna para poder lograr la adaptación en la banda deseada trabajando con la capa de tejido.

Tras el análisis del diseño anterior, en este caso se ha decidido ensanchar directamente el plano reflector, ya que, como se ha comprobado, apenas afecta a la adaptación y mejora la radiación en la dirección deseada de la antenna.

Los resultados de la adaptación tras la optimización de los parámetros de la antenna pueden verse en la Figura 6.16.

Se puede comprobar como se consigue un gran ancho de banda absoluto, 1.76 GHz, mayor que en el diseño de la ranura rectangular, comprendido entre 3.63 y 5.4 GHz. El

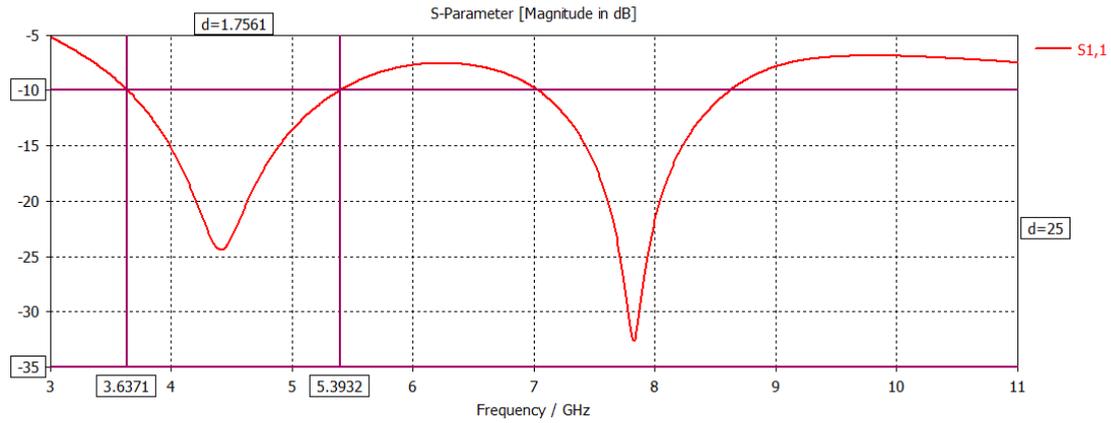


Figura 6.16: Ranura con círculos tras la optimización sobre modelo de 1 capa de tejido - Parámetro  $S_{11}$

ancho de banda relativo conseguido en la parte baja de la UWB es del 39.9%, mucho mejor que en el caso de la ranura rectangular.

También puede observarse la buena adaptación conseguida en 7.8 GHz, consiguiendo también un ancho de banda absoluto de 1.59 GHz y relativo de 20.38%, sin embargo, como se comprobará posteriormente, las altas pérdidas de la capa de tejidos a tales frecuencias hacen inviable el uso de la antenna en esa banda.

Los parámetros finales de la antenna tras la optimización son:

- $G_w = 37 \text{ mm}$
- $G_l = 30 \text{ mm}$
- $S_w = 10,91 \text{ mm}$
- $S_l = 24,90 \text{ mm}$
- $L_{50} = 13,42 \text{ mm}$
- $W_{50} = 6,38 \text{ mm}$
- $L_{100} = 9,50 \text{ mm}$
- $W_{100} = 4,30 \text{ mm}$
- $s = 4 \text{ mm}$
- $d_{stub} = 13,60 \text{ mm}$
- $R_w = 40 \text{ mm}$
- $R_l = 50 \text{ mm}$
- $Ref_y = 8 \text{ mm}$
- $Delta = 10 \text{ mm}$

- $centro = 1\text{ mm}$
- $r = 2,32\text{ mm}$

La impedancia de entrada de este diseño puede observarse en la Figura 6.17.

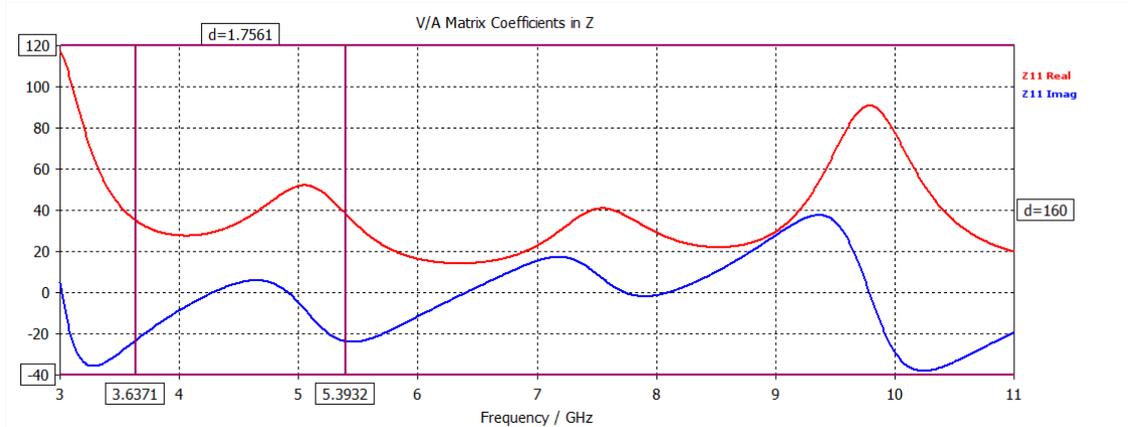


Figura 6.17: *Ranura con círculos tras la optimización sobre modelo de 1 capa de tejido - Impedancia de entrada*

Del mismo modo que con el diseño de ranura rectangular, la zona de radiación de interés con la capa de músculo es la región de Fresnel, por lo que es importante analizar la radiación de campo eléctrico y potencia de la antenna y su penetración sobre la capa de tejido. En la Figura 6.18, se muestra la radiación de campo eléctrico en dBV/m para las frecuencias donde la antenna está adaptada (4,5,7 y 8 GHz) con la antenna en planta y perfil.

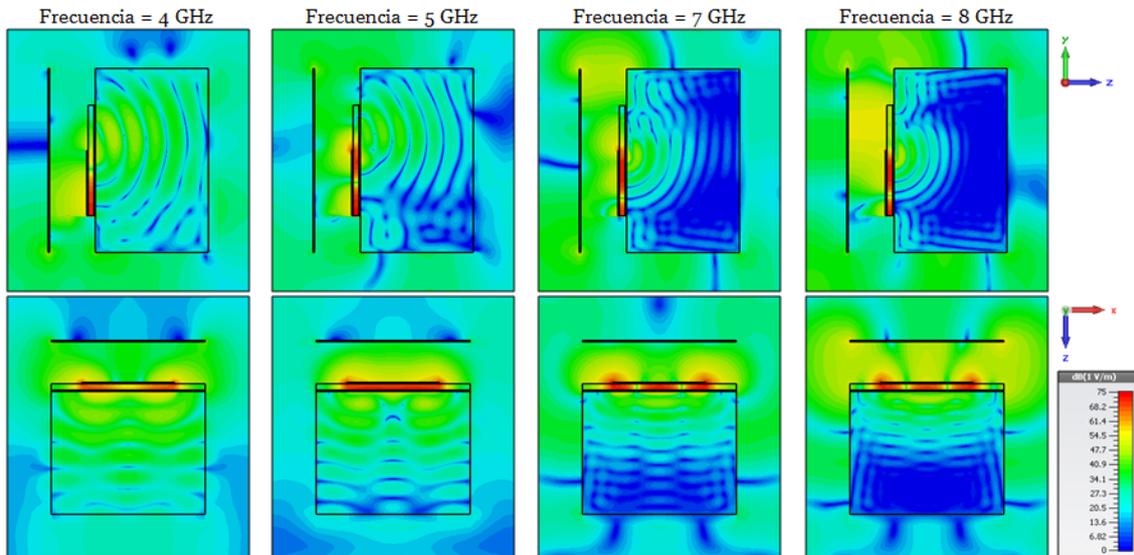


Figura 6.18: *Campo Eléctrico radiado en dBV/m de la ranura con círculos sobre el modelo de 1 capa*

En este caso se puede comprobar como el plano reflector evita que gran parte del campo se radiase hacia atrás. También se puede comprobar, como se ha comentado anteriormente,

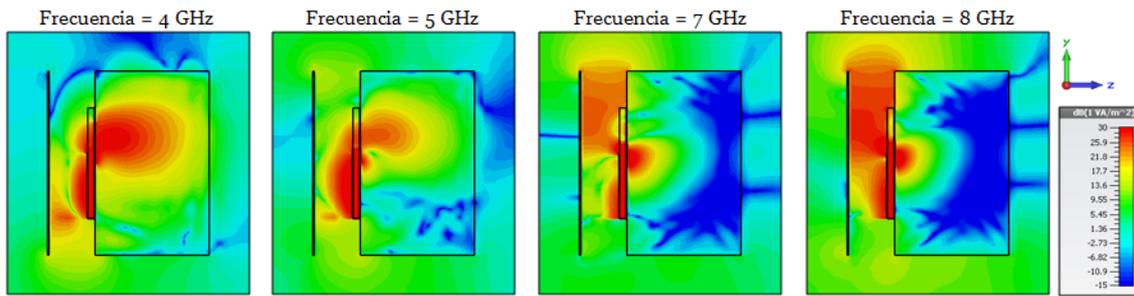


Figura 6.19: Potencia radiada en  $dBW/m^2$  de la ranura con círculos sobre el modelo de 1 capa

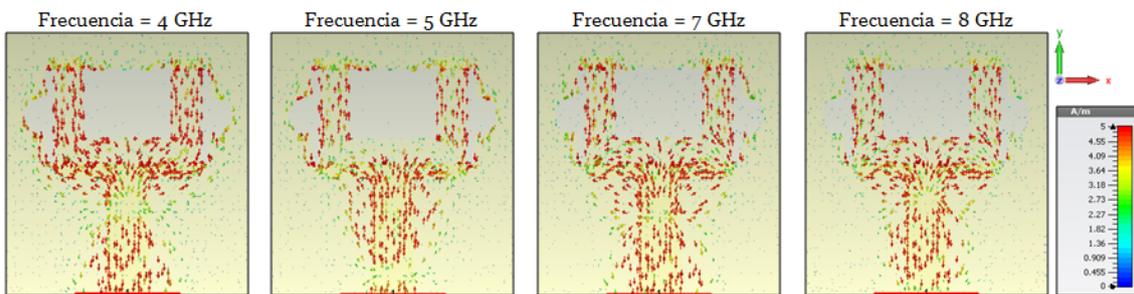


Figura 6.20: Distribución de corrientes en  $A/m$  de la ranura con círculos sobre el modelo de 1 capa

el decremento de campo en función de la distancia conforme se aumenta la frecuencia, haciendo prácticamente inviable la comunicación con dispositivos situados 'in-body' por encima de 6 GHz. Se comprueba como la radiación producida es similar al caso de la ranura rectangular, por lo que la principal ventaja de un diseño sobre otro es la mejor adaptación conseguida.

En la Figura 6.19, se muestra la potencia radiada en  $dBW/m^2$  para las mismas frecuencias que para el campo radiado. Del mismo modo que con el campo eléctrico, a frecuencias elevadas, en este caso a 7 y 8 GHz, apenas se aprecia penetración sobre la capa de tejido. Además, se puede observar como debido al plano reflector y a la capa de tejido, la mayor radiación se encuentra entre ambas zonas. Por otro lado, para las frecuencias de interés, en la parte baja de UWB, se observa un buen comportamiento de radiación y penetración.

La distribución de corrientes se puede observar en la Figura 6.20. La principal característica que se puede observar, es como a 4 y 5 GHz las corrientes bordean la ranura generando así la radiación de la misma, sin embargo, para las frecuencias elevadas, 7 y 8 GHz, las corrientes de la alimentación no parecen inducir corrientes en la ranura, por lo que se puede entender que el elemento radiante a frecuencias elevadas es la propia línea de alimentación, y la ranura simplemente actúa de lente que concentra la radiación hacia la dirección deseada.

Del mismo modo que con la ranura rectangular, aunque no es importante para el propósito del diseño ya que la capa de tejidos se encuentra en la zona de campo cercano, es interesante conocer el diagrama de radiación y eficiencia en campo lejano de la antenna diseñada. En la Figura 6.21 se puede observar los diagramas polares en el plano XZ para las

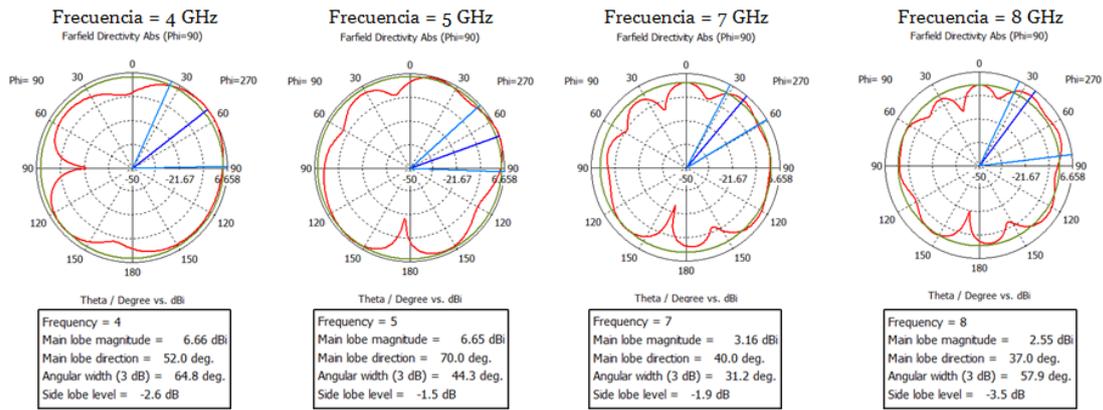


Figura 6.21: Diagrama polar en el plano XZ de la ranura con círculos con el modelo de 1 capa de tejido

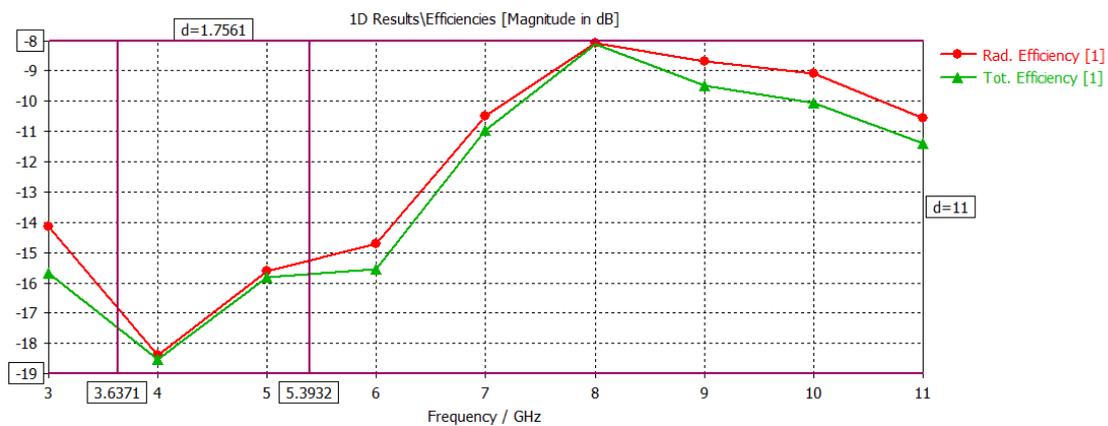


Figura 6.22: Eficiencias de la ranura con círculos con el modelo de 1 capa de tejido

cuatro frecuencias de interés. Del mismo modo que con la ranura rectangular, se observa como con la capa de tejido, en campo lejano prácticamente el diagrama es omnidireccional.

En la Figura 6.22 se pueden observar las eficiencias de la ranura con círculos en los extremos. Si se compara con la ranura rectangular, se puede determinar como mejora ligeramente, yendo desde los -18.5 dB en 4 GHz hasta los -15.75 dB a 5.33 GHz.

En la siguiente sección se estudia y comprueba el comportamiento para el modelo de 5 capas de las dos ranuras optimizadas en este apartado.

### 6.3. Diseño de ranuras con el modelo de 5 capas

Tras haber comprobado como afectaba el modelo de una capa de tejido a las dos ranuras diseñadas en espacio libre, en la sección anterior se ha realizado una optimización y ajuste de las dimensiones de la misma, lo cual ha permitido la correcta adaptación y buenos resultados en cuestión de radiación de ambas ranuras sobre una capa de 30 mm de músculo.

En este apartado se pretende comprobar los resultados de estas dos ranuras sobre

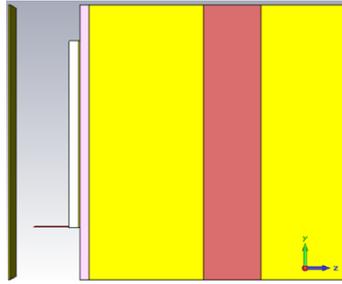


Figura 6.23: *Ranura rectangular sobre modelo de 5 capas de tejido*

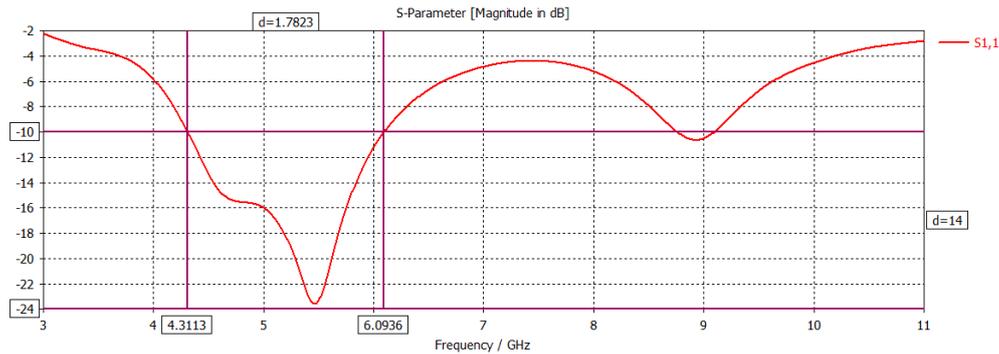


Figura 6.24: *Ranura rectangular sobre modelo de 5 capas de tejido - Parámetro  $S_{11}$*

el modelo de 5 capas explicado en 6.1. Hay que destacar que no se ha optimizado ni modificado ningún parámetro de las antenas respecto al modelo anterior, únicamente se ha estudiado su funcionamiento con el modelo de 5 capas para comprobar si las ranuras diseñadas podrían utilizarse tanto en aplicaciones sobre el abdomen (modelo de 5 capas) como en aplicaciones para cualquier otra parte genérica del cuerpo humano (modelo de 1 capa), y como afectan las distintas capas a las ranuras diseñadas.

### 6.3.1. Ranura rectangular

Para hacerse una idea de la forma de uso de las antenas, en la Figura 6.23 se muestra la antena de ranura rectangular, junto con el reflector a 10 mm, apoyada sobre el modelo de 5 capas de tejido que simula el abdomen del cuerpo humano. Esta situación simula una aplicación práctica como puede ser el hecho de querer recibir datos de una capsula endoscópica. También pueden darse otros casos prácticos como el deseo de recibir datos de dispositivos implantados sobre órganos del aparato digestivo que midan cualquier parámetro del mismo mediante sensores.

En la Figura 6.24 se muestra la adaptación resultante de la ranura rectangular optimizada en el apartado anterior sobre el modelo de 5 capas. Se puede observar como la adaptación en este caso es mayor que con el modelo de 1 capa, comprende desde los 4.3 hasta los 6.1 GHz, obteniendo un ancho de banda absoluto de 1.78 y relativo de 34.26 % en la banda baja de UWB. Se puede concluir como se desplaza ligeramente la adaptación en la frecuencia inferior (está 100 MHz por encima que en el caso de 1 capa) si se compara con el anterior modelo.

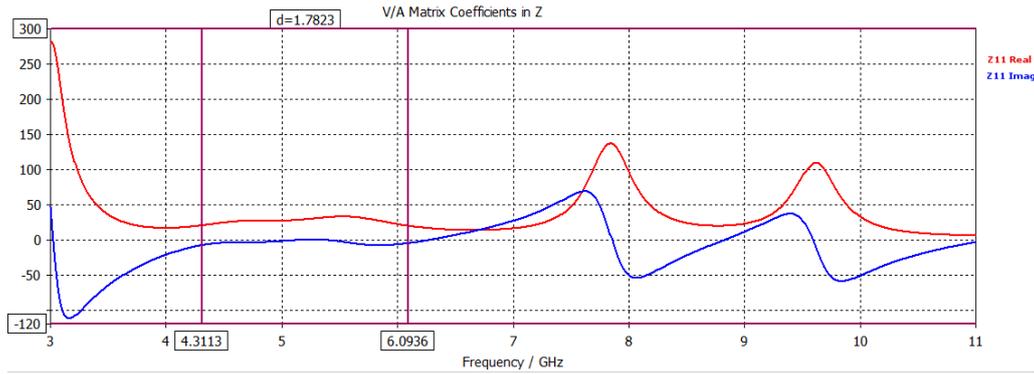


Figura 6.25: Ranura rectangular sobre modelo de 5 capas de tejido - Impedancia de entrada

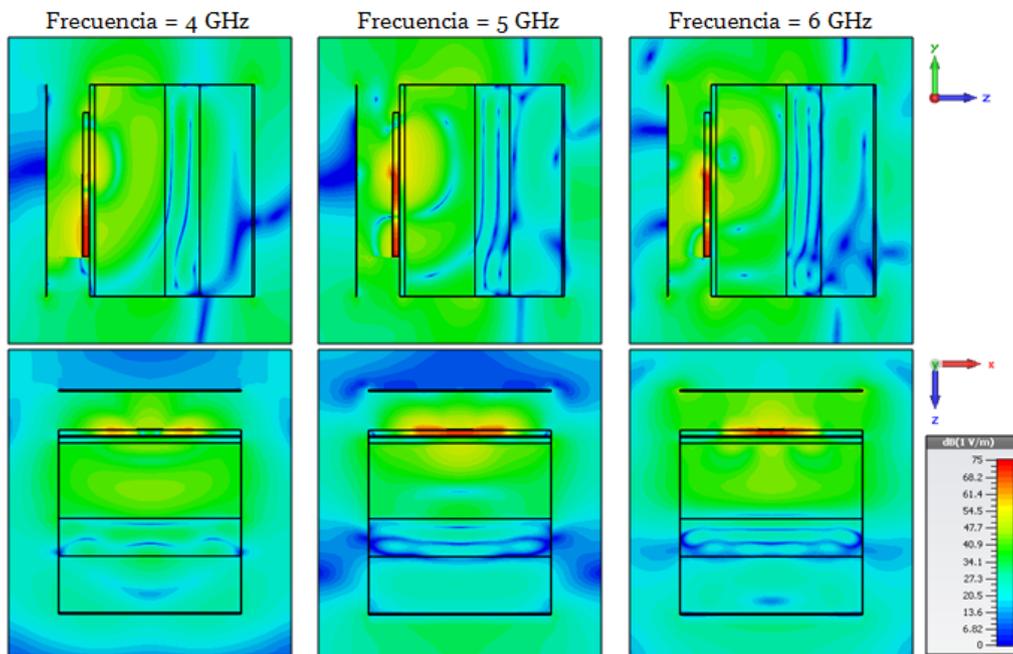


Figura 6.26: Campo Eléctrico radiado en dBV/m de la ranura rectangular sobre el modelo de 5 capas

La impedancia de la antena se muestra en la Figura 6.25, se puede comprobar como en la banda adaptada, a pesar de no valer  $50\Omega$  la parte real de la impedancia, la parte imaginaria es practicamente nula, por lo que la antena consigue estar adaptada.

Como se ha realizado para el anterior modelo, se analiza ahora el campo eléctrico radiado en 4, 5 y 6 GHz para poder comprobar su penetración sobre las diferentes capas de tejido. En la Figura 6.26, se muestra desde planta y perfil la radiación del campo eléctrico de la antena en dBV/m. Se puede observar como la radiación del campo empieza a perder intensidad a partir del final de la primera capa de grasa, lo que corresponde, junto con el grosor de la piel, a 21.5 mm de tejido. Sin embargo se puede comprobar como la intensidad en la última capa de intestino delgado es buena y aceptable, sobre todo si se tiene en cuenta que el grosor total de este modelo es de 47 mm, 17 mm más que en el anterior modelo.

En dicha figura también se puede volver a observar la disminución de la penetración

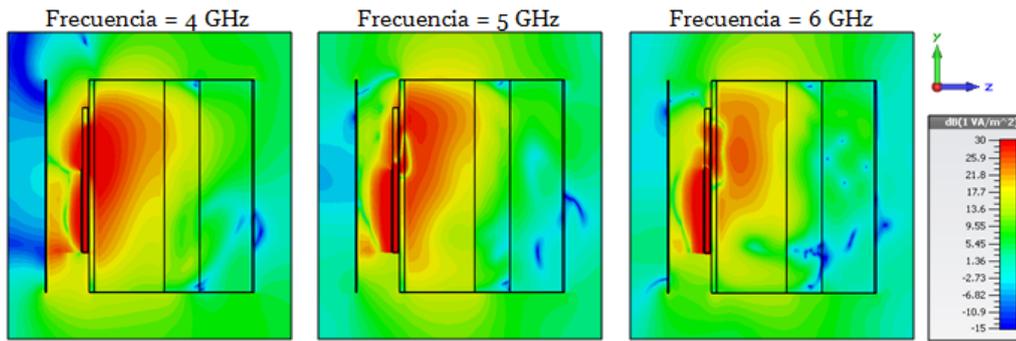


Figura 6.27: Potencia radiada en  $\text{dBW}/\text{m}^2$  de la ranura rectangular sobre el modelo de 5 capas

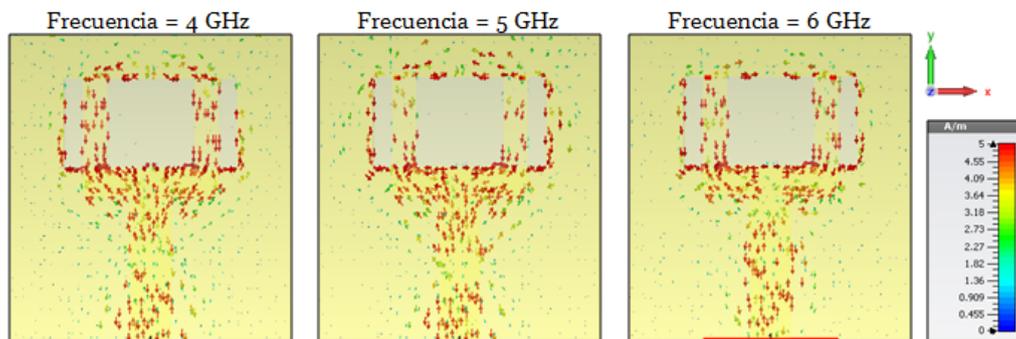


Figura 6.28: Distribución de corrientes en  $\text{A}/\text{m}$  de la ranura rectangular sobre el modelo de 5 capas

del campo en función del aumento de la frecuencia. En la Figura 6.27 se muestra la potencia radiada en  $\text{dBW}/\text{m}^2$  sobre este modelo, se puede observar como la profundidad de penetración es menor para 6 GHz que para 4 GHz. Del mismo modo que con el análisis del campo eléctrico, se observa una buena intensidad de potencia a lo largo de las 5 capas del modelo, siendo el mismo o incluso mayor en este caso que con el diseño de ranura rectangular con el anterior modelo.

Analizando ahora la distribución de corrientes (Figura 6.28), se puede observar como las nuevas capas de tejido no afectan a la distribución que se observaba para el modelo anterior.

En la Figura 6.29, se puede observar los diagramas polares en el plano XZ para las tres frecuencias de interés. En este caso se puede apreciar como existe un aumento de la directividad en campo lejano y se radia más potencia en la dirección deseada, por lo que el diagrama no es omnidireccional como con el modelo de una capa.

En la Figura 6.30, se pueden observar las eficiencias de la ranura rectangular sobre este modelo. Si se compara con el modelo anterior, se puede determinar como mejora ligeramente, comprendiendo la radiación total desde los -14 dB hasta -14.75 dB en la banda de adaptación, aproximadamente 2 dB de media mejor que con el anterior modelo.

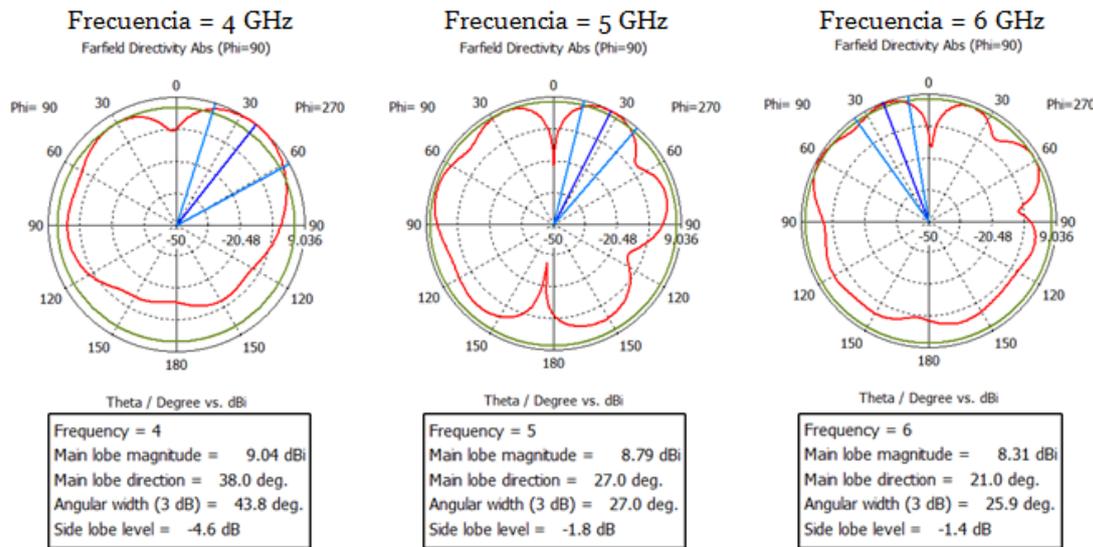


Figura 6.29: Diagrama polar en el plano XZ de la ranura rectangular con el modelo de 5 capas de tejido

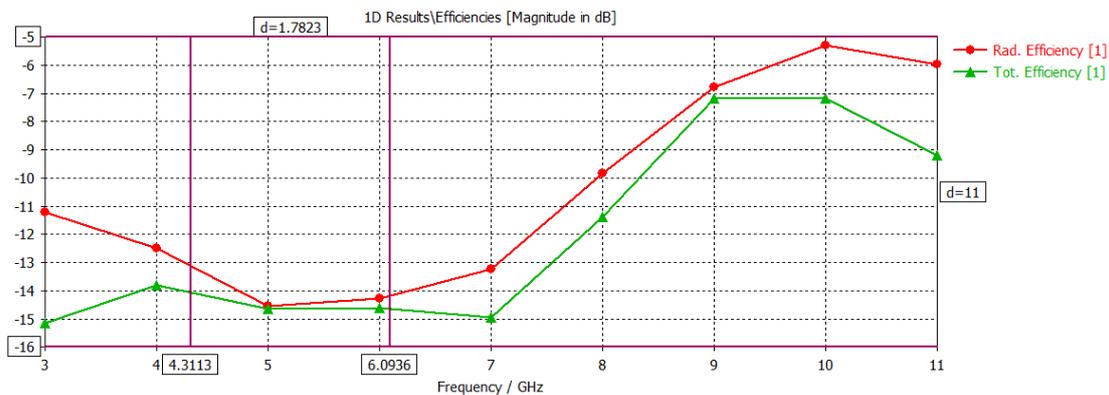


Figura 6.30: Eficiencias de radiación de la ranura rectangular con el modelo de 5 capas de tejido

### 6.3.2. Ranura con círculos

Se va a analizar ahora la adaptación y fundamentos de radiación con el modelo de 5 capas del diseño de ranura con círculos en los extremos que se optimizó para el modelo de 1 capa de músculo en apartados anteriores.

En la Figura 6.31, se muestra el parámetro  $S_{11}$  de dicha ranura sobre el modelo de 5 tejidos. Se puede observar, como de la misma manera que pasaba con la ranura rectangular en este modelo, la adaptación mejora y se consigue un ancho de banda mayor. Este ancho de banda ahora es de 2.15 GHz comprendidos entre 3.77 y 5.92 GHz, lo que significa un ancho de banda relativo de 43.77 % mejorando en casi 4 puntos el resultado del modelo con 1 capa. También se observa adaptación en la parte superior de la UWB, concretamente alrededor de 8 GHz de tiene 1.25 GHz de ancho de banda, se puede deducir como con el anterior modelo el ancho de banda que se observaba en la parte alta de la banda era mayor, por lo que parece que con el modelo de 4 capas se mejora la adaptación en la parte

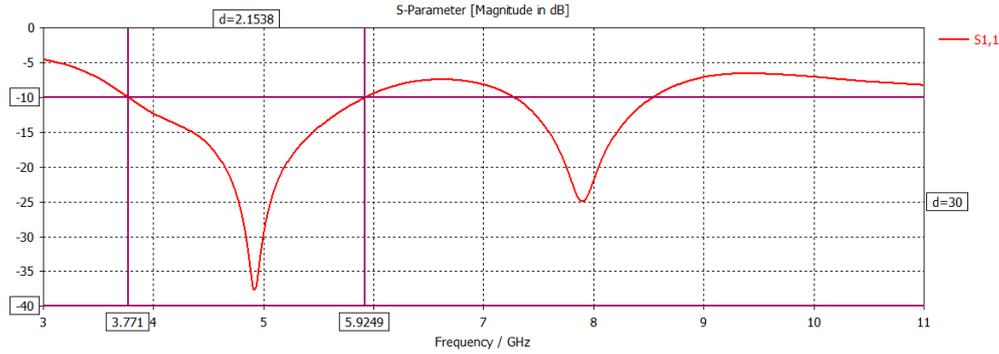


Figura 6.31: Ranura con círculos sobre modelo de 5 capas de tejido - Parámetro  $S_{11}$

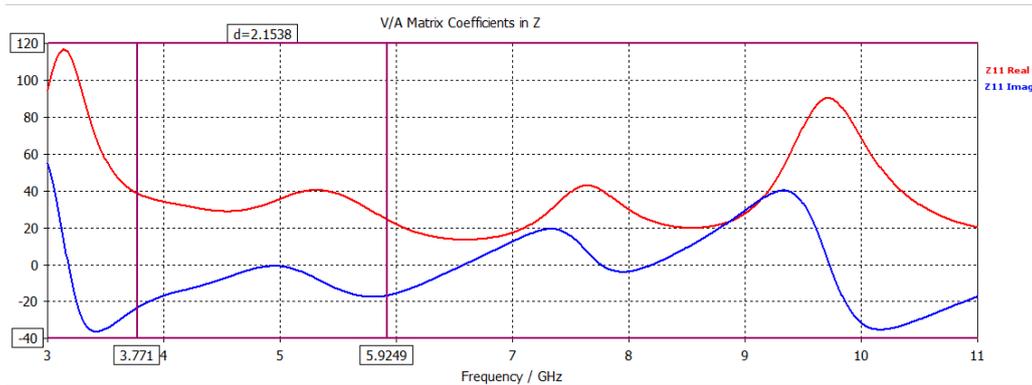


Figura 6.32: Ranura con círculos sobre modelo de 5 capas de tejido - Impedancia de entrada

baja de ultrawideband mientras que la parte superior empeora ligeramente.

En la Figura 6.32, se puede observar la impedancia de entrada de este diseño con el modelo de 5 capas de tejido.

Si se analiza ahora la radiación de campo eléctrico sobre las capas de tejidos, en la Figura 6.33 se muestra dicho parámetro en  $dBV/m$  para las frecuencias que se han considerado más relevantes en función de la adaptación que se ha conseguido, esto es para 4, 5, 6 y 8 GHz. Se puede comprobar en dichos resultados como la radiación tanto del diseño de ranura rectangular como el de cargas en la ranura poseen un patrón de radiación similar para los modelos de 5 capas, como ya ocurriría con el de 1 capa. Si se focaliza sobre la penetración en los tejidos, se puede observar como es mucho mayor en las capas de grasa que en las de piel, músculo e intestino delgado, esto se explica debido a que la grasa posee una constante dieléctrica en esta banda de frecuencias de alrededor de  $\epsilon_r \approx 5$ , mientras que el resto de tejidos poseen permitividades muy elevadas, cercanas a 50. Estas propiedades de los tejidos se pueden observar detalladamente en 2.4.2.

En la Figura 6.34, se muestra la potencia radiada en  $dBW/m^2$  sobre este modelo, se puede observar como a partir de 6 GHz la penetración en los tejidos es muy escasa, por lo que aunque se tenga una buena adaptación en torno a 8 GHz, las propiedades de los tejidos humanos hacen inviable el uso de estas frecuencias para la transmisión de datos en este ámbito.

La distribución de corrientes puede observarse en la Figura 6.34 para las 4 frecuencias

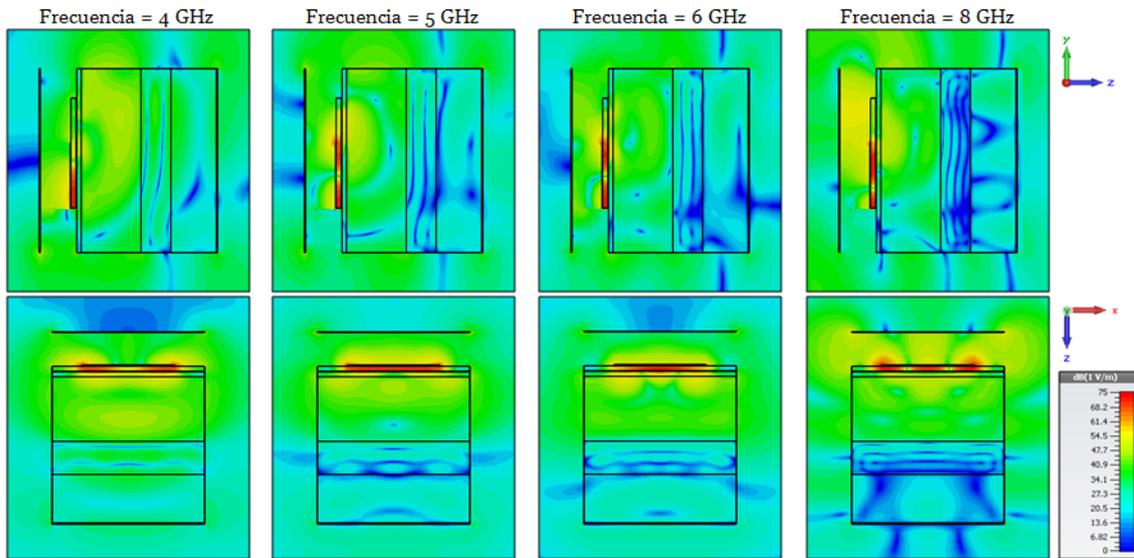


Figura 6.33: Campo Eléctrico radiado en  $\text{dBV/m}$  de la ranura con círculos sobre el modelo de 5 capas

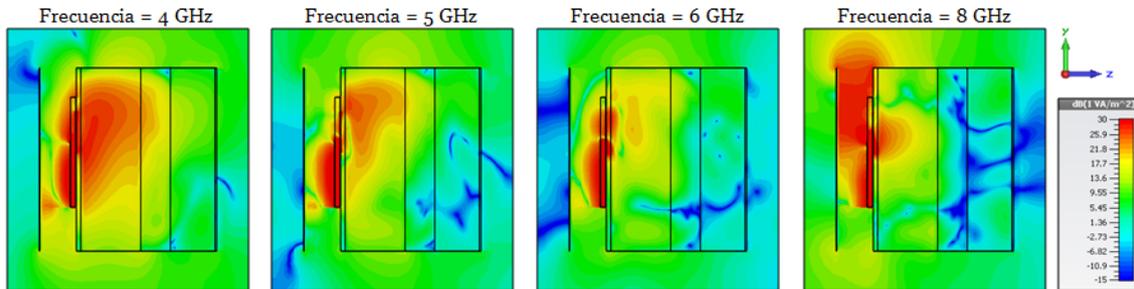


Figura 6.34: Potencia radiada en  $\text{dBW/m}^2$  de la ranura con círculos sobre el modelo de 5 capas

que se está analizando. Se observa como, al igual que con el modelo de una capa, a frecuencias elevadas la ranura deja de ser el elemento radiante y actúa simplemente de canalizador de la radiación producida por las líneas de alimentación. Esto puede deberse al gran ancho que tienen estas líneas para conseguir la adaptación necesaria con los tejidos humanos.

En la Figura 6.36, se puede observar los diagramas polares en el plano XZ para las cuatro frecuencias de interés. Del mismo modo que con la ranura rectangular, se puede apreciar como existe un aumento de la directividad en campo lejano y se radia más potencia en la dirección deseada para la parte baja de la banda, sin embargo, a medida que se aumenta en frecuencia, se pierde directividad y el diagrama se vuelve cada vez más omnidireccional, como ya ocurría con el modelo de 1 capa.

Como se ha comprobado en el diseño de ranura rectangular, la eficiencia de radiación en este diseño también mejora para este modelo de capas, comprendiendo valores que van desde  $-13$  dB hasta  $-15$  dB en la banda baja de adaptación. Estos resultados se muestran en la Figura 6.37.

Cabe destacar que una vez diseñadas ambas antenas y vistos sus resultados sobre

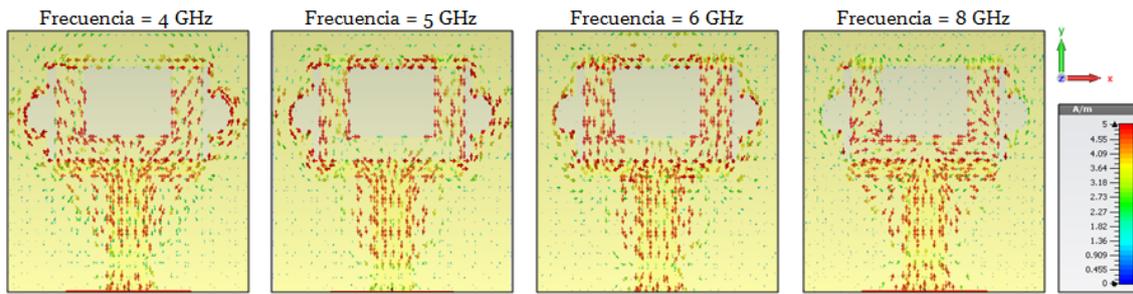


Figura 6.35: Distribución de corrientes en  $A/m$  de la ranura con círculos sobre el modelo de 5 capas

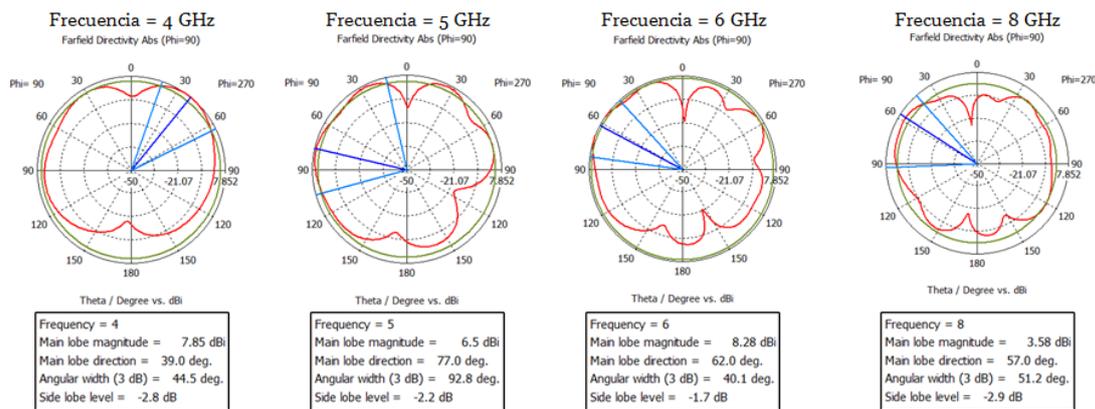


Figura 6.36: Diagrama polar en el plano  $XZ$  de la ranura con círculos con el modelo de 5 capas de tejido

ambos modelos de tejido, se han realizado diversas comprobaciones con el plano reflector para intentar mejorar la radiación en la dirección deseada. Se ha visto como al quitar el plano reflector la antena sigue estando adaptada pero se produce mucha más radiación hacia atrás debido a la capa de tejidos, por lo que dicho plano es necesario.

Se ha probado un modelo de cavidad e incluso modificar la distancia del plano a la antena, sin embargo ninguna de las modificaciones mejora los resultados obtenidos con las configuraciones explicadas en esta sección, por lo que se puede concluir que en esta banda de frecuencia, ambos diseños tienen buenos resultados con los dos modelos de tejidos. El diseño con cargas en los extremos de la ranura presenta un mayor ancho de banda que el de la ranura rectangular, sin embargo, ambos poseen propiedades muy similares de radiación.

A la vista de los resultados y de las altas pérdidas que se producen en los tejidos conforme se sube en frecuencia, se ha decidido intentar mejorar ambos diseños para que presenten adaptación al inicio de la UWB, sin empeorar los parámetros de radiación, como ya se observó en 5.4. Por tanto, la siguiente sección muestra el cambio en ciertos parámetros del diseño para intentar conseguir la adaptación en la banda deseada.



Figura 6.37: Eficiencias de radiación de la ranura con círculos con el modelo de 5 capas de tejido

## 6.4. Rediseño de las ranuras para bajar la frecuencia inicial de trabajo

En esta sección se ha realizado las modificaciones de los parámetros necesarios de ambos diseños, tanto de la ranura rectangular como de la ranura con cargas en los extremos, para intentar conseguir la adaptación de las mismas al inicio de la banda UWB. Cabe destacar que las modificaciones se han realizado con el modelo de 1 capa de tejido, y posteriormente se ha comprobado el comportamiento del nuevo diseño en el modelo de 4 capas.

### 6.4.1. Ranura rectangular

Teniendo en cuenta la frecuencia de resonancia conseguida en el nuevo diseño del apartado anterior para el modelo de 1 capa, es necesario hacer un escalado de la antena, es decir, aumentar el tamaño de sus dimensiones para conseguir bajar la frecuencia de resonancia. Es importante destacar que no se ha modificado los anchos de las líneas, únicamente las dimensiones del plano de masa y la ranura.

Tras realizar dicho escalado y ligeras optimizaciones, se ha comprobado como no es posible para el caso de ranura rectangular bajar la frecuencia de resonancia manteniendo un ancho de banda lo suficientemente aceptable. El mejor caso que se ha conseguido ha sido un ancho de banda de 450 MHz centrados en 3.05 GHz, lo cual deja un ancho de banda útil para UWB de 227 MHz. Por lo tanto, se ha descartado la opción de poder bajar en frecuencia el diseño de ranura rectangular, quedando este finalmente como en la sección anterior, es decir, con un ancho de banda comprendido entre 4.22 y 5.62 GHz.

### 6.4.2. Ranura con círculos

Tras realizar un proceso de escalado similar al diseño anterior, y con una ligera optimización del ancho de la ranura, se ha conseguido bajar la frecuencia inicial de trabajo de este diseño para el modelo de 1 capa de tejido a 3.07 GHz, estando la antena adaptada hasta 4.368 GHz, lo cual implica un ancho de banda absoluto de aproximadamente 1.3

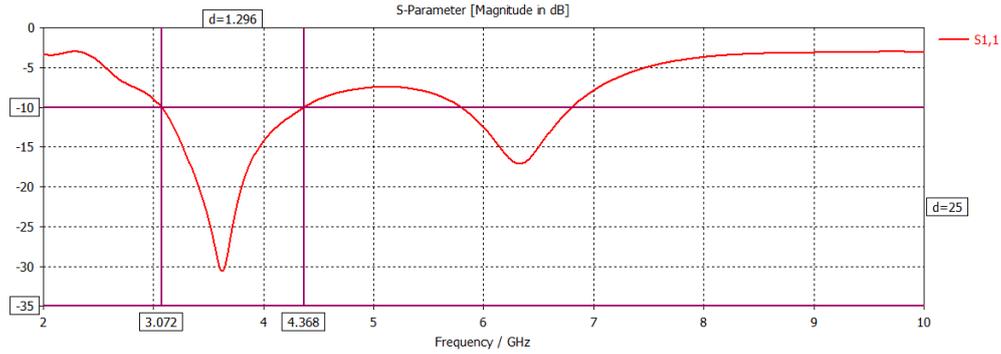


Figura 6.38: *Ranura con círculos a 3.1 GHz sobre modelo de 1 capa de tejido - Parámetro  $S_{11}$*

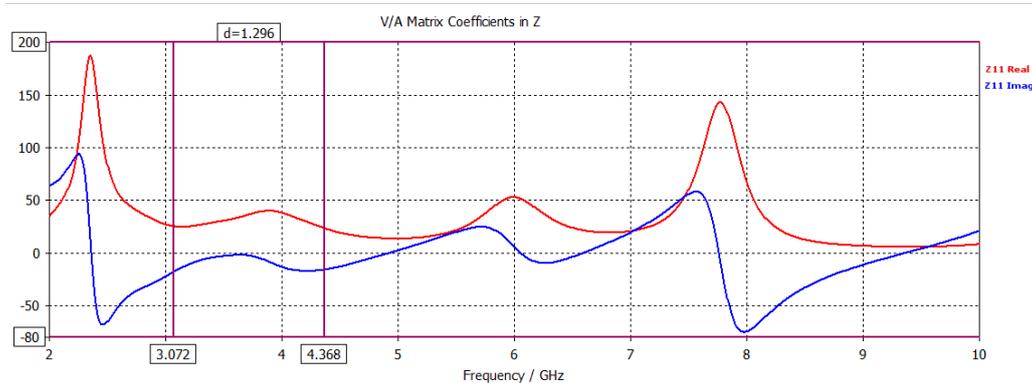


Figura 6.39: *Ranura con círculos a 3.1 GHz sobre modelo de 1 capa de tejido - Impedancia de entrada*

GHz. Si se tiene en cuenta como frecuencia inicial de la banda la frecuencia de inicio de UWB, que es 3.1 GHz, se tiene un ancho de banda útil de 1.268 GHz, lo cual implica un ancho de banda relativo del 34.95 %, es decir, se tiene un ancho de banda relativo muy bueno ya que se ha conseguido mantener un buen ancho de banda absoluto y bajar 500 MHz la banda de uso de la antena. Dichos resultados pueden observarse en la Figura 6.38.

Por otro lado, la Figura 6.39 muestra la impedancia de entrada de este nuevo diseño.

Se podría interpretar que se han perdido casi 500 MHz de ancho de banda con respecto al diseño de la sección anterior, sin embargo, el hecho de poder trabajar justo al inicio de la banda de interés significa muchas menos pérdidas en los tejidos [13]. Además, como se comentó en 2.3, al ocupar cada canal UWB 500 MHz, se podrían utilizar hasta dos canales simultáneos con este nuevo diseño.

Los parámetros finales de este nuevo diseño son:

- $G_w = 49,5 \text{ mm}$
- $G_l = 40,5 \text{ mm}$
- $S_w = 14,55 \text{ mm}$
- $S_l = 33,5 \text{ mm}$

- $L_{50} = 17,90 \text{ mm}$
- $W_{50} = 6,38 \text{ mm}$
- $L_{100} = 12,67 \text{ mm}$
- $W_{100} = 4,30 \text{ mm}$
- $s = 5,5 \text{ mm}$
- $d_{stub} = 18,13 \text{ mm}$
- $R_w = 50 \text{ mm}$
- $R_l = 50 \text{ mm}$
- $Ref_y = 4,75 \text{ mm}$
- $Delta = 10 \text{ mm}$
- $centro = 1,41 \text{ mm}$
- $r = 3 \text{ mm}$

Teniendo en cuenta que también se tiene una resonancia en 6 GHz y se consigue 1 GHz de ancho de banda, en la Figura 6.40 se muestra el campo eléctrico radiado en dBV/m para 3, 4 y 6 GHz. Se puede observar, como se ha ido comentando a lo largo de este capítulo, como para 3 GHz la penetración de campo en los tejidos es mayor, por lo que adaptar la antena para trabajar en la banda baja se puede considerar como una buena decisión.

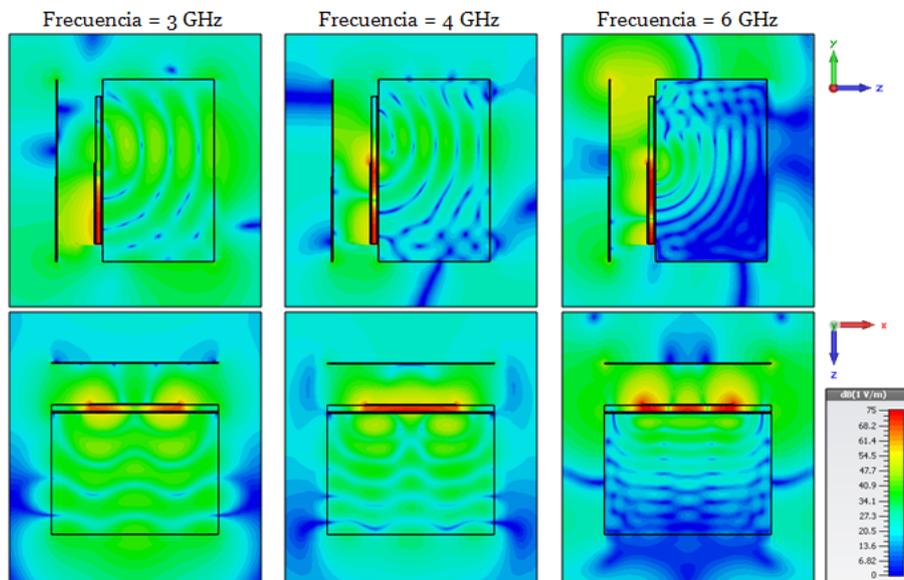


Figura 6.40: Campo Eléctrico radiado en dBV/m de la ranura con círculos a 3.1 GHz sobre el modelo de 1 capa

En la Figura 6.41, se observa la potencia radiada en este diseño y su penetración en la capa de músculo, del mismo modo que con el campo, a 3 y 4 GHz se obtienen buenos

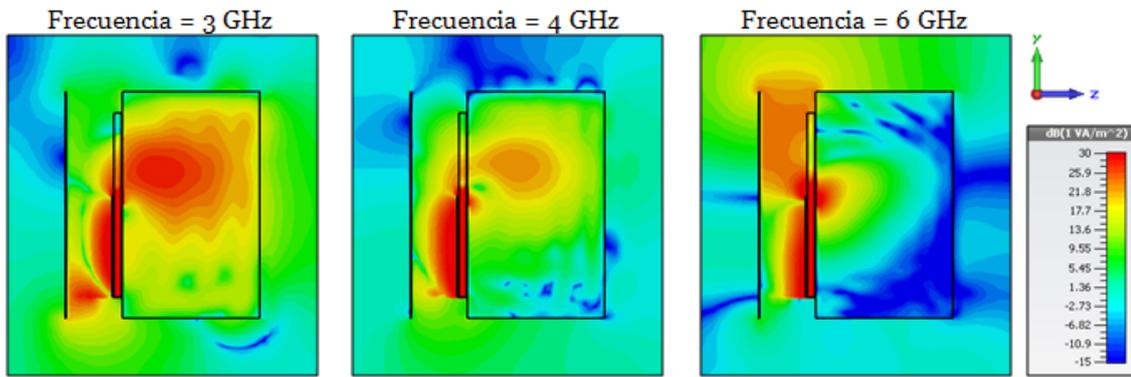


Figura 6.41: Potencia radiada en  $\text{dBW}/\text{m}^2$  de la ranura con círculos a 3.1 GHz sobre el modelo de 1 capa

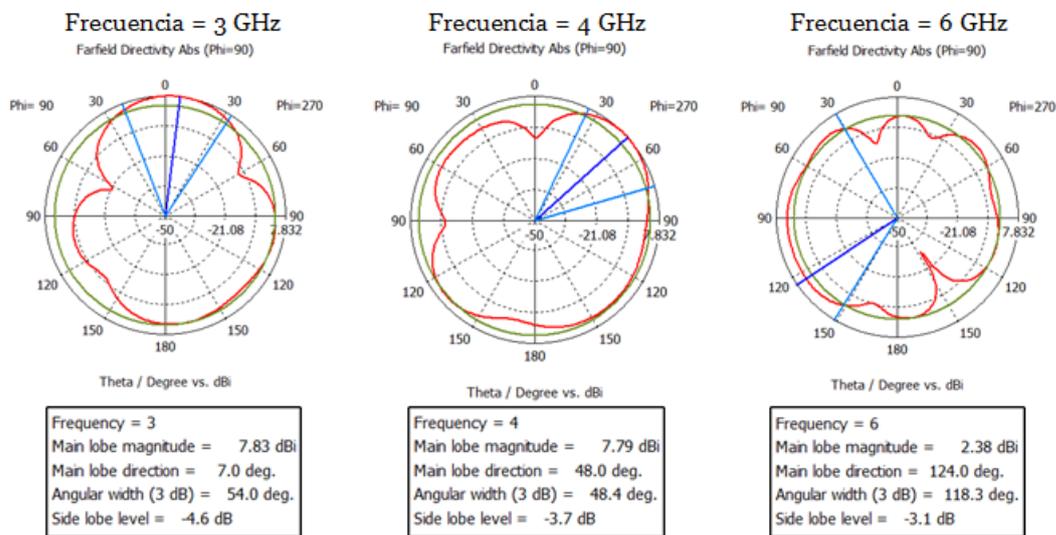


Figura 6.42: Diagrama polar en el plano XZ de la ranura con círculos a 3.1 GHz con el modelo de 1 capa de tejido

resultados. Se puede apreciar aquí como al bajar la banda de trabajo de la antena, los resultados en términos de potencia radiada en 6 GHz son similares que con el diseño anterior a 8 GHz, por lo que no sería muy viable la comunicación en esta banda.

Finalmente, en la Figura 6.42, se observan los diagramas polares de radiación para el plano XZ de estas tres frecuencias. Se puede observar como a 3 GHz se consigue un diagrama directivo, sin embargo, de la misma manera que en los diseños anteriores, para 4 y 6 GHz el diagrama de radiación en campo lejano es prácticamente omnidireccional.

En la Figura 6.43 se puede ver las eficiencias de radiación en campo lejano de este diseño sobre el modelo de 1 capa. Se observa como se han visto ligeramente disminuidas si se compara con el diseño centrado en 4.92 GHz.

Teniendo en cuenta el buen funcionamiento y los buenos resultados de radiación obtenidos con el modelo de una capa de este diseño, se pasa ahora a comprobar los mismos resultados para el modelo de 5 capas, para poder asegurar así la utilidad de la antena diseñada con ambos modelos que aproximan la transmisión intracorporal.

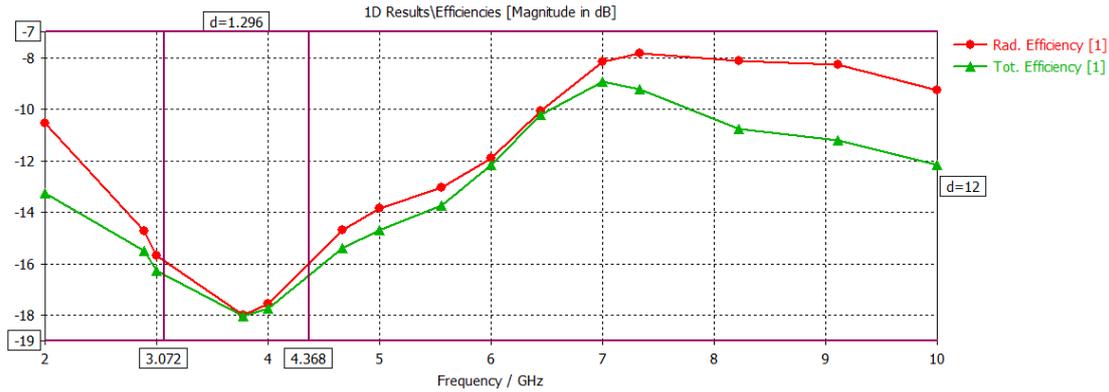


Figura 6.43: Eficiencias de radiación de la ranura con círculos a 3.1 GHz con el modelo de 1 capa de tejido

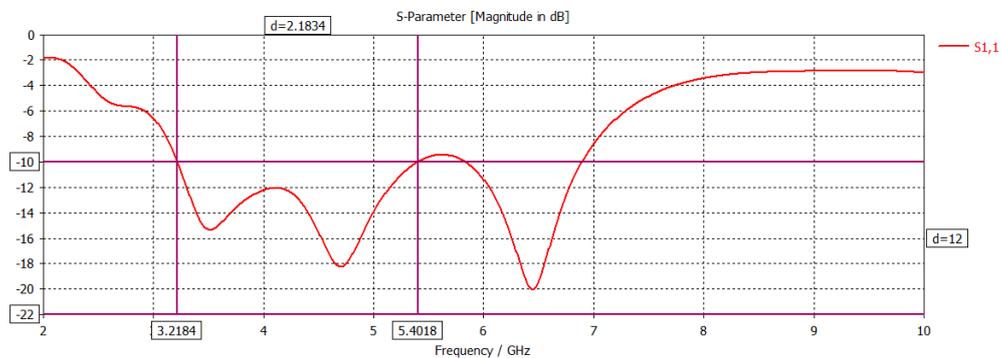


Figura 6.44: Ranura con círculos a 3.1 GHz sobre modelo de 5 capas de tejido - Parámetro  $S_{11}$

En la Figura 6.44, se muestra el parámetro  $S_{11}$  del nuevo diseño sobre el modelo de 5 capas de tejido. Se puede observar como la adaptación para este modelo mejora con respecto al modelo de 1 capa, como ya ocurría con los anteriores diseños. Sin embargo, si que se aprecia un desplazamiento de la frecuencia inferior de corte hasta 3.22 GHz, lo que implica que se pierden los 120 MHz iniciales de la banda UWB. Esto no implica que este diseño no sea bueno para el modelo de 5 capas, ya que el ancho de banda absoluto obtenido es de 2.18 GHz abarcando casi toda la parte baja de UWB. Lo que realmente implica es un ancho de banda relativo del 50.66 %, siendo el más alto conseguido hasta el momento en este trabajo. Por otro lado, también se observa como aparece otra resonancia en 6.5 GHz, abarcando una adaptación de prácticamente 1 GHz, por lo que excepto en una ligera sección del espectro de la banda (desde 5.4 hasta 5.8 GHz), se tiene una adaptación que va desde 3.22 GHz hasta 6.9 GHz, mejorando por tanto el resultado del modelo de 1 capa de este mismo diseño.

La impedancia de entrada de este diseño sobre el modelo de 5 capas se puede ver en la Figura 6.45. Si se observa la banda donde se consigue la adaptación, se puede ver como la parte real de la impedancia es muy constante y cercana a  $50 \Omega$ , mientras que la parte imaginaria se mantiene prácticamente constante y cercana a 0.

Como ya se ha apreciado para los casos anteriores y se ha comentado en varias oca-

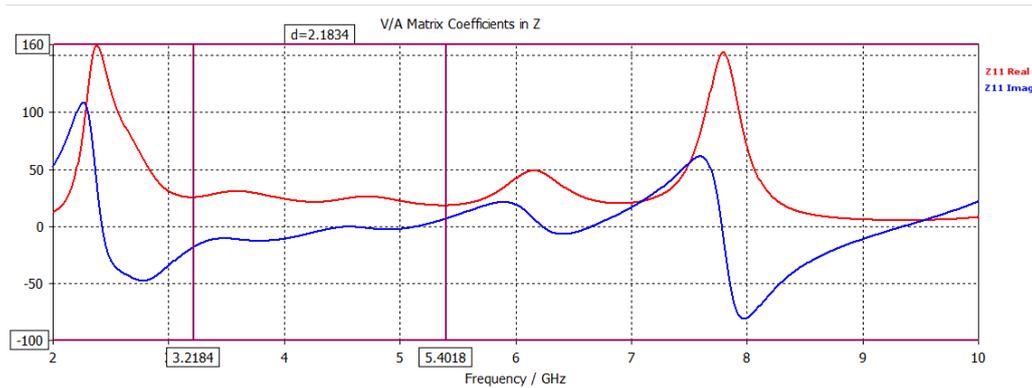


Figura 6.45: Ranura con círculos a 3.1 GHz sobre modelo de 5 capas de tejido - Parámetro  $S_{11}$

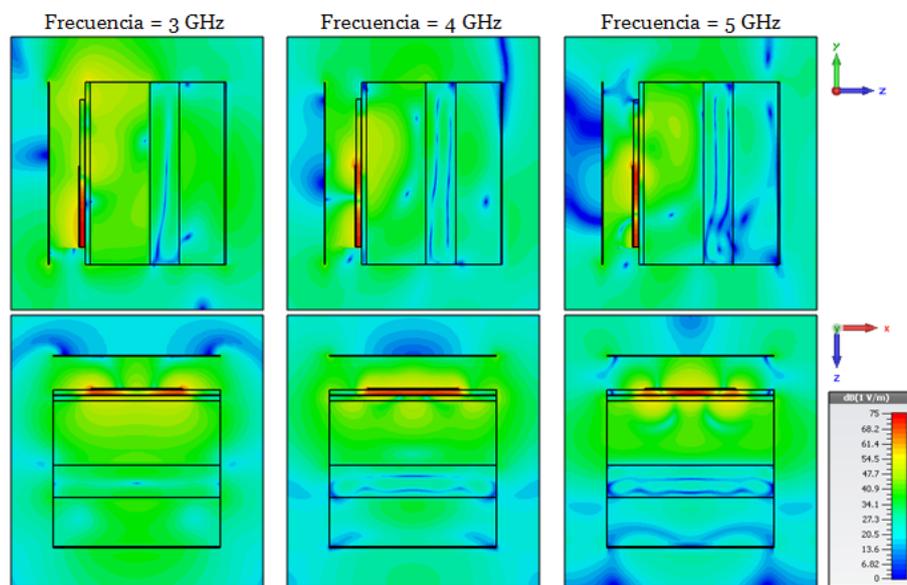


Figura 6.46: Campo Eléctrico radiado en  $dBV/m$  de la ranura con círculos a 3.1 GHz sobre el modelo de 5 capas

ciones a lo largo de este capítulo, la banda que se considera útil e interesante para estas aplicaciones WBAN es la parte baja de la UWB, por lo que en este caso se ha decidido presentar los resultados de radiación de este último diseño sobre el modelo de 5 capas para 3, 4 y 5 GHz.

En la Figura 6.46, se muestra el campo eléctrico radiado en  $dBV/m$  para 3, 4 y 5 GHz. Se puede observar, como este diseño consigue una buena penetración de campo sobre los distintos tejidos que componen este modelo, siendo más intensa cuanto más baja es la frecuencia en la que se trabaja. Sin embargo, a diferencia que con el diseño de la ranura centrada en 4.5 GHz, con este diseño parece que se consigue una radiación más uniforme sobre los tejidos.

La potencia radiada en  $dBW/m^2$  sobre la capa de tejidos de este diseño se muestra en la Figura 6.47.

Para finalizar este apartado y la parte de resultados de nuevos diseños, en la Figura

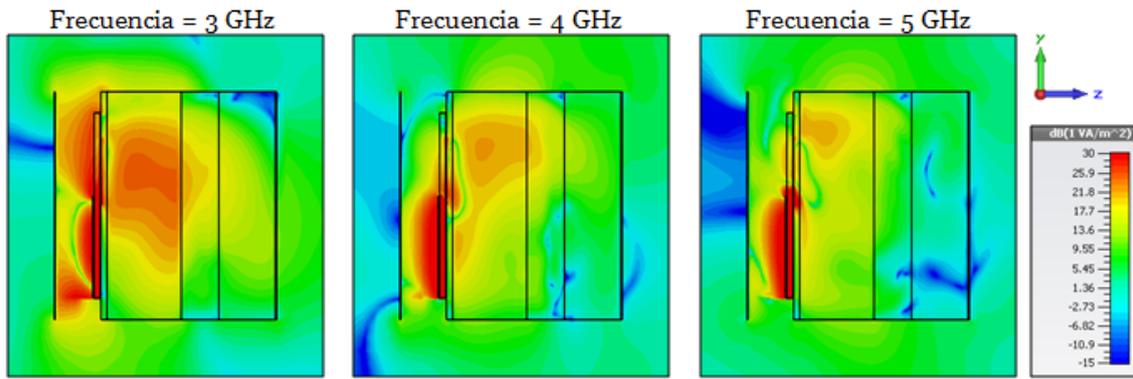


Figura 6.47: Potencia radiada en  $\text{dBW}/\text{m}^2$  de la ranura con círculos a 3.1 GHz sobre el modelo de 5 capas

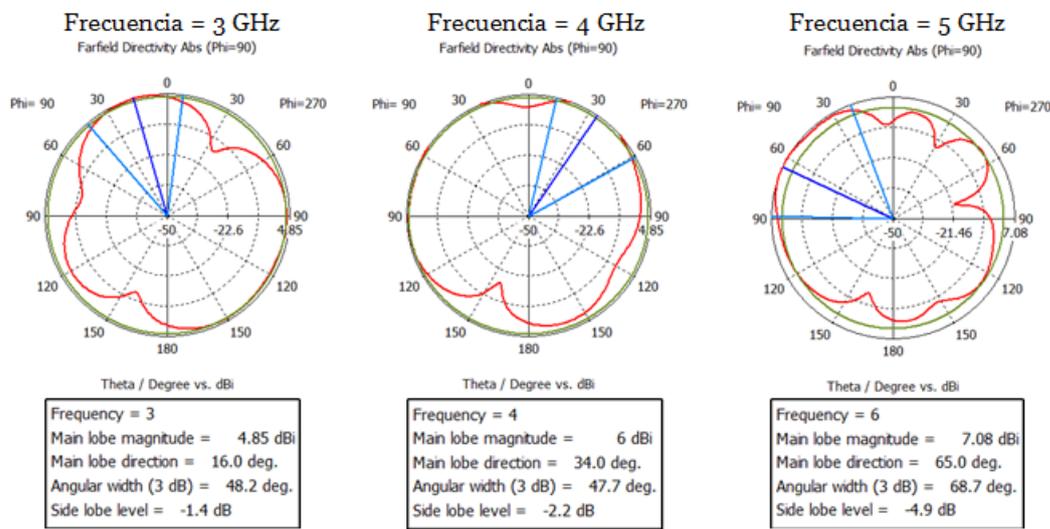


Figura 6.48: Diagrama polar en el plano XZ de la ranura con círculos a 3.1 GHz con el modelo de 5 capas de tejido

6.48, se puede observar los diagramas polares de radiación en campo lejano para el plano XZ de estas tres frecuencias mencionadas anteriorente. A diferencia de los resultados con el modelo de 1 capa, en este modelo multicapa se vuelve a producir la omnidireccionalidad del diagrama en campo lejano.

Por otro lado, en la Figura 6.49, se muestran los resultados para este modelo de las eficiencias de radiación en campo lejano de este diseño. Como ya ocurría con los anteriores diseños, el modelo multicapa presenta mejor eficiencia de radiación que el modelo de 1 capa, comprendiendo en este caso desde -11.75 dB hasta los -13.75 dB de valor mínimo que se alcanza para 4 GHz.

En la Figura 6.43 se puede ver las eficiencias de radiación en campo lejano de este diseño sobre el modelo de 1 capa. Se observa como se han visto ligeramente disminuidad si se compara con el diseño centrado en 4.92 GHz.

Una vez se ha analizado este último diseño tanto para el modelo de 1 capa de músculo como el de 5 capas que simula el abdomen, se puede concluir como este diseño es el óptimo para la aplicación que se ha descrito a lo largo de este trabajo. En el peor de los casos, según



Figura 6.49: Eficiencias de radiación de la ranura con círculos a 3.1 GHz con el modelo de 5 capas de tejido

los resultados simulados, se consiguen 1.268 GHz de ancho de banda, siendo la frecuencia inferior la de inicio de UWB, esto implica más de dos canales de uso simultáneo. En el mejor de los casos, que se produce con el modelo de 5 capas, se obtendría un ancho de banda de 2.18 GHz hasta una frecuencia límite de 5.4 GHz, y 1 GHz adicional de 5.8 a 6.8 GHz, este resultado implica el posible uso de hasta 4 canales de UWB simultáneos. Además, en ambos modelos, el diseño presenta buenas propiedades de radiación en campo cercano, que es el escenario de uso del propósito de la antena.

Para poder confirmar la fiabilidad y buenos resultados de este último diseño, a continuación se realiza una simulación en la que se agranda la capa de tejido, ya que en un entorno real el tejido humano no se va a limitar al tamaño de la antena, que es como se ha realizado el proceso de diseño.

## 6.5. Variación del tamaño de los tejidos

Si se contempla el escenario real de aplicación del diseño de ranuras que se está realizando en este trabajo, se debe entender como la capa de tejido humano no se puede limitar únicamente al tamaño de la antena. Por este motivo, una vez diseñada y optimizada la ranura definitiva, se ha decidido comprobar como afecta el aumento de las capas de ambos modelos de tejido a la adaptación de la misma, por su hubiera que hacer una reoptimización final a partir del diseño definitivo.

Para ello, se ha simulado la antena paramétricamente, en la que la capa de tejido aumentaba su ancho y su alto (eje x e y respectivamente) en pasos de 10 mm, desde su tamaño original, el cual coincide con el del plano de masa de la ranura, hasta 50 mm más.

En la Figura 6.50 se puede observar como para el caso del modelo de 1 capa de tejido, no afecta en absoluto el hecho de agrandar dicha capa. Por lo que se puede concluir que los resultados de la adaptación en un entorno real no variarían.

Se ha realizado dicha prueba también para el caso del modelod de 5 capas. En la Figura 6.51 se puede comprobar como el aumentar el tamaño de los tejidos no supone ninguna variación en los resultados de la antena como al considerar una única capa.

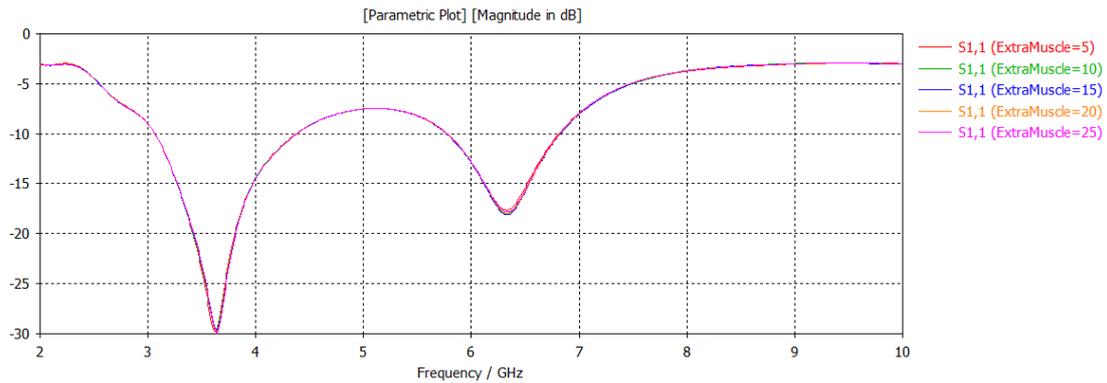


Figura 6.50: *Parámetro  $S_{11}$  en función del tamaño de la capa de músculo*

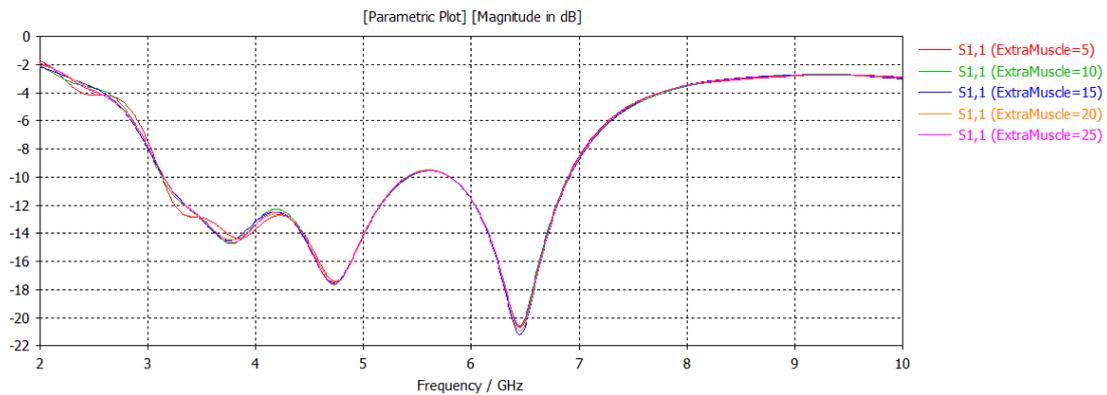


Figura 6.51: *Parámetro  $S_{11}$  en función del tamaño de las 5 capas de tejidos*

## 6.6. Comportamiento del diseño con la introducción de materiales homogéneos entre la antena y los tejidos

Como se ha comentado, si se piensa en el uso real de la antena como receptor de datos de otro dispositivo implantado o simplemente ingerido por el cuerpo humano, es probable que, al apoyar la antena diseñada sobre el paciente, existan elementos que puedan alterar el funcionamiento o la adaptación de la ranura, como puede ser la existencia de vello o sudor en la zona. Por tanto, para evitar el contacto de la antena con elementos que puedan alterar su funcionamiento, se ha decidido comprobar el funcionamiento del diseño sin apoyarlo directamente sobre las capas de tejido. Para esto se han barajado dos posibilidades, la primera, es la más simple, consiste en dejar un espacio de aire entre la antena y las capas de tejido. Teniendo en cuenta que se ha optimizado para conseguir una buena adaptación sobre las capas, es posible que los resultados en este caso no sean satisfactorios.

El otro caso, inspirado en [11], es usar una capa de gel de glicerina entre la capa de tejido y la antena. Este gel posee unas propiedades dieléctricas parecidas a las de los tejidos ( $\epsilon_r = 50$  en la frecuencia de interés), por lo que sería una buena opción para que se produzca acoplo con la capa de tejidos y así no empeorar la adaptación del diseño y garantizar que la antena en un caso de uso real siempre tendrá como primer contacto un material homogéneo y sin agentes extraños.

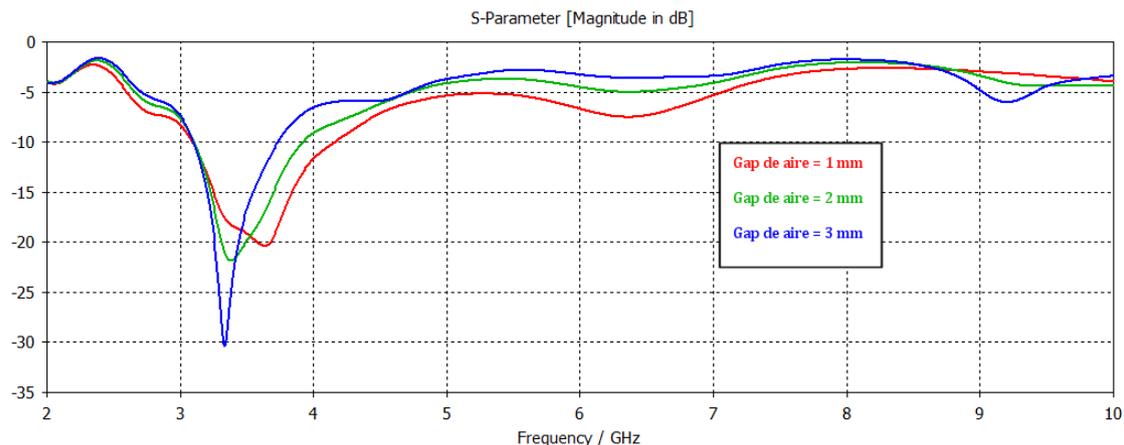


Figura 6.52: Parámetro  $S_{11}$  en función del grosor de la capa de aire situada entre el diseño final y el modelo de 1 capa

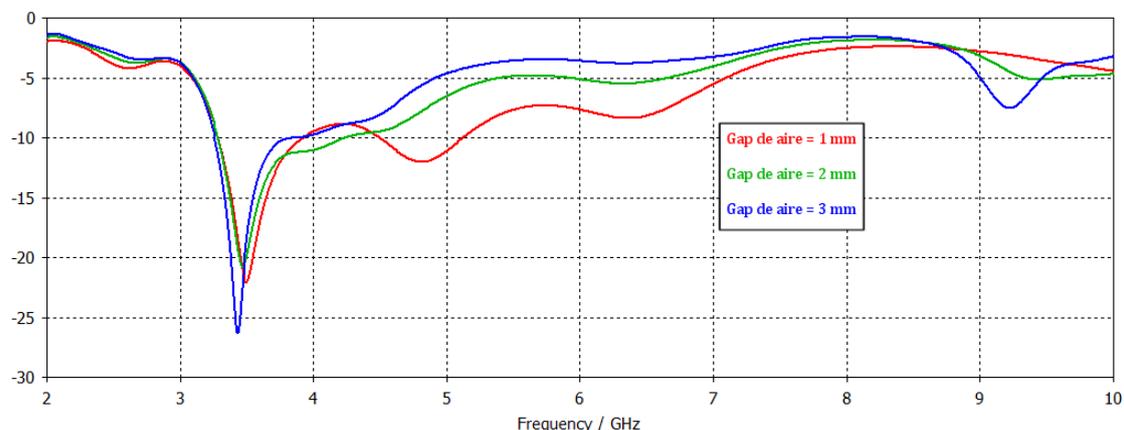


Figura 6.53: Parámetro  $S_{11}$  en función del grosor de la capa de aire situada entre el diseño final y el modelo de 5 capas

### Capa de aire entre la antena y los tejidos

En este caso se han realizado 3 simulaciones dejando 1, 2 y 3 mm de separación de aire entre la ranura diseñada y la capa de tejidos. En la Figura 6.52 se observan el resultado del parámetro  $S_{11}$  de esta simulación paramétrica sobre el modelo de 1 capa de tejido. Como se puede apreciar y se había comentado anteriormente, al haber diseñado y optimizado la antena para que esté adaptada cuando se apoya directamente sobre la capa de tejido, al introducir entre ella y dicho tejido una capa de un material con una permitividad mucho menor (1 en este caso al tratarse de aire), se pierde parte de la adaptación. Concretamente se pasa de tener 1.268 GHz a 1 GHz en el caso de dejar una separación de 1mm, en el caso extremo, con 3 mm, se puede observar como la resonancia es mayor pero el ancho de banda es tan solo de 600 MHz.

En la Figura 6.53 se puede observar la misma simulación sobre el modelo de 5 capas. Se puede apreciar como el ancho de banda mayor se da en el caso de una separación de aire de 2 mm en este caso.

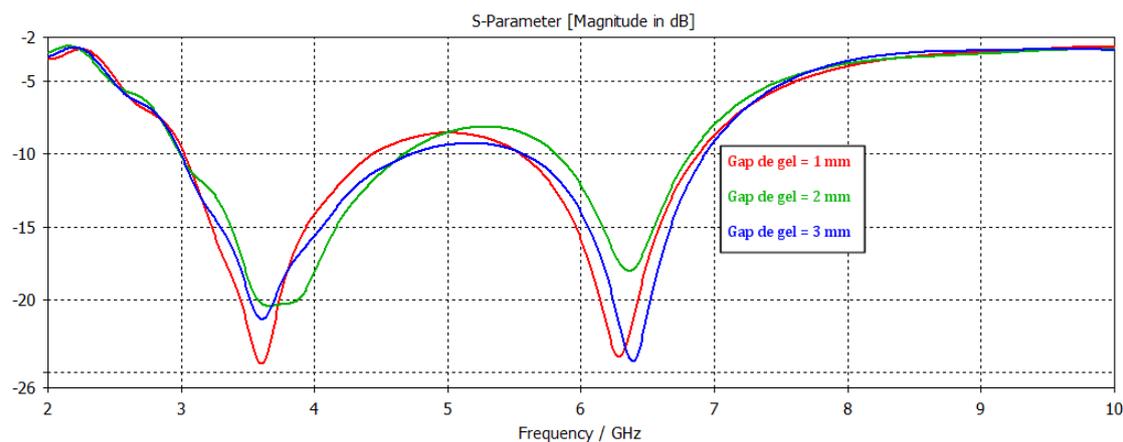


Figura 6.54: Parámetro  $S_{11}$  en función del grosor de la capa de gel situada entre el diseño final y el modelo de 1 capa

### Capa de gel entre la antena y los tejidos

Observando como en [11], se introduce en una cápsula endoscópica para poder transmitir los datos que capta la cámara, una antena omnidireccional rodeada de un gel de glicerina para favorecer la adaptación de la misma sobre los tejidos, y tras observar el mal funcionamiento que se consigue cuando se separa la antena de los tejidos, se ha decidido introducir una capa del mismo gel entre el diseño que se ha realizado y los modelos de los tejidos. Si los resultados son satisfactorios, se podría utilizar para garantizar el funcionamiento de la antena siempre sobre la misma superficie, y no depender de la particularidad de los tejidos de cada paciente.

Del mismo modo que con la capa de aire, en este caso también se ha realizado una simulación paramétrica variando el grosor de la capa de gel entre 1,2 y 3 mm. En la Figura 6.54 se puede observar los resultados de la adaptación de dicha simulación sobre el modelo de 1 capa. Se muestra como en este caso apenas se pierde adaptación si se compara con el resultado de la antena totalmente apoyada sobre el músculo (Figura 6.38). De hecho, conforme aumenta el grosor de la capa de gel, se consigue un mayor ancho de banda, siendo de 1.75 GHz para el caso de 3 mm. Además se puede comprobar como entre 3 y 6.9 GHz, solo se pierde adaptación entre 4.75 y 5.5 GHz.

En la Figura 6.55 se puede observar la misma simulación sobre el modelo de 5 capas. Podemos apreciar como, a diferencia que con el modelo de 1 capa, en este caso la capa de gel si que empeora la adaptación de la antena. El ancho de banda mayor se da con 1 mm de capa y comprende entre 3.1 GHz y 4.5 GHz, es decir, se perdería alrededor de 700 MHz de ancho de banda si se compara con los resultados de este mismo diseño completamente apoyado sobre el diseño de 5 capas.

Teniendo en cuenta los resultados observados, se puede concluir que si se quiere garantizar que la antena esté siempre en contacto con una superficie conocida, la mejor opción es la capa de gel de glicerina. A la vista de los resultados con el modelo de 1 y 5 capas, se puede determinar como el compromiso que menos empeora la adaptación de la antena es el de introducir una capa de 1 mm de gel.

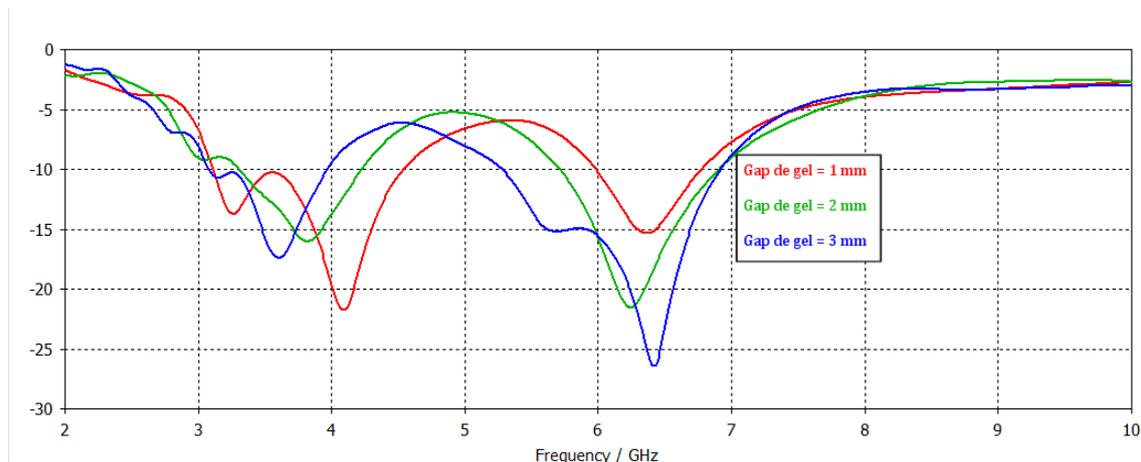


Figura 6.55: Parámetro  $S_{11}$  en función del grosor de la capa de gel situada entre el diseño final y el modelo de 5 capas

## 6.7. Conclusiones

A lo largo de este capítulo se ha realizado un estudio de como afectan los distintos tejidos corporales a las antenas diseñadas en el capítulo anterior. Se ha realizado el proceso a través de dos modelos que emulan el tejido humano, uno de una capa más sencillo computacionalmente hablando, el cual es ampliamente utilizado en diseños de estas características e investigaciones, y otro de 5 capas, más complejo que emula la zona del abdomen humano.

Tras comprobar la desadaptación producida en los dos diseños, se han optimizado los mismos para su correcto funcionamiento sobre el modelo de una capa, y posteriormente se ha visto los resultados con el modelo de 5 capas. Cabe destacar la mejora de adaptación producida sobre el modelo de 5 capas. Finalmente, se han reescalado ambos diseños para comenzar la adaptación en la frecuencia inicial de la banda UWB, consiguiéndose únicamente para el diseño con círculos en los extremos de la ranura.

Tras conseguir el diseño final, se ha comprobado los resultados del mismo tras aumentar el tamaño de las capas de tejido, y posteriormente, incluyendo capas de aire y gel entre la antena y dichos tejidos.

Por último, tras los buenos resultados obtenidos con el diseño final realizado en este capítulo, se ha decidido mandar dicho diseño a fabricación e intentar obtener alguna medida en un entorno real de la antena. En el siguiente capítulo se trata el proceso de fabricación y los resultados obtenidos.

## Capítulo 7

# Fabricación y medidas

A lo largo de los capítulos 5 y 6 se ha explicado todo el desarrollo seguido para llevar a cabo el propósito de este trabajo, que no es otro que el de diseñar una antena 'on-body' que haga la función de dispositivo receptor de datos provenientes de otros elementos situados en el interior del cuerpo humano. Para ello, se ha partido de una ranura básica en espacio libre, y se han realizado los estudios y simulaciones necesarias para, finalmente, conseguir un prototipo final, cuyas prestaciones satisfacen los requisitos previamente establecidos.

Teniendo en cuenta las fechas en las que se ha obtenido el diseño final, se ha decidido comenzar el proceso de fabricación y así poder tener un primer prototipo de la antena para la entrega del presente trabajo. Cabe destacar que en un proceso de fabricación de un diseño de estas características, que opera en contacto directo con el tejido humano, conlleva de sucesivas iteraciones de fabricación y medida sobre tejidos reales antes de llegar a la antena definitiva. En este capítulo, se presenta la fabricación al primer prototipo, que puede dar lugar a sucesivas fabricaciones y rediseños del mismo en el futuro.

### 7.1. Reelección del dieléctrico del diseño

Una vez decidido y conseguido el diseño final, se decidió mandarlo a fabricar. Sin embargo, en el momento de la fabricación, desde el Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia (iTEAM) se comunicó la falta de inventario del sustrato utilizado en el proceso de diseño (véase 5). Por este motivo, se ha decidido valorar los sustratos disponibles y escoger uno con propiedades dieléctricas similares, para afectar lo mínimo posible a los resultados de la fabricación.

Los dos sustratos que más se asemejan al Rogers 4003 usado en el diseño son:

- Rogers RO4003 con altura  $H = 0.813$  mm y grosor de cobre =  $35\mu m$  - Corresponde con el mismo sustrato con las mismas propiedades dieléctricas que el usado para diseñar la antena. Sin embargo, la altura es mucho menor que el usado para el proceso de diseño, por lo que la adaptación puede verse fuertemente afectada.
- Rogers RO3003 con altura  $H = 1.524$  mm y grosor de cobre =  $18\mu m$  - En este caso, tanto el fabricante como la altura del sustrato son los mismos que el sustrato usado

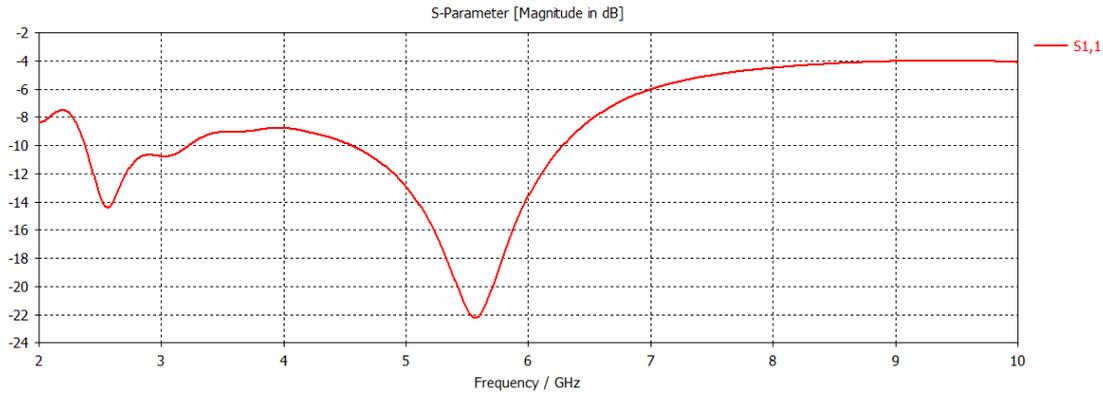


Figura 7.1: Parámetro  $S_{11}$  con el sustrato RO4003 de 0.813 mm de altura sobre el modelo de 1 capa

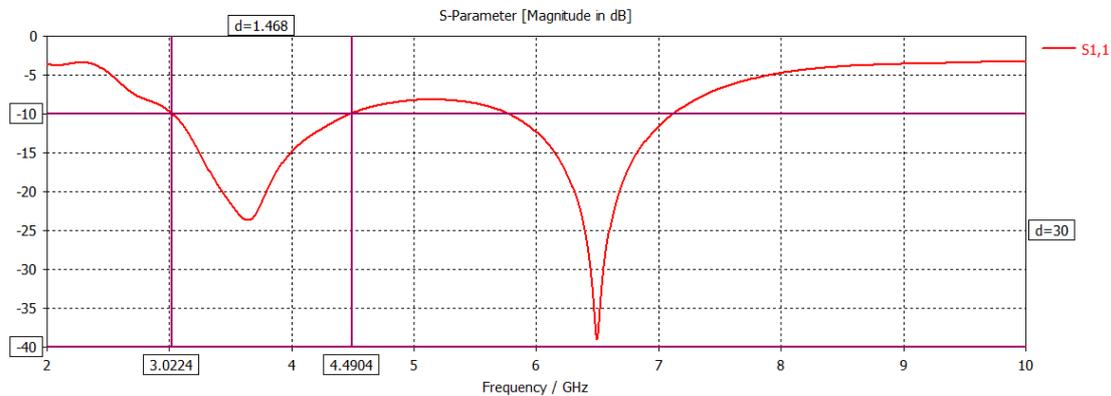


Figura 7.2: Parámetro  $S_{11}$  con el sustrato RO3003 de 1.524 mm de altura sobre el modelo de 1 capa

en el diseño del capítulo anterior. Además, tiene menos pérdidas. No obstante, al ser otro modelo, las propiedades dieléctricas con respecto al RO4003 de 1.524 mm cambian, ya que en este caso  $\epsilon_r$  tiene un valor de 3, mientras que con el RO4003 usado en los diseños  $\epsilon_r$  tenía un valor de 3.55 en simulación.

Por tanto, se ha decidido comprobar la adaptación resultante tras la simulación del diseño obtenido en el capítulo anterior con estos dos sustratos. En la Figura 7.1, se puede observar el parámetro  $S_{11}$  sobre la capa de músculo usando el RO4003 de 0.813 mm de altura. Se puede comprobar como se pierde gran parte de la banda de adaptación, además la frecuencia inicial de trabajo ha disminuido hasta los 1.4 GHz, mientras que la banda superior de adaptación comprende entre los 4.5 y los 6.25 GHz. Con estos resultados, teniendo en cuenta que se pretende trabajar lo más al inicio posible de la banda UWB, se puede deducir que fabricar la antena con este sustrato no es viable con el diseño realizado en este proyecto.

En la Figura 7.2, se muestra el coeficiente de reflexión de la antena sobre el modelo de 1 tejido usando el sustrato RO3003 de 1.524 mm de altura. Se puede observar como la adaptación conseguida con el RO4003 de 1.524 mm de altura se mantiene, tanto en la banda baja de UWB (1.47 GHz de ancho de banda) como la comprendida entre 6 y 7

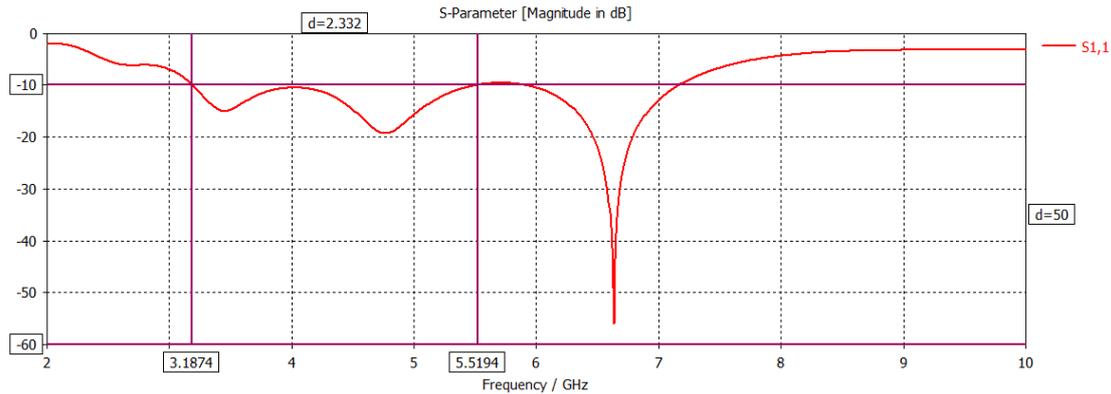


Figura 7.3: Parámetro  $S_{11}$  con el sustrato RO3003 de 1.524 mm de altura sobre el modelo de 5 capas

GHz (1.3 GHz). Tras comprobar este buen resultado, se ha simulado el mismo caso para el modelo de 5 capas, para asegurar el buen comportamiento de la ranura con este nuevo sustrato.

La Figura 7.3, muestra esta nueva simulación. Se puede comprobar como la banda de adaptación mejora, aunque la resonancia conseguida es más débil en la parte baja de la misma. La principal resonancia se produce alrededor de 6.65 GHz, y conlleva un ancho de banda de 1.25 GHz. El ancho de banda conseguido en la parte baja de UWB, que es la más interesante, es de 2.3 GHz.

Se puede concluir por tanto que los resultados de adaptación con este sustrato son satisfactorios, por lo que se ha decidido fabricar el diseño realizado en este trabajo sobre el dieléctrico RO3003 de 1.524 mm de altura.

## 7.2. Simulación con modelo completo

Tras decidir realizar la fabricación con otro dieléctrico para poder finalizar el trabajo con un primer prototipo, se ha realizado una simulación del modelo real completo que tiene la antena una vez fabricada, es decir, introduciendo los tornillos que unen el plano reflector con el plano de la ranura y realizando un modelo de cable coaxial con el que se va a alimentar la antena.

### 7.2.1. Inclusión de los tornillos de nylon en el diseño

La primera medida que se ha tenido en cuenta a la hora de hacer el modelo real del diseño ha sido incluir en el mismo los tornillos de nylon que se encargan de unir el plano reflector con el plano de masa de la ranura y otorgar consistencia a la antena.

Si se observa la antena en alzado (véase Figura 7.4) se puede comprobar como la ranura queda muy próxima al extremo superior del plano de masa, por lo que al taladrar el mismo para incluir los tornillos, el comportamiento de la antena podría verse afectado gravemente. Para poder solventar esta situación, se ha decidido alargar únicamente la capa

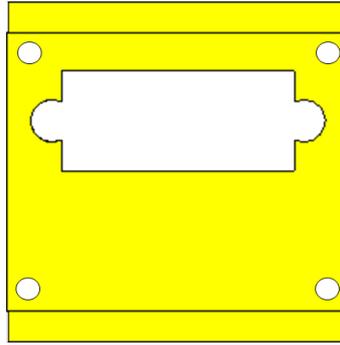


Figura 7.4: Vista en alzado de los tornillos próximos sobre la ranura

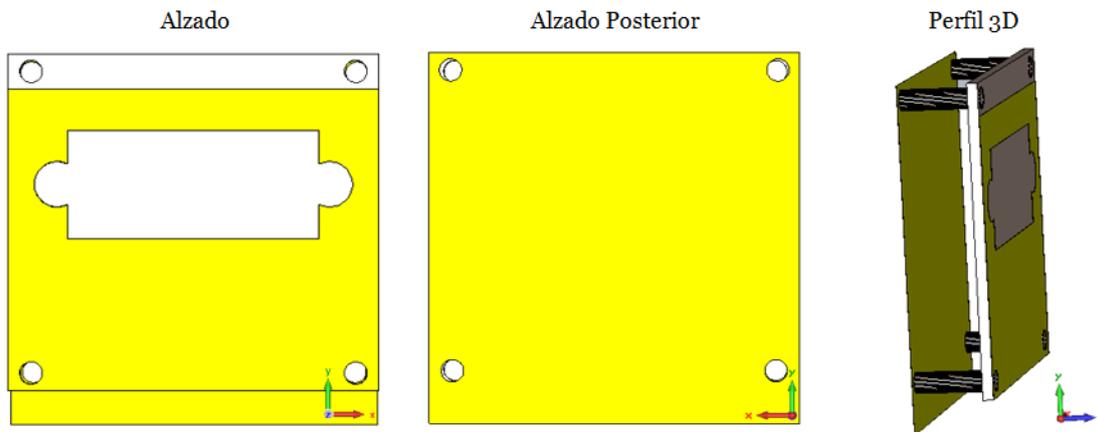


Figura 7.5: Vista en alzado, alzado posterior y perfil 3D del diseño de la antena con tornillos de nylon

de dieléctrico en la parte superior, de tal modo que los tornillos queden anclados a esta zona extra que se gana, y se evitaría así la influencia de los mismos sobre las propiedades de radiación de la antena. El sustrato se ha alineado con el plano reflector, de tal manera que se ha alargado la parte superior del mismo 4.75 mm. Por otro lado, en la parte inferior se ha decidido no realizar ninguna modificación puesto que no hay ninguna amenaza de que los tornillos puedan perjudicar al correcto funcionamiento del diseño, por lo que se ha decidido colocarlos en ambos extremos de manera simétrica. En el plano reflector se han realizado los agujeros a la misma altura.

En la Figura 7.5, se muestran 3 vistas del diseño con los tornillos de nylon. Por último, cabe destacar que los tornillos tienen un diámetro de 3 mm.

### 7.2.2. Modelo de coaxial

Una vez incluidos los tornillos de nylon en el diseño, se procede a realizar el modelo de coaxial que se va a utilizar en el proceso de fabricación. Las medidas del mismo pueden observarse en la Figura 7.6.

Hay que destacar que la cubierta se ha acortado de tal manera que no entre en conflicto con la capa de tejido en la simulación, el puerto de entrada se ha definido sobre la base del coaxial. En la Figura 7.7, se puede observar el diseño sobre 1 capa de tejido y 5 capas

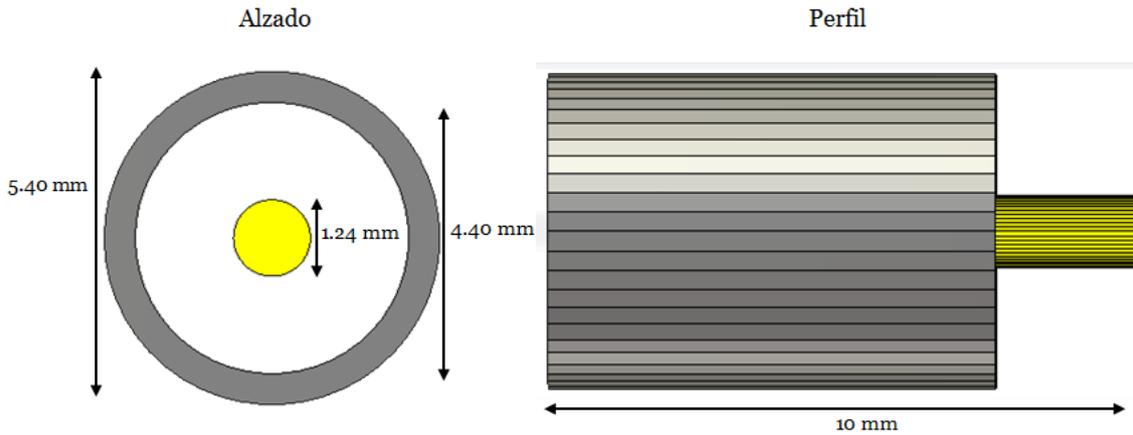


Figura 7.6: Vista en alzado y perfil del modelo de coaxial

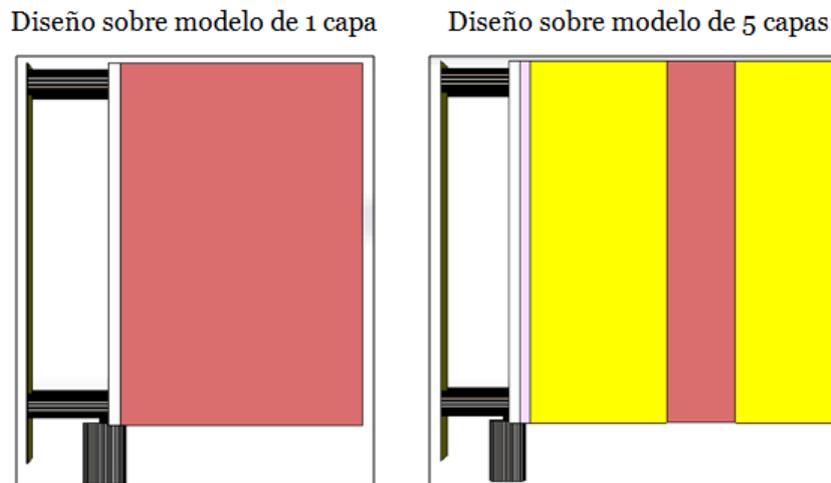


Figura 7.7: Vista en perfil de la antena con los tornillos y coaxial sobre los modelos de tejido

de tejido con el coaxial y los tornillos introducidos en esta sección.

### Resultados para el modelo de 1 capa

Finalmente, para el modelo de 1 capa se obtiene el parámetro  $S_{11}$  que puede verse en la Figura 7.8. Se puede comprobar como se ha perdido banda de adaptación en la parte baja de la banda, ya que ahora se consigue 1.06 GHz de ancho de banda absoluto comprendidos entre 3.15 GHz y 4.22 GHz. Por otro lado, en la parte superior se obtiene un ancho de banda de 2 GHz comprendidos entre 5.8 y 7.8 GHz. A pesar de haber perdido ancho de banda en la zona de interés, se comprueba como la antena con los tornillos y el modelo real de coaxial sigue adaptándose en la zona para la que había sido diseñada, además, se sigue conservando la posibilidad de uso de 2 canales UWB simultáneos.

En la Figura 7.9, se muestra la radiación de campo eléctrico en dBV/m para 3 y 4 GHz y el modelo de 1 capa, se puede concluir como la introducción del coaxial y tornillos no influyen en los resultados de radiación obtenidos en el capítulo anterior.

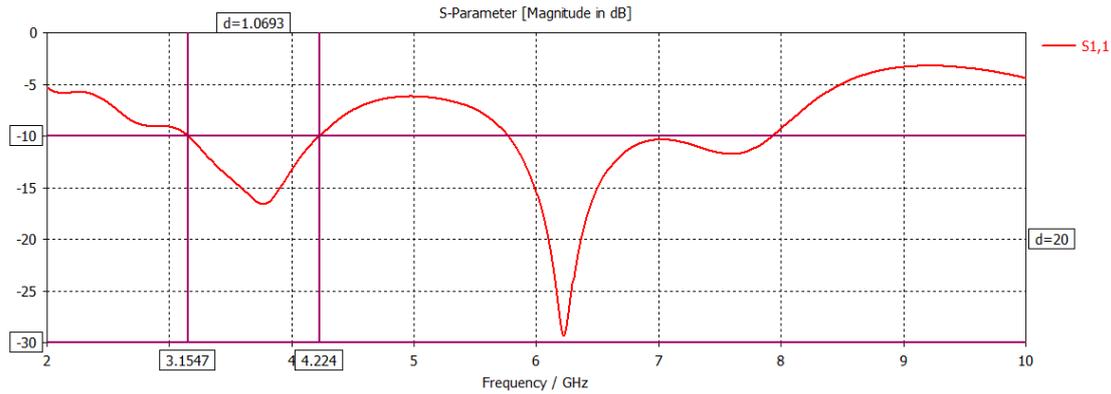


Figura 7.8: Parámetro  $S_{11}$  del diseño con coaxial y tornillos de nylon para el modelo de 1 capa

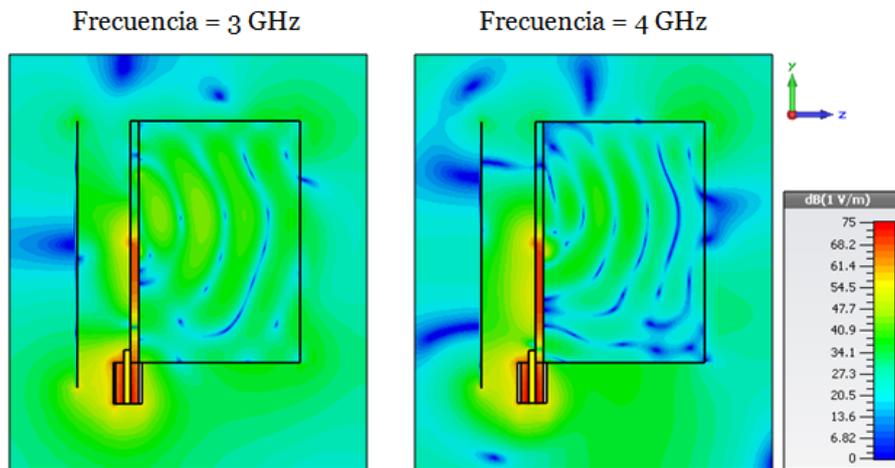


Figura 7.9: Campo eléctrico en  $dBV/m$  del diseño con coaxial y tornillos de nylon para el modelo de 1 capa

### Resultados para el modelo de 5 capas

Para el modelo de 5 capas, puede comprobarse la pérdida de adaptación sufrida en la Figura 7.10. En este caso la introducción del coaxial si que afecta más a la adaptación de la antena en la banda deseada. No obstante, en aplicaciones donde intervienen los tejidos corporales, como pueden ser la telefonía móvil, se sigue el criterio de adaptación a  $-6dB$ , por lo que a pesar de haber perdido banda siguiendo la condición de adaptación a partir de  $-10$  dB, el diseño sigue ofreciendo buenos resultados para el caso del modelo de 5 capas.

Del mismo modo que con el modelo anterior, en la Figura 7.11, se puede comprobar como la radiación no se ve afectada.

Por tanto, teniendo en cuenta los buenos resultados para el modelo de 1 capa, y los resultados aceptables para el modelo de 5 capas una vez introducidos la alimentación coaxial y los tornillos de nylon, se ha procedido a la fabricación de la antena, consiguiendo así el primer prototipo.

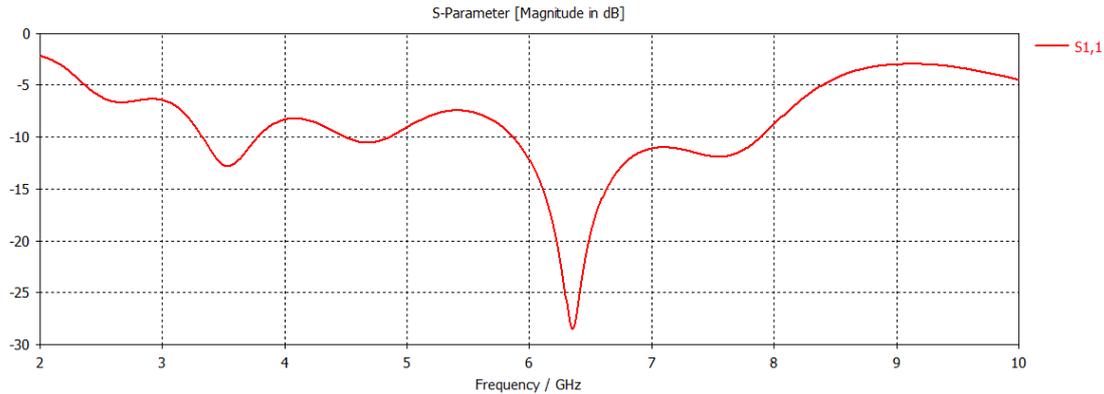


Figura 7.10: Parámetro  $S_{11}$  del diseño con coaxial y tornillos de nylon para el modelo de 5 capas

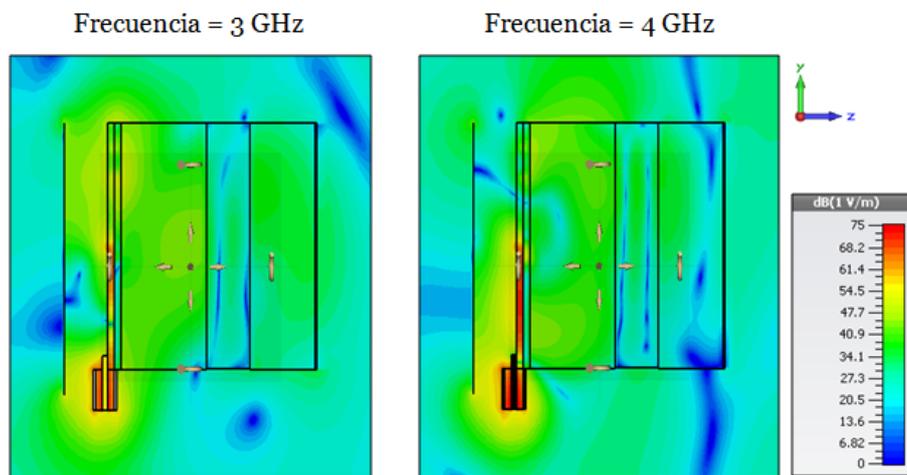


Figura 7.11: Campo eléctrico en dBV/m del diseño con coaxial y tornillos de nylon para el modelo de 5 capas

### 7.3. Resultados tras la fabricación

Tras realizar el proceso de fabricación en el laboratorio de las antenas, se ha obtenido el primer prototipo del diseño realizado en este trabajo y se puede observar en la Figura 7.12.

Se ha realizado un testeo sobre varios sujetos reales, incluyendo una bolsa de plástico que actúa como aislante, y varias zonas del cuerpo humano (véase Figura 7.13). Cabe destacar que únicamente se han realizado medidas del resultado del coeficiente de reflexión, ya que no es posible medir el diagrama en la cámara anecoica por la imposibilidad de replicar el escenario de medida 'in-body' to 'on-body'.

Tras medir los resultados del parámetro  $S_{11}$  con bolsa de plástico y sin ella, y en brazo, pierna y abdomen, se ha podido comprobar que la adaptación es la misma para todos los casos. Esta adaptación puede observarse en la Figura 7.14. Se puede comprobar que en la zona de interés se ha perdido adaptación, sin embargo, como se ha comentado anteriormente, si se tiene en cuenta el criterio de adaptación a -6 dB como en aplicaciones de comunicaciones móviles, los resultados son muy prometedores. También se puede observar

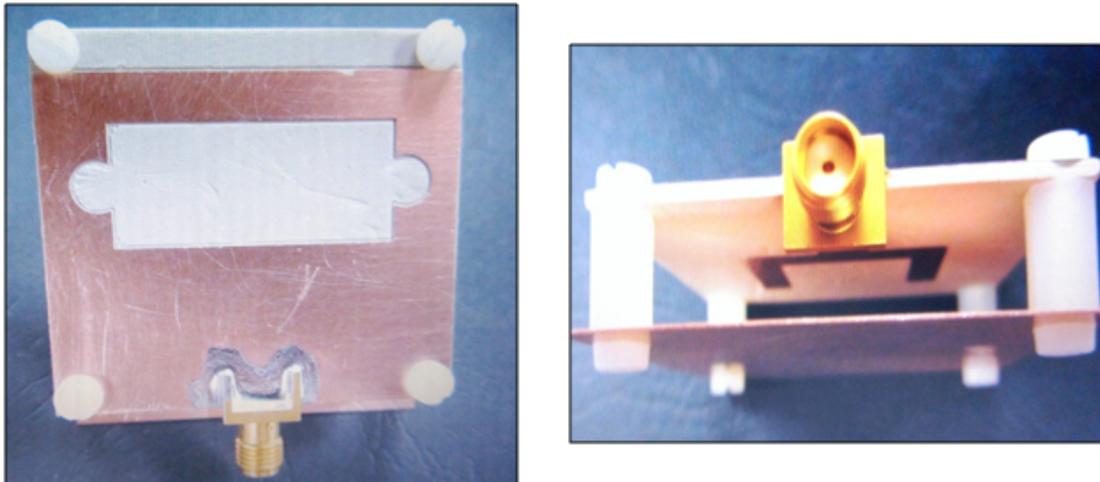


Figura 7.12: *Primer prototipo del diseño realizado en este trabajo*

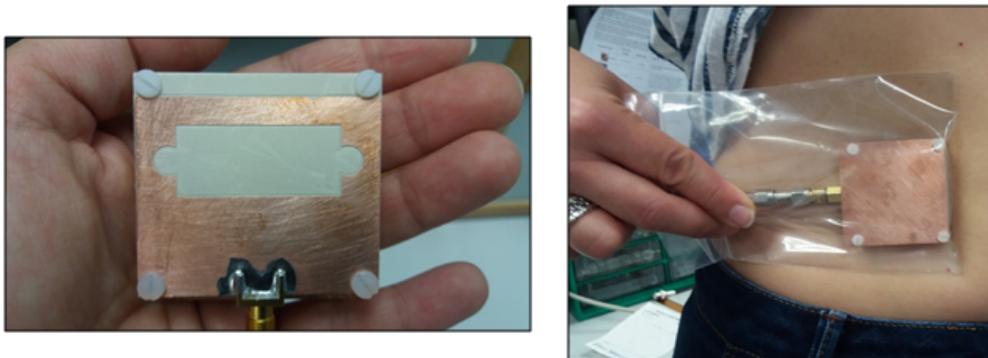


Figura 7.13: *Casos de uso del diseño fabricado*

adaptación a partir de 6 GHz, aunque ya se ha mencionado en varias ocasiones que debido a las altas pérdidas que se producen en los tejidos para estas frecuencias, es complicada la transmisión de datos en esta zona de la banda. Si se compara el resultado con las Figuras 7.8 y 7.10, se puede observar como el modelo de 5 capas es el más coincidente con la medida real, por lo que una conclusión de este proceso puede ser la mayor fiabilidad del modelo de 5 capas para aplicaciones de dispositivos 'on-body'.

Finalmente, teniendo en cuenta que se ha fabricado únicamente el primer prototipo, y se ha medido la adaptación en un escenario de uso real, con tejidos humanos, se puede concluir que los resultados son prometedores, consiguiendo un gran ancho de banda si se sigue el criterio de -6 dB como en comunicaciones móviles. Sin embargo, son necesarias varias iteraciones de diseño y fabricación para conseguir mejores resultados y un prototipo final, por lo que un posible trabajo futuro sobre este diseño es realizar la optimización para conseguir unos resultados mejores en un entorno real.

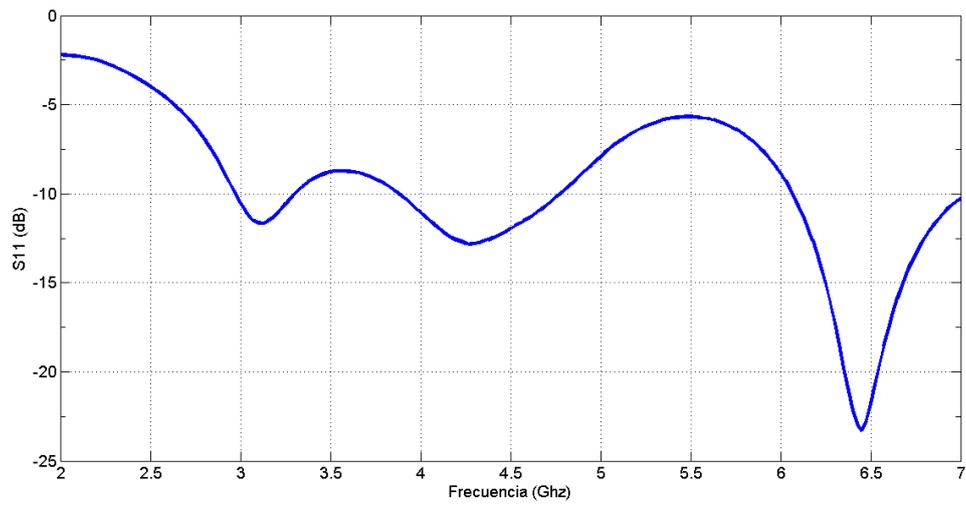


Figura 7.14: *Parámetro  $S_{11}$  medido sobre abdomen humano*

## Capítulo 8

# Conclusiones y línea futura de trabajo

### 8.1. Conclusiones

A lo largo de esta memoria se han descrito todas las tareas y proceso llevados a cabo para lograr el objetivo que se había planteado al inicio de este trabajo, que era el del diseño de antenas UWB on-body para comunicaciones intracorporales. Finalmente, se ha fabricado y medido un primer prototipo de antena para este tipo de aplicaciones, habiéndose conseguido unos resultados muy prometedores.

Tras analizar el auge de las redes WBAN y su aplicación en la medicina, se planteó la posibilidad de realizar una antena receptora 'on-body' que trabajase en la banda de ultra-wideband y fuera capaz de recibir los datos de medidas y otros parámetros de dispositivos situados en el interior del cuerpo humano. Para llevar a cabo este diseño era necesario el conocimiento previo de las mejores antenas para este tipo de aplicaciones y el efecto que tiene el cuerpo humano sobre las propiedades de dichas antenas. Por tanto, ha sido necesario llevar a cabo una profunda documentación de investigaciones y recopilación de datos sobre las características de dichos tejidos humanos.

Una vez elegida la ranura como mejor antena posible para alcanzar las especificaciones deseadas, se han optimizado varios diseños de ranura en espacio libre. En este proceso se han realizado diversas modificaciones tanto de la forma y tamaño de las ranuras como de las líneas de alimentación, y finalmente se han escogido aquellos parámetros que mejor resultado aportaban. Teniendo en cuenta que nuestra aplicación requiere un diagrama de radiación direccional, se ha incluido en el diseño un plano reflector que permite a la ranura focalizar la radiación y recepción hacia la dirección deseada.

El siguiente paso ha sido verificar el efecto de la presencia del tejido humano en contacto directo con la antena, para ello se ha decidido recopilar las características de los tejidos que se han usado en las simulaciones y se han incluido en CST, puesto que el software únicamente proporcionaba estos datos para una frecuencia máxima de 3 GHz. Posteriormente, se han valorado los distintos modelos de tejidos existentes, y se ha optado por optimizar el diseño para el modelo de 1 capa de tejido y se han comprobado los resultados

del mismo en otro modelo de 5 capas de tejido, que proporciona una visión más exacta del abdomen humano. Tras haber conseguido dos ranuras distintas que poseían unos resultados óptimos con los modelos de tejido, se ha decidido bajar para ambas la frecuencia inicial de trabajo, y así conseguir adaptación al inicio de UWB. Tras varias pruebas se ha visto como únicamente se ha conseguido bajar la banda de trabajo de una de las dos ranuras, por lo que esta ha sido considerada para la fabricación.

Después de comprobar el funcionamiento de dicha ranura incluyendo entre ella y la capa de tejidos tanto una capa de aire como otra de gel de glicerina, se ha visto como la inclusión de este gel da lugar a buenos resultados tanto de adaptación como de radiación, por lo que puede ser considerado para el uso real de la antena, y así garantizar el contacto de la misma sobre un material conocido, y no depender así de las particularidades de cada uno de los pacientes.

Finalmente, y tras haber realizado un modelo de la antena en CST que incluyera el conector coaxial y los tornillos de nylon que sujetan el plano de la ranura con el plano de masa, se ha decidido fabricar la antena. Los resultados, teniendo en cuenta que es el primer prototipo, son muy prometedores, ya que si se tiene en cuenta la condición de adaptación a -6dB como en comunicaciones móviles, se consigue un ancho de banda de 2 GHz en la zona UWB deseada. Cabe destacar que se ha comprobado el uso de la antena sobre varios sujetos y en varias zonas de los mismos, además se ha probado la utilización de la misma dentro de una bolsa de plástico para aislarla; para todos los casos los resultados no han variado. Tras comparar los resultados de las medidas reales con los realizados en los procesos de diseño, se puede concluir como el modelo de capas que mejor emula los tejidos humanos de los dos que se han utilizado es el modelo de 5 capas.

Por último, cabe destacar lo novedoso de este trabajo en cuanto al diseño de antenas sobre escenarios humanos, ya que todas las características y teoría de antenas estudiadas hasta ahora siempre habían sido en escenarios de espacio libre, por lo que realizar diseños con estas nuevas características ha implicado trabajar con modelos de emulación de tejidos humanos y la inclusión de los mismos en las simulaciones y proceso de diseño de las distintas antenas en CST. Además, hasta ahora en la literatura, la mayor parte de antenas para aplicaciones de redes WBAN están diseñadas para bandas de frecuencia menores. Para conseguir un mayor ancho de banda y utilizar menor potencia de transmisión, se ha optado por el diseño en la banda ultrawideband. Para finalizar, destacar el gran aprendizaje obtenido a lo largo de la realización de este trabajo final de máster. El hecho de haberme involucrado en el diseño de antenas para aplicaciones biomédicas me ha permitido conocer aspectos del proceso que desconocía totalmente. Además, ha quedado evidente la gran utilidad de este tipo de diseños, y el gran futuro que le espera a los mismos en el entorno de la medicina, para así mejorar la calidad de vida de pacientes y la eficiencia de los procesos médicos.

## 8.2. Línea futura de trabajo

Mediante el presente trabajo se ha conseguido cumplir con los objetivos fijados al inicio del mismo. Se han diseñado una ranura receptora de datos provenientes de dispositivos

situados en el interior del cuerpo humano, tras la fabricación y testeo de la misma, se ha comprobado como estos resultados son muy prometedores para el primer prototipo. Sin embargo, como en todo trabajo, existen puntos a tener en cuenta como línea futura de trabajo y mejora.

Principalmente, el primer aspecto de mejora, es la iteración de más fabricaciones, que consigan la adaptación de la ranura con la condición de -10 dB en la banda deseada. Otro punto de línea futura de trabajo es la verificación del comportamiento de la antena en un escenario de medida real, para ello se puede emplear como transmisora una antena optimizada para trabajar en el interior del cuerpo humano, y como receptora la antena diseñada en este trabajo.

Otro punto a tener en cuenta como línea futura de trabajo es el uso de sustratos flexibles, que consigan que la antena se conforme a la superficie del cuerpo humano y resulte menos molesta para el paciente.

Por otro lado, el hecho de conseguir polarización circular de la antena, que otorgue a la misma una mayor robustez ante posibles dificultades de recepción, puesto que en ciertos casos, se puede desconocer la orientización de la antena situada 'in-body'.

Por último, se puede considerar como trabajo futuro el diseño de un array de antenas partiendo de la diseñada en este trabajo. El hecho de realizar un array implica el aumento de directividad y ganancia, por lo que mejoraría las condiciones del enlace con la antena 'in-body' y la potencia recibida.

Una vez realizados estos procesos de mejora, se podría realizar un cinturón u otro elemento textil que sirva para portar la antena, y comercializar el uso del mismo para aplicaciones biomédicas.

# Bibliografía

- [1] Li X. (2013). *Body Matched Antennas for Microwave Medical Applicatinos*. Disertación científica, Karlsruher Institut für Technologie (KIT).
- [2] <http://impactodelatecnologiaenlamedicina.blogspot.com.es>. Última consulta: mayo del 2016.
- [3] [https://es.wikipedia.org/wiki/Tomograf%C3%ADa\\_axial\\_computarizada](https://es.wikipedia.org/wiki/Tomograf%C3%ADa_axial_computarizada). Última consulta: junio del 2016.
- [4] <https://es.wikipedia.org/wiki/Ecograf%C3%ADa>. Última consulta: junio del 2016.
- [5] <http://tecnologia2medicina.blogspot.com.es/p/actualmente-la-tecnologia-es-un-factor.html>. Última consulta: mayo del 2016.
- [6] Chávez-Santiago, R., Sayraflan-Pour, K., All-Khaleghi, K.N., Takizawa, K., Wang, J., Balasingham, I., y Huan-Bang, L. (2013). Propagation Models for IEEE 802.15.6 Standardization of Implant Communication in Body Area Networks.
- [7] [https://es.wikipedia.org/wiki/Body\\_Area\\_Network](https://es.wikipedia.org/wiki/Body_Area_Network). Última consulta: mayo del 2016.
- [8] Movassaghi, S., Abolhasan, M., Lipman, J., Smith, D., y Jamalipour, A. (2014). Wireless Body area Networks: A Survey.
- [9] [http://www2.imse-cnm.csic.es/mandel/mandel\\_files/wban\\_clip\\_image001.jpg](http://www2.imse-cnm.csic.es/mandel/mandel_files/wban_clip_image001.jpg). Última consulta: junio del 2016.
- [10] Daisuke, T., Kazuyuki-Saito, K.I. (2015). Small Antenna Stowed in Capsular Endoscope for Wireless Power Transmission.
- [11] Thotahewa, K.M.S., Redouté, J.M., Rasit-Yuce, M. (2015). A UWB Wireless Capsule Endoscopy Device.
- [12] <http://drchikarauechi.com/capsula-endoscopica-2/>. Última consulta: junio del 2016.
- [13] Hall, P.S., y Hao, Y. (2006). *Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications*. Norwood, Estados Unidos.
- [14] Wang, Q., Hahnel, R., Pletteimer, D. (2016). Wearable Dual-Polarized Antenna Array for In-Body to On-Body UWB Communication.

- [15] Jeong, W., Choi, J. (2016). A Low Profile IR-UWB Antenna with Conical Radiation Pattern for on-body Communications.
- [16] <https://en.wikipedia.org/wiki/Ultra-wideband#Regulation>. Última consulta: junio del 2016.
- [17] Barret, T.W. (2000). History of UltraWideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators. Progress In Electromagnetics Symposium, Cambridge.
- [18] <http://www.adslzone.net/postt40044.html>. Última consulta: junio del 2016.
- [19] <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/htmlclie/htmlclie.php>. Última consulta: junio del 2016.
- [20] Gabriel, C. (1996). Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies.
- [21] Bahrami, H., Mirbozorgi, S.A., Ameli, R., Rusch, L.A., Gosselin, B. (2016). Flexible, Polarization-Diverse UWB Antennas for Implantable Neural Recording Systems.
- [22] Ara, P., Heimlich, M., Dutkiewicz, E. (2014). Antenna Performance for Localization of Capsule Endoscope.
- [23] Changrong L., Yong-Xiu, G., Shaoqiu, X. (2014). Capacitively Loaded Circularly Polarized Implantable Patch Antenna for ISM Band Biomedical Applications.
- [24] <http://canontemp01.ubm-us.net/supplier/northwest-emc-inc>. Última consulta: mayo del 2016.
- [25] Changrong L., Yong-Xiu, G., Rangarajan, J., Shaoqiu, X. (2015). In Vivo Testing of Circularly Polarized Implantable Antennas in Rats.
- [26] Ferrando, M., Valero, A., y Esteban, H. (2013). Transparencias Parámetros Fundamentales de las Antenas, Asignatura de Antenas. Grado en Tecnologías y Servicios de Telecomunicación.
- [27] [http://antenaruval.mex.tl/imagesnew2/0/0/0/2/0/5/4/9/3/1/TEMA%202\\_1.pdf](http://antenaruval.mex.tl/imagesnew2/0/0/0/2/0/5/4/9/3/1/TEMA%202_1.pdf). Última consulta: junio del 2016.
- [28] <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/phyopt/polclas.html>. Última consulta: junio 2014.
- [29] [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Transparencias\\_reducidas/Tema\\_9.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Transparencias_reducidas/Tema_9.pdf). Última consulta: junio 2016.
- [30] [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Bocinas.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Bocinas.pdf). Última consulta: junio 2016.
- [31] Ferrando, M., Valero, A., y Esteban, H. (2013). Transparencias Antenas de Hilo y Ranuras, Asignatura de Antenas. Grado en Tecnologías y Servicios de Telecomunicación.

- [32] Scielo, Análisis y diseño de un monopolo impreso para UWB. [http://scielo.sld.cu/scielo.php?pid=S1815-59282014000100002&script=sci\\_arttext](http://scielo.sld.cu/scielo.php?pid=S1815-59282014000100002&script=sci_arttext).  
Última consulta: junio 2016.
- [33] John, D.K. (1988) *Antennas*. (2a ed.).
- [34] [http://www1.sphere.ne.jp/i-lab/ilab/tool/ms\\_line\\_e.htm](http://www1.sphere.ne.jp/i-lab/ilab/tool/ms_line_e.htm) Última consulta: junio 2016.
- [35] Targonski, S.D., Waterhouse, R.B., Pozar, D.M. (1998). Design of Wide-Band Aperture-Stacked Patch Microstrip Antennas.
- [36] Klemm, M., Kavs, I.Z., Pedersen, G.F., Tröster, G. (2005). Novel Small-Size Directional Antenna for UWB WBAN/WPAN Applications.
- [37] Qing, X., Yan Wah Chia, M., Xuanhui, W., Tröster, G. (2003). Wide-Slot Antenna for UWB Applications.
- [38] Liu, C., Guo, Y., Xiao, S. (2014). Circularly Polarized Helical Antenna for ISM-Band Ingestible Capsule Endoscope Systems.
- [39] Kanehisa, H., Miyatami, M., Ayuma, K., Kuno, S., Fukunaga, T. (2003). Influences of age and sex on abdominal muscle and subcutaneous fat thickness.