



# DISEÑO DE ANTENAS UWB DIRECTIVAS Y TAMAÑO COMPACTO PARA APLICACIONES MÉDICAS OPERANDO EN EL ENTORNO CORPORAL

Natalia Palomar Cosin

Tutor: Marta Cabedo Fabrés

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 2018-2019

Valencia, 3 de julio de 2019



# Agradecimientos

Tras cuatro años de grado y dos de máster esta carrera de fondo está llegando a su fin. Pero llegar a la meta no hubiera sido posible sin el apoyo incondicional de mi familia. A mis padres darles las gracias por el gran esfuerzo que han hecho cada día para que yo llegaré hasta aquí y a mi hermana decirle que le esperan momentos difíciles pero que todo esfuerzo tiene su recompensa. Antonio te conocí cuando todo empezaba y sin duda sin ti todo hubiera sido más difícil, gracias por todas las horas de estudio compartidas y por darme ese último empujón antes de cada examen.

De esta escuela me llevo grandes cosas, porque es verdad eso que dicen que la universidad te cambia. Confieso que si volviera atrás no volvería a elegir esta carrera, pero sé que no tome una mala decisión. Me llevo de teleco unos amigos increíbles, con los que he formado un gran equipo, además no tengo duda de que el futuro es nuestro y que nos esperan grandes retos profesionales.

Por último, agradecer a Marta todo lo que ha hecho por mí y por esta escuela. Es un pilar fundamental de teleco, ella es una de las personas que desde la sombra se encarga de que todo funcione bien. Para mí es todo un ejemplo a seguir en todos los sentidos.



# Resumen

A lo largo de este documento se describe el diseño de una antena que opera bajo la tecnología Ultra Wide Band (UWB), concretamente en la banda baja de trabajo (3 a 5 GHz). En concreto, la antena se corresponde con una hélice en modo axial con polarización circular y tamaño compacto. Principalmente la antena diseñada será utilizada para aplicaciones médicas operando en entornos de redes inalámbricas de área corporal (WBAN). En este documento, se ha realizado un estudio en profundidad de las redes inalámbricas, centrándonos en las redes inalámbricas que operan en torno al cuerpo humano (WBAN). También se describe el estándar IEEE 802.15.6 que las regula. Por otra parte, para llevar a cabo un correcto diseño y análisis de la antena, se ha realizado un estudio de los parámetros básicos de las antenas en general, para a continuación, describir con detalle los parámetros de diseño de las hélices. Una vez realizado el diseño teórico de la antena, se ha utilizado el software CST para diseñar la hélice y analizar su funcionamiento en espacio libre, optimizando sus dimensiones con el objetivo de obtener un gran ancho de adaptación, una relación axial en la banda de trabajo por debajo de los 3dB y diagramas de radiación óptimos. Adicionalmente como la antena va a ser utilizada en entornos corporales se ha realizado un modelo de torso humano para ver cómo afecta la presencia del cuerpo humano al funcionamiento de la antena diseñada.



## Resum

En este treball es descriu el disseny d'una antena que treballa amb tecnologia Ultra Wide Band (UWB) en la banda de treball de 3 a 5 GHz. En concret, l'antena es correspon amb una hèlice en mode axial amb polarització circular i grandària compacte. Principalment l'antena dissenyada serà utilitzada per a aplicacions mèdiques operant en xarxes sense fil d'àrea corporal (WBAN) , regulades per l'estàndard IEEE 802.15.6. Al llarg del document, s'ha realitzat un estudi en profunditat de les xarxes sense fil, centrant-nos en les xarxes sense fil que operen entorn del cos humà. També es descriu l'estàndard IEEE 802.15.6 que les regula. D'altra banda, per a realitzar un correcte disseny i anàlisi de l'antena a dissenyar, s'ha dut a terme un estudi dels paràmetres bàsics de les antenes en general, para a continuació, descriure amb detall els paràmetres de disseny de les hèlices perquè funcionen en mode axial. Una vegada realitzat el disseny teòric de l'antena, s'ha utilitzat el programari CST per a dissenyar l'hèlice i analitzar el seu funcionament en espai lliure, optimitzant les seues dimensions són l'objectiu d'obtindre un gran ample d'adaptació, una relació axial en la banda de treball per davall dels 3dB i diagrames de radiació òptims. Addicionalment com l'antena serà utilitzades en entorns corporals s'ha realitzat un model de tors humà per a veure com a afecta la presència del cos humà al funcionament de l'hèlice.



# Abstract

In this paper the design process of ultra-wideband (UWB) antenna has been described. The antenna, in particular, is a helix antenna that works in the frequency range from 3 to 5GHz. It operates in the axial mode which provides circularly polarization. The first chapter supplies an overview of wireless body area networks (WBAN) and it describes the IEEE 802.15.6 standard. Furthermore, to carry out a proper antenna design a study of the basic antenna parameters has been done, by focusing on helix parameters, after that, more in detail. Once the theoretical design parameters were calculated, CST software was used to draw the helix and then it was simulated to check its performance. Then to obtain ideal results some different helix designs have been tested until obtaining the perfect design. In the software a human torso model has been drawn to check the antenna performance in front of it.



## Tabla de contenido

<b>1</b>	<b>Introducción.....</b>	<b>15</b>
1.1	Introducción.....	15
1.2	Motivación .....	15
1.3	Objetivos planteados.....	16
1.4	Requerimientos de software .....	17
1.4.1	CST Microwave Studio .....	17
1.4.2	Antenna Magus.....	17
1.5	Metodología de trabajo .....	18
1.6	Estructura memoria .....	18
<b>2</b>	<b>Estudio del estado del arte.....</b>	<b>20</b>
2.1	Introducción.....	20
2.2	Redes inalámbricas .....	21
2.2.1	Clasificación de las redes de acceso inalámbricas .....	21
2.3	Redes de área corporal inalámbricas (WBAN) .....	22
2.3.1	Arquitectura básica.....	24
2.3.2	Tipos de nodos .....	25
2.3.3	Arquitectura de comunicación de las WBAN .....	26
2.3.4	Estándar IEEE 802.15.6.....	28
2.3.5	Problemas a abordar en las WBAN .....	33
2.3.6	Consumo de potencia .....	34
2.3.7	Seguridad.....	34
2.3.8	Comparación con otros estándares inalámbricos 802.15 .....	34
2.3.9	Aplicaciones WBAN [14].....	35
2.4	Tecnología Ultra Wide Band (UWB) .....	36
2.4.1	Introducción.....	36
2.4.2	Fundamentos de la tecnología.....	36
2.4.3	Regulación y estandarización .....	39
2.4.4	Ventajas.....	40
2.4.5	Aplicaciones.....	40
2.4.6	Comparativa de tecnologías inalámbricas .....	41
2.5	Propiedades electromagnéticas y modelado del cuerpo humano.....	42
2.5.1	Propagación de microondas en un medio con pérdidas [40] .....	42
2.5.2	Propiedades dieléctricas de los tejidos humanos [41] .....	45
2.5.3	Características electromagnéticas de los tejidos humanos .....	46
2.5.4	Características de propagación de señales de microondas en el modelo multicapa.....	48
2.5.5	Métodos para evaluar el campo eléctrico en los tejidos biológicos [43] .....	49
2.5.6	Validación de las antenas diseñadas para aplicaciones WBAN .....	50
2.6	SAR (Specific Absorption Rate) .....	51
<b>3</b>	<b>Fundamentos teóricos de antenas.....</b>	<b>52</b>
3.1	Historia .....	52
3.2	Definición.....	52
3.3	Clasificación de las antenas .....	53
3.3.1	Antenas de hilo.....	53
3.3.2	Antenas de apertura y reflectores .....	54
3.3.3	Agrupaciones de antenas.....	54
3.3.4	Antenas de onda progresiva.....	54
3.4	Banda de frecuencias .....	55
3.5	Parámetros básicos .....	56
3.5.1	Impedancia de entrada.....	56
3.5.2	Parámetros S.....	57



3.5.3	Adaptación .....	59
3.5.4	Relación de onda estacionaria (SWR) .....	60
3.5.5	Diagrama de radiación: .....	60
3.5.6	Densidad de potencia .....	62
3.5.7	Antenas isotrópicas.....	62
3.5.8	Directividad .....	62
3.5.9	Ganancia: .....	63
3.5.10	Eficiencia .....	64
3.5.11	Polarización .....	64
3.5.12	Ancha de banda .....	66
<b>3.6</b>	<b>Parámetros de antenas en recepción .....</b>	<b>67</b>
3.6.1	Adaptación .....	67
3.6.2	Área y longitud efectiva.....	67
<b>4</b>	<b>Antenas hélice .....</b>	<b>68</b>
4.1	Introducción.....	68
4.2	Definición.....	68
4.3	Geometría de la hélice .....	68
4.4	Modos de radiación y transmisión .....	70
4.4.1	Modo normal [77].....	71
4.4.2	Modo Axial [77].....	72
<b>5</b>	<b>Diseño y simulación de la hélice .....</b>	<b>76</b>
5.1	Diseño teórico de la hélice .....	76
5.2	Diseño del coaxial .....	78
5.3	Diseño de la antena en espacio libre .....	79
5.4	Modificaciones en el diseño inicial de la antena en espacio libre .....	84
5.4.1	Cambio de la separación entre vueltas .....	85
5.4.2	Cambio diámetro plano de masa.....	88
5.4.3	Cambio del diámetro de la hélice .....	91
5.5	Diseño optimizado de la hélice en aire .....	94
5.5.1	Diseño del <i>taper</i> .....	94
5.5.2	Resultados obtenidos .....	95
5.5.3	Hélice con 6 vueltas.....	102
5.6	Antena simulada en agua destilada .....	108
<b>6</b>	<b>Desarrollo y resultados con tejidos corporales .....</b>	<b>110</b>
6.1	Modelo de capas del torso humano.....	110
6.2	Diseño de la antena con el modelo de capas .....	110
6.3	Comportamiento del diseño con la introducción de materiales entre la antena y la piel .....	113
6.3.1	Gap de aire entre la antena y la piel.....	113
6.4	Capa de gel entre la antena y los tejidos.....	116
6.5	Diseño optimizado de la antena .....	118
<b>7</b>	<b>Conclusiones y líneas futura de trabajo.....</b>	<b>122</b>
7.1	Líneas futuras .....	124
<b>8</b>	<b>Bibliografía.....</b>	<b>125</b>



Figura 1 Diagrama temporal de las tareas del presente trabajo .....	18
Figura 2 Niveles de comunicación en una red de área corporal [14].....	27
Figura 3 Bandas de frecuencia para WBAN [20].....	29
Figura 4 Estructura PDU NB IEEE 802.15.6 [23].....	30
Figura 5 Estructura de la PDU UWB [23].....	30
Figura 6 Estructura PDU HBC [23] .....	31
Figura 7 Estructura de la supertrama [22].....	32
Figura 8 Modos de acceso al canal en IEEE 802.15. (a) Con baliza y delimitadores de trama, (b) Sin baliza, pero con delimitadores de trama, (c) Sin baliza ni delimitadores de trama [22] .....	33
Figura 9 Diferentes sistemas en función del ancho de banda [34] .....	37
Figura 10 Comparación del ancho de banda de los diferentes sistemas .....	37
Figura 11 Coexistencia de los servicios UWB con los servicios NB .....	40
Figura 12 Permittividad relativa de diferentes tejidos humanos en función de la frecuencia .....	47
Figura 13 Conductividad de diferentes tejidos humanos en función de la frecuencia .....	47
Figura 14 Profundidad de penetración en diferentes tejidos humanos en función de la frecuencia .....	48
Figura 16 Modelo de capas realizado en CST .....	50
Figura 17 Tipo de antenas en función de su frecuencia de operación.....	53
Figura 18 Ejemplos de antenas de hilo: dipolo (derecha) y antena de yagi (derecha) .....	54
Figura 19 Ejemplo de antena de apertura. Parabólica (izquierda) y bocina (derecha).....	54
Figura 20 Ejemplo de onda progresiva .....	55
Figura 21 Representación de la impedancia de entrada de la antena .....	56
Figura 22 Esquema de una red de dos puertos con ondas incidentes y reflejadas. 57	
Figura 23 Esquema que representa una antena conectada a un generador mediante una línea de transmisión.....	59
Figura 24 Sistema de coordenadas esféricas y ejemplo de diagrama de radiación en 3D.....	61
Figura 25 Comparación entre la radiación de una antena isotrópica y una directiva [74].....	63
Figura 26 Representación de la potencia entregada y radiada [74].....	64
Figura 27 Tipos de polarización .....	65
Figura 28 Elipse de polarización.....	65
Figura 29 Parámetros de diseño de la hélice .....	69
Figura 31 Diagrama de radiación en 3D del modo normal y axial respectivamente [77].....	70
Figura 33 Cable coaxial diseñado.....	79
Figura 34 Impedancia de referencia del cable coaxial.....	79
Figura 35 Valores $S_{11}$ del modelo de hélice con las dimensiones teóricas.....	80
Figura 36 Parte real de la impedancia de entrada del modelo de hélice con las dimensiones teóricas.....	80
Figura 37 Parte imaginaria de la impedancia de entrada del modelo de hélice con las dimensiones teóricas.....	80
Figura 38 Eficiencia de radiación y eficiencia total del modelo de hélice con las dimensiones teóricas.....	81



Figura 39 Diagrama de radiación 3D del modelo de hélice con las dimensiones teóricas .....	81
Figura 40 Diagrama de radiación en coordenadas polares a la frecuencia de 4 GHz (Phi=0) del modelo de hélice con las dimensiones teóricas.....	81
Figura 41 Diagrama de radiación en coordenadas polares a la frecuencia de 4 GHz (Phi=90) del modelo de hélice con las dimensiones teóricas .....	82
Figura 42 Diagrama de radiación en coordenadas polares a la frecuencia de 4 GHz (Theta =90) del modelo de hélice con las dimensiones teóricas.....	82
Figura 43 Axial Ratio a la frecuencia de 4GHz en la dirección Phi =0. Modelo de hélice con las dimensiones teóricas.....	83
Figura 44 Axial Ratio a la frecuencia de 4GHz en la dirección Phi =90. Modelo de hélice con las dimensiones teóricas.....	83
Figura 45 Axial Ratio en función de la frecuencia. Modelo de hélice con las dimensiones teóricas.....	84
Figura 46 Ganancia en función de la frecuencia. Modelo de hélice con las dimensiones teóricas.....	84
Figura 47 Valores $S_{11}$ para distintos valores del ángulo de elevación .....	85
Figura 48 Parte real de la impedancia de entrada para distintos valores del ángulo de elevación .....	86
Figura 49 Parte imaginaria de la impedancia de entrada para distintos valores del ángulo de elevación.....	86
Figura 50 Eficiencia de radiación para distintos valores del ángulo de elevación..	86
Figura 51 Eficiencia total para distintos valores del ángulo de elevación.....	87
Figura 52 Axial Ratio en función de la frecuencia para distintos valores del ángulo de elevación.....	87
Figura 53 Ganancia en función de la frecuencia para distintos valores del ángulo de elevación.....	88
Figura 54 Valores $S_{11}$ para distintos valores de diámetro del plano de masa .....	88
Figura 55 Parte real de la impedancia de entrada para distintos valores de diámetro del plano de masa .....	89
Figura 56 Parte imaginaria de la impedancia de entrada para distintos valores de diámetro del plano de masa .....	89
Figura 57 Eficiencia de radiación para distintos valores de diámetro del plano de masa.....	89
Figura 58 Eficiencia total para distintos valores de diámetro del plano de masa...	90
Figura 59 Axial Ratio en función de la frecuencia para distintos valores de diámetro del plano de masa .....	90
Figura 60 Ganancia en función de la frecuencia para distintos valores de diámetro del plano de masa.....	91
Figura 61 Valores $S_{11}$ para distintos valores de diámetro de giro de la hélice .....	91
Figura 62 Parte real de la impedancia de entrada para distintos valores de diámetro de giro de la hélice.....	92
Figura 63 Parte imaginaria de la impedancia de entrada para distintos valores de diámetro de giro de la hélice.....	92
Figura 64 Eficiencia de radiación para distintos valores de diámetro de giro de la hélice.....	92
Figura 65 Eficiencia total para distintos valores de diámetro de giro de la hélice .	93
Figura 66 Axial Ratio en función de la frecuencia para distintos valores de diámetro de giro de la hélice.....	93



Figura 67 Ganancia en función de la frecuencia para distintos valores diámetro de giro de la hélice .....	94
Figura 68 Parte real de la impedancia de entrada de la antena original .....	94
Figura 69 Helice diseñada con el taper .....	95
Figura 70 Parte real de la impedancia de entrada del modelo de antena con taper .....	95
Figura 71 Valor $S_{11}$ del modelo de antena con taper .....	96
Figura 72 Valor $S_{11}$ del modelo de antena con y sin taper .....	96
Figura 73 Parte real de la impedancia de entrada para el modelo con y sin taper .	96
Figura 74 Parte imaginaria de la impedancia de entrada para el modelo con y sin taper .....	97
Figura 75 Eficiencia de radiación y eficiencia total del modelo de antena con taper .....	97
Figura 76 Diagrama de radiación 3D del modelo de la antena con taper .....	97
Figura 77 Diagrama de radiación en coordenadas polares a la frecuencia de 4 GHz con y sin taper ( $\Phi=0$ ) .....	98
Figura 78 Diagrama de radiación en coordenadas polares a la frecuencia de 4 GHz con y sin taper ( $\Phi=90$ ).....	98
Figura 79 Diagrama de radiación en coordenadas polares a la frecuencia de 4 GHz con y sin taper ( $\Theta=90$ ).....	99
Figura 80 Diagramas de radiación en coordenadas polares en la dirección $\Phi=90$ para las frecuencias 3.2, 4 y 4.6 GHz respectivamente. Modelo antena con taper.....	99
Figura 83 Axial Ratio a la frecuencia de 4GHz en la dirección $\Phi=90$ . Modelo antena con taper .....	101
Figura 84 Axial Ratio a la frecuencia de 4 GHz en la dirección $\Phi= 0$ . Modelo antena con taper .....	101
Figura 85 Axial Ratio en función de la frecuencia del modelo de antena sin taper .....	101
Figura 86 Axial Ratio en función de la frecuencia del modelo de antena con taper .....	102
Figura 87 Ganancia en función de la frecuencia. Modelo de antena con taper .....	102
Figura 88 Hélice diseñada con 6 vueltas.....	103
Figura 89 Valores $S_{11}$ para $n=4$ y $n=6$ vueltas .....	103
Figura 90 Parte real de la impedancia de entrada para $n=4$ y $n=6$ .....	103
Figura 91 Parte imaginaria de la impedancia de entrada para $n=4$ y $n=6$ .....	103
Figura 92 Eficiencia de radiación y eficiencia total del modelo de antena con 6 vueltas.....	104
Figura 93 Comparación de la eficiencia de radiación de la antena para $n=4$ y $n=6$ .....	104
Figura 94 Diagrama de radiación 3D del modelo de antena con 6 vueltas.....	104
Figura 98 Axial Ratio a la frecuencia de 4GHz en la dirección $\Phi=90$ . Modelo de antena con 6 vueltas. ....	106
Figura 99 Axial Ratio a la frecuencia de 4GHz en la dirección $\Phi=0$ . Modelo de antena con 6 vueltas. ....	107
Figura 100 Axial Ratio en función de la frecuencia para $n=4$ y $n=6$ , respectivamente .....	107
Figura 101 Ganancia en función de la frecuencia. Modelo de antena con 6 vueltas. ....	108



Figura 102 Antena introducida en agua destilada.....	108
Figura 103 Valores $S_{11}$ del modelo de antena introducida en agua destilada.....	109
Figura 104 Hélice con el modelo de capas del abdomen humano diseñado en CST .....	111
Figura 105 Valores $S_{11}$ de la hélice con el modelo de capas del abdomen humano .....	111
Figura 106 Parte real de la impedancia de entrada de la hélice con el modelo de capas del abdomen humano .....	112
Figura 107 Parte imaginaria de la impedancia de entrada de la hélice con el modelo de capas del abdomen humano.....	112
Figura 108 Eficiencia de radiación y eficiencia total de la hélice con el modelo de capas del abdomen humano .....	112
Figura 109 Campo cercano radiado por la hélice con el modelo de capas de abdomen humano .....	113
Figura 111 Parte real de la impedancia de entrada para distintos valores de gap de aire entre la antena y la piel .....	114
Figura 112 Parte imaginaria de la impedancia de entrada para distintos valores de gap entre la antena y la piel.....	114
Figura 113 Eficiencia de radiación para distintos valores de gap de aire entre la antena y la piel.....	115
Figura 114 Axial Ratio en función de la frecuencia para distintos valores de gap de aire entre la antena y la piel .....	115
Figura 115 Campo Eléctrico radiado en dBV/m a 4 GHz. Gap de aire 17 mm .....	116
Figura 116 Campo Eléctrico radiado en dBV/m a 4 GHz. Gap de aire 27 mm .....	116
Figura 117 Campo Eléctrico radiado en dBV/m a 4 GHz. Gap de aire 37 mm .....	116
Figura 118 Valores de $S_{11}$ para el modelo con y sin capa de gel entre la antena y los tejidos.....	117
Figura 119 Parte real de la impedancia de entrada para el modelo con y sin capa de gel entre la antena y los tejidos.....	117
Figura 120 Parte imaginaria de la impedancia de entrada para el modelo con y sin capa de gel entre la antena y los tejidos.....	117
Figura 121 Eficiencia de radiación y eficiencia total del modelo con capa de gel entre la antena y los tejidos.....	117
Figura 122 Campo Eléctrico radiado en dBV/m a 4 GHz. Modelo con capa de gel entre la antena y los tejidos.....	118
Figura 123 Valores $S_{11}$ de la antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel.....	119
Figura 124 Parte real de la impedancia de entrada de la antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel.....	119
Figura 125 Parte imaginaria de la impedancia de entrada de la antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel .....	119
Figura 126 Eficiencia de radiación y eficiencia total de la antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel.....	120
Figura 127 Axial Ratio en función de la frecuencia de la antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel.....	120
Figura 128 Campo Eléctrico radiado en dBV/m a 3.1 GHz. Antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel.....	120
Figura 129 Campo Eléctrico radiado en dBV/m a 4 GHz. Antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel.....	121



Figura 130 Campo Eléctrico radiado en dBV/m a 4.7 GHz. Antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel.....121



Tabla 1 Algunos ejemplos de aplicaciones para los sistemas situados fuera y en el interior del cuerpo humano respectivamente.....	23
Tabla 2 Comparativa entre las tecnologías WPAN y WBAN.....	24
Tabla 3 Especificaciones estándar IEEE 802.15.6 [21] .....	29
Tabla 4 Comparativa entre NB, UWB y HBC .....	31
Tabla 5 Comparativa estándares inalámbricos 802.15.....	34
Tabla 6 Aplicaciones WBAN, diferenciando entre médicas y otras [31] .....	35
Tabla 7 Comparativa de tecnologías inalámbricas [39].....	42
Tabla 8 Bandas de Radio UIT [70] .....	55
Tabla 9 Bandas de frecuencia en el rango de las microondas .....	55
Tabla 10 Descripción de los parámetros S en una red de dos puertos.....	58
Tabla 11 Parámetros de interés .....	58
Tabla 12 Parámetros requeridos para que la hélice opere en modo axial [79].....	77
Tabla 13 Dimensiones del coaxial [81].....	78
Tabla 14 Parámetros de diseño .....	79
Tabla 15 Valores obtenidos en términos de ancho de banda angular a -3dB y dirección de lóbulo principal a la frecuencia de 4 GHz ( $\Phi=0$ ) del modelo de hélice con las dimensiones teóricas.....	82
Tabla 16 Valores obtenidos en términos de ancho de banda angular a -3dB y dirección de lóbulo principal a la frecuencia de 4 GHz ( $\Phi=90$ ). Diseño original de la hélice .....	82
Tabla 17 Valores obtenidos en términos de ancho de banda angular a -3dB y dirección de lóbulo principal a la frecuencia de 4 GHz ( $\Theta=90$ ) del modelo de hélice con las dimensiones teóricas.....	82
Tabla 18 Valores de AR obtenidos para el modelo de hélice con las dimensiones teóricas .....	84
Tabla 19 Dimensiones de la antena a simular variando el ángulo de elevación .....	85
Tabla 20 Valores de AR obtenidos para los ángulos de elevación de 12, 13, 14 y 15 respectivamente .....	87
Tabla 21 Dimensiones de la antena a simular variando el diámetro del plano de masa.....	88
Tabla 22 Valores de AR obtenidos para diámetros del plano de masa de 40, 50 y 60 mm respectivamente.....	90
Tabla 23 Dimensiones de la antena a simular variando el diámetro de giro de la hélice.....	91
Tabla 24 Valores de AR obtenidos para el diámetro de giro de la hélice de 21.7, 23.9 y 25.25 mm, respectivamente .....	93
Tabla 25 Geometría de la antena .....	94
Tabla 26 Valores obtenidos en términos de ancho de banda angular a -3dB y dirección/magnitud del lóbulo principal en la dirección $\Phi=0$ . Modelo de antena con y sin taper .....	98
Tabla 27 Valores obtenidos en términos de ancho de banda angular a -3dB y dirección/magnitud del lóbulo principal en la dirección $\Phi=90$ . Modelo de antena con y sin taper .....	98
Tabla 28 Valores obtenidos en términos de ancho de banda angular a -3dB y dirección/magnitud del lóbulo principal en la dirección $\Theta=90$ . Modelo de antena con y sin taper .....	99
Tabla 29 Principales valores de radiación en la dirección $\Phi=90$ obtenidos para las frecuencias 3.2, 4 y 4.6 GHz, respectivamente. Modelo antena con taper.....	99



Tabla 30 Principales valores de radiación en la dirección $\Phi=0$ obtenidos para las frecuencias 3.2, 4 y 4.6 GHz, respectivamente. Modelo antena con taper.....	100
Tabla 31 Principales valores de radiación en la dirección $\Theta=90$ obtenidos para las frecuencias 3.2, 4 y 4.6 GHz, respectivamente. Modelo antena con taper	100
Tabla 32 Valores de AR obtenidos para el modelo de antena con y sin taper.....	102
Tabla 33 Valores de radiación obtenidos en la dirección $\Phi=0$ para las frecuencias 3.2, 4 y 4.4 GHz respectivamente. Modelo de antena con 6 vueltas. .....	105
Tabla 34 Valores de radiación obtenidos en la dirección $\Phi=90$ para las frecuencias 3.2, 4 y 4.4 GHz respectivamente. Modelo de antena con 6 vueltas. .....	105
Tabla 35 Valores de radiación obtenidos en la dirección $\Theta=90$ para las frecuencias 3.2, 4 y 4.4 GHz respectivamente. Modelo de antena con 6 vueltas. .....	106
Tabla 36 Valores de AR obtenidos para el modelo de antena con $n=4$ y $n=6$ , respectivamente .....	107
Tabla 37 Profundidad típica de las capas del abdomen humano.....	110
Tabla 38 Propiedades electromagnéticas de los tejidos (piel, grasa y músculo) para la frecuencia 4GHz .....	110
Tabla 39 Geometría de la antena con el modelo de capas del abdomen humano .	111
Tabla 40 Valores de impedancia de entrada obtenidos para una distancia entre la piel y el plano de masa de 90, 100 y 110, respectivamente.....	115
Tabla 41 Geometría de la antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel.....	118



# 1 Introducción

## 1.1 Introducción

Los recientes avances en las comunicaciones, la microelectrónica, los circuitos integrados y los sensores inteligentes de baja potencia han permitido el desarrollo de las redes inalámbricas hasta hacerlas posibles teniendo como transmisor al cuerpo humano, lo que se conoce como redes inalámbricas de área corporal (WBAN). El dispositivo más conocido de las WBAN es el *smartwatch*, que a su vez ha fomentado la aparición de otros dispositivos como chips para el calzado, bandas para la cabeza, etc. Pero más allá de su orientación al ámbito deportivo, las WBAN tienen un gran potencial en el ámbito de la medicina [1].

La aplicación de las redes de área corporal puede ser muy amplia pero donde puede aportar grandes beneficios es en el ámbito de la salud, ya que puede orientar la sanidad hacia un sistema sanitario centrado en la prevención y en la mejora de la atención médica [2]. Además, actualmente las TIC desarrollan roles importantes en los servicios médicos y de atención sanitaria. Un claro ejemplo es el sistema de registros clínicos que utilizan los hospitales que ha facilitado mucho la labor del personal sanitario. Esto nos indica que es importante la cooperación entre el colectivo sanitario y las industrias TIC para fomentar la investigación y el despliegue de la sanidad apoyada en las TIC.

## 1.2 Motivación

Fue en 1840 cuando Recamier y Pravaz demostraron experimentalmente el uso de la corriente eléctrica empleando frecuencias de sub-microondas para generar calor y eliminar así el cáncer de útero. Pero el gran interés por utilizar longitudes de onda corta se inició en la Segunda Guerra Mundial. Hollman propuso en Alemania el uso de microondas para calentar las capas inferiores del cuerpo humano para aplicaciones terapéuticas en 1938 [3]. En 1939, Hemingway y Stenstrom también realizaron estudios para la aplicación de calor mediante microondas con fines terapéuticos [4]. Sin embargo, debido a que las tecnologías de radio frecuencia (RF) hardware no se habían desarrollado los ensayos clínicos se realizaron estrictamente a bajas frecuencias.

Actualmente, existen diferentes técnicas de microondas que aportan grandes beneficios a las aplicaciones médicas, debido a que las ondas electromagnéticas son no ionizantes y presentan una alta capacidad de penetración en los tejidos humano [5]. Los grandes avances en la tecnología de semiconductores y diversas técnicas de procesamiento de señales han aumentado el interés en la investigación y desarrollo de aplicaciones médicas basadas en técnicas de microondas. Otro factor clave han sido los últimos avances en la tecnología de banda ultra ancha (UWB), que han permitido obtener imágenes de alta resolución mediante sistemas muy sencillos, dando lugar a dispositivos flexibles y portátiles [6] para el diagnóstico médico. Asimismo, la transmisión inalámbrica de datos de signos vitales y fisiológicos para aplicaciones de



monitoreo es posible debido a la gran capacidad de transmisión de las señales de microondas de banda ancha.

Este conjunto de avances, permitirán que en los próximos años el ámbito de la salud cambie por completo, permitiendo en un futuro que los signos vitales de los pacientes se detecten y controlen en tiempo real [7] mejorando, por tanto, la atención sanitaria y la calidad de vida de los pacientes al disminuir las visitas al médico. Pero para estos futuros sistemas médicos es fundamental el buen rendimiento de las antenas para irradiar y recibir señales. Es por lo que en este trabajo final de máster se propone el diseño de una antena UWB directiva y tamaño compacto para aplicaciones médicas operando en el entorno corporal.

### 1.3 Objetivos planteados

El propósito principal de este Trabajo Fin de Máster (TFM) es diseñar una antena hélice polarizada circularmente para su uso en aplicaciones corporales. Por lo que para la elaboración de este Trabajo Fin de Máster se establecieron ciertos objetivos concretos, que se enumeran a continuación:

1. Realización de un análisis acerca del estado del arte de las comunicaciones inalámbricas de corto alcance donde interviene el cuerpo humano (WBAN) y de la tecnología de banda ultra ancha (Ultra Wide Band, UWB). Además, también se han analizado las propiedades electromagnéticas de los tejidos humanos.
2. Utilización de herramientas de diseño, análisis y optimización de antenas.
3. Diseño en espacio libre de una antena para la frecuencia de 4GHz. El propósito de la antena es comunicarse con una píldora endoscópica que se encontrará en el interior del cuerpo humano. La píldora opera con una antena de polarización lineal, por lo que al no saber su posición exacta nuestra antena ha de operar con polarización circular. Así mismo es necesario un gran ancho de banda para captar imágenes de gran calidad. De manera que la antena elegida ha sido una hélice en modo axial debido a que focaliza (diagrama más directivo) y que su buena ganancia mejora la profundidad de penetración en el cuerpo humano.
4. Realización de un *taper* para adaptar la impedancia de entrada de la hélice ( $140\Omega$ ) a la impedancia del coaxial ( $50\Omega$ ).
5. Análisis del efecto provocado por el cuerpo humano al funcionamiento de la hélice diseñada en aire.
6. Análisis del comportamiento de la hélice al introducir materiales (como un gel) entre la antena y la piel.
7. Optimización del diseño de la hélice con el modelo de abdomen humano y la capa de gel.

## 1.4 Requerimientos de software

### 1.4.1 CST Microwave Studio

Para la realización de este trabajo fundamentalmente se ha utilizado la herramienta de simulación electromagnética *CST Microwave Studio (CST MWS v2018)* [8].

*CST Microwave Studio (CST MWS)* es un software diseñado para realizar simulaciones electromagnéticas en 3D de componentes de alta frecuencia. CST MWS es un programa de simulación de onda completa con el que se puede realizar un análisis rápido y preciso de dispositivos que trabajan en alta frecuencia (HF) como pueden ser antenas, filtros, acopladores, estructuras planas y multi capa. Se caracteriza por ser un paquete de herramientas de simulación electromagnética y multifísica con una interfaz de usuario sencilla.

Ofrece múltiples módulos de cálculo: “*Transient Solver*”, “*Eigenmode Solver*”, “*Frequency Domain Solver*”, “*Resonant: Fast Parameter Solver*”, “*TLM Solver*”, “*Integral Equation Solver*” y “*Asymptotic Solver*”.

Básicamente se ha optado por utilizar este software debido a su fiabilidad y a que posibilita el estudio de las propiedades electromagnéticas de todo tipo de diseños de alta frecuencia, así mismo permite generar gran variedad de volúmenes y superficies. Además posee un interfaz muy intuitivo y fácil de utilizar.

### 1.4.2 Antenna Magus

Como programa de apoyo se ha empleado el software *Antenna Magus* [9], debido a que, introduciéndole el tipo de antena y ciertos parámetros de diseño como la frecuencia central, directividad, ancho de haz a 3dB, etc. te proporciona un diseño de antena optimizado para esos parámetros.

*Antenna Magus* es un software que permite diseñar antenas gracias a su librería interna compuesta por más de 350 antenas, además permite conocer los criterios de diseño de cada una de las antenas. Una de sus ventajas principales es la posibilidad de exportar los diseños a otros software de simulación, como CST MWS. Al igual que CST MWS en *Antenna Magus* se puede diseñar una antena, simular y extraer resultados, pero con la diferencia que en el software *Antenna Magus* tiene unos tiempos de simulación mayores y el modelado y procesado del diseño está muy limitado.

Se ha empleado este software debido a que de entre todas las herramientas que existen actualmente en el mercado es uno de los más potentes y flexibles para realizar cálculos de diseño de antenas. El único inconveniente que presentó este software es que solo permitía el diseño de hélices con una frecuencia máxima de trabajo de 3GHz y en nuestro caso la frecuencia de operación es 4GHz.

## 1.5 Metodología de trabajo

En la Figura 1 se muestra el diagrama temporal de la ejecución de este trabajo. Se pueden diferenciar 3 grandes tareas. La primera de ellas, al inicio del trabajo, la **Documentación** para llevar a cabo el proyecto, que consistió en recabar información acerca del uso de antenas en aplicaciones corporales, estudio del estado actual de las redes inalámbricas, concretamente de las redes WBAN y la tecnología UWB, y por último, el estudio de las propiedades electromagnéticas de los tejidos biológicos. A continuación, se realizó el **Diseño de antena**, donde primero se llevo a cabo un análisis teórico de las hélices y de la geometría de las mismas, para obtener las dimensiones óptimas de la antena a la frecuencia de trabajo. Seguidamente se realizaron diferentes pruebas de diseño variando el tamaño de ciertos parámetros de la geometría de la hélice. Una vez optimizado el diseño de la antena en el aire, se evaluó el efecto del cuerpo humano en el funcionamiento de la misma. Por último, la **Memoria**, que se realizó en paralelo a las dos grandes tareas.

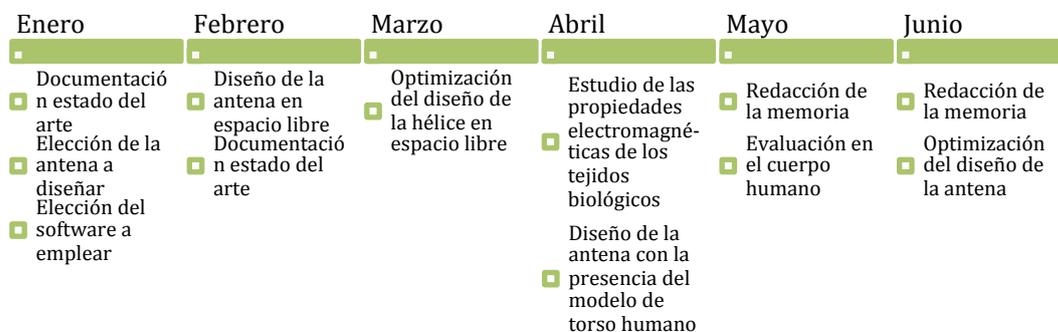


Figura 1 Diagrama temporal de las tareas del presente trabajo

## 1.6 Estructura memoria

La presente memoria se ha estructurado de la siguiente manera:

En el segundo apartado, **estudio del estado del arte**, se ha llevado a cabo un análisis del estado actual de las redes inalámbricas, estudiando con más profundidad las redes de área corporal: sus requerimientos, la arquitectura básica, los tipos de nodos y la arquitectura de comunicación. También se describe la tecnología *Ultra Wide Band* (UWB). Por último, se analizan las propiedades electromagnéticas de los tejidos humanos.

En el tercer capítulo se ha realizado un análisis de los **fundamentos teóricos de las antenas**. Para a continuación, describir en profundidad las hélices, sus parámetros de diseño, los modos de funcionamiento y el diseño teórico de la misma para la frecuencia de 4 GHz trabajando en modo axial.

A continuación, el cuarto y el quinto capítulo engloban todo el **proceso de diseño y análisis mediante el software CST**, desde el diseño inicial con los parámetros de diseño calculados teóricamente, la variación de la geometría de la



hélice para obtener en el aire un gran ancho de banda de adaptación y una polarización circular, hasta su diseño óptimo para la banda de trabajo.

En el sexto capítulo se **ha simulado la hélice junto a un modelo de torso humano** para observar el efecto del mismo en el funcionamiento de la antena. Además, se ha analizado el comportamiento del diseño con la introducción de materiales entre la antena y la piel.

Finalmente, en el séptimo capítulo, se enumeran las diferentes **conclusiones** alcanzadas tras la realización de este trabajo y se proponen próximas líneas de trabajo.



## 2 Estudio del estado del arte

Las comunicaciones inalámbricas son una parte esencial de la sociedad actual, juegan un papel fundamental, tanto en la vida diaria como en la laboral, pero sobre todo en el estilo y calidad de vida.

Existen diferentes tipos de redes inalámbricas que a su vez se clasifican por su radio de cobertura. Podemos encontrarnos con redes de área extendida, área metropolitana, área local y área personal.

Dentro de las redes de área personal destacan las redes de área corporal (*Body Area Network, BAN*) que funcionan en torno al cuerpo humano, es decir, la red de comunicaciones se sitúa bien dentro, alrededor o a lo largo del cuerpo humano. Donde estándares extendidos como el *Bluetooth, ZigBee, Ultra Wide Band (UWB)* y *millimeter-wave* se pueden utilizar. Las redes de área corporal (*BAN*) se están haciendo hueco en diversos ámbitos, sobre todo en el entorno sanitario, en aplicaciones de monitoreo y emergencia.

En este capítulo se ha introducido en primer lugar las diferentes categorías que existen de redes inalámbricas. Para a continuación, centrarnos en las redes inalámbricas de área corporal (WBAN) y describir su arquitectura básica, los tipos de nodos que existen y las bandas de trabajo en las que operan. Adicionalmente, se presenta y describe la tecnología *Ultra Wide-Band (UWB)* o banda ultra ancha. Para finalizar, debido a que en las comunicaciones inalámbricas en torno al cuerpo humano siempre existe una interacción entre las ondas electromagnéticas y los tejidos biológicos, se describen las propiedades electromagnéticas de las capas biológicas que conforman el cuerpo humano.

### 2.1 Introducción

Las redes de área corporal (BAN) se pueden describir como sistemas de comunicaciones a pequeña escala, diseñadas con dispositivos de baja potencia los cuales cubren un área limitada como es el cuerpo humano utilizando éste como medio de transmisión. La extensión de este concepto al mundo inalámbrico se conoce con el nombre de redes inalámbricas de área corporal (WBAN).

Al ser sistemas de comunicaciones a pequeña escala las redes de área corporal tienen importantes características como coberturas de no más de 2 metros, bajas emisiones de energía lo que favorece a alargar la vida útil de las baterías, pocas interferencias con el resto de redes y además operan con niveles de potencia que no son dañinos para el cuerpo humano. Pero los dispositivos tienen una capacidad de procesamiento y memoria limitada.

Existen diferentes ámbitos de aplicación de las redes WBAN, en el campo del entretenimiento se pueden utilizar para desarrollar aplicaciones relacionadas con el ocio y el deporte o para aplicaciones de seguridad ciudadana o militar. Pero principalmente su utilización se extiende al ámbito de la salud, para la monitorización de los parámetros vitales de los pacientes mediante sensores



adheridos o implantados [10]. El uso de las redes de área corporal para aplicaciones médicas puede favorecer el rápido diagnóstico de enfermedades, el control de medicaciones, gestión de tratamientos, prótesis inteligentes, asistencia a personas con discapacidades, etc. que en su conjunto enriquecen la calidad de vida de los usuarios y disminuyen la carga de trabajo a médicos y enfermeras [11].

## 2.2 Redes inalámbricas

Una red inalámbrica permite conectar dispositivos sin cables, en vez de utilizar una conexión física la información se propaga por medio de ondas electromagnéticas. Las redes inalámbricas han alcanzado un gran nivel de madurez, sobre todo en los últimos años, permitiendo el crecimiento de los sistemas de comunicaciones.

Entre sus ventajas principales destacan la facilidad de implementación, la movilidad y flexibilidad que proporcionan, pero sobre todo el bajo coste de mantenimiento en comparación con las redes de comunicación cableadas. Pero por el contrario tienen que hacer frente a desafíos como son las interferencias de dispositivos que trabajan en las mismas bandas de frecuencia y la seguridad.

### 2.2.1 Clasificación de las redes de acceso inalámbricas

Las redes inalámbricas se dividen en grupos dependiendo de su ámbito de aplicación y del radio de cobertura de la señal:

- **Redes inalámbricas de área amplia (*Wireless Wide Area Network- WWAN*):**

Tienen el radio de alcance más amplio de entre todas las redes inalámbricas y suelen utilizar bandas de frecuencia con licencia. Son redes que se pueden extender miles de kilómetros por zonas geográficas como ciudades o países, mediante sistemas de satélites o antenas dispuestas en varias ubicaciones.

Las principales aplicaciones son la telefonía móvil y los satélites. Usa tecnologías como UMTS, GSM, LTE y la comunicación por satélite para transferir datos.

Las WWAN suelen depender de organizaciones o empresas y se gestionan o alquilan de manera privada. Este ejemplo de red también es utilizado por los proveedores de servicio de Internet para conectar las redes corporales locales y a los consumidores a Internet.

- **Redes inalámbricas de área metropolitana (*Wireless Metropolitan Area Networks- WMAN*)**

Son las redes inalámbricas que comunican varias LAN (Red de Área Local) situadas una zona geográfica cercana (por ejemplo, un campus universitario o entre varias sedes de una empresa en una misma ciudad).

Esta tecnología está presente en estándares de comunicación como WiMAX, (IEEE 802.16) posibilitando el envío de datos por medio de las ondas de radio en las frecuencias 2,3 a 3,5GHz. WiMax es parecido a Wi-Fi, pero proporciona un radio de cobertura y ancho de banda mayor.



- **Redes inalámbricas de área local (*Wireless Local Area Networks- WLAN*)**  
Las redes WLAN proporcionan a los usuarios conexiones inalámbricas en un área local, por ejemplo, un edificio corporativo. Emplea tecnología de radiofrecuencia que favorece mayor movilidad al reducir las conexiones físicas (cables).  
Se fundamenta en el estándar IEEE 802.11 a/b/g/n y utilizan principalmente las bandas ISM (*Industrial Scientific and Medical*) que no requieren licencia para ser utilizadas.
- **Redes inalámbricas de área personal (*Wireless Personal Area Network- WPAN*)**  
Son redes inalámbricas que permiten establecer comunicaciones de corto alcance dentro un área de algunas decenas de metros, lo que permite su uso doméstico y que cualquier dispositivo (*Smartphone*, impresora) se conecte a un periférico a través de una conexión rápida, directa y segura.  
Se basa en el estándar IEEE 802.15. Se fundamenta en Bluetooth (IEEE 802.15.1), ZigBee (IEEE 802.15.4) y es usado en aplicaciones de domótica o UWB.

### 2.3 Redes de área corporal inalámbricas (WBAN)

La rápida evolución de las tecnologías de comunicaciones inalámbricas unido a la disminución del tamaño de los dispositivos electrónicos ha facilitado la aparición de una nueva arquitectura de red inalámbrica cuyo funcionamiento gira en torno al cuerpo humano: las redes inalámbricas de área corporal (WBAN). Por lo que las WBAN tienen un potencial enorme para revolucionar el cuidado de la salud.

Una WBAN es una tecnología de red inalámbrica basada en radiofrecuencia (RF) formada por elementos inteligentes, como son nodos, sensores y actuadores, que trabajan en torno al cuerpo humano, bien sobre él, a pocos cm o en su interior. Al cubrir un área pequeña en la mayoría de las aplicaciones la velocidad de transmisión de un nodo requiere que sea baja, además la distancia entre los sensores y la unidad de control es reducida.

Dependiendo de si los sistemas se sitúan fuera o en interior del cuerpo las WBAN se dividen entre invasivas y no invasivas.

- ***Implant (WBAN invasivas)***: son conocidas como comunicaciones intracorporales y las transmisiones se realizan desde el interior de los tejidos humanos. Algunos ejemplos más habituales son los marcapasos o las cápsulas endoscópicas [12] [13].
- ***Wearable (WBAN no invasivas)***: son redes de área local superficiales o no invasivas, ya que en este caso las transmisiones se llevan a cabo a lo largo del cuerpo humano, bien sobre la piel o sobre tejidos. Estos sistemas son capaces de medir parámetros corporales como temperatura, frecuencia cardíaca, etc.



<b>Wearables</b>	<b>Implantables</b>
Electrocardiograma (ECG)	Marcapasos
Ritmo cardíaco	Desfibriladores
Electromiógrafo (EMG)	Cápsulas endoscópica
Electroencefalograma (EEG)	Píldora electrónica
Temperatura	Estimulador cerebral profundo
Oxímetro de Pulso	
Presión arterial	
Valor de pH, oxígeno	
Glucosa	
Movimiento (acelerómetro)	

Tabla 1 Algunos ejemplos de aplicaciones para los sistemas situados fuera y en el interior del cuerpo humano respectivamente

Mientras que las BAN no invasivas se usan tanto en aplicaciones médicas como no médicas, las BAN invasivas solo se consideran para aplicaciones médicas. Además, operan en bandas distintas, por una parte, un nodo implantado funciona en la banda MICS en cambio un nodo no invasivo (*wearable*) actúa en las bandas NB o UWB.

A continuación, se enumeran los diferentes requerimientos de una red WBAN [14]:

1. Tasa de transmisión de datos entre 10Kb/s y 10Mb/s.
2. Posibilidad de paquetes erróneos (PER) menor del 10%.
3. Capacidad de hasta 256 nodos.
4. Potencia máxima de transmisión de 1mW y mínima de 0.1mW.
5. QoS.
6. Privacidad y seguridad de la red.
7. Incorporación de mecanismos de ahorro energético.
8. Coexistencia entre diferentes nodos y además las WBAN han de ser capaces de operar con redes de diferentes tecnologías o estándares.

Es importante resaltar las diferencias entre las redes inalámbricas de área personal (WPAN) y las redes inalámbricas de área corporal (WBAN). Mientras que las WPAN son redes inalámbricas que tienen un alcance que abarca un área de hasta 10 metros como máximo, además la aplicación principal de este tipo de redes es conectar dispositivos portátiles personales sin utilizar cables. Mientras que las redes WBAN tienen una cobertura de pocos metros (hasta 2 metros) alrededor de la persona. Además, el IEEE ha definido una tecnología propia para cada red. Por ejemplo, una red WPAN emplea como tecnologías de interconexión *Bluetooth* (IEEE 802.15.1) o *ZigBee* (IEEE 802.15.4), mientras que una red WBAN aprovecha enlaces NB (*Narrow Band*), UWB (*Ultra Wide Band*) y BCC (*Body Channel Communication*) que se describen en el estándar 802.15.6. Además, las Redes de Área Personal y las Redes de Área Local (por ejemplo el Wi-Fi) fueron planteadas para otras aplicaciones y por lo tanto no siempre cumplen los requisitos y restricciones que las aplicaciones de área corporal requieren en términos de fiabilidad, tasa máxima de datos, robustez y bajo consumo de energía. Por ejemplo, el consumo de potencia en las WPAN es elevado en cambio en las comunicaciones WBAN se precisan niveles de potencia más bajos para alargar la vida útil de los dispositivos.

Estándar	Bluetooth	UWB	ZigBee	Wi-Fi
IEEE spec.	802.15.1	802.15.3a	802.15.4	802.11 a/b/g/ac
Banda de frecuencia	2.4 GHz	3.1-10.6 GHz	868/915 MHz-2.4 GHz	2.4 GHz 5 GHz
Max signal rate	1 Mb/s	110 Mb/s	250 kb/s	54 Mb/s
Radio	10 m	10 m	10-100 m	100 m
Potencia de transmisión nominal	0 – 10 dBm	-41.3 dB/MHz	(-25)- 0 dBm	15-20 dBm
Número de canales de RF	79	(1-15)	1/10;16	14 (2,4 GHz)
Ancho de banda del canal	1 MHz	500 MHz – 7,5 GHz	0.3/0.6 MHz; 2 MHz	22 MHz
Tipo de modulación	GFSK	BPSK, QPSK	BPSK(+ASK), Q-QPSK	BPSK, QPSK, COFDM, CCK, M-QAM
Expansión	FHSS	DS-UWB, MB-OFDM	DSSS	802.11h
Mecanismo de coexistencia	Adaptativo salto en frecuencia	Adaptativo salto en frecuencia	Selección de frecuencia dinámico	Selección de frecuencia dinámico 802.11h
Celda básica	Piconet	Piconet	Estrella	BSS
Máximo número de nodos de celda	8	8	>65000	2007
Encriptación	E0 stream cipher	AES	AES	AES
Autenticación	Shared secret	CBC-MAC (CCM)	CBC-MAC (ext. de CCM)	WPA2 (802.11i)
Protección de datos	16-bit CRC	32-bit CRC	16-bit CRC	32-bit CRC

Tabla 2 Comparativa entre las tecnologías WPAN y WBAN

### 2.3.1 Arquitectura básica

Un sistema WBAN está integrado por nodos que permiten las comunicaciones en o alrededor del cuerpo humano. Según el estándar, la topología de una WBAN debe ser en estrella con un único nodo que realiza las tareas de coordinador [15]. En torno a esta topología existen diferentes opciones, topología en estrella formada por uno o dos saltos o topología de estrella extendida. Los *hubs* pueden situarse en el propio cuerpo humano o cerca de él. En la topología en estrella de un salto los nodos están directamente conectados con el *hub*, por lo que el intercambio de tramas se hace directamente entre ellos. Mientras que en la topología de dos saltos el intercambio de tramas hacia el *hub* se realiza mediante el nodo de retransmisión.



### 2.3.2 Tipos de nodos

Para una red WLAN es primordial el diseño de nodos pequeños y portables. La batería de estos dispositivos es un factor clave, puesto que los nodos que forman la WBAN tienen que trabajar continuamente para poder realizar una observación ininterrumpida de los parámetros del cuerpo humano.

Se clasifican en tres conjuntos diferentes en función de su funcionalidad, implementación y rol que juegan en la red:

- Según su funcionalidad, existen tres tipos de nodos [14]:
  - **Sensor:** es un nodo que se dedica a medir y recopilar parámetros físicos del cuerpo humano, interna o externamente. Algunos parámetros del cuerpo humano que miden son los latidos del corazón o la temperatura corporal [16].
  - **Actuador:** lleva a cabo acciones determinadas bien por la interacción del usuario o en función de las mediciones proporcionadas por el nodo sensor. Como es el caso de los actuadores que permiten el suministro de insulina cuando los sensores detectan un nivel de azúcar por encima de lo normal.
  - **Dispositivo Personal (PD):** este dispositivo reúne los datos que recibe de los nodos sensores y de los nodos actuadores para a continuación transmitirla hacia un nodo externo u otro PD. Según la aplicación, el PD puede ser una PDA (*Personal Data Assistant*) o un *smartphone* o *tablet*.
- Conforme su implementación, la clasificación es la siguiente [17]:
  - **On-body:** los nodos se sitúan sobre el cuerpo humano bien con un contacto directo con la piel o a través de tejidos a una distancia como máximo a 2 centímetros del cuerpo humano.
  - **Off-body:** son nodos externos que no están en contacto directo con el usuario, sino que se ubican a pocos centímetros de éste, hasta una distancia máxima de 2 metros.
  - **In-body:** son nodos que están en el interior del cuerpo humano, bien se implantan bajo la piel o en el interior de los tejidos biológicos.
- En función del papel que juegan en la red:
  - **Nodos finales:** únicamente realizan las tareas para las que han sido diseñados, y no son capaces de reenviar mensajes que reciben del resto de nodos.
  - **Nodos de retransmisión:** son nodos intermediarios que reenvían datos entre un nodo final y un dispositivo personal.
  - **Nodo coordinador:** envía la información de los nodos, generalmente, a las redes externas, proporcionando conexión hacia fuera de la WBAN. Este nodo es entonces el PD.



Características que deben tener los nodos:

- **Portabilidad:** los nodos deben ser pequeños y ligeros, algo que está siendo posible gracias a la reducción de los tamaños de los circuitos y baterías de los dispositivos electrónicos.
- **Fiabilidad:** los datos que obtienen los nodos han de estar libre de errores.
- **Seguridad:** los datos de usuario han de ser accesible únicamente por personas autorizadas y es primordial mantener la integridad de los datos.
- **Interoperabilidad:** los sensores han de ser capaces de funcionar con otros dispositivos o sistemas existentes o futuros de otras redes.

Los nodos que integran la WBAN obtienen y almacenan los parámetros fisiológicos procedentes del cuerpo humano, que son retransmitidos posteriormente a una Unidad de Control Gateway-Corporal (*Gateway- Body Control Unit- BCU*) asimismo llamado coordinador, que se encuentra a poca distancia. Este coordinador utiliza algunas tecnologías de comunicaciones inalámbricas como *Bluetooth*, *Wi-Fi* o *Wimax*, para enviar la información para su procesamiento a una estación remota, como puede ser un ordenador.

### 2.3.3 Arquitectura de comunicación de las WBAN

Como se ha comentado anteriormente las WLAN están concebidas para la transmisión de datos a distancias cortas, pero pueden existir aplicaciones que requieran el envío de información a distancias más largas. En la arquitectura de comunicaciones de las WBAN se distinguen 3 niveles (véase Figura 2) [14]:

- *Nivel 1: Comunicación Intra-WBAN*

Alude a comunicaciones inalámbricas con radios de cobertura de hasta 2 metros entre dispositivos adheridos, implantados o situados alrededor del humano. La comunicación puede ser dentro de una WBAN bien entre sensores o entre sensores y el dispositivo personal portátil (PD). Los datos son recogidos por el coordinador, quien los enviará al siguiente nivel de la jerarquía. Como se ha comentado anteriormente, existen tres tipos de comunicaciones a este nivel:

- **Comunicaciones *off-body*.**
- **Comunicaciones *on-body*.**
- **Comunicaciones *in-body*.**

- *Nivel 2: Comunicación Inter-WBAN*

La comunicación se produce entre el *hub* y uno o más puntos de acceso (APs). El propósito de este nivel es interconectar la red WBAN con otras redes de mayor magnitud como puede ser Internet y redes telefónicas.

Sub-categorías:

- **Arquitectura basada en la infraestructura:** en este caso el uso de las WBAN se limita a la infraestructura existente. Permitiendo una mayor seguridad y una administración centralizada, donde el AP puede funcionar como Base de Datos central.
  - **Arquitectura basada en Ad-hoc:** se basa en una arquitectura donde se despliegan diversos puntos de acceso, favoreciendo la movilidad de los usuarios y la expansión del área de cobertura. Permitiendo además un despliegue rápido y flexible, con la opción de expandirse fácilmente.
- *Nivel 3: Comunicación Beyond-WBAN*

Este nivel está diseñado para su uso en áreas metropolitanas. Se puede utilizar una PDA como puerta de enlace (*Gateway*) para permitir la conexión entre este nivel y los anteriores. Su diseño es específico para cada aplicación, por ejemplo, en un ámbito sanitario el primordial una base de datos que incluya el historial médico de los pacientes por lo que será importante que los médicos o pacientes reciban notificaciones de un estado de emergencia a través de Internet o un SMS.

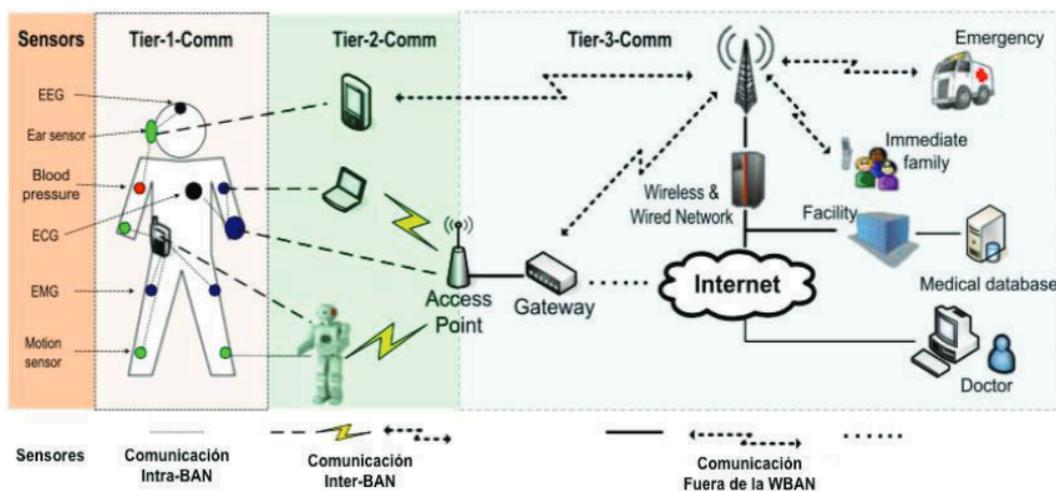


Figura 2 Niveles de comunicación en una red de área corporal [14]

Además, dentro de la arquitectura circular diferentes tipos de tráfico los cuales se clasifican en:

- **Tráfico por demanda:** es iniciado por un dispositivo coordinador.
- **Tráfico de emergencia:** este tipo de tráfico es iniciado por los nodos cuando se supera un umbral determinado por la aplicación.
- **Tráfico normal:** es el tráfico que se produce cuando no hay ninguna de las situaciones anteriormente descritas.



### 2.3.4 Estándar IEEE 802.15.6

Son muchos los retos que desafían estas redes WBAN, entre ellos se incluye la seguridad, el consumo de energía, la calidad del servicio, el bajo coste, QoS, interferencias, interoperabilidad y facilidad de uso por parte de los usuarios.

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) desarrolló el estándar IEEE 802.15.6 destinado a establecer una normativa internacional para corto alcance, baja potencia y una comunicación inalámbrica segura alrededor del cuerpo humano [18]. Además, especifican una nueva capa de control de acceso al medio (MAC) que acepta tres capas físicas diferentes: *Narrowband* (NB), *Ultra Wideband* (UWB) y *Human Body Communications* (HBC). Estas capas se diferencian según el rango de frecuencias en las que trabajan por lo que la selección de una de ellas depende de los requerimientos de la aplicación. Las capas NB y UWB funcionan a través de radio frecuencias, están concebidas para proporcionar una comunicación inalámbrica fiable y una alta velocidad de datos con bajo consumo de energía. Mientras que el HBC usa el cuerpo humano como medio para transmitir la señal eléctrica, gracias a la conductividad del cuerpo humano tiene ventajas sobre UWB y NB con respecto al aire. Además, en la capa HBC las interferencias de los dispositivos RF son menores por lo que se puede reducir la frecuencia de comunicación sin tener que incrementar las dimensiones de la antena, reduciendo así el consumo de energía [2].

Existen diferentes bandas de frecuencia disponibles para las aplicaciones WBAN. La banda más baja en frecuencia es *Human Body Communications* (HBC) que emplea el cuerpo humano como canal a través del cual se propagan las señales. Luego se encuentra la banda *Medical Implant Communications Service* (MICS) destinada para comunicaciones invasivas. La banda *Wireless Medical Telemetry Services* (WMTS) se utiliza para sistemas de telemetría médica. Estas dos últimas son bandas licenciadas pero su inconveniente es que no soportan aplicaciones con alta tasa de datos. Por el contrario, las *Industrial, Scientific and Medical* (ISM) sí que soporta aplicaciones con alta tasa de datos y además está disponible en todo el mundo debido a que es una banda sin licencia. El inconveniente es que son susceptibles a las interferencias de muchos dispositivos inalámbricos incluidos en el IEEE 802.1 y IEEE 802.15.4 que operan en esta banda ISM. Mientras que la banda de gigahercios en UWB sufre enormes pérdidas de propagación a través del cuerpo humano y el efecto de sombra del cuerpo. En consecuencia, la naturaleza de baja potencia de los dispositivos BAN se puede evitar mediante una severa degradación del rendimiento de las interferencias pesadas de las bandas ISM abarrotadas y el efecto de sombra del cuerpo [19].

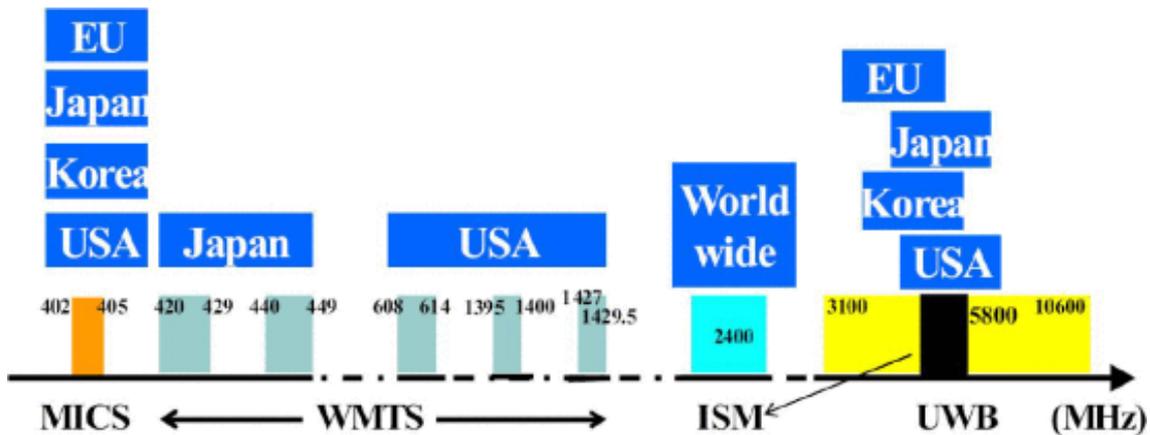


Figura 3 Bandas de frecuencia para WBAN [20]

#### 2.3.4.1 Consideraciones generales del estándar IEEE 802.15.6

Especificaciones	WBAN (IEEE 802.15.6)
Tasa de datos	Alrededor de 2Mbps
Rango	0,01 a 2 metros
Consumo de potencia	1 a 10 mW
Bandas de frecuencia	2.4GHz, 800MHz, 900MHz, 400 MHz
Capas físicas (PHY)	NB, UWB, HBC

Tabla 3 Especificaciones estándar IEEE 802.15.6 [21]

#### 2.3.4.2 Base de tiempo

Para obtener una mayor eficiencia es importante organizar el acceso al medio de los diferentes nodos y *hubs* que conforman la red. Por lo que el eje temporal se divide en supertramas o periodos de *beacon* de igual longitud, en donde cada supertrama está formada por *slots* o ranuras de igual longitud utilizados para la transmisión de los datos. El número de slots varía desde 0 hasta  $s$ , siendo  $s$  menor o igual a 255.

El *hub* es el responsable de establecer los límites de los periodos de *beacon* y de los slots. También existe otra transmisión que no se basa en *beacons*, sino que se transmiten tramas de temporización denominadas *T-Poll*.

#### 2.3.4.3 Especificaciones capa física

Como se ha mencionado anteriormente, el IEEE 802.15.6 tolera tres capas físicas diferentes: NB, UWB y HBC [22].

### 1. Narrowband (NB)

La capa NB es la encargada de activar y desactivar el transceptor radio *Clear Channel Assessment (CCA)* dentro del canal actual, y además también es el encargado de transmitir y recibir la información. La trama de la Unidad de Datos de Protocolo Físico (PPDU) (véase Figura 4) contiene un preámbulo de Procedimiento de Convergencia de Capa Física (PLCP), un encabezado PLCP y una Unidad de Datos de Servicio (PSDU). El preámbulo

PLCP ayuda al receptor en la sincronización temporal. Es el primer componente que se transmite. La cabecera PLCP transporta la información necesaria para la decodificación del paquete en el receptor. Mientras que el último componente de la PPDU es la PSDU que consiste en el encabezado MAC, el cuerpo de la trama MAC y la secuencia de verificación de trama.

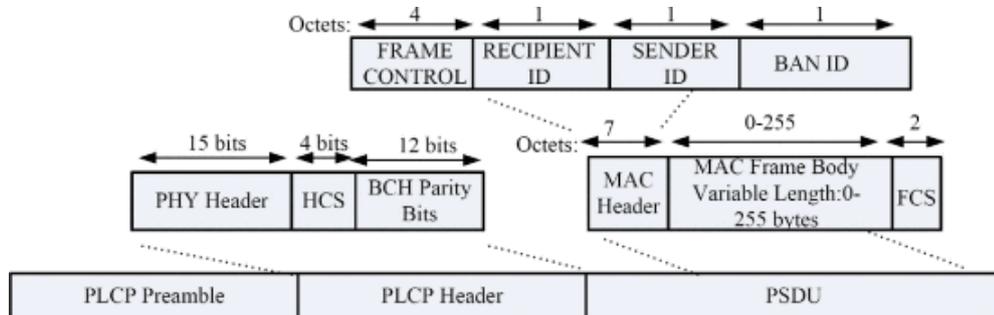


Figura 4 Estructura PPDU NB IEEE 802.15.6 [23]

La banda 402-407MHz está dedicada a los dispositivos implantados y el resto de las bandas para las aplicaciones no invasivas.

## 2. Ultra Wideband PHY (UWB)

Dentro de UWB se distinguen dos bandas de frecuencia: banda baja y banda alta. Dividiendo cada una de las bandas en canales con un ancho de banda de 499.2MHz. La banda baja contiene 3 canales (1-3) solamente, cuyo canal 2 está centrado a la frecuencia de 39993.6MHz y se considera un canal obligatorio. Mientras que la banda alta consiste en 8 canales (4-11) donde el canal 7 tiene una frecuencia central 7987.2 MHz y su existencia también es obligatoria, sin embargo, el resto de las canales son opcionales.

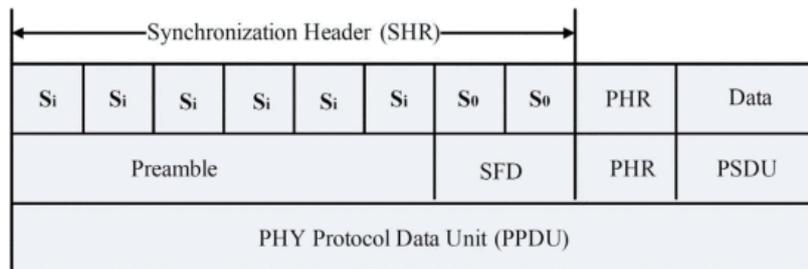


Figura 5 Estructura de la PPDU UWB [23]

La PPDU UWB (véase Figura 5) contiene una cabecera de sincronización (SHR), una cabecera física (PHR) y la PSDU. El SHR se compone de un preámbulo y un delimitador de trama de inicio (SFD). El PHR transmite información sobre la tasa de datos de la PSDU, la longitud de la carga útil y el generador de aleatorización. La información contenida en el PHR es utilizada por el receptor para decodificar la PSDU.

### 3. *Human Body Communications PHY (HBC)*

HBC puede trabajar en dos bandas de frecuencia centradas a 16MHz y 27MHz con un ancho de banda de 4MHz. Es la especificación de Comunicación de Campo Electroestático (EFC) que cubre tanto la estructura de paquetes, la modulación, como el preámbulo. La estructura de EFC (véase Figura 6) está compuesta por el preámbulo, SFD, cabecera PHY y PSDU. El preámbulo y el SFD son patrones de datos fijos que se envían antes del encabezado del paquete y la carga útil. En concreto la secuencia de preámbulo se transmite cuatro veces para garantizar la correcta sincronización.

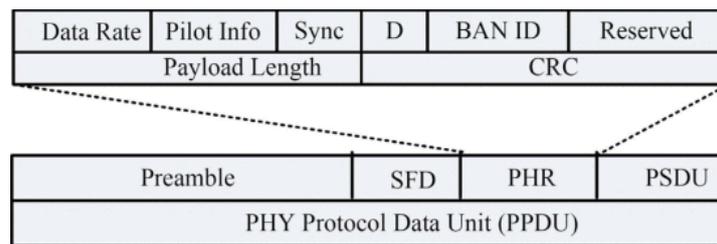


Figura 6 Estructura PDU HBC [23]

	NB	UWB	HBC
<b>Frecuencia de operación</b>	ISM band (2.4GHz)	UWB band (5-10GHz)	21 MHz Banda de frecuencia baja
<b>Atenuación del canal</b>	> 60dB alrededor del cuerpo humano Efecto de sombra por el cuerpo		Aprox. 30dB Pérdidas del trayecto bajas
<b>Interfaz con el medio</b>	Antena (Tamaño vs. Frecuencia de operación)		Electrodo
<b>Fuentes de interferencias</b>	Dispositivos WPAN que emplean la banda ISM		FM radio, móviles

Tabla 4 Comparativa entre NB, UWB y HBC

#### 2.3.4.4 Control de acceso al medio

El estándar establece exclusivamente un solo nivel de Acceso al Medio (MAC), por encima de las 3 capas físicas. Los protocolos MAC juegan un papel fundamental en los procesos eficientes de energía, ya que son capaces de permitir mecanismos de control de acceso al medio basados tanto en la contención como libres de ella.

El estándar ofrece diferentes modos de acceso. Básicamente el canal (o el eje de tiempo) se divide en una serie de estructuras denominadas supertramas, donde cada una de ellas está acotada por un periodo de baliza (*beacon*) de igual longitud. Estas supertramas contienen una serie de *slots* para transmitir datos. Se emplea un *hub* para realizar las funciones de coordinador en la red, que define las fronteras de supertrama y asigna los *slots*.

La capa MAC incluye 3 modos de acceso al canal:

### 1. Modo de *Beacon* con límites de supertrama.

Los *hubs* transmiten *beacons* en cada supertrama activa o periodo de *beacon* para proporcionar fases de accesos. Cada una de estas supertramas activas pueden ir seguidas de varias supertramas inactivas siempre que no haya una transmisión sincronizada. La estructura de la supertrama, Figura 7, está formada por: fases de acceso exclusivo (EAP1 y EAP2), fases de acceso aleatorio (RAP1 y RAP 2), tipo de fase I/II (fases de acceso gestionado MAP) y finalmente fase de acceso por contienda (CAP).

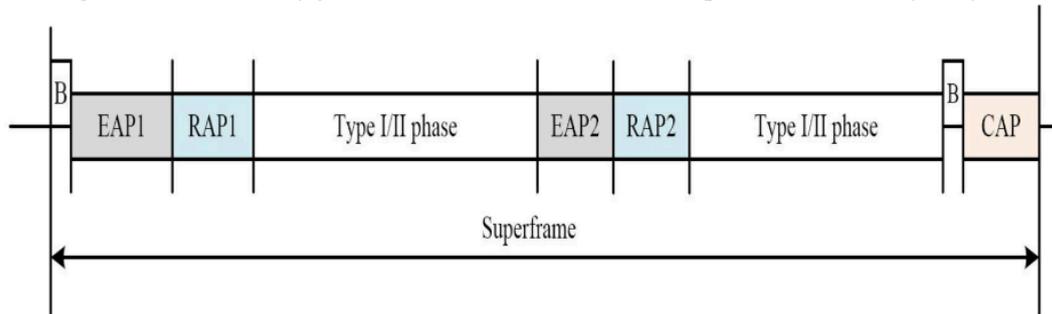


Figura 7 Estructura de la supertrama [22]

Los campos EAP 1 y EAP2 están reservados para tráfico de alta prioridad o tráfico de emergencia. Los campos RAP1, RAP2 y CAP están reservados para el tráfico normal, mientras que los tipos de fases I/II se utiliza para tráfico basado en peticiones.

### 2. Modo No *Beacon* con límites de supertrama.

El *hub* no transmite tramas de tipo *beacon* y la estructura de la supertrama únicamente tiene el campo de fase de acceso controlado (MAP), formado bien por tramas de tipo I o de tipo II pero no de ambos tipos de tramas.

### 3. Modo No *Beacon* sin límites de supertrama

En este modo no existe ninguna referencia para las asignaciones de tiempo ni *beacons* ni supertramas. En su lugar el *hub* facilita tramas de tipo II para permitir intervalos de asignación no planificados.

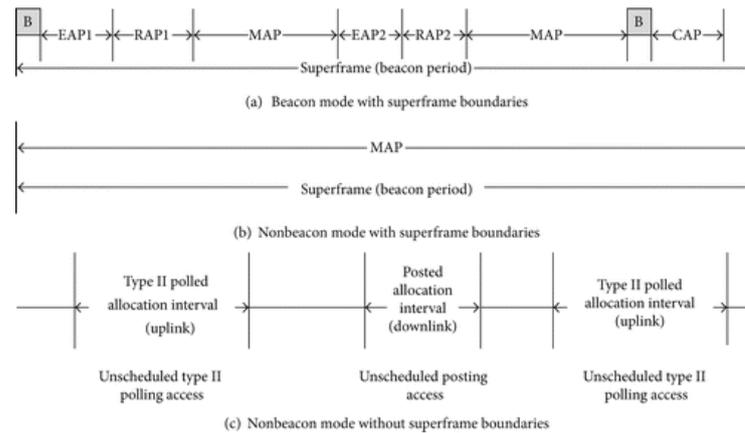


Figura 8 Modos de acceso al canal en IEEE 802.15. (a) Con baliza y delimitadores de trama, (b) Sin baliza, pero con delimitadores de trama, (c) Sin baliza ni delimitadores de trama [22]

### 2.3.4.5 Mecanismos de acceso MAC

Se definen 3 clases de mecanismos de acceso al medio [24]:

#### 1. Mecanismos de acceso aleatorio.

En los periodos EAP, RAP y CAP, anteriormente descritos, el coordinador utiliza para la asignación de recursos el protocolo ALOHA ranurado o el protocolo de acceso múltiple por detección de portadora y prevención de colisiones (CSMA/CA) dependiendo de la capa física. El *hub* tiene en cuenta los protocolos ALOHA y CSMA/CA para las capas físicas UWB y NB respectivamente.

Para enviar tramas de datos de alta prioridad mediante CSMA/CA, el *hub* puede combinar los campos EAP1 y RAP1 en un solo campo EAP1, y lo mismo con EAP2 y RAP2. Mientras que para el tráfico de alta prioridad se usa ALOHA ranurado, donde los campos RAP1 y RAP2 se pueden sustituir por otros periodos EAP1 y EAP2.

#### 2. Mecanismos de acceso improvisado y no programado.

Este mecanismo de acceso es empleado por el *hub* para enviar sondeos o consultas sin aviso previo.

#### 3. Mecanismos de acceso programado.

Es empleado para conseguir asignaciones programadas para enlaces ascendentes y descendentes.

### 2.3.5 Problemas a abordar en las WBAN

Las WBAN implica la comunicación entre nodos de sensores muy pequeños con un entorno muy cambiante, por lo que es necesario abordar una serie de problemas. Algunos de los principales problemas son la interoperabilidad y la movilidad, la capa física, la confiabilidad, la gestión de recursos, la usabilidad, el consumo de energía y los problemas de la calidad de servicio.



### 2.3.6 Consumo de potencia

Los avances tecnológicos en RF pueden ayudar a disminuir el consumo de energía, lo que permitirá pequeños sensores de bajo coste. Además, el estándar posibilita que los dispositivos en el interior del cuerpo humano actúen con un bajo nivel de potencia transmitida con el objetivo disminuir la Tasa de Absorción Específica (SAR) y así aumentar la vida útil de las baterías.

### 2.3.7 Seguridad

La fiabilidad de una tecnología depende en gran medida de cómo de segura es, y esto también es aplicable a las WBAN. La seguridad es fundamental especialmente cuando nos referimos a aplicaciones médicas y militares, por lo que algunos de los requisitos primordiales son la gestión y administración segura, la disponibilidad, la autenticidad, integridad y confidencialidad de los datos [25] [26].

Para asegurar una seguridad firme, el estándar describe tres niveles:

- **Nivel 0: Comunicación no segura.**  
La información es enviada sin utilizar ningún mecanismo de autenticación, ni de integridad, confidencialidad o protección.
- **Nivel 1: Solo autenticación.**  
Se emplean mecanismos para la autenticación de los datos y de los dispositivos implicados en el envío de los datos. Pero como las tramas no están cifradas no se preserva la privacidad y la confidencialidad de los datos.
- **Nivel 2: Autenticación y encriptación.**  
Los datos son enviados en tramas cifradas y autenticadas, proporcionando el nivel más alto de seguridad.

### 2.3.8 Comparación con otros estándares inalámbricos 802.15

Características	IEEE 802.15 estándares	BAN
Configuración	MAC	MAC escalable con entrega fiable
Consumo de potencia	Consumo medio de baja potencia	Consumo muy bajo de potencia.
Fuente de energía	Fuente de potencia convencional	Compatible con el barrido de energía corporal
Requerimientos (QoS)	Baja latencia	Respuesta garantizada y confiable a estímulos externos
Banda de frecuencia	ISM	MICS, ISM, WMT
Canal	Aire	Aire, alrededor o dentro del cuerpo humano
Seguridad para el cuerpo humano	No requerida	Requerida (SAR)

Tabla 5 Comparativa estándares inalámbricos 802.15

### 2.3.9 Aplicaciones WBAN [14]

El estándar divide las aplicaciones WBAN en dos grandes grupos aplicaciones médicas y aplicaciones no médicas Tabla 6 [27].

Las aplicaciones médicas permiten la recopilación continua de parámetros vitales del paciente para que posteriormente sean monitorizados para su análisis. Esta cantidad de datos se puede utilizar para prevenir la aparición de un infarto de miocardio y tratar algunas enfermedades como el cáncer, el asma, trastornos neurológicos, etc. [28]. Es decir, esta tecnología puede salvar vidas ya que puede detectar anomalías en los pacientes rápidamente. Además, permite reducir la carga de trabajo de las enfermeras y médicos que trabajan en los hospitales ya que en lugar de la habitual práctica de las enfermeras de visitar a los pacientes un par de veces al día, el estado del paciente estará monitorizado todo el día con la ayuda de las redes WBAN. Asimismo, puede ayudar a personas con movilidad reducida o mejorar la asistencia a personas mayores o en las tareas de rehabilitación física.

Aplicaciones no médicas pueden ser el monitoreo de cosas, transferencia de archivos de datos, juegos y aplicaciones de redes sociales. En los juegos, los sensores WBAN pueden recopilar los movimientos de las articulaciones del cuerpo y posteriormente el personaje del juego realice el movimiento [29]. En el ámbito militar, la tecnología WBAN puede mejorar el rendimiento, tanto a nivel individual como de escuadrón, de los soldados que participan en operaciones militares. A nivel individual, se puede monitorizar parámetros vitales y proporcionar información sobre el entorno para evitar amenazas, mientras que la información tomada a nivel de escuadrón puede ayudar a coordinar mejor las acciones y tareas del grupo [30].

Aplicaciones WBAN	Médicas	Wearable WBAN	Asma Monitorización de parámetros vitales Electrocardiograma (ECG) Medidor de glucosa para pacientes con diabetes Monitor de pH Audífonos
		Implant WBAN	Detección de cáncer Cápsulas endoscópicas
	No médicas		Entretenimiento Actividades militares Redes sociales Transferencia de archivos Deportes Monitorización de objetos perdidos

Tabla 6 Aplicaciones WBAN, diferenciando entre médicas y otras [31]



## 2.4 Tecnología Ultra Wide Band (UWB)

### 2.4.1 Introducción

La tecnología *Ultra Wide-Band* (UWB) o banda ultra-ancha, empezó a desarrollarse en la década de 1950, pero en sus inicios fue utilizada para aplicaciones radar debido a que su naturaleza de banda ancha permite obtener información en tiempo muy precisa.

Aunque el término banda ultra-ancha (UWB) no es muy descriptivo, nos permite diferenciarlo de otros sistemas más convencionales de “banda estrecha” (*Narrow Band*, NB) y del mismo modo de otros sistemas de “banda ancha”. Existen dos diferencias fundamentales para distinguir los sistemas convencionales y los de UWB. El primero, es que el ancho de banda de un sistema de UWB es mucho mayor que el de cualquier otra tecnología de comunicación. El segundo, es que los sistemas UWB se implementan sin portadora, mientras que el resto de los sistemas convencionales emplean portadoras de Radio Frecuencia (RF) para desplazar la señal en el dominio de la frecuencia, de banda base hasta la frecuencia a la cual el sistema va a trabajar [32].

Por lo que la UWB se ha convertido en una atractiva tecnología inalámbrica, debido a que se alcanzan tasas de transmisión próximas a los 500 Mbps en radios de hasta 2 metros, y tasas de 110 Mbps en distancias máximas de 10 metros, siendo éstas muy superiores a las del resto. El principal motivo de las elevadas velocidades de transmisión que se alcanzan es por el empleo de un elevado ancho de banda, que comprende el margen de frecuencias desde 3,1GHz hasta 10,6 GHz. Además, realizan las transmisiones a baja potencia, dando como resultado un consumo energético reducido.

### 2.4.2 Fundamentos de la tecnología

La Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) fijó el ancho del espectro a 7.5 GHz para su uso sin licencia en dispositivos que utilizan UWB en comunicaciones inalámbricas en la banda que comprende el margen de frecuencias, 3.1-10.6 GHz, y que tienen una densidad de potencia de transmisión limitada.

La FCC (*Federal Communications Commission*) definió en 2002 que [33]: “*un dispositivo UWB es cualquier dispositivo donde la señal emitida tiene un ancho de banda fraccional mayor del 20% u ocupa al menos 500 MHz de espectro para frecuencias de operación cercanas a los 3.1 GHz*”

$$B = f_H - f_L > 500\text{MHz} \quad (1)$$

$$B_f = \frac{f_H - f_L}{f_0} > 0.2 \quad (2)$$

En el cual B es el ancho de banda absoluto, en cambio  $B_f$  es el ancho de banda fraccionario.  $f_H$  y  $f_L$  son la frecuencia superior e inferior del margen de frecuencias y  $f_0$  la frecuencia central del intervalo ( $f_H + f_L/2$ ).

Como se muestra Figura 9 en función del ancho de banda se distinguen 3 tipos de sistemas.



Figura 9 Diferentes sistemas en función del ancho de banda [34]

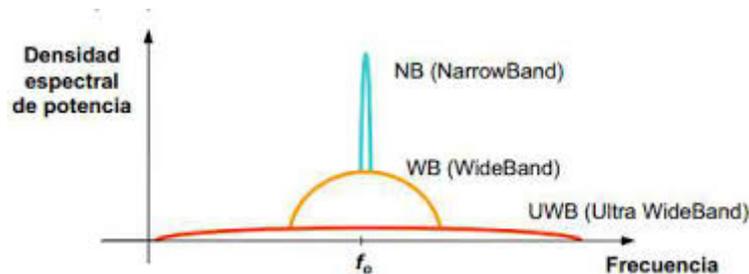


Figura 10 Comparación del ancho de banda de los diferentes sistemas

Como se muestra en la Figura 10 la diferencia fundamental entre sistema UWB y los sistemas convencionales, es que los UWB emplean un ancho de banda mucho mayor. Otra diferencia fundamental es que los sistemas UWB en vez de transmitir señales sinusoidales, transmiten pulsos muy estrechos y de baja potencia. Por otra parte, los sistemas convencionales hacen uso de portadoras de radiofrecuencia (RF) para mover la señal en el dominio de la frecuencia desde banda base hasta la frecuencia portadora, mientras que UWB, modulan los datos directamente sobre pulsos (estrechos en tiempo), como resultado se obtiene una señal cuyo espectro puede extenderse desde Hertzios hasta varios Giga hertzios. Por ello, UWB es Banda Base.

Pero la diferencia fundamental con las tecnologías anteriores es que los sistemas UWB están diseñados para trabajar en bandas de frecuencia asignadas a otros servicios por lo que los sistemas UWB deben interferir lo menos posible. Es por lo que los sistemas UWB al emitir pulsos de baja potencia que se reparten en un ancho de banda tan grande, se genera una densidad de potencia de pocos mW/MHz. Obteniendo niveles de señal similares a los niveles de ruido que son capaces de resistir los receptores de otros sistemas.

El funcionamiento de los sistemas UWB es muy parecido al de los sistemas radar, debido a que se fundamentan en la retransmisión de secuencias de impulsos muy estrechos y de potencia muy reducida. Estos pulsos se colocan de manera exacta en el tiempo, ya que las posibles desviaciones que puedan aparecer están por debajo del picosegundo. Con el objetivo de evitar que UWB interfiera en los sistemas que trabajan en el mismo margen de frecuencias, el espectro generado debe respetar la máscara de emisión (limitación de potencia regulada). Debido a estas restricciones de potencia, la tecnología UWB no es viable para su uso en aplicaciones de largo alcance. Algo que no es negativo puesto que UWB está concebido para comunicaciones de corto alcance.



#### 2.4.2.1 Capacidad del canal

Uno de los aspectos más destacables de la tecnología UWB es la capacidad del canal. Según el Teorema de Shannon ( 3 ), el límite máximo de la capacidad del canal aumenta linealmente con el ancho de banda total disponible, mientras que crece de manera logarítmica con la relación señal a ruido. Por lo que los sistemas de UWB tienen, para igual señal a ruido, más capacidad que los sistemas convencionales que están más limitados por ancho de banda.

La capacidad del canal [35] viene dada por el:

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (3)$$

donde C es la capacidad máxima del canal (bits/s), B el ancho de banda del canal (Hz), S el nivel de señal (W) y N el nivel de ruido (W).

#### 2.4.2.2 Esquemas de modulación

En los sistemas UWB se utilizan los siguientes esquemas de modulación:

- **PPM (Pulse Position Modulation):**  
Es una técnica de modulación que hace uso de pulsos de amplitud y duración uniforme desplazados en el tiempo según un patrón en función de la información a transmitir. PPM presenta la ventaja sobre otras técnicas de modulación de tener mayor inmunidad frente al ruido, ya que el receptor únicamente necesita detectar la presencia del pulso recibido en el tiempo predeterminado, sin prestar atención a su amplitud o duración. Además, el proceso pseudo aleatorio necesario para su generación hace que las líneas espectrales características de los sistemas periódicos se reduzcan sensiblemente, haciendo de esta forma de modulación preferible para el cumplimiento de las restricciones normativas.
- **PAM (Pulse Amplitude Modulation):**  
Es la forma más simple de modulación de pulsos. La transmisión de información se realiza en función de la amplitud de los pulsos transmitidos. Las señales PAM son fáciles de generar, pero son muy sensibles al ruido del canal, que puede cambiar de amplitud y dar lugar a falsas detecciones.
- **OOK (On-Off Keying):**  
Es un caso particular y simplificado de la modulación PAM, que consiste en la transmisión de información mediante la presencia o ausencia de pulsos transmitidos. Es una de las más fáciles de implementar, pero no es robusta, y cualquier ruido o interferencia pueden causar falsas detecciones.
- **PSK (Phase Shift Keying)**  
BPSK y QPSK.



### 2.4.3 Regulación y estandarización

Tal y como indica su nombre los sistemas de UWB hacen uso de elevados anchos de banda por lo que deben tener la capacidad de convivir con otros sistemas. Por ello, en términos generales cuando se diseña un sistema UWB se han de tener en cuenta los siguientes aspectos:

- Los dispositivos que formen parte del sistema de UWB no deben interferir en los sistemas inalámbricos de banda estrecha ya existente o los que se desarrollen en un futuro.
- Asimismo, los dispositivos UWB deben de poder trabajar en presencia de interferencias causadas por sistemas de banda estrecha.

Pero formalmente existen organismos internacionales encargados de regular el funcionamiento de las diferentes tecnologías inalámbricas de manera que puedan coexistir todas garantizando la seguridad.

#### 2.4.3.1 Regulación europea

Las principales organizaciones involucradas en la regulación de la tecnología UWB han sido la ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) y CEPT (*Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications*)

Con el fin de promover el crecimiento y el despliegue de la tecnología UWB a través de una mayor interoperabilidad y estandarización, en diciembre de 2018 se creó el grupo *UWB Alliance*.

Además, el grupo de trabajo ETSI TGUWB ha desarrollado múltiples estándares UWB para su aprobación regulatoria en toda la Unión Europea [36].

#### 2.4.3.2 Regulación en EEUU

En febrero de 2002, la FCC permitió la operación y despliegue comercial sin licencia de UWB [37]. Para su uso les asignó a los sistemas UWB el margen de frecuencias correspondiente de los 3.1 GHz a los 10.6 GHz. Además, para reducir interferencias indeseables con otros sistemas se establecieron límites para la potencia de transmisión:

$$P_{MAX} = -41.3 \left( \frac{dBm}{MHz} \right) (4)$$

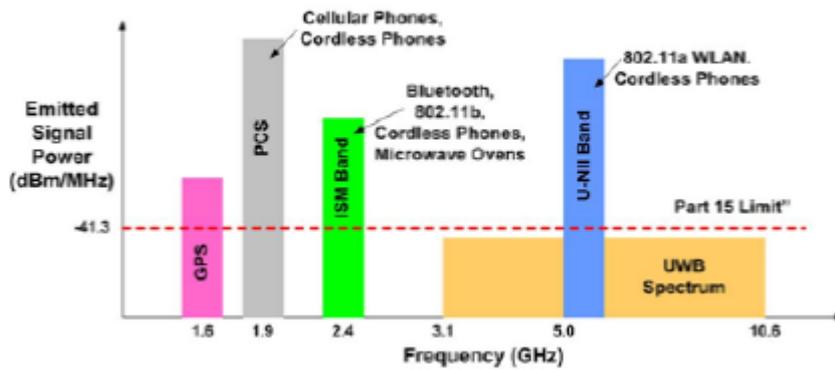


Figura 11 Coexistencia de los servicios UWB con los servicios NB

#### 2.4.4 Ventajas

UWB forman parte de una familia de tecnologías inalámbricas cuyas ventajas principales son su reducido coste, bajo consumo y su enorme capacidad de transmisión gracias al gran ancho de banda utilizable. Al ser sistemas que trabajan a baja frecuencia pueden coexistir con otras tecnologías compartiendo el mismo espectro sin causarles interferencias perjudiciales.

El hecho de trabajar en bandas de frecuencias elevadas, lo que conlleva longitudes de onda pequeña, le permiten transmitir megabits por segundo en distancias de hasta 10 metros. Una oportunidad perfecta para el diseño de nuevas aplicaciones y mejorar otras ya existentes.

#### 2.4.5 Aplicaciones

La tecnología UWB no es nueva, pero el término de ultra banda ancha sí, puesto que en sus inicios está tecnología era reconocida por realizar una modulación en banda base sin portadora.

Originalmente la tecnología UWB fue desarrollada para su utilización en el ámbito militares, pero desde la década de los 90 varias empresas y organizaciones se dieron cuenta de su enorme potencial en aplicaciones comerciales, especialmente en las redes inalámbricas de área personal (WPAN) y área local (WLAN) [38].

En cuanto al ámbito militar, en sus inicios las dos principales aplicaciones de la tecnología UWB fueron el radar y la localización. Los dispositivos UWB son capaces de medir distancias con una precisión de centímetros, además permiten diseñar radares capaces de penetrar en la tierra y captar imágenes de alta resolución de elementos soterrados bajo tierra o situados detrás de paredes.

Algunas aplicaciones de UWB en el sector militar y gubernamental son: sistema de comunicaciones a bordo de aeronaves, radares de alta precisión, sistemas de comunicación con baja probabilidad de interceptación y detección, sistemas precisos



de geolocalización, enlaces para comunicaciones en vehículos autónomos y robotizados.

En el ámbito sanitario los sistemas UWB son muy útiles, en virtud de su bajo coste, consumo de energía reducido, tamaño compacto y a las elevadas velocidades de transmisión de la información que alcanzan. Los sistemas de comunicaciones UWB son aptos en muchas aplicaciones médicas, pero sobre todo en los dispositivos implantados en los tejidos biológicos.

#### **2.4.6 Comparativa de tecnologías inalámbricas**

El Bluetooth y Wi-Fi son de todas las tecnologías inalámbricas los grandes competidores del UWB. Si nos referimos a la tasa de transmisión, UWB alcanza velocidades de decenas Gbps, mientras los sistemas Wi-Fi (norma IEEE 802.11 ac) proporcionan una velocidad teórica máxima de 3.64 Gbps. En cuanto a la velocidad que puede alcanzar un sistema Bluetooth es inferior a 1 Mbps.

Los sistemas UWB trabajan con niveles de potencia radiada inferiores a 0,5 mW, en cambio Bluetooth y en Wi-Fi la potencia radiada tiene órdenes de magnitud de decenas o centenas de mW. Por lo que la autonomía de los dispositivos UWB es mucho mayor, al tener consumos de baterías más reducidos.

Debido a su funcionamiento los sistemas UWB poseen una seguridad inherente, debido a que es fundamental saber la secuencia de transmisión de los bits de datos para ser capaces de escuchar las transmisiones. Así mismo, no existe ninguna limitación en cuanto cifrado. Asimismo, las transmisiones pueden ser confundidas con ruido ambiente o ruido de fondo debido a la baja relación señal a ruido de las señales de UWB. Por otra parte, al no haber portadora no hace falta sintonizar la transmisión.

La gran ventaja del UWB es el precio, por su sencillo funcionamiento y baja potencia de emisión. La tarjeta de interfaz de red (NIC) utilizada en UWB únicamente está formada por un circuito integrado (CMOS) de reducido tamaño, por lo que se puede integrar en los dispositivos sin perjudicarlos, ya que no sufrirán grandes modificaciones en cuanto a sus dimensiones, forma y peso.

Pero la gran desventaja de UWB, es su menor radio de cobertura en comparación con otras tecnologías, especialmente en comparación con el Wi-Fi. Un importante inconveniente es la escasez de estandarización y la menor implantación en el mercado. De sobra son conocidos los diferentes estándares de Wi-Fi existentes actualmente y la enorme popularidad de los sistemas Wi-Fi tanto en el ámbito empresarial como el residencial. Bluetooth también está muy extendido, sobre todo en los hogares y en los teléfonos móviles y PDAs.



	IEEE 802.11 a/b/g/n (WiFi)	IEEE 802.15.1 (Bluetooth)	IEEE 802.15.4 (Zigbee)	IEEE 802.15.6 (WBAN)
<b>Capa física (PHY)</b>	NB	NB	NB	HBC NB UWB
<b>Frecuencias de operación</b>	2400 MHz 5000 MHz	2400 MHz	868/915 MHz 2400 MHz	5 - 50 MHz 402-405 MHz 420-450 MHz 863-870 MHz 902-928 MHz 950-958 MHz 2360-2400MHz 2400- 2438.5 MHz 3494.4 - 9984MHz
<b>Consumo de potencia</b>	Alto (~800 mW)	Medio (~100 mW)	Bajo (~50 mW)	Ultra bajo (~1 mW @ 1m)
<b>Tasa máxima de datos</b>	~150 Mbps	~721 kbps	~250 kbps	~10 Mbps
<b>Alcance</b>	Hasta 250m (802.11n)	10m	Hasta 75m	Hasta 5m
<b>Tipología de red</b>	Basada en una infraestructura, Ad Hoc	Piconet	Ad Hoc, Peer to peer, Estrella, Mallada	Estrella (máximo dos saltos)
<b>Aplicaciones</b>	Redes de datos	Transferencia de datos, imágenes, música	Sensores, domótica	Monitorización médica, entretenimiento, deportes

Tabla 7 Comparativa de tecnologías inalámbricas [39]

## 2.5 Propiedades electromagnéticas y modelado del cuerpo humano

Tal y como se podrá comprobar en este apartado los tejidos humanos son dispersivos en frecuencia, lo que provoca efectos indeseados cuando las señales se propagan a través de ellos. Por tanto, es fundamental estudiar la propagación de microondas en medios con pérdidas, para después analizar la propagación en el cuerpo humano teniendo en cuenta la dependencia en términos de frecuencia de los tejidos biológicos.

### 2.5.1 Propagación de microondas en un medio con pérdidas [40]

Un medio homogéneo, isotrópico y con pérdidas se describe mediante una permitividad y permeabilidad complejas,  $\underline{\epsilon}$  y  $\underline{\mu}$ , respectivamente.

$$\underline{\epsilon} = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (5)$$

$$\underline{\mu} = \mu' - j\mu'' \quad (6)$$



donde  $\epsilon'$  es el producto entre la permitividad relativa del medio y la permitividad del espacio libre. De igual modo  $\mu'$  pero con permeabilidad. Mientras que  $\epsilon''$  y  $\mu''$  se corresponden con las pérdidas dieléctricas y magnéticas respectivamente. En los tejidos biológicos  $\mu''$  se asume que es cero debido a que no existen pérdidas magnéticas ya que los tejidos humanos no son magnéticos. Por lo que  $\underline{\mu} = \mu_0$ .

Asumiendo que el medio tiene una conductividad  $\sigma$ , la densidad de corriente  $\vec{J}$  y la densidad de flujo  $\vec{D}$ , se pueden expresar como:

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (7)$$

$$\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} \quad (8)$$

donde  $\vec{E}$  es la densidad de campo eléctrico,  $\epsilon_0$  y  $\epsilon_r$  son la permitividad en espacio libre y la permitividad relativa del medio con pérdidas, respectivamente. La densidad de campo eléctrico se puede describir como:

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, y, z) e^{j\omega t} \quad (9)$$

Donde  $\omega$  es la frecuencia angular ( $\omega = 2\pi f$ ).

Aplicando (7) y (8), la ecuación de Maxwell es su forma diferencial para el campo magnético  $\vec{H}$  puede modificarse a:

$$\nabla \times \vec{H} = -\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} + \vec{J} = j\omega \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} + \sigma \vec{E} = j\omega \epsilon_0 \left[ \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \right] \vec{E} \quad (10)$$

Por lo que la permitividad compleja se puede expresar ahora como:

$$\underline{\epsilon} = \epsilon_0 \left( \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \right) \quad (11)$$

Siendo la tangencia de pérdidas:

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_r \epsilon_0} \quad (12)$$

Aplicando la ecuación diferencial de Maxwell para el campo eléctrico se obtiene:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = j\omega \mu_0 \vec{H} \quad (13)$$

Asumiendo que el medio está libre de fuentes, la ecuación de onda para  $\vec{E}$  puede ser obtenida modificando (13) de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \nabla \times \nabla \times \vec{E} &= \nabla \times (-j\omega \mu_0 \vec{H}) = -j\omega \mu_0 \nabla \times \vec{H} \\ \nabla (\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E} &= \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \left[ \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \right] \vec{E} \\ \nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \left[ \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \right] \vec{E} &= 0 \quad (14) \end{aligned}$$



Para simplificar la anterior expresión ( 14 ), el número de onda en un medio con pérdidas se puede expresar como:

$$k = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \left[ \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right]} \quad (15)$$

Una vez obtenido el número de onda  $k$ , la constante de propagación compleja para el medio se puede obtener mediante:

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \left[ \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right]} \quad (16)$$

Donde  $\alpha$  y  $\beta$  son la contante de propagación y la fase, respectivamente. Separando de ( 16 ) la parte real de la imaginaria se obtienen cada uno de los términos por separado:

$$\alpha = \frac{\omega}{c_0} = \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{2} \left[ \sqrt{1 + \left( \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r} \right)^2} - 1 \right]} \quad (17)$$

$$\beta = \frac{\omega}{c_0} = \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{2} \left[ \sqrt{1 + \left( \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r} \right)^2} + 1 \right]} \quad (18)$$

### Longitud de onda

La longitud de onda de la señal que se propaga en un medio con pérdidas se puede expresar como:

$$\lambda_m = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi c_0}{\omega \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{2} \left[ \sqrt{1 + \left( \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r} \right)^2} + 1 \right]}} \quad (19)$$

### Profundidad de penetración

Se define la penetración  $\delta_p$  como la capacidad de las ondas electromagnéticas de penetrar en un medio con pérdidas. Se describe la profundidad, como el punto donde la amplitud del campo decrece  $1/e$  respecto a su valor inicial, y puede describirse como:

$$\delta_p = \frac{1}{\alpha} = \frac{c_0}{\omega \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{2} \left[ \sqrt{1 + \left( \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r} \right)^2} - 1 \right]}} \quad (20)$$



## Atenuación

Asumiendo que las ondas se propagan en la dirección +z, la atenuación del campo eléctrico en dicha dirección se puede expresar como:

$$D_a = \frac{|E(z)|}{|E(0)|} = \frac{|E(0)| \cdot e^{-\alpha z}}{|E(0)|} = e^{-\alpha z} \quad (21)$$

donde la atenuación expresada en dB es:

$$D_a|_{dB} = 20 \log_{10}(e^{-\alpha z}) = z \cdot \alpha \cdot \log_{10} e = z \cdot \alpha \cdot 8.686 \quad (22)$$

## Impedancia de onda

La impedancia de onda en un medio con pérdidas se puede describir mediante el siguiente valor complejo:

$$Z_m = \sqrt{\frac{\underline{\mu}}{\underline{\varepsilon}}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \left[ \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right]}} \quad (23)$$

Si nos centramos en las señales de banda ancha, la dispersión en frecuencia se puede despreciar, entonces la permitividad compleja en un medio con pérdidas (11) se puede expresar de la siguiente manera:

$$\underline{\varepsilon} = \varepsilon_0 \left[ \varepsilon_r(\omega) - j \frac{\sigma(\omega)}{\omega \varepsilon_0} \right] \quad (24)$$

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

### 2.5.2 Propiedades dieléctricas de los tejidos humanos [41]

Las propiedades dieléctricas de los tejidos biológicos que forman el cuerpo humano describen el nivel de interacción de las ondas electromagnéticas (EM) con las moléculas de los tejidos humanos. Es fundamental determinar dichas propiedades dieléctricas cuando se están diseñando antenas para comunicaciones en las que interviene el cuerpo humano, puesto que son parámetros clave para el estudio numérico de la propagación de las ondas EM en los tejidos o para obtener el valor de la tasa de absorción específica (SAR).

Las propiedades dieléctricas de los tejidos humanos dependen de la frecuencia debido a la polarización dependiente de la frecuencia (dispersión) de los átomos, electrones e iones, por el efecto de los campos electromagnéticos en los tejidos. Por lo que la dispersión en frecuencia de las propiedades dieléctricas de los tejidos humanos se puede describir matemáticamente mediante la ecuación de Debye:

$$\underline{\varepsilon} = \varepsilon_0 \left( \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega\tau'} \quad (25)$$



Donde  $\varepsilon_\infty$  y  $\varepsilon_s$  son la permitividad cuando  $\omega \rightarrow \infty$  (alta frecuencia) y  $\omega \rightarrow 0$  (baja frecuencia), respectivamente. Mientras que  $\tau'$  es el tiempo de relajación (tiempo requerido para que un dipolo estimulado vuelva a su estado original). Pero con esta ecuación únicamente, no se puede calcular la dispersión en un amplio rango debido a que en (25) únicamente se tiene en cuenta el tiempo de relajación de primer orden.

El comportamiento dieléctrico de los tejidos humanos en una amplia banda de frecuencias se puede separar en cuatro regiones de dispersión. Por lo que surge una versión mejorada de la ecuación Debye, la ecuación Cole-Cole, que proporciona múltiples términos de dispersión. Estos términos predicen la dependencia frecuencial dentro de cada región de dispersión.

$$\underline{\varepsilon}(\omega) = \varepsilon_0 \left( \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right) = \varepsilon_\infty + \sum_n \frac{\Delta \varepsilon_n}{1 + (j\omega\tau')^{(1-\alpha_n)}} + \frac{\sigma_i}{j\omega\varepsilon_0} \quad (26)$$

donde  $\alpha_n$  es el parámetro que mide la anchura de la dispersión,  $n$  indica las 4 regiones de dispersión diferentes,  $\Delta\varepsilon = \varepsilon_s - \varepsilon_\infty$  denota la magnitud de la dispersión y  $\sigma_i$  la conductividad iónica estática.

### 2.5.3 Características electromagnéticas de los tejidos humanos

Las propiedades electromagnéticas de los tejidos biológicos afectan a la propagación, reflexión, atenuación y otros efectos relacionados con los campos EM alrededor del cuerpo. Estas propiedades dependen enormemente del tipo de tejido y de la frecuencia. La temperatura y la perfusión de sangre o fluidos también afectan a estas propiedades, pero se consideran secundarios y no se tienen en cuenta. Solo se estudia la permitividad relativa y la conductividad. Por otra parte, como el cuerpo es tan débilmente magnético, la permeabilidad relativa se considera 1, excepto en para aplicaciones especiales como la resonancia magnética de imágenes (MRI).

En [42] se han calculado los diferentes parámetros dieléctricos de los tejidos biológicos para un margen de frecuencias comprendido entre 1 GHz y 10 GHz. En Figura 12 se ha representado la permitividad relativa ( $\varepsilon_r$ ) de diferentes tejidos humanos para el rango de frecuencias comprendido entre 1GHz y 10GHz. Principalmente se han representado los tejidos que forman el abdomen, debido a que son los tejidos que van a estar implicados en el funcionamiento de la antena.

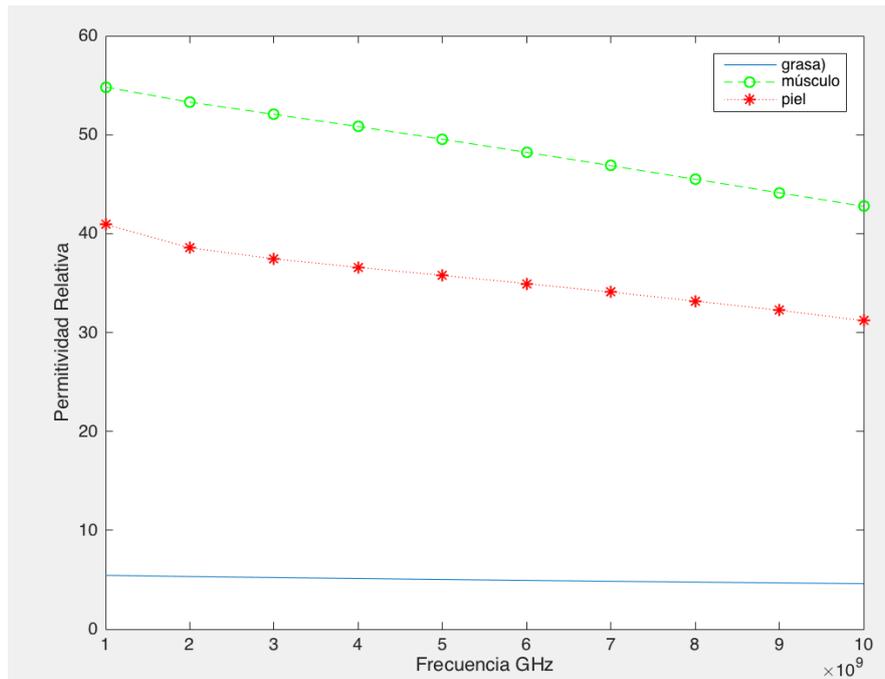


Figura 12 Permitividad relativa de diferentes tejidos humanos en función de la frecuencia

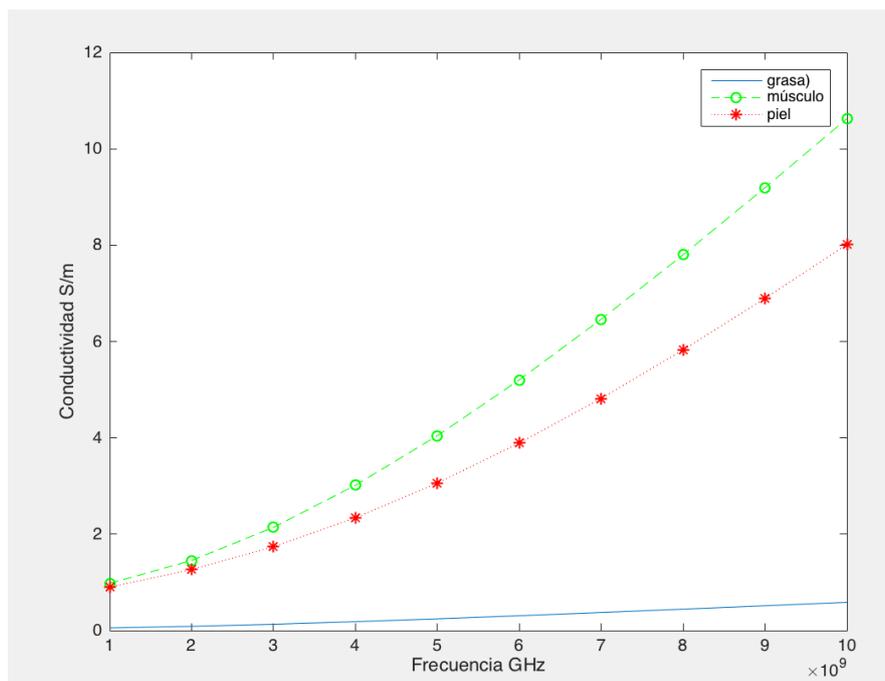


Figura 13 Conductividad de diferentes tejidos humanos en función de la frecuencia

Tal y como se observa la onda electromagnética presenta una atenuación mucho mayor en los tejidos humanos que en el espacio abierto. Las capas que conforman el cuerpo humano se pueden clasificar en dos tipos: el primer tipo tiene bajo contenido en agua (por ejemplo: grasa, hueso, etc), constante dieléctrica baja y pérdidas reducidas; mientras que el segundo tipo tiene alto contenido en agua (por ejemplo: la piel, músculo, etc), contante dieléctrica alta y pérdidas elevadas. En la Figura 13 se observa como la conductividad (S/m) de todos los tejidos aumenta con la frecuencia.

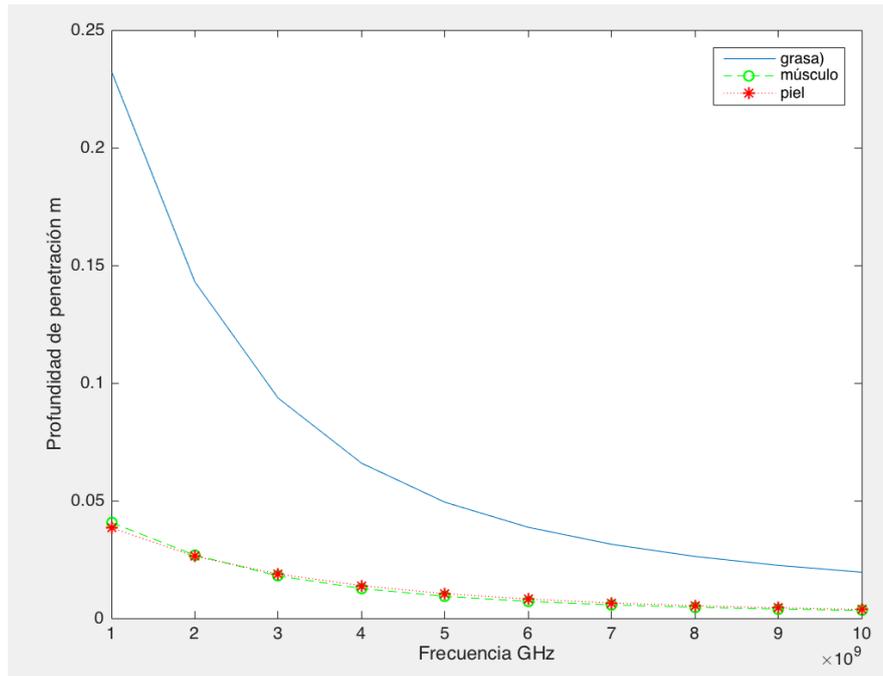


Figura 14 Profundidad de penetración en diferentes tejidos humanos en función de la frecuencia

Por último, en la Figura 14 se observa como la profundidad de penetración decrece drásticamente con la frecuencia. En otras palabras, el cuerpo humano tiene pérdidas y las ondas incidentes se atenúan rápidamente a altas frecuencias.

#### 2.5.4 Características de propagación de señales de microondas en el modelo multicapa

Durante la propagación de señales de microondas en el cuerpo humano se producen reflexiones en los límites de los diferentes tejidos biológicos. El coeficiente de reflexión de una onda plana se puede obtener a partir de la ecuación de Fresnel, es decir, en el caso de una incidencia normal en una superficie formada por dos capas superpuestas de dos dieléctricos diferentes, cuyas permitividades son  $\epsilon_1$  y  $\epsilon_2$  respectivamente, el coeficiente de reflexión se puede escribir como:

$$\tau = \frac{\sqrt{\epsilon_1} - \sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2}} \quad (27)$$

Por lo que las señales que se propagan a través del modelo multicapa del abdomen humano (véase Figura 16) experimentan reflexiones en las fronteras entre los diversos tejidos biológicos. La primera reflexión se produce en el límite entre el espacio libre (aire  $\epsilon_r = 1$ ) y la piel ( $\epsilon_r \approx 36$  para  $f=4\text{GHz}$ ), donde al existir una gran diferencia entre los respectivos valores de permitividades la mitad de la energía se refleja hacia atrás. Lo mismo ocurre con el contraste entre la piel y la grasa, así como entre la grasa y el músculo, donde también se producen fuertes reflejos en estos límites. Mientras que la reflexión entre el músculo y la orina es débil, puesto que ambos tejidos presentan similares propiedades dieléctricas.

### 2.5.5 Métodos para evaluar el campo eléctrico en los tejidos biológicos [43]

Existen múltiples métodos para evaluar el campo dieléctrico en los tejidos que conforman el cuerpo humano. El primer método considera los tejidos como un medio homogéneo, para luego analizar las características de transmisión de la estructura multicapa mediante un método de línea de transmisión no uniforme [44] [45]. La impedancia característica y el coeficiente de transmisión de cada tejido se puede obtener a partir de las siguientes ecuaciones:

$$Z_i = \sqrt{\frac{j\omega\mu_i}{\sigma + j\omega\varepsilon_i}} \quad (28)$$

$$\gamma_i = \sqrt{j\omega\mu_i(\sigma_i + j\omega\varepsilon_i)} \quad (29)$$

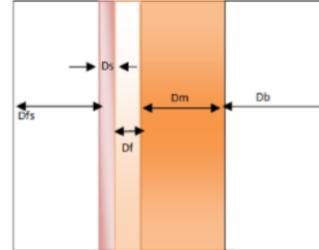


Figura 15 Profundidad de cada tejido

Una vez calculadas las impedancias características y los coeficientes de transmisión de cada tejido, se obtiene el perímetro de la red ABCD mediante la matriz de parámetros de red de una línea de transmisión no uniforme. Para aplicar este método los tejidos biológicos son considerados como capas de una dimensión con una profundidad D diferente (véase Figura 15).

El segundo método consiste en utilizar un software para evaluar el campo eléctrico en los tejidos biológicos. En el mercado existen diferentes software de simulación electromagnética como, por ejemplo: CST Microwave Studio, ANSYS HFSS, COMSOL, FEKO o Sim4Life que permiten modelar los tejidos biológicos con sus respectivas propiedades electromagnéticas. Con estas herramientas se pueden emular los tejidos humanos mediante dos métodos diferentes, que se diferencian en su complejidad y exactitud teórica:

- **Modelo de capas:** este modelo tiene una complejidad y coste computacional menor. Consiste en emular los diferentes tejidos biológicos mediante capas homogéneas o heterogéneas rectangulares con el grosor y permitividad relativa correspondientes. En el modelo homogéneo solo existe una capa que representa un objeto sólido, que puede ser el cuerpo humano entero, una región específica del cuerpo o un órgano. Mientras que en el modelo heterogéneo (véase Figura 16) se pueden distinguir varias capas que imitan los diferentes tejidos que conforman el cuerpo humano [46].
- **Modelo Voxel:** este modelo emula a la perfección la anatomía humana, mediante unas propiedades electromagnéticas más exactas. Incluso existen modelos que imitan la forma y modelos de los órganos humanos teniendo en cuenta sus propiedades biológicas [47]. Pero esto provoca un enorme coste computacional y enormes tiempos de simulación [48]. Necesitando sistemas de alta capacidad y por lo tanto de gran coste [49].

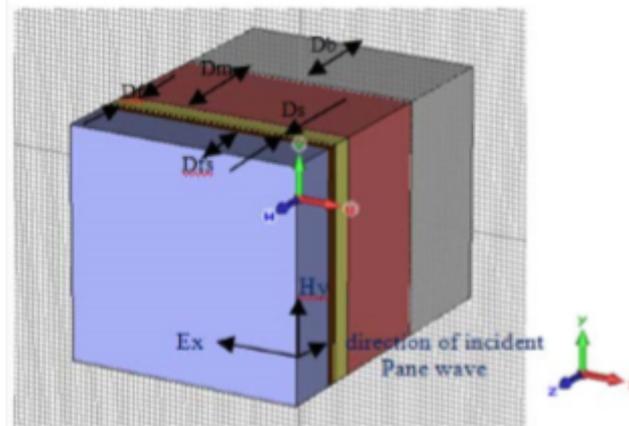


Figura 16 Modelo de capas realizado en CST

### 2.5.6 Validación de las antenas diseñadas para aplicaciones WBAN

Una vez fabricadas las antenas diseñadas para comunicarse inalámbricamente enviando ondas EM utilizando el cuerpo humano como medio de transmisión, es necesario testear y validar los resultados de las simulaciones realizadas mediante software. Por lo que antes de su comercialización muchas veces es imprescindible una experimentación animal y en humanos [50]. En las medidas *in vivo* en animales se suele utilizar generalmente cerdos debido a su similitud con los tejidos del cuerpo humano en términos de tamaño y propiedades dieléctricas [51] [52]. Este tipo de validaciones deben ser realizadas en hospitales y en las condiciones adecuadas, por lo que son complejas y tienen un elevado coste. Motivo por el cual pocas investigaciones se han llevado a cabo en animales vivos [53] [54]. Estos inconvenientes junto al debate moral que existe actualmente en torno a estos métodos de validación ha impulsado que diversos grupos de investigación, entre los que se encuentra el grupo de investigadores del *Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia* de la *Universitat Politècnica de València* (iTEAM-UPV) y el *Centro de Biomateriales e Ingeniería Tisular* también de la UPV, hayan elaborado diversos materiales sintéticos, denominados *phantoms* [55], que imitan las diferentes propiedades electromagnéticas de tejidos y órganos humanos, como son la permitividad relativa, constante dieléctrica, conductividad, etc. Por lo que estos nuevos modelos y metodología son una alternativa a las validaciones experimentales en personal o animales [56].

El *phantom* es un material que emula a un órgano o tejido humano a nivel electromagnético [57]. En función de la aplicación se distinguen 3 *phantoms* diferentes: líquidos [58], semisólidos [59] y sólidos [60]. En las comunicaciones in-body se suelen emplear *phantoms* líquidos así la antena se puede colocar y mover libremente, por otra parte, los *phantoms* líquidos al estar compuestos de gran cantidad de agua son adecuados para simular tejidos blandos y de permitividades elevadas, mientras que los sólidos son más adecuados para polímeros cuya constante dieléctrica es menor. En [61] se ha realizado una caracterización del canal de UWB dentro del margen de frecuencias de 3.1-8.5GHz mediante un *phantom* que emula el comportamiento electromagnético del músculo humano. Mientras que en [62] se han realizado *phantoms* que imitan diferentes tejidos en un amplio margen de frecuencias, desde 500 MHz hasta 18 GHz. Los tejidos son la



piel húmeda, el riñón, la sangre, la córnea y la materia gris. Por lo que utilizar en las pruebas de laboratorio *phantoms* para imitar las propiedades dieléctricas de los tejidos humanos puede ser una manera eficiente y rentable de reproducir el canal radio de las comunicaciones WBAN [63]

## 2.6 SAR (Specific Absorption Rate)

La tasa de absorción específica (*Specific Absorption Rate* (SAR)) permite medir el efecto de las ondas electromagnéticas (EM) en el cuerpo humano, en otras palabras, indica la cantidad de energía absorbida realmente por los tejidos biológicos cuando se exponen a un campo EM. Existen dos métodos para obtener el valor del SAR. El primer método está basado en la fórmula ( 30 ) y determina un cambio de temperatura ( $\Delta T$ ) en un periodo de tiempo ( $\Delta t$ ). El otro método define el SAR como la potencia absorbida por masa de tejido y se puede expresar en vatios por kilogramo (W/kg) o miliwatios por gramo (mW/g). En este caso la intensidad de campo eléctrico se obtiene a partir de ( 31 ), donde  $\sigma$  es la conductividad (S/m),  $\rho$  es la densidad del masa ( $\text{kg}/\text{m}^3$ ) y E es la magnitud del campo eléctrico RMS (V/m) [40].

$$SAR = C_i \frac{\Delta T}{\Delta t} \quad (30)$$

$$SAR = \frac{|E|^2 \sigma}{\rho} \quad (31)$$

Actualmente existe una regulación para la medida del valor del SAR donde se establece sus máximos admisibles [64]. La FCC (Comisión Federal de Comunicaciones) de los Estados Unidos establece un valor de SAR igual o inferior a 1,6 W/kg en un volumen de 1 gramo de tejido, en concreto para la cabeza, y la Unión Europea, siguiendo los estándares de la IEC (Comisión Electrotécnica Internacional) requiere menos de 2 W/kg promediados en 10 gramos de tejido corporal [65]. Adicionalmente a nivel europeo también se deben de tener en cuenta las directrices establecidas por el ICNIRP, *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection* [66]. Exceder el valor de SAR de estos límites puede conducir a elevar la temperatura de los tejidos biológico, lo que puede provocar graves daños.



## 3 Fundamentos teóricos de antenas

### 3.1 Historia

Una antena es un elemento o conductor metálico capaz de transmitir o recibir ondas electromagnéticas en el espacio libre. Por lo que cualquier dispositivo puede convertirse una antena, debido a que cualquier componente puede captar y emitir campos magnéticos, ya que en la mayoría de los materiales existen corrientes causadas por el movimiento de cargas. Entonces, ¿Cuál es el origen real de una antena?

El experimento del volatín de Benjamín Franklin fue un hecho transcendental para el análisis de la recepción de rayos, pero el volatín se diseñó con el fin de ser una antena. Mientras que los experimentos de Faraday que relacionaron la electricidad y el magnetismo, sí que estuvieron vinculados con antenas. En estos experimentos Faraday obtuvo el campo magnético producido por una bobina gracias a un Galvanómetro inducido por el movimiento de un imán, mejor dicho, la bobina se comportó como una antena que capta campos electromagnéticos y es percibida por el Galvanómetro.

A comienzos del siglo XX Heinrich Hertz realizó un sistema inalámbrico empleando antenas dipolo para recibir radiación. En la década de 1900 Marconi envió información a lo largo del Atlántico mediante varias antenas verticales situadas en tierra. Teniendo la antena receptora unas dimensiones de 200m.

Actualmente las antenas son empleadas por el ser humano, en multitud de aplicaciones tanto en la vida diaria como para uso científico, militar, y empresarial. Sobre todo, se han empleado para el intercambio de información de manera inalámbrica. [67]

### 3.2 Definición

El aumento de las tecnologías inalámbricas ha proporcionado a la antena un gran protagonismo. Es por tanto que en este capítulo se van a enumerar y describir las principales características de éstas.

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) define una antena como *“aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983)”*. Por lo que una antena es todo elemento metálico capacitado para emitir o captar ondas electromagnéticas. En el mercado podemos encontrar distintos tipos de antenas con diferentes formas, pero todas ellas hacen de interfaz entre una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre, a la que puede establecer una condición direccional. Por lo que las antenas se encargan de transmitir la potencia que se les suministra con determinadas características de direccionalidad en función de la aplicación. Existen antenas que radian de forma uniforme en todas las direcciones (antenas omnidireccionales) empleadas en sistemas de radiodifusión, y por otra parte existen antenas directivas que radian en una dirección concreta, como son las usadas en radioenlaces.

Toda onda se interpreta por su longitud de onda y frecuencia de trabajo, ambas se relacionan mediante la velocidad de propagación en el medio (32), que generalmente se corresponde con la velocidad en el vacío ( $c = 3 \cdot 10^8$ ). El tamaño de una antena es inversamente proporcional a la frecuencia de la señal que ha de captar.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (32)$$

### 3.3 Clasificación de las antenas

Existen diferentes criterios para clasificar las antenas [68]:

1. Según su geometría.
2. Según su ganancia.
3. Según su modo de radiación.
4. Según el ancho de banda, precio, etc.

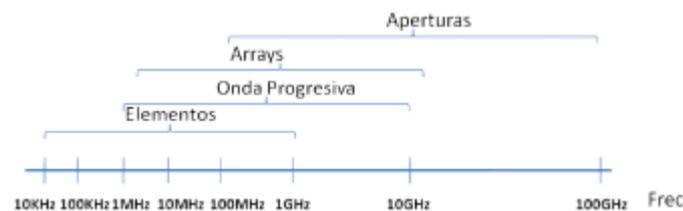


Figura 17 Tipo de antenas en función de su frecuencia de operación

Los tipos más frecuentes de antenas se pueden asociar en las siguientes agrupaciones:

#### 3.3.1 Antenas de hilo

Están compuestas por hilos conductores, eléctricamente delgados y con un diámetro inferior a la longitud de onda. Pueden ser hilos rectos (dipolo, monopolo, loop), espiras o hélices. Las cargas y corrientes en su interior varían con el tiempo y con las amplitudes que también se alteran en el interior de los hilos.

Las antenas de dipolo y monopolo se usan principalmente en radiodifusión, mientras que la antena loop se usa en recepción. Las hélices tienen dos modos de operación: normal y axial. El modo normal es cuando el diámetro de la vuelta es pequeño comparado con el largo de la onda, mientras que si es comparable se corresponde con el modo axial. Ambos modos también se diferencian en la directividad, ya que el modo normal tiene una radiación omnidireccional mientras que el modo axial radia con gran directividad (> 15dB).

Donde más se utilizan este tipo de antenas es en las bandas MF, HF, VHF y UHF.



Figura 18 Ejemplos de antenas de hilo: dipolo (derecha) y antena de yagi (derecha)

### 3.3.2 Antenas de apertura y reflectores

Tal y como indica su nombre son antenas que para direccionar el haz electromagnético emplean superficies o aperturas con el objetivo de focalizar la emisión o recepción del haz en una dirección determinada.

Entre las antenas de apertura destacan: las bocinas (piramidales y cónicas), las aperturas, las ranuras situadas sobre planos conductores y, por último, las bocas de guía. Éstas se distinguen del resto de antenas porque los campos eléctricos y magnéticos de la apertura son variables en el tiempo.

Por otra parte, los reflectores, relacionados a un alimentador primario, se pueden emplear en comunicaciones de varios kilómetros. Destaca el reflector parabólico, utilizado tanto en aplicaciones terrestres como espaciales.

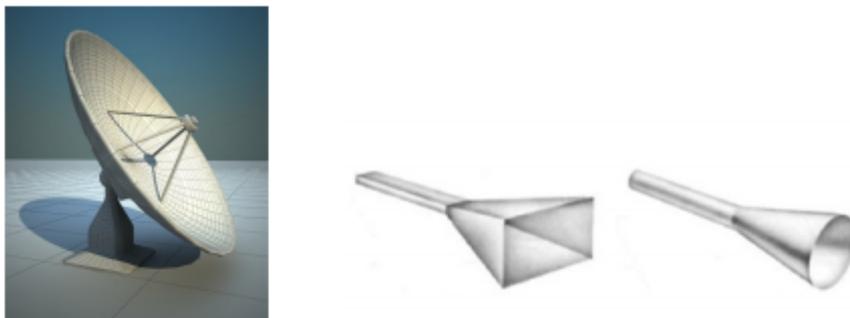


Figura 19 Ejemplo de antena de apertura. Parabólica (izquierda) y bocina (derecha)

### 3.3.3 Agrupaciones de antenas

Las agrupaciones de antenas están constituidas por una serie de antenas idénticas, de tal forma que, si se colocan de la manera adecuada, es como si de una única antena se tratará, obteniendo un solo diagrama de radiación.

Cuando se agrupan varias antenas idénticas se pueden lograr características de radiación que con una única antena no se pueden conseguir. La agrupación puede incluir cualquier tipo de antena.

### 3.3.4 Antenas de onda progresiva

Son antenas cuyo funcionamiento se basa en la generación de una onda progresiva sobre una estructura eléctricamente larga. A medida que la onda progresa por la estructura va perdiendo parte de su potencia, de manera que en el

otro extremo se coloca una carga que capta la potencia sobrante, evitando así las reflexiones.

Gracias a la sencillez de montaje ha aumentado su uso, sobre todo en los rangos de frecuencia de HF y VHF. Mientras que en UHF y rangos de frecuencias mayores se emplean estructuras impresas que funcionan bajo el mismo principio de onda progresiva.

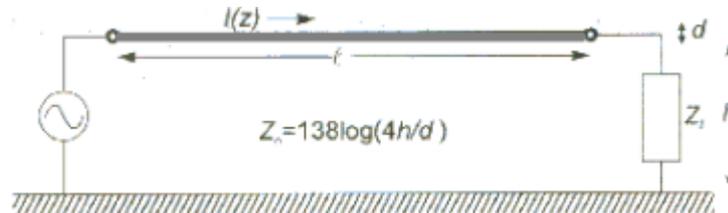


Figura 20 Ejemplo de onda progresiva

### 3.4 Banda de frecuencias

Dentro de todo el rango de frecuencias existen bandas de frecuencia que se corresponden a intervalos concretos de frecuencias del espectro electromagnético adjudicadas a diferentes usos.

Estas bandas de frecuencia están reguladas por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) [69].

Sigla	Nombre	Rango de frecuencias	Rango de longitud de onda
ULF	Ultra Low Frequency	300Hz-3kHz	100 a 1000 km
VLF	Very Low Frequency	3kHz - 30kHz	10 a 100 km
LF	Low Frequency	30kHz - 300kHz	1 a 10 km
MF	Medium Frequency	300kHz - 3MHz	100 a 1000 m
HF	High Frequency	3MHz - 30 MHz	10 a 100 m
VHF	Very High Frequency	30 MHz - 300MHz	1 a 10 m
UHF	Ultra High Frequency	300MHz - 3GHz	10 a 100 cm
SHF	Super High Frequency	3GHz - 30 GHz	1 a 10 cm
EHF	Extremely High Frequency	30 GHz - 300 GHz	1 a 10 mm

Tabla 8 Bandas de Radio UIT [70]

El espectro de microondas se encuentra entre el rango de frecuencias de 1 a 300 GHz, por lo que están incluidas las bandas UHF, SHF y EHF.

Banda	Frecuencia	Longitud de onda
L	1 - 2 GHz	30 - 15 cm
S	2 - 4 GHz	15 - 7.5 cm
C	4 - 8 GHz	7.5 - 3.75 cm
X	8 - 12.4 GHz	3.75 - 2.42 cm
Ku	12.4 - 18 GHz	2.42 - 1.66 cm
K	18 - 26.5 GHz	1.66 - 1.11 cm
Ka	26.5 - 30 GHz	1.11 - 7.5 mm
Mm	30 - 300 GHz	10 - 1mm

Tabla 9 Bandas de frecuencia en el rango de las microondas

### 3.5 Parámetros básicos

Una antena es un elemento integrado en un sistema de comunicaciones amplio, de manera que para evaluar su efecto sobre un sistema determinado es fundamental definirla con una serie de parámetros básicos que la describan [71] [72] [73].

#### 3.5.1 Impedancia de entrada

La antena se conecta a un transmisor y debe emitir la máxima potencia posible con las mínimas pérdidas, para conseguir esto la antena y el transmisor deben de estar adaptados para conseguir así una máxima transferencia de potencia. La unión entre la antena y el transmisor se lleva a cabo por medio de una línea de transmisión o una guía de onda, participando a su vez en la adaptación.

La impedancia de entrada es la relación entre la tensión y la corriente en los terminales de entrada de la antena ( 33 ).

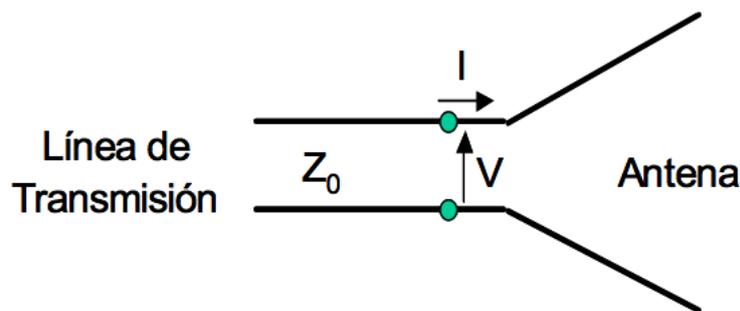


Figura 21 Representación de la impedancia de entrada de la antena.

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} \quad (33)$$

$$Z_A = R(\omega) + jX(\omega) \quad (34)$$

$$Z_A = R_r(\omega) + R_\Omega(\omega) + jX(\omega) \quad (35)$$

La impedancia de entrada ( 34 ) está formada por una parte real,  $R(\omega)$ , llamada resistencia y una parte imaginaria,  $X(\omega)$ , denominada reactancia, ambas dependientes de la frecuencia. La parte real está compuesta por dos componentes, las pérdidas propias del conductor y las pérdidas de radiación. Mientras que la reactancia simboliza el campo reactivo de la antena producido por el campo cercano. Si no tiene parte reactiva, se dice que la antena es resonante.

La resistencia de radiación simboliza la potencia o la energía que la antena disiparía hacia el espacio libre, debido a que como no toda la potencia suministrada se irradia se produce una pérdida de potencia hacia al espacio.

$$P_r = \frac{1}{2} I^2 R_r \quad (36)$$

La resistencia de pérdidas engloba todas las pérdidas que se originan por la radiación, que generalmente serán óhmicas en los conductores.

$$P_L = \frac{1}{2} I^2 R_L \quad (37)$$

Donde I es el valor de la corriente de la antena a la antena.

Por lo tanto, la potencia total ( 38 ) entregada a la antena será la suma de la potencia radiada,  $P_r$  ( 36 ) y la potencia de pérdidas en la antena,  $P_L$  ( 37 ).

$$P_A = P_r + P_L = \frac{1}{2} I^2 (R_r + R_L) \quad (38)$$

Al existir pérdidas no toda la potencia suministrada a la antena es radiada por la antena. Por lo que se define la eficiencia de la antena ( 39 ) como la relación entre la potencia radiada y la entregada, que a su vez se puede expresar en función de las resistencias de radiación y óhmicas.

$$\eta = \frac{W_t}{W_e} = \frac{W_t}{W_t + W_L} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (39)$$

### 3.5.2 Parámetros S

Los parámetros S se pueden aplicar a cualquier margen de frecuencias, pero principalmente se emplean en redes que operan en radiofrecuencia (RF) y microondas. En la Figura 22 se representa una red de dos puertos, donde las ondas incidentes se representan por medio de  $a_i$ , y las ondas reflejadas, se representan mediante  $b_i$ , donde i denota el puerto.



Figura 22 Esquema de una red de dos puertos con ondas incidentes y reflejadas

Los parámetros S relacionan las ondas de tensión en los diferentes puertos de la red. En concreto los parámetros S relacionan las ondas de tensión incidentes y reflejadas en el mismo puerto y las ondas de tensión incidentes con las ondas de tensión transmitidas al otro puerto.

En una red de dos puertos existen 4 parámetros S y las relaciones entre las ondas incidentes y reflejadas se definen de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (40)$$

Desarrollando la matriz en ecuaciones, se obtiene:

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (41)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (42)$$

Para obtener los parámetros  $S_{ij}$  también hay que cargar los puertos que forman la red con una carga del mismo valor a la impedancia característica de la LT, sin tener en cuenta el puerto  $i$ -ésimo que tendrá conectado un generador que origina la onda incidente normalizada  $a_i$ , mientras las otras ondas incidentes son nulas. En consecuencia, los parámetros de reflexión quedan como se indica en la Tabla 10.

Parámetro S	Nombre	Descripción	Fórmula
$S_{11}$	Reflexión a la entrada	Cantidad de potencia reflejada en el puerto $q$ cuando se genera una onda incidente en ese mismo puerto	$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right _{a_2=0}$
$S_{12}$	Transmisión o ganancia inversa	Cantidad de potencia que llega al puerto 1 alimentando la red por el puerto 2	$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right _{a_1=0}$
$S_{21}$	Transmisión o ganancia directa	Cantidad de potencia que llega al puerto 2 cuando se alimenta la red por el puerto 1	$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right _{a_2=0}$
$S_{22}$	Reflexión a la salida	Cantidad de potencia que se refleja en el puerto 2 cuando se genera una onda incidente en dicho puerto	$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right _{a_1=0}$

Tabla 10 Descripción de los parámetros S en una red de dos puertos

Vemos que los parámetros relacionan las ondas de tensión incidentes y reflejadas en los diferentes puertos de una red compuesta por 2 puertos. Estos parámetros no proporcionan información directa de la propagación de la potencia, debido a que no se manifiesta la impedancia característica de la línea de transmisión por donde viaja la onda. Por lo que,  $a_i$ , representa la onda incidente normalizada y  $b_i$ , que simboliza la onda reflejada normalizada, ambas en el puerto  $i$ . Estos términos dan lugar a las ondas normalizadas de tensión:

$$a_i = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{oi}}} \quad (43)$$

$$b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{oi}}} \quad (44)$$

A partir de los parámetros S se pueden definir los siguientes parámetros:

Parámetro	Fórmula
<b>Coefficiente de reflexión</b>	$ s_{ii} ^2 = \frac{\text{onda normalizada que se propaga en el sentido contrario al que miramos}}{\text{onda normalizada que se propaga en el mismo sentido que miramos}}$
<b>Pérdidas de retorno</b>	$IR(dB) = -20 \log(s_{ii})$
<b>Pérdidas de inserción</b>	$IL(dB) = -20 \log(s_{ji})$

Tabla 11 Parámetros de interés

### 3.5.3 Adaptación

En función de si la antena es usada en recepción o transmisión, la antena se acopla al receptor o al transmisor a través una línea de transmisión como se muestra en la Figura 23. Donde la línea de transmisión de impedancia característica  $Z_0$  se conecta por una parte con una fuente de alimentación de impedancia  $Z_g = R_g + jX_g$  y por otra parte con la antena con impedancia de carga  $Z_a = (R_L + R_r) + jX_a$ .

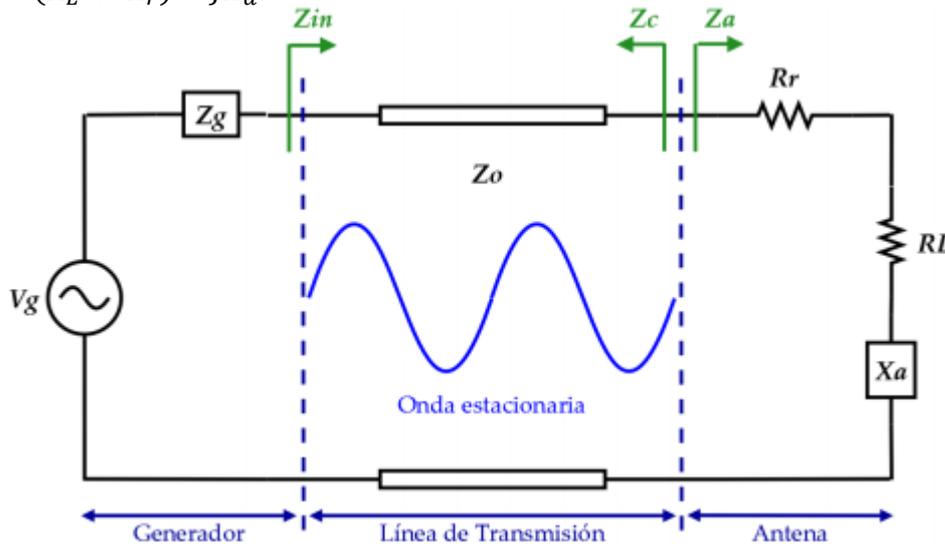


Figura 23 Esquema que representa una antena conectada a un generador mediante una línea de transmisión

El parámetro  $S_{11}$  o coeficiente de reflexión  $\Gamma$  nos dice la cantidad de potencia transferida desde el generador a la antena. Este término también se puede expresar en términos de impedancia, por lo que dicho se puede definir tal que así:

$$S_{11} = \Gamma = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (45)$$

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

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

$$P_{in} = \frac{1}{2} I^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 R_{in} \quad (46)$$

Por lo que, observando la fórmula de la potencia de entrada, vemos que la máxima transferencia de potencia se genera cuando existe adaptación conjugada, esto es, cuando se satisface esta relación:  $Z_g = Z_{in}^*$  ( $R_g = R_{in}$  y  $X_g = -X_{in}$ ). Pero para que no haya reflexión en los terminales ( $S_{11} = \Gamma = 0$ ),  $Z_g$  y  $Z_0$  han de ser reales. De ser así, el generador proporciona la máxima potencia a la línea de transmisión y sustituyendo en (46) obtenemos la siguiente expresión de la potencia máxima disponible:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_g|^2}{R_g} \quad (47)$$



### 3.5.4 Relación de onda estacionaria (SWR)

Cuando la carga no está perfectamente adaptada a la línea de transmisión ( $s_{11} \neq 0$ ) se produce una onda reflejada, la interferencia entre ésta y la onda incidente origina una onda estacionaria.

Se define la Relación de Onda Estacionaria (ROE) como la relación entre el valor máximo y el valor mínimo de la amplitud de voltaje:

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |s_{11}|}{1 - |s_{11}|} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (48)$$

Este parámetro nos permite tener una idea de la potencia que se ha transferido a la carga, o la reflexión que se ha generado en ella al no existir adaptación. La Relación de Onda Estacionaria tiene un valor real siempre mayor o igual a uno, si  $SWR = 1$  significa que existe adaptación y la amplitud es constante, así como el  $s_{11} = 0$  (la onda reflejada es cero). Al final este valor es muy difícil de conseguir, por lo que el objetivo es lograr valores de  $SWR \leq 2$ , esto es, conseguir una reflexión  $|s_{11}| \leq -10$  dB.

### 3.5.5 Diagrama de radiación:

El diagrama de radiación de una antena es la representación gráfica de sus características de radiación en las diferentes direcciones del espacio.

Dependiendo de la distancia a la antena, se hace una distinción entre radiación en campo cercano y campo lejano. Por lo que el campo electromagnético en función de la distancia a la antena se distingue entre radiación en campo cercano y campo lejano. Existen tres regiones características para el campo electromagnético radiado por una antena:

- **Región de Rayleigh:** se corresponde con la región reactiva del campo cercano. Esta producida por las corriente y cargas de la antena y por la potencia reactiva.

$$r_A \leq \frac{\lambda}{2\pi} \quad (49)$$

- **Región de Fresnel:** en este caso se corresponde con la región de radiación de campo cercano. Aumentando la distancia a la antena, se empiezan a producir los campos radiados, pero aún siguen siendo dependientes de la distancia a la antena.

$$\frac{\lambda}{2\pi} \geq r_A \leq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (50)$$

- **Región de Fraunhofer:** comienza cuando los campos eléctricos y magnéticos no se ven afectados por las cargas y corrientes, produciéndose la llamada radiación en campo lejano. Considerándose la onda de la antena como una onda plana.

$$r_A \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (51)$$

Existen diferentes opciones de representación, bien se puede utilizar el sistema de coordenadas esféricas o polares. Por otra parte, se puede representar tanto el campo eléctrico y magnético como la densidad de potencia. Asimismo, al ser magnitudes vectoriales se puede representar tanto el módulo como la fase de sus componentes. También existe la posibilidad de realizar una representación en escala lineal o logarítmica. Por último, existen 3 formas diferentes para representar el diagrama de radiación: en 3D, a través de la representación de curvas de nivel o mediante cortes en planos. Respecto a la representación por medio de los cortes en los planos, los más característicos son los planos E y H. El plano E es el que forman la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico, mientras que el plano H está formado por el plano magnético y la dirección de máxima radiación. Los dos planos son perpendiculares y la intersección de ambos planos delimita la dirección de máxima radiación.

Para representar el diagrama de radiación se utiliza habitualmente un sistema de coordenadas esférico, cuyas tres variables son:

- Radio  $r$ : distancia que existe al origen.
- Ángulo de elevación  $\theta$ : ángulo respecto al eje  $z$ .
- Azimut  $\varphi$ : ángulo respecto al eje  $x$ .

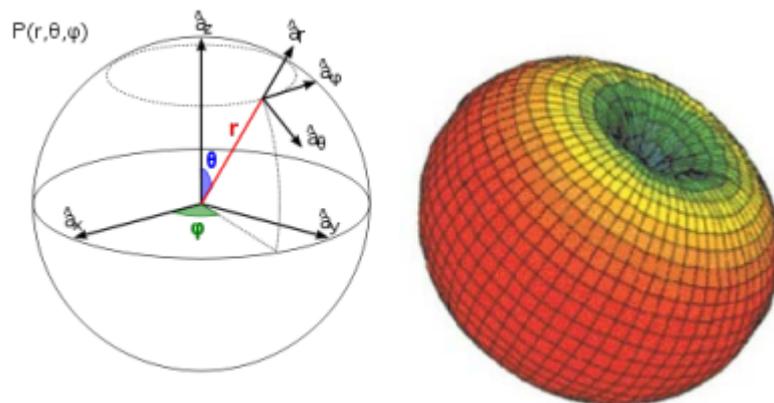


Figura 24 Sistema de coordenadas esféricas y ejemplo de diagrama de radiación en 3D

Otra opción muy utilizada es representar un corte del diagrama (2D) utilizando coordenadas polares. Esta opción permite una visión más clara de cómo se distribuye la potencia en diferentes puntos del espacio.

En un diagrama de radiación se pueden diferenciar varios parámetros:

- **Dirección de apuntamiento:** es la dirección de mayor radiación de la antena.
- **Haz o lóbulo principal:** es la zona donde la radiación es máxima. Define la dirección de máximo apuntamiento. Mientras que las zonas situadas a los lados del lóbulo principal y que tienen una menor amplitud se denominan lóbulos secundarios.
- **Ancho de haz a -3dB:** representa la separación angular en la que la densidad de potencia radiada tiene el mismo el valor de la mitad de la potencia máxima. Es decir, es la dirección en la que la potencia radiada se reduce a la mitad.



- **Relación de lóbulo principal a secundario (NPLS):** es la relación entre el valor máximo del lóbulo principal y el valor máximo del lóbulo secundario, expresado en dB.
- **Relación delante-atrás (D/A):** es la relación existente entre la potencia radiada en la dirección de máxima radiación y la potencia radiada en la misma dirección, pero en sentido opuesto, expresado también en dB.

Destacan los diagramas de radiación omnidireccionales, donde el diagrama de radiación presenta una simetría de revolución en torno a un eje. Mientras que los diagramas de radiación direccionales concentran casi toda la radiación en una dirección determinada.

### 3.5.6 Densidad de potencia

La densidad de potencia es el cociente entre la potencia total radiada por la antena en una determinada dirección ( $P_t$  [W]) y el área de la esfera [ $m^2$ ] a una distancia R. De modo que, si se trata de una antena isotrópica, la densidad de potencia es constante en toda la superficie.

$$D = \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad (52)$$

La impedancia característica del medio es el cociente entre el módulo del campo eléctrico y el módulo del campo magnético.

$$\eta = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} \quad (53)$$

### 3.5.7 Antenas isotrópicas

Los parámetros de las antenas se expresan en función de una antena de referencia, siendo ésta la antena isotrópica. Una antena isotrópica es aquella que radia por igual en todas las direcciones, su diagrama de radiación se corresponde con una esfera en cuyo centro está situada la antena isotrópica y todos los puntos de la superficie reciben la misma cantidad de energía.

### 3.5.8 Directividad

La directividad de una antena se define como el cociente entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia, y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica, a la misma distancia con la misma potencia.

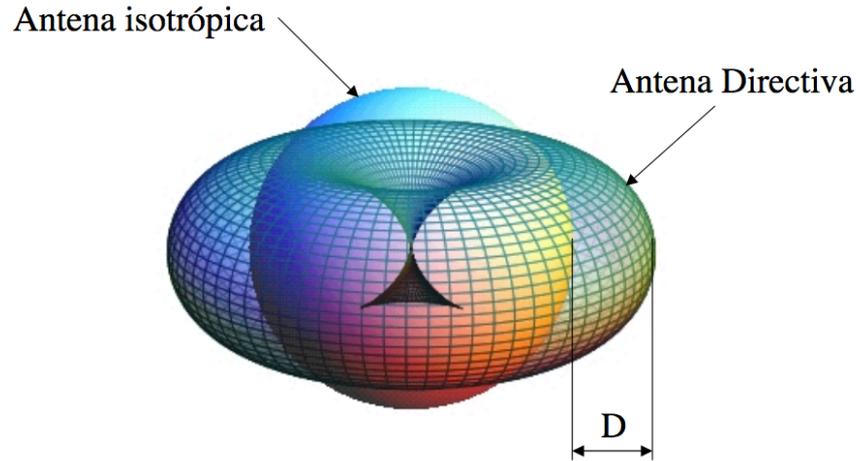


Figura 25 Comparación entre la radiación de una antena isotrópica y una direccional [74]

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{\frac{W_{rad}}{4\pi R^2}} \quad (54)$$

Cuando no se indica la dirección angular, la directividad es en la dirección de máxima radiación:

$$D = \frac{P_{max}}{\frac{W_{rad}}{4\pi R^2}} \quad (55)$$

La directividad también se puede conseguir a partir del diagrama de radiación de la antena:

$$D = \frac{P_{max}}{\frac{\iint P(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi}{4\pi R^2}} = \frac{4\pi}{\Omega_e} \quad (56)$$

Siendo  $\Omega_e$  el ángulo sólido equivalente.

### 3.5.9 Ganancia:

La ganancia de una antena se define como el cociente entre la densidad de potencia radiada en una dirección dada y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica, situada a la misma distancia y con la misma potencia entregada.

$$G(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{\frac{W_{ent}}{4\pi R^2}} \quad (57)$$

Al igual que en el caso de la directividad en el caso de no indicarse la dirección angular, la ganancia es en la dirección de máxima radiación.

$$G = \frac{P_{max}}{\frac{W_{ent}}{4\pi R^2}} \quad (58)$$

La directividad está relacionada con la potencia radiada por la antena, en cambio la ganancia está vinculada con la potencia entregada a la antena. Por lo que a la diferencia entre ambas se corresponde con la potencia disipada por la antena.

En relación con esto se puede obtener la eficiencia como el cociente entre la potencia radiada por una antena y la potencia entregada a la misma ( 60 ). El valor de la eficiencia está comprendido entre 0 y 1, siendo igual a 1 en el caso de que la antena no tenga pérdidas, situación en la cual la ganancia y la directividad son iguales ( 59 ).

### 3.5.10 Eficiencia

Como acabamos de ver la eficiencia es el cociente entre la ganancia y la directividad:

$$G(\theta, \phi) = D(\theta, \phi) \eta \quad (59)$$

También se puede expresar la eficiencia como la relación entre la potencia radiada y la potencia que entregada a la antena:

$$\eta = \frac{W_{rad}}{W_{ent}} \quad (60)$$

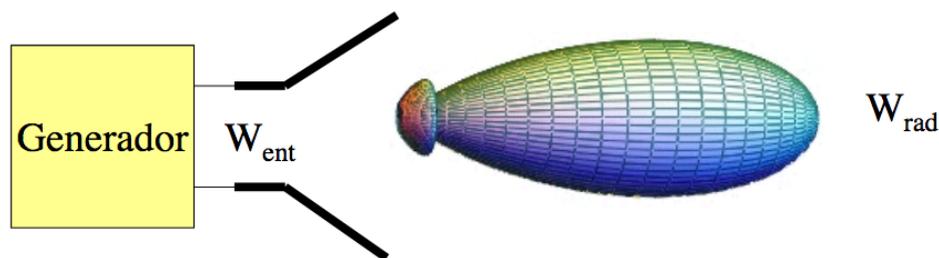


Figura 26 Representación de la potencia entregada y radiada [74]

### 3.5.11 Polarización

Una antena recibe o emite ondas electromagnéticas. Esto significa que existe un campo eléctrico en cada punto del espacio dependiente del tiempo y de la posición  $\vec{E}(\vec{r}, t)$ . Se define la polarización de una onda como la figura geométrica trazada por el extremo del vector campo eléctrico en función del tiempo, en una posición dada. Si la variación de las ondas es sinusoidal dicha figura representa una elipse, lo que significa que la onda está polarizada elípticamente. Sin embargo, si la figura trazada es una recta, la onda está linealmente polarizada, mientras que si la figura trazada es un círculo la onda está polarizada circularmente.

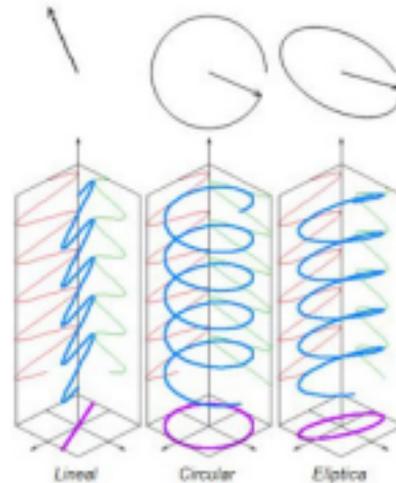


Figura 27 Tipos de polarización

En el caso de la polarización lineal existen dos formas, horizontal o vertical. Mientras que las polarizaciones circulares o elípticas, a su vez pueden ser a derechas o a izquierdas en función de cómo se aleja la señal del observador. Es circular a derechas si es en el sentido horario, mientras que si es en el sentido anti horario es circular a izquierda.

Existe un parámetro denominado relación axial (RA), que se obtiene por el cociente entre las componentes ortogonales del campo eléctrico. Los valores que toma la relación axial están comprendidos entre 1 e infinito, en el caso de la polarización lineal el valor es infinito mientras que si se trata de una polarización circular el valor es uno. Mientras que en las ondas con polarización elíptica el AR se corresponde con el cociente entre el eje mayor y menor que forman la elipse.

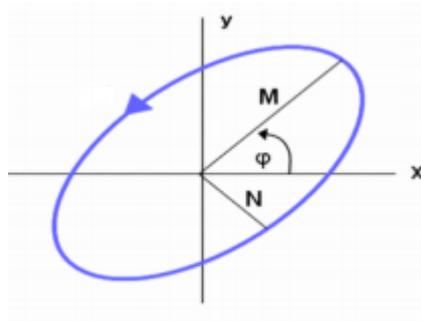


Figura 28 Elipse de polarización

Normalmente la notación que se utiliza para representar los campos es la fasorial. A continuación, se describen ondas planas que se propagan en la dirección del eje z.

Campos con polarización horizontal:

$$\vec{E} = \hat{x} e^{j(\omega t - kz)} \quad (61)$$



Expresión para representar los campos con polarización circular, a izquierdas y a derechas, respectivamente:

$$\vec{E} = (\hat{x} + j\hat{y}) e^{j(wt-kz)} \quad (62)$$

$$\vec{E} = (\hat{x} - j\hat{y}) e^{j(wt-kz)} \quad (63)$$

En último lugar la polarización elíptica:

$$\vec{E} = (2\hat{x} + j\hat{y}) e^{j(wt-kz)} \quad (64)$$

Se observa que en el momento en el que las fases de las dos componentes ortogonales que conforman el campo eléctrico se diferencian en un múltiplo entero de  $\pi$  radianes se consigue una polarización lineal, mientras que si se cumple que las amplitudes de los campos son iguales y la diferencia de fase entre las componentes es  $\pi/2$  o  $3\pi/2$  se corresponde con una polarización circular. El resto de los casos se corresponden con la polarización elíptica.

### 3.5.12 Ancha de banda

La geometría finita de las antenas limita su funcionamiento en un rango de frecuencias delimitado. El ancho de banda es un valor que depende de las características de la antena en particular. Se corresponde con el margen de frecuencias dentro del cual los parámetros de la antena cumplen las especificaciones que se buscan, las cuales pueden ser la intensidad de potencia, la potencia radiada, la directividad, el coeficiente de reflexión o transmisión, etc. Se suele expresar en forma de porcentaje.

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \quad (65)$$

Donde  $f_{max}$  y  $f_{min}$  son las frecuencias máxima y mínima que delimitan el ancho de banda, mientras que  $f_0$  es la frecuencia central.

El coeficiente de reflexión de la antena respecto del generador o línea de transmisión se obtiene a partir de:

$$\rho = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (66)$$

A partir del coeficiente de reflexión de la antena se tiene la capacidad de obtener la relación de onda estacionaria (ROE):

$$S = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (67)$$

A partir de estos parámetros también podemos calcular el ancho de banda:

$$BW = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{\left(\frac{Z_0}{R_a} S - 1\right) \left(S - \frac{Z_0}{R_a}\right)}{S}} \quad (68)$$



En el caso de que la resistencia de la antena es igual a la impedancia característica de la línea de transmisión, la expresión anterior se puede simplificar:

$$BW = \frac{1}{Q} \frac{S-1}{\sqrt{S}} \quad (69)$$

### 3.6 Parámetros de antenas en recepción

La antena receptora se encarga de captar de la onda incidente sobre ella la potencia que transporta, para posteriormente transferírsela al receptor.

#### 3.6.1 Adaptación

La impedancia de la antena receptora es igual a la impedancia de la antena transmisora. La antena receptora puede estar unida directamente al receptor o bien a través de una línea de transmisión. Para que haya una máxima transferencia de potencia, la impedancia de entrada de la antena  $Z_A = R_A + jX_A$  y la impedancia de carga  $Z_L = R_L + jX_L$  deben ser complejas conjugadas:  $Z_A = Z_L^*$ . Para así obtener la máxima potencia:

$$P_{Lmax} = \frac{|V_{ca}|^2}{4 R_A} \quad (70)$$

Cuando no haya adaptación tendremos:

$$P_L = P_{Lmax} C_a = P_{Lmax} (1 - |\rho|^2) \quad (71)$$

Siendo  $C_a$  el coeficiente de desadaptación.

#### 3.6.2 Área y longitud efectiva

La antena receptora de la onda que incide sobre ella extrae potencia, por lo que la antena tiene un área de captación o área efectiva (72), calculada como el cociente entre la potencia entregada por la antena a su carga (siendo sin pérdidas y antena y carga adaptadas) y la densidad de potencia de la onda incidente.

$$A_{ef} = \frac{P_L}{\wp} \quad (72)$$

El área efectiva depende también de la impedancia de carga, la adaptación y la polarización de la onda. Por lo que sustituimos la expresión anteriormente obtenida para la potencia máxima obteniendo:

$$A_{ef} = \frac{|V_{ca}|^2}{4 \wp R_A} = \frac{|V_{ca}|^2 \eta}{|E|^2 4 R_A} = \frac{l_{ef}^2 \eta}{4 R_A} \quad (73)$$

Donde vemos que aparece el término, la longitud efectiva (74), que relaciona la tensión introducida en circuito abierto en bornes de la antena y la intensidad del campo incidente en la onda.

$$l_{ef} = \frac{|V_{ca}|}{|E|} \quad (74)$$



## 4 Antenas hélice

### 4.1 Introducción

Fue en 1946 cuando John Daniel Kraus meses antes de empezar la carrera de Física en la Universidad de Ohio acudió a una conferencia impartida por un prestigioso científico sobre tubos de onda progresiva. Donde a estos tubos de onda progresiva se les inyectó un haz de electrones a lo largo de una hélice de alambre con el objetivo de amplificar las ondas a lo largo de ésta. Al final de la conferencia Kraus preguntó al científico si era posible utilizar la hélice como una antena, a lo que el científico contestó: "No, además lo he estado probando y no funciona". Esta respuesta provocó la reflexión de Kraus quien se preguntó si al hacer el diámetro de la hélice más grande que el de un tubo de onda progresiva era posible que la hélice radiara de alguna manera. Para ver si era posible o no, Kraus realizó una hélice formada por 7 vueltas con alambre de una bobina, de diámetro igual a  $\lambda$  y alimentada vía coaxial. Fue una sorpresa para él descubrir que la hélice producía un gran haz con polarización circular. Tras este primer experimento, a lo largo de los años creó otras hélices con otras dimensiones y estudio las variaciones que se producían, hasta tener un extenso análisis de este tipo de antenas [75].

### 4.2 Definición

A lo largo de la historia de las comunicaciones se han empleado antenas hélice en modo axial en multitud de aplicaciones, pero sobre todo en comunicaciones donde intervienen móviles o satélites.

El monopolio vertical está formado por un cable de longitud igual a un cuarto de longitud de onda y un plano de masa, pues si al cable se le da forma de solenoide se obtiene la antena conocida con hélice. Las hélices son por lo tanto una evolución del monopolio vertical. Las principales ventajas de este tipo de antenas se enumeran a continuación:

- Fácil construcción.
- Construcción de bajo coste.
- Poca sensibilidad a los fenómenos atmosféricos.
- Polarización circular derecha o izquierda.
- Ancho de banda amplio

Mientras que el inconveniente principal de este tipo de antenas es que presenta pérdidas de ganancia. Pueden aplicarse varias modificaciones a la hélice convencional con el objetivo de mejorar las características de radiación.

### 4.3 Geometría de la hélice

La geometría de la hélice es muy especial puesto que está formada por 3 formas geométricas diferentes, en otras palabras, el alambre enrollado en un cilindro uniforme se convierte en un alambre recto cuando se estira sobre una superficie, mientras que visto desde arriba la hélice proyecta la forma de un

círculo. Por lo que la hélice combina las formas geométricas de una línea recta, círculo y cilindro.

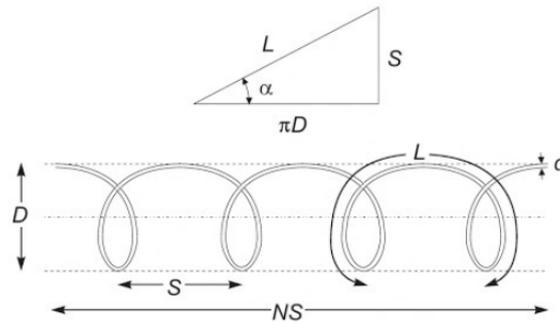


Figura 29 Parámetros de diseño de la hélice

La geometría de la antena se puede describir por completo con los siguientes parámetros [76]:

- D - Diámetro de giro de la hélice (centro a centro del conductor)
- C - Circunferencia de giro de la hélice
- S - Separación vertical entre vueltas
- $\alpha$  - Ángulo de elevación
- L - Longitud de una vuelta de hélice  $L = \sqrt{S^2 + (\pi D)^2}$
- A - Longitud axial = NS
- N - Número de vueltas
- H - Altura total de la hélice (longitud axial, nS)
- d - Diámetro del hilo de la hélice
- Sentido del bobinado

Los parámetros D y C conforman el cilindro imaginario que envuelve a la hélice (Figura 29). Podemos hallar el diámetro de la antena mediante la siguiente expresión:

$$D = \frac{\lambda}{\pi} \quad (75)$$

Si la hélice únicamente tiene una vuelta, como se muestra en la Figura 30, la relación entre S, C,  $\alpha$  y L puede ser la siguiente:

$$S = L \sin \alpha = C \tan \alpha \quad (76)$$

$$L = \sqrt{S^2 + C^2} = \sqrt{S^2 + \pi^2 D^2} \quad (77)$$

$$C = \pi D = \sqrt{2 S \lambda_0} \quad (78)$$

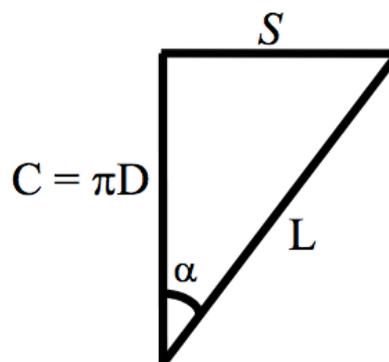


Figura 30 Una vuelta de hélice desplegada

La frecuencia más alta de operación viene determinada por  $\lambda = 0.75 C$  y la menor frecuencia de operación se dará por la mayor longitud de onda que encaja en la ecuación anterior, o por  $\lambda = 1.333C$ . Otro parámetro importante es el ángulo de elevación  $\alpha$ , siendo el ángulo entre la línea tangente a la hélice y el plano perpendicular al eje de la hélice. El ángulo de elevación queda definido mediante:

$$\alpha = \tan^{-1} \left( \frac{S}{C} \right) = \tan^{-1} \left( \frac{S}{\pi D} \right) \quad (79)$$

El ángulo  $\alpha$  tiene que estar entre  $0^\circ < \alpha < 90^\circ$ . Si  $\alpha = 0$  el devanado se aplana y la hélice se simplifica a una antena de bucle de N vueltas. Mientras que si  $\alpha = 90$  tenemos un monopolo. A continuación, se halla el valor de la separación vertical entre espiras (S) despejándolo de (79):

$$\tan \alpha = \frac{S}{\pi D} = \frac{\pi D}{2 \lambda_0} \quad (80)$$

$$S = \tan (\alpha) (\pi D) \quad (81)$$

El número de vueltas puede ser el que se considere mejor para la aplicación en particular, considerando que al incrementar el número de espiras se aumenta la ganancia, pero la relación no es lineal. Para obtener la ganancia de la antena se emplea la siguiente fórmula:

$$G = 11.8 + 10 \log \left[ \left( \frac{C}{\lambda} \right)^2 NS \right] \quad (82)$$

donde el producto del número de vueltas (N) por la separación entre vueltas (S) es la altura total de la antena.

#### 4.4 Modos de radiación y transmisión

Las características de radiación de la antena pueden variar dependiendo de la magnitud de los parámetros que conforman la antena en comparación con  $\lambda$ . Las hélices pueden operar en múltiples modos radiación, pero los más utilizados son el modo normal y el modo axial. En función de las dimensiones de la hélice predomina un modo u otro. Como vemos en la Figura 31 en el modo normal presenta un diagrama omnidireccional en el plano normal y un nulo a lo largo del eje de la hélice, este diagrama de radiación es muy parecido al del dipolo. Mientras que en el modo axial el máximo se produce a lo largo del eje de la hélice.

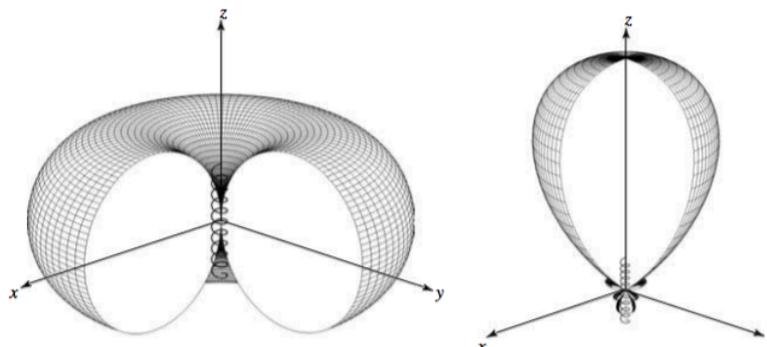


Figura 31 Diagrama de radiación en 3D del modo normal y axial respectivamente [77]



#### 4.4.1 Modo normal [77]

En este caso las dimensiones de la antena son pequeñas comparadas con la longitud de onda, por lo que la antena actúa como un monopolo omnidireccional. Esto es, para obtener este modo la longitud total del hilo utilizada en bobinar la hélice es diminuta en comparación con la longitud de onda,  $\lambda$ . Por lo que, si la hélice está formada por N vueltas y L es la longitud de una vuelta de hélice, el requisito que se ha de cumplir para trabajar en el modo normal es:  $NL \ll \lambda$ . Por lo que es importante que la longitud de una vuelta sea pequeña comparada con su longitud de onda ( $L \ll \lambda$ ).

Al ser antenas muy pequeñas los diferentes puntos que conforman la hélice se pueden considerar que están alimentados en fase, esto permite que la hélice en el modo normal se pueda analizar como un conjunto de elementos alimentados en fase. Además, la separación existente entre cada una de las vueltas que conforman la hélice debe ser pequeña en términos de  $\lambda$ , por lo que la separación entre cada una de las vueltas es prácticamente indistinguible provocando que el diagrama de radiación de una hélice trabajando en el modo normal sea muy similar al diagrama de radiación de una hélice formada por una sola vuelta (N).

La hélice en modo normal tiene un diagrama de radiación omnidireccional, al igual que los dipolos y espiras elementales. El máximo de radiación ocurre en el plano perpendicular al eje de la antena, mientras que el mínimo se produce en el eje de la hélice. En general, la radiación del campo en este modo está elípticamente polarizado en todas las direcciones.

El análisis del modo normal se basa en la distribución uniforme de corriente a lo largo de la hélice. Por lo tanto, la hélice puede ser modelada como una serie de pequeños *loops* y dipolos pequeños. La longitud de los pequeños dipolos es igual al espaciado entre las vueltas de la hélice mientras que el diámetro del *loop* es igual al diámetro de la hélice. Al tener la hélice unas dimensiones mucho más pequeñas que la longitud de onda, el patrón de campo lejano es independiente del número de vueltas. Por lo que es posible calcular el campo lejano total del modo normal de la hélice combinando los campos de los *loops* y dipolos conectado en serie. De este modo, el campo eléctrico resultante se puede expresar como:

$$E_{\phi} = \eta * \frac{k^2 ID^2}{16r} e^{-jkr} \sin \theta \hat{\phi} \quad (83)$$

$$E_{\theta} = jk\eta * \frac{IS}{4\pi r} e^{-jkr} \sin \theta \hat{\theta} \quad (84)$$

Siendo la relación axial (AR):

$$AR = \left| \frac{E_{\theta}}{E_{\phi}} \right| = \frac{2S\lambda}{\pi^2 D^2} \quad (85)$$

Variando D y/o S la relación axial varía entre 0- $\infty$ . El valor AR=0 ocurre cuando  $E_{\theta} = 0$ , produciendo una onda polarizada linealmente con polarización horizontal (la hélice es un dipolo horizontal). Cuando  $AR = \infty$ ,  $E_{\theta} = 0$  y la onda es radiada linealmente con polarización vertical (la hélice es un dipolo vertical). El



modo normal puede ser polarizado circularmente si la condición  $AR=1$  se cumple. En este caso se ha de cumplir que el diámetro de la hélice y el espaciado entre vueltas se relacionen de la siguiente forma:

$$\frac{2S\lambda_0}{\pi^2 D^2} = 1 \quad (86)$$

$$C = \pi D = \sqrt{2S\lambda_0} \quad (87)$$

En el caso de cumplirse la relación ( 87 ) el ángulo de elevación se puede calcular a partir de la siguiente expresión:

$$\tan \alpha = \frac{S}{\pi D} = \frac{\pi D}{2 \lambda_0} \quad (88)$$

El ángulo de elevación afecta en gran medida a la polarización, puesto que cuando  $\alpha = 0$ , la hélice se reduce a una vuelta con polarización lineal horizontal. A medida que aumenta el ángulo de elevación, la polarización se vuelve elíptica con el eje mayor polarizado horizontalmente. Cuando  $\alpha$ , es tal que ( 88 ) se cumple, el  $AR = 1$  y entonces tenemos polarización circular. Mientras que para mayores valores de  $\alpha$ , la polarización vuelve a ser elíptica pero ahora con el eje mayor polarizado verticalmente. Finalmente, cuando  $\alpha = 90$ , la hélice se reduce a un dipolo polarizado linealmente (polarización vertical).

Para lograr el modo normal de operación, se ha asumido que la corriente a lo largo de la hélice es de magnitud y fase constante. Esto se satisface en gran medida siempre que la longitud total del cable helicoidal  $NL_0$  sea muy pequeña en comparación con la longitud de onda ( $L_n \ll \lambda_0$ ) y su extremo se termine correctamente para reducir las reflexiones múltiples. Debido a la dependencia entre las características de radiación y las dimensiones geométricas de la antena, que deben ser diminutas en comparación con la longitud de onda, este modo de operación presenta un ancho de banda muy estrecho y su eficiencia de radiación es muy pequeña. Prácticamente este modo de operación es limitado y rara vez se utiliza.

#### 4.4.2 Modo Axial [77]

Es el modo de operación más utilizado. Las dimensiones de la hélice para que trabaje en el modo axial, al contrario de lo que ocurre en el modo normal, han de tener el mismo orden de magnitud que la longitud de onda. El perímetro de la circunferencia que forma la hélice es similar a la longitud de onda:  $C \sim \lambda$ . La antena presenta un comportamiento direccional, en la dirección del eje de la antena se produce un máximo de radiación. Las condiciones que se deben cumplir con el propósito de que la hélice radie en modo axial son las siguientes:

$$\begin{aligned} \frac{3}{4} \lambda < C < \frac{4}{3} \lambda \\ 12^\circ < \alpha < 15^\circ \end{aligned} \quad (89)$$

$$\begin{aligned} S &\sim \lambda/4 \\ N &\geq 3 \end{aligned}$$



En este caso cuando la hélice trabaja en el modo axial su comportamiento se puede analizar como una antena de onda progresiva. Gracias a sus dimensiones podemos modelar la hélice operando en modo axial como un conjunto de elementos separados una distancia  $S$ , donde aparece una fase progresiva establecida por  $\alpha = -k_p L$ , en la cual  $k_p$  es la constante de fase de la onda progresiva y  $L$  la longitud de una vuelta de hélice. En el caso de cumplir los requisitos anteriormente mencionadas ( 89 ) se obtiene el siguiente desfase progresivo entre las distintas vueltas de la hélice:

$$\alpha = -k_p L = -\frac{k}{0.8} \sqrt{C^2 + S^2} = -k S - \delta (90)$$

Tal y como se observa en ( 90 ) además de un desfase  $-k S$ , correspondiente al requisito de radiación axial, aparece un desfase adicional  $-\delta$ , dependiente de la geometría de la hélice y de la velocidad de fase de la onda progresiva, no obstante, para una hélice óptima (que cumple las condiciones dadas por ( 89 )) este desfase adicional es aproximadamente  $-\pi/N$ , dando como resultado una agrupación superdirectiva que cumple el requisito de Hasen-Woodyard. Lo que permite que una hélice en modo axial pueda analizarse como si de una agrupación uniforme de Hasen-Woodyard se tratase. En este caso la agrupación está formada por elementos radiantes similares a las vueltas de una hélice del orden de  $\lambda$ . Al ser una agrupación de gran tamaño el número de vueltas que forman la hélice determinan enormemente el diagrama de radiación, debido a que el factor de agrupación influye más que el diagrama de radiación de una única vuelta de hélice.

Podemos calcular el diagrama de radiación de una sola vuelta de hélice, aproximándolo al diagrama de una espira plana circular con las mismas dimensiones.

A lo largo de una vuelta de hélice la distribución de corriente se desfasa  $360^\circ$  para un instante de tiempo concreto, de manera que en una mitad de la hélice aparece una carga positiva y en la otra mitad una negativa. Lo que produce un campo eléctrico prácticamente perpendicular a la dirección del eje de la antena. Así pues a raíz de la variación temporal de las corrientes a lo largo de la hélice, el campo eléctrico gira generando una polarización circular. El sentido de polarización está relacionado con el sentido del devanado de hélice.

Si el eje de la hélice esté orientado en la dirección  $z$  se puede describir su campo radiado normalizado mediante la siguiente expresión:

$$|E_N(\theta)| = \left| \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right) \cos \theta \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \right| (91)$$

$$\psi = kS (\cos \theta - 1) - \frac{\pi}{N} (92)$$



A la hora de la práctica, el número total de vueltas que conforman la hélice (N) determinan la relación axial de la onda polarizada. Por lo que el AR se puede obtener mediante la siguiente expresión:

$$RA = \frac{2N+1}{2N} (93)$$

La resistencia de radiación de una hélice operando en modo axial alcanza un valor aproximado de  $140\Omega$  pues para que la hélice funcione en el modo axial la circunferencia de giro de la hélice ha de ser del orden de la longitud de onda:  $C \sim \lambda$ .

$$R_r \approx 140 \frac{C}{\lambda} (94)$$

Existen diferentes opciones para alimentar una hélice, pero la más sencilla es mediante cable coaxial y un plano de masa circular con un diámetro igual o mayor a  $\frac{1}{2} \lambda$ . Se puede considerar que el plano de masa apenas afecta al diagrama de radiación puesto que la hélice en modo axial es muy directiva y la radiación hacia atrás es baja.

El ancho de haz de la hélice a media potencia se puede calcular a partir de la siguiente expresión:

$$\Delta\theta_{-3dB} = \frac{52}{(C/\lambda)\sqrt{NS/\lambda}} (95)$$

Dividiendo el número de grados cuadrados en una esfera (41253) entre el cuadrado de la ecuación (95) podemos obtener la de forma aproximada la directividad:

$$D = \frac{15 N C^2 S}{\lambda^3} (96)$$

A diferencia del modo normal, no existe para el modo axial una solución analítica simple. De este modo las propiedades de radiación y la distribución de corrientes se obtiene utilizando métodos analíticos o numéricos aproximados. La distribución de corrientes puede dividirse en dos regiones. En la región cercana a la alimentación, la corriente se atenúa suavemente hasta alcanzar un mínimo, mientras que la amplitud de corriente en el resto de la hélice es relativamente uniforme. Dado que la región de alimentación es pequeña en comparación con la longitud total de la hélice, se puede aproximar la corriente como una onda de amplitud constante. Utilizando esta aproximación, el diagrama de campo lejano del modo axial puede ser determinado analíticamente. Existen dos métodos para el análisis del campo lejano. En el primero de ellos, las N vueltas de la hélice son consideradas como un array de N elementos separados una distancia igual a S, obteniendo el diagrama de campo total realizando el producto entre el diagrama de una vuelta y el factor de array.

$$F(\theta) = \left| C_0 \cos \theta \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \right| (97)$$



$$\psi = kS (\cos \theta - 1) - \alpha \quad (98)$$

Donde  $\alpha$  es el desplazamiento de fase entre dos elementos consecutivos ( $\alpha = -2\pi - \frac{\pi}{N}$ ) y  $\frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)}$  es el FA de un array uniforme de N elementos igualmente espaciados.

En el segundo método, el campo total se calcula directamente al integrar las contribuciones de los elementos actuales de una hélice a otra. Se supone que la corriente es una onda viajera de amplitud constante. La distribución actual en un punto arbitrario en la hélice se describe como:

$$\vec{I}(l) = I_0 e^{-jg\phi} \hat{I} \quad (99)$$

$l$ : longitud del cable desde el principio de la hélice hasta el punto arbitrario.

$$g = \frac{\omega L_T}{pc\phi'_m} \quad (100)$$

$L_T$ : longitud total de la hélice.

$p$ : velocidad de fase de la onda que se propaga a lo largo de la hélice relativa a la velocidad de la luz ( $c$ ).

$\phi'$ : coordenada azimutal en el punto arbitrario.

$\hat{I}$ : vector unitario a lo largo del cable.  $\hat{I} = -\hat{x} \sin \phi' + \hat{y} \phi' + \hat{z} \sin \alpha$ . De acuerdo con la condición Hansen-Woodyard:

$$p = \frac{1}{\sin \alpha + \frac{(2N+1)\lambda \cos \alpha}{Nc}} \quad (101)$$



## 5 Diseño y simulación de la hélice

Tal y como se ha desarrollado al comienzo de este documento el propósito principal de este trabajo fin de máster es el diseño y optimización de una antena con polarización circular y tamaño compacto, que trabaje con tecnología UWB en el margen de frecuencias de 3 a 5GHz. Como la antena se va a utilizar para aplicaciones corporales y va a estar en contacto directo con los tejidos que conforman el cuerpo humano, los requerimientos de diseño son más difíciles de conseguir debido a las pérdidas de los tejidos biológicos.

En los capítulos previos se han detallado las ventajas de las redes inalámbricas, sobre todo de las WBAN en el ámbito sanitario. A continuación, se han descrito las propiedades electromagnéticas de los tejidos biológicos y como éstos son dependientes de la frecuencia. Además, se ha observado como a altas frecuencias las pérdidas son mayores y se consigue una penetración menor, algo que supone un desafío para el diseño de nuestra antena debido a que trabaja con frecuencias del orden de GHz. Por último, se han estudiado las características fundamentales de las antenas en general y de las hélices en particular. Todos estos conocimientos forman la base teórica para el diseño de una antena *on-body* receptora de datos provenientes de otros dispositivos localizados dentro cuerpo humano, por ejemplo, de una cápsula endoscópica situada en el interior del intestino delgado.

Para la antena se ha optado por una hélice en modo axial, debido a que presenta una polarización de tipo circular y es muy directiva. Además, presentan un elevado ancho de banda y es fácil de fabricar a muy bajo coste. Por lo que al principio de este capítulo se realiza un diseño teórico de la hélice para que los parámetros de diseño cumplan las condiciones para que la antena trabaje en modo axial y conseguir así, polarización circular. Como se ha comentado en varias ocasiones la banda de trabajo empleada para el diseño es la banda ultra-ancha (UWB), que opera en las frecuencias entre 3-10 GHz. Pero como las ondas sufren una fuerte atenuación al atravesar los tejidos biológicos y ésta es mayor cuanto más elevada es la frecuencia, se ha optado porque la antena opere en la banda baja de UWB (3-5 GHz).

Tal y como se introdujo en el primer capítulo de este trabajo, se ha empleado el programa electromagnético *CST Microwave Studio* para el análisis numérico de la antena diseñada. En concreto se ha utilizado la técnica de Integración finita en el dominio del tiempo y los parámetros S están normalizados respecto a una impedancia de  $50\Omega$ . Por último, el puerto configurado ha sido un puerto discreto.

### 5.1 Diseño teórico de la hélice

En primer lugar, se debe realizar un diseño teórico de la hélice para que opere en modo axial y conseguir así, la polarización circular deseada. De acuerdo con [75] la antena opera en modo axial en la banda de frecuencia donde  $\frac{3}{4}\lambda < C < \frac{4}{3}\lambda$ . El diámetro del hilo de la hélice no afecta prácticamente a las

características de la antena [78] en un amplio rango  $0.005 < d/\lambda < 0.05$ . El ángulo de elevación óptimo,  $12^\circ < \alpha < 15^\circ$ . La ganancia varía a lo largo de la banda de trabajo, pero el máximo se produce cerca del límite superior de la banda de frecuencia de operación, cuando  $C/\lambda_p \sim 1.1 - 1.2$  ( $\lambda_p$  se corresponde con la longitud de onda en la frecuencia donde se produce el máximo). El número de vueltas ha de ser igual o mayor a 3 ( $N \geq 3$ ). Por otra parte, el tamaño y la forma del plano de masa no perjudica en gran medida al funcionamiento de la antena. El tamaño mínimo del reflector ha de ser al menos  $1/2 \lambda$ .

Parámetros	Rango de valores óptimos
Circunferencia	$3/4 \lambda < C < 4/3 \lambda$
Ángulo de elevación	$12^\circ < \alpha < 15^\circ$
Número de vueltas	$3 < N < 15$
Diámetro del alambre	Efecto despreciable
Diámetro del plano de masa	Al menos $1/2 \lambda$

Tabla 12 Parámetros requeridos para que la hélice opere en modo axial [79]

Para lograr un buen diseño se deben obtener cada uno de los parámetros geométricos de la hélice, para ello se debe calcular primero su longitud de onda. La frecuencia de operación de la antena para la aplicación es 4 GHz.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 10^9} = 75 \text{ mm}$$

Donde:

$\lambda$  = longitud de onda (m)

$c$  = velocidad de la luz ( $3 \cdot 10^8$  m)

$f$  = frecuencia de operación (GHz)

$$\lambda_{min} = 0.75 C = 0.075 \rightarrow f_{max} = \frac{c}{\lambda_{min}} = \frac{4 \cdot 10^8}{0.075} = 5,33 \text{ GHz}$$

$$\lambda_{max} = 1.33 C = 0.133 \rightarrow f_{min} = \frac{c}{\lambda_{max}} = \frac{4 \cdot 10^8}{0.133} = 3,01 \text{ GHz}$$

Para que la antena diseñada funcione en el modo axial la circunferencia de giro de la hélice ha de ser del orden de la longitud de onda:  $C \sim \lambda$ . Por lo tanto una vez obtenida la longitud de onda se haya el diámetro de la antena:

$$D = \frac{C (1 \lambda)}{\pi} = 23.873 \text{ mm}$$

El ángulo de elevación debe estar entre  $12^\circ$  y  $14^\circ$ . Por lo que para un ángulo de elevación de  $13^\circ$  la separación entre espiras es:

$$S = \tan(\alpha) (\pi D) = \tan(\alpha) C = \tan(\alpha) * \lambda = \tan(13^\circ) * 75 = 15,53 \text{ mm}$$

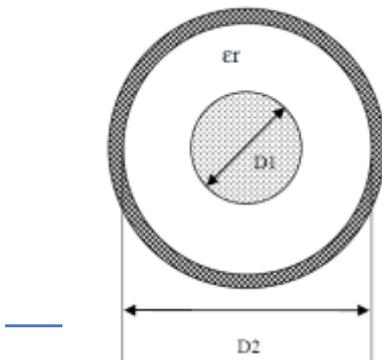
El plano de masa puede ser plano (circular o cuadrado) con un diámetro o lado de al menos  $3\lambda/4$  o también puede ser en forma de copa formando una cavidad poco profunda [80].

## 5.2 Diseño del coaxial

Para alimentar la antena se ha empleado un cable coaxial. El cable coaxial está dividido en tres partes bien diferenciadas entre sí: el centro se conoce como conductor, la parte de alrededor del centro es lo que se denomina dieléctrico y, por último, la parte exterior, el blindaje.

Para que una antena tenga un buen rendimiento, debe ser resonante y la impedancia en su punto de alimentación debe ser resistiva y valer  $50\Omega$ . Cuando esta igualdad se cumple, toda la potencia generada es transmitida hasta la antena y es radiada en la antena con las mínimas pérdidas en el cable coaxial.

La impedancia característica del cable coaxial está determinada por el diámetro interior del conductor externo, el diámetro externo del conductor interno y la constante dieléctrica del medio (103). En la Tabla 13 se indican las dimensiones del coaxial diseñado para la frecuencia de corte de 4 GHz e impedancia característica de  $50\Omega$ , calculadas a partir de las fórmulas (102) y (103).



$$f_c = \frac{11.8}{\pi \left( \frac{D_1 + D_2}{2} \right) \sqrt{\epsilon_r}} \text{ (GHz)} \text{ (102)}$$

$$Z_c = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \times \ln \left( \frac{D_2}{D_1} \right) \text{ [ohm]} \text{ (103)}$$

Figura 32 Dimensiones del coaxial

<b>Diámetro externo del conductor interno (D1)</b>	0.56856 mm
<b>Diámetro interior del conductor externo (D2)</b>	1.309468 mm
$\epsilon_r$	1

Tabla 13 Dimensiones del coaxial [81]

El material del conductor interior y exterior es PEC, mientras que el dieléctrico es aire. En la Figura 33 se muestra el cable coaxial diseñado en CST, mientras que en la Figura 34 se muestra la impedancia de referencia del coaxial diseñado se observa que el valor obtenido en la banda de trabajo es cercano a  $50\Omega$ .

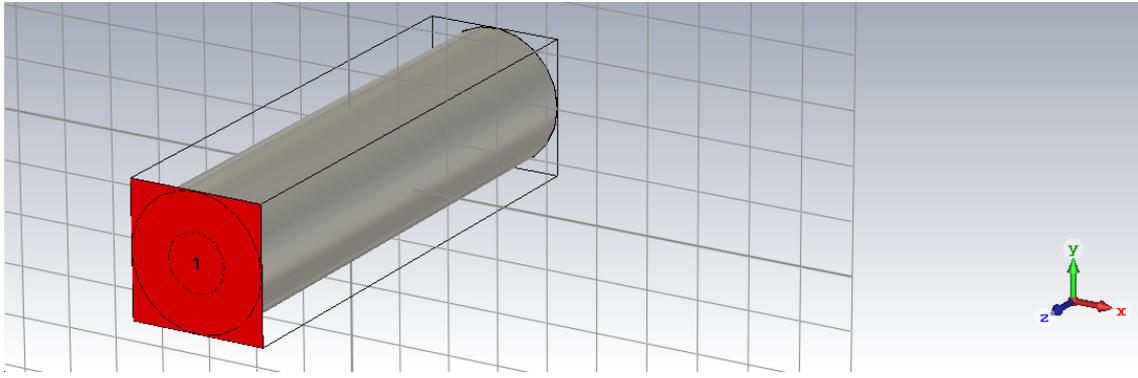


Figura 33 Cable coaxial diseñado

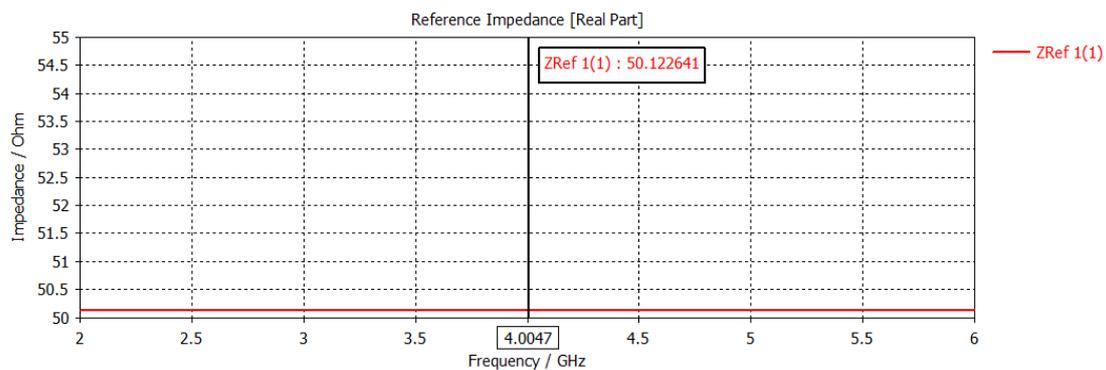


Figura 34 Impedancia de referencia del cable coaxial

### 5.3 Diseño de la antena en espacio libre

Una vez los cálculos teóricos se han realizado, en el software CST se ha diseñado una antena hélice con las dimensiones descritas en la Tabla 14.

Parámetro	Dimensiones (mm)
Diámetro de giro de la hélice	23.9
Angulo de elevación	13
Número de vueltas	4
Diámetro del plano de masa	50
Diámetro del hilo de la hélice	0.56856

Tabla 14 Parámetros de diseño

En la Figura 35 vemos que no hay adaptación en la banda de trabajo puesto que no se alcanzan valores de  $S_{11}$  inferiores a 10dB. Respecto a la impedancia de entrada, la parte real (véase Figura 36) como se esperaba alcanza valores muy elevados y lo mismo ocurre con la parte imaginaria (véase Figura 37)

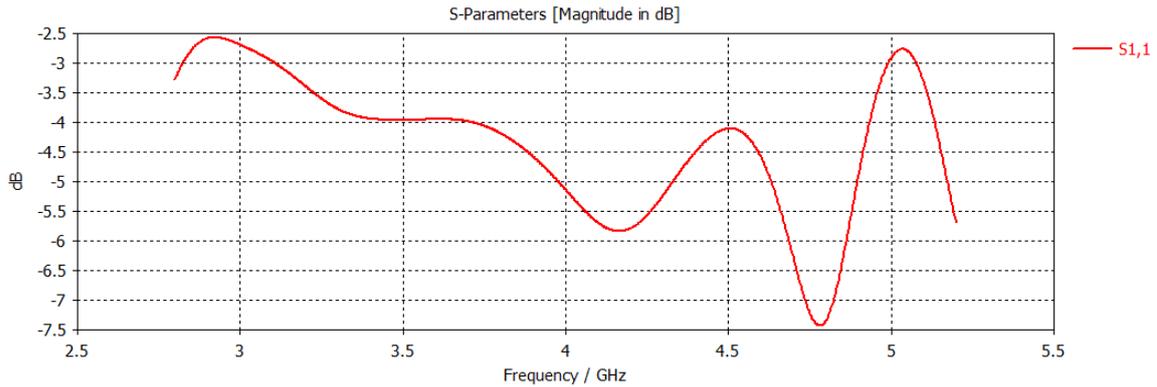


Figura 35 Valores  $S_{11}$  del modelo de hélice con las dimensiones teóricas

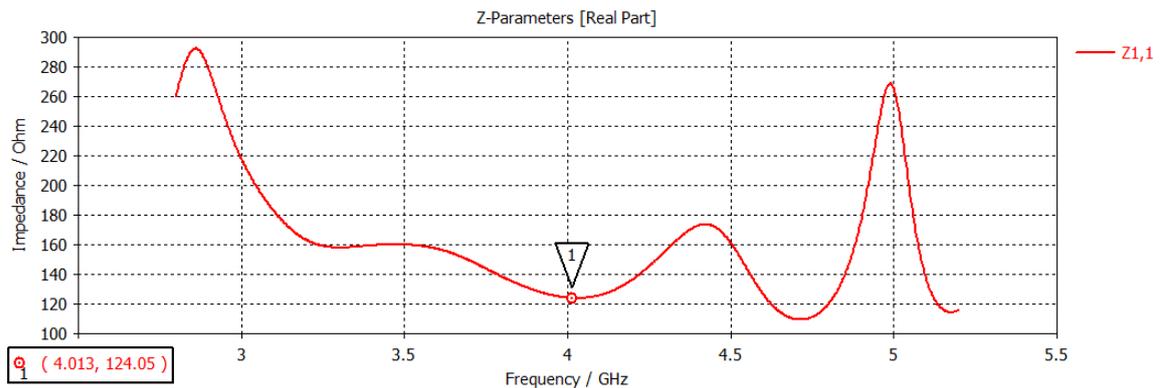


Figura 36 Parte real de la impedancia de entrada del modelo de hélice con las dimensiones teóricas

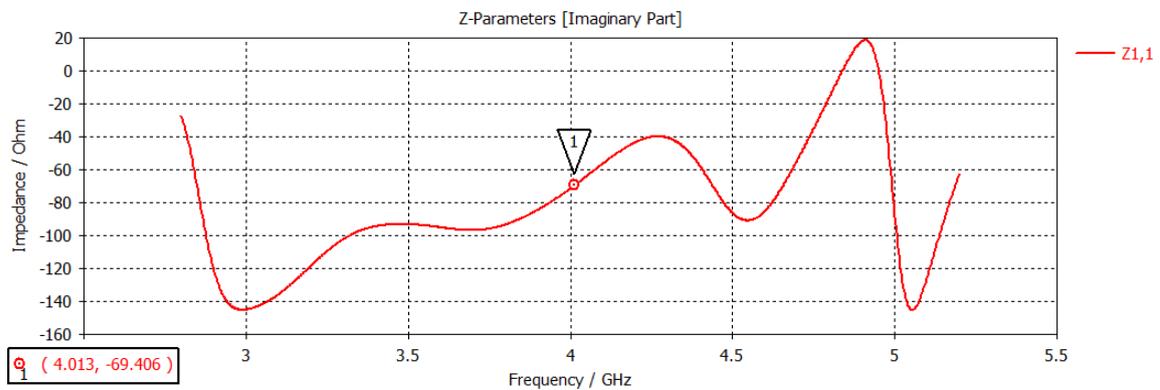


Figura 37 Parte imaginaria de la impedancia de entrada del modelo de hélice con las dimensiones teóricas

La eficiencia total y la eficiencia de radiación se han representado en la Figura 38, como se puede apreciar para las frecuencias mayores a 3GHz hasta 4.5GHz se obtiene una eficiencia de radiación igual a 0, por lo que se radia toda la potencia recibida por la hélice.



Figura 38 Eficiencia de radiación y eficiencia total del modelo de hélice con las dimensiones teóricas

A partir del diagrama de radiación en 3D (véase Figura 39) obtenemos la directividad de la antena que para la frecuencia de 4GHz es 9.183 dB.

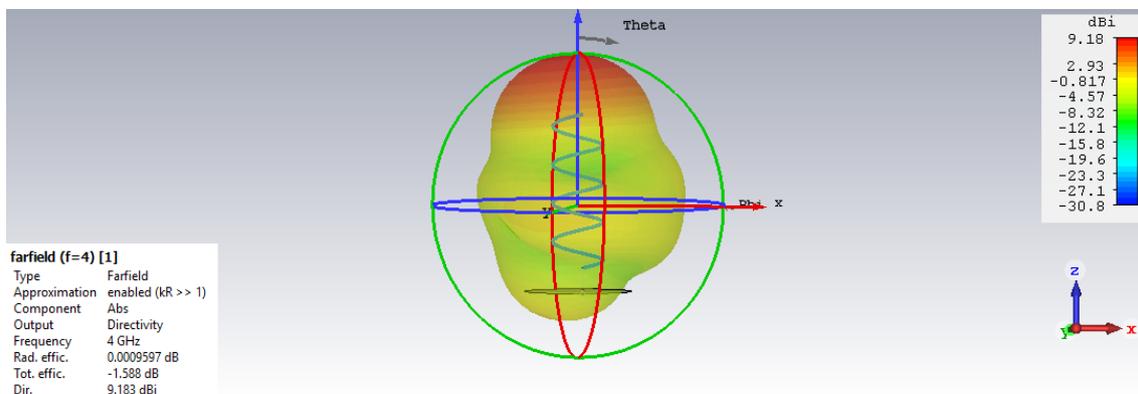


Figura 39 Diagrama de radiación 3D del modelo de hélice con las dimensiones teóricas

A continuación, se muestran los diagramas de radiación en coordenadas polares para la frecuencia a la que se ha diseñado la antena (4GHz). Como era de esperar, los diagramas obtenidos son muy similares a los esperados teóricamente. El máximo de radiación se produce en la dirección del eje de la hélice.

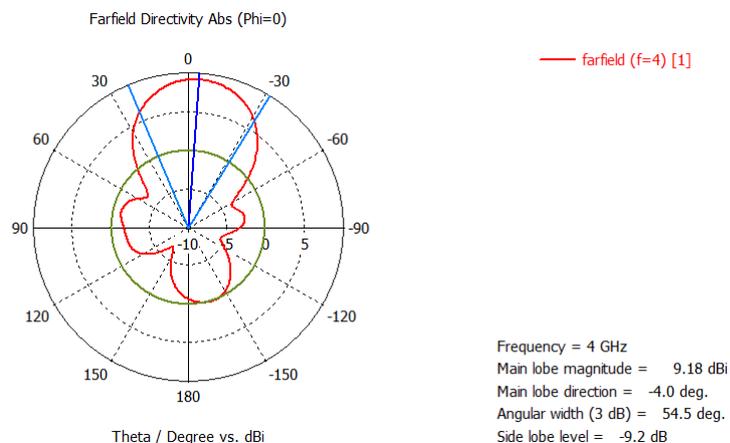


Figura 40 Diagrama de radiación en coordenadas polares a la frecuencia de 4 GHz (Phi=0) del modelo de hélice con las dimensiones teóricas

<b>Ancho de banda angular a -3dB</b>	<b>54.5</b>
<b>Dirección del lóbulo principal</b>	<b>-4</b>

Tabla 15 Valores obtenidos en términos de ancho de banda angular a -3dB y dirección de lóbulo principal a la frecuencia de 4 GHz ( $\Phi=0$ ) del modelo de hélice con las dimensiones teóricas

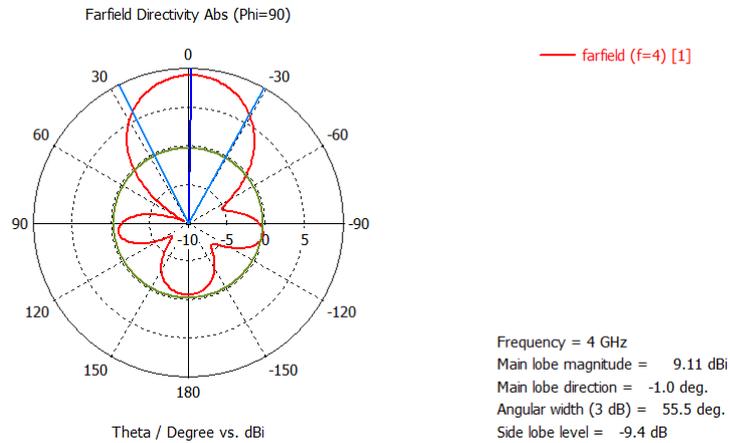


Figura 41 Diagrama de radiación en coordenadas polares a la frecuencia de 4 GHz ( $\Phi=90$ ) del modelo de hélice con las dimensiones teóricas

<b>Ancho de banda angular a -3dB</b>	<b>55.5</b>
<b>Dirección del lóbulo principal</b>	<b>-1</b>

Tabla 16 Valores obtenidos en términos de ancho de banda angular a -3dB y dirección de lóbulo principal a la frecuencia de 4 GHz ( $\Phi=90$ ). Diseño original de la hélice

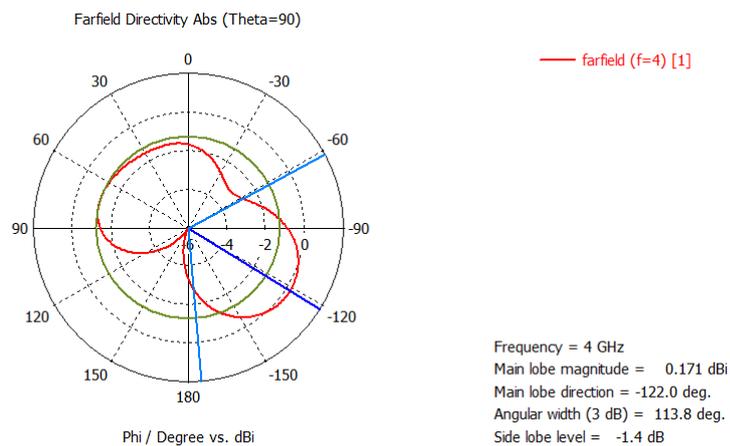


Figura 42 Diagrama de radiación en coordenadas polares a la frecuencia de 4 GHz ( $\Theta=90$ ) del modelo de hélice con las dimensiones teóricas

<b>Ancho de banda angular a -3dB</b>	<b>113.8</b>
<b>Dirección del lóbulo principal</b>	<b>-122</b>

Tabla 17 Valores obtenidos en términos de ancho de banda angular a -3dB y dirección de lóbulo principal a la frecuencia de 4 GHz ( $\Theta=90$ ) del modelo de hélice con las dimensiones teóricas

Tal y como se puede observar los diagramas de radiación obtenidos en las direcciones  $\Phi=0^\circ$  y  $\Phi=90^\circ$  son muy similares. Además, para ambas direcciones se obtienen valores de ancho de haz a 3dB muy similares ( $54.5^\circ$  y  $55.5^\circ$  respectivamente).

El Axial Ratio (AR) se ha representado de tres formas diferentes. En la Figura 43 se ha representado en AR en el plano XZ ( $\Phi=0^\circ$ ) obteniendo un ancho de haz por debajo de los 3dB entre aproximadamente  $-20^\circ$  y  $30^\circ$ . Mientras que en la Figura 44 se ha representado el AR en la dirección  $\Phi=90^\circ$ , en este caso el ancho de haz a 3dB es más estrecho puesto que en esta dirección se han alcanzado valores inferiores a 3dB en los ángulos comprendidos entre  $15.9^\circ$  y  $19.8^\circ$ .

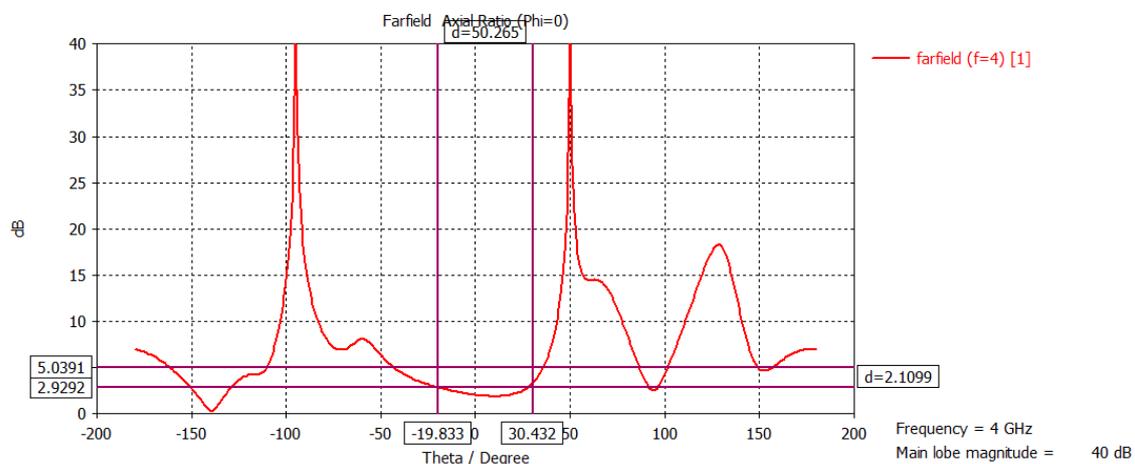


Figura 43 Axial Ratio a la frecuencia de 4GHz en la dirección  $\Phi=0$ . Modelo de hélice con las dimensiones teóricas

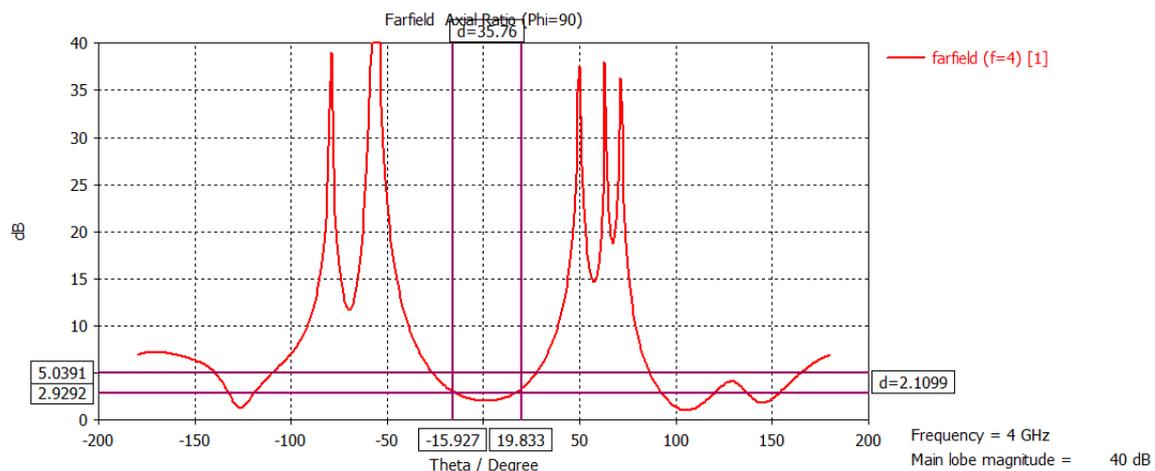


Figura 44 Axial Ratio a la frecuencia de 4GHz en la dirección  $\Phi=90$ . Modelo de hélice con las dimensiones teóricas

Por último, en la Figura 45 se muestra el AR en función de la frecuencia. Para tener polarización circular el valor del AR ha de ser inferior a 3dB. Como en la práctica este valor es difícil de conseguir, se establece el límite de los 5dB. Pero como se muestra en la Figura 45 en casi toda la banda se consiguen valores de AR

inferiores a 5dB, y en el margen de frecuencias comprendido entre 3.27 y 4.75GHz los valores de AR están por debajo del valor objetivo de 3dB.

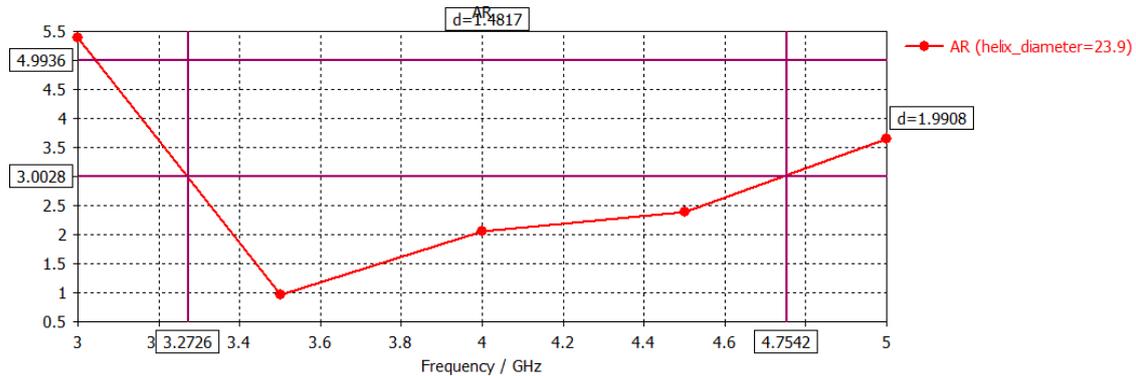


Figura 45 Axial Ratio en función de la frecuencia. Modelo de hélice con las dimensiones teóricas

<b>Margen de frecuencias en resonancia por debajo de 5 dB</b>	3-5GHz
<b>Margen de frecuencias en resonancia por debajo de 3 dB</b>	3.27-4.75GHz

Tabla 18 Valores de AR obtenidos para el modelo de hélice con las dimensiones teóricas

En la última Figura 46, se representa la ganancia en función de la frecuencia.

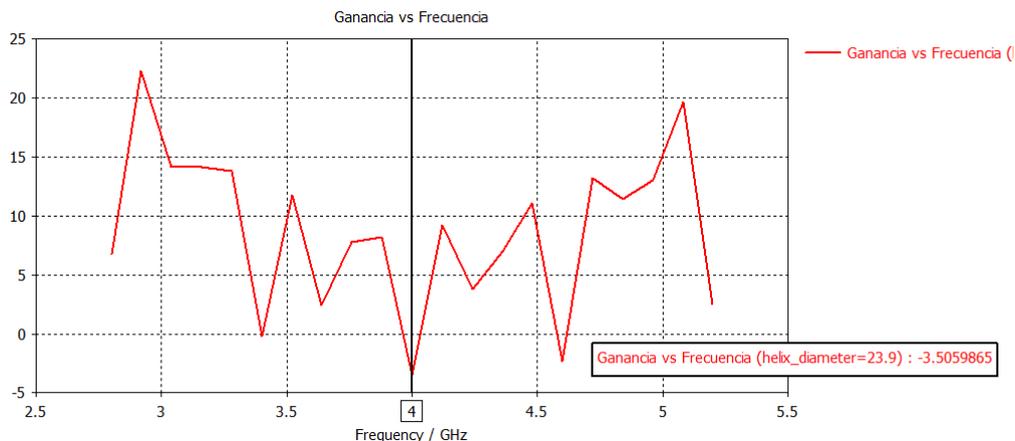


Figura 46 Ganancia en función de la frecuencia. Modelo de hélice con las dimensiones teóricas

## 5.4 Modificaciones en el diseño inicial de la antena en espacio libre

En este apartado se realiza el estudio del funcionamiento de la antena al variar ciertas dimensiones de la hélice. Con el objetivo de ver el efecto de los diferentes parámetros de diseño de la hélice en el funcionamiento de la misma, se han realizado 3 tipos de hélices en las que se han variado los siguientes parámetros en cada una de ellas:

- Ángulo de elevación, que a su vez se corresponde con la separación entre vueltas de la hélice.
- Diámetro del plano de masa.
- Diámetro de la hélice.

### 5.4.1 Cambio de la separación entre vueltas

En primer lugar, se ha modificado la separación ( $S$ ) entre las vueltas que conforman la hélice para examinar el efecto que produce el aumento o la disminución de la separación entre las vueltas en los requerimientos de diseño. La separación entre las vueltas es uno de los parámetros esenciales de este tipo de antenas. Su valor viene determinado por la siguiente fórmula:

$$S = \tan(\alpha) (\pi D) = \tan(\alpha) C = \tan(\alpha) * \lambda (104)$$

Como se observa en ( 104 ) la separación depende directamente del ángulo de elevación ( $\alpha$ ), además para que la hélice trabaje en modo axial se ha de respetar la siguiente relación:

$$12^\circ < \alpha < 15^\circ (105)$$

De manera que se va a variar el ángulo de elevación ( $\alpha$ ), pero dentro de rango establecido en ( 105 ). En la Tabla 19 se indican los parámetros de diseño de la antena a simular y como ángulo de elevación se ha probado con:  $12^\circ$ ,  $13^\circ$ ,  $14^\circ$  y  $15^\circ$ .

Parámetro	Dimensiones (mm)
Diámetro de giro de la hélice	23.9
Angulo de elevación	-
Número de vueltas	4
Diámetro del plano de masa	50
Diámetro del hilo de la hélice	0.56856

Tabla 19 Dimensiones de la antena a simular variando el ángulo de elevación

Como se observa en Figura 47 a medida que aumenta el ángulo de elevación, y a su vez la separación entre las vueltas que conforman la hélice, la frecuencia de resonancia sufre un claro desplazamiento hacia frecuencias inferiores y el valor del  $S_{11}$  se reduce. Para ninguno de los casos se consiguen valores de  $S_{11}$  por debajo de 10dB, por lo que no podemos hablar de ancho de banda de adaptación.

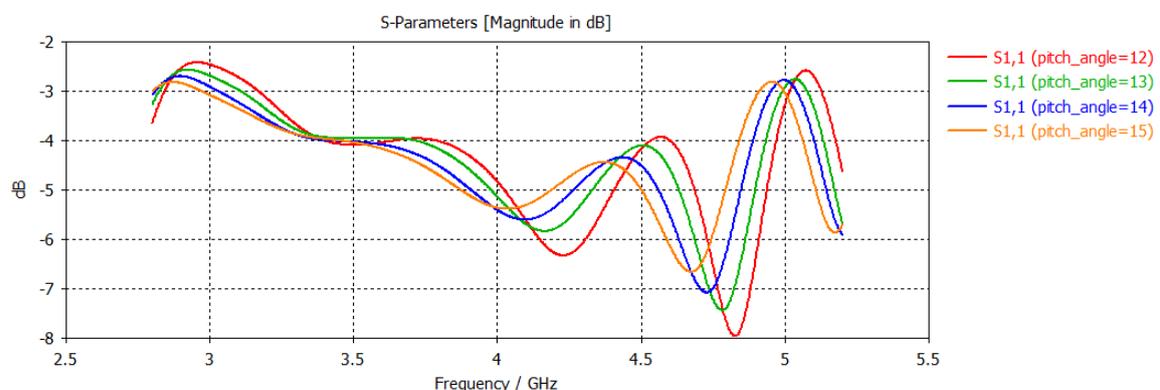


Figura 47 Valores  $S_{11}$  para distintos valores del ángulo de elevación

Respecto a la impedancia de entrada como se muestra en la Figura 48 en los 4 casos la parte real de la impedancia de entrada alcanza valores muy elevados pero muy similares a la frecuencia de 4GHz, y lo mismo ocurre como se observa en la Figura 49 con la parte imaginaria de la impedancia de entrada.

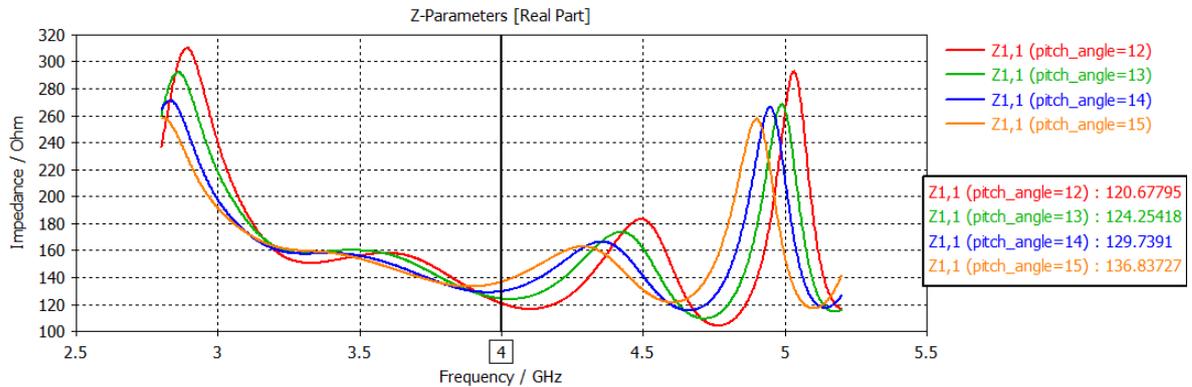


Figura 48 Parte real de la impedancia de entrada para distintos valores del ángulo de elevación

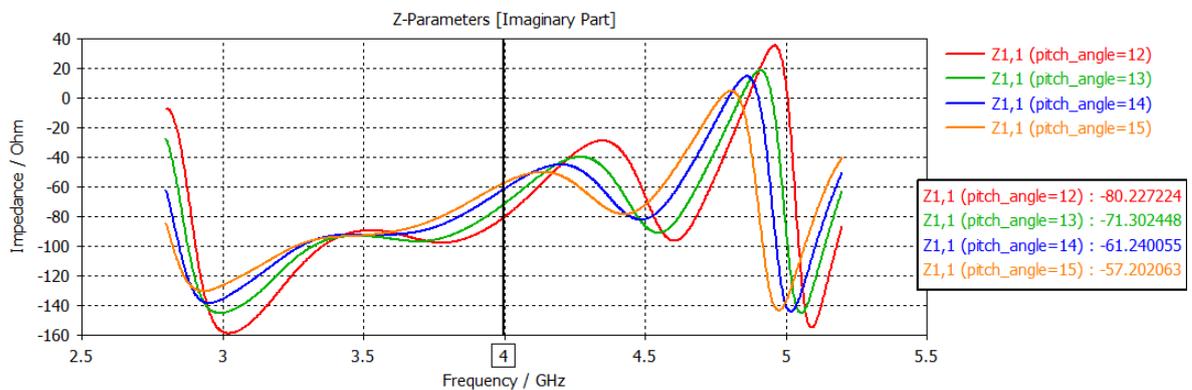


Figura 49 Parte imaginaria de la impedancia de entrada para distintos valores del ángulo de elevación

En cuanto a la eficiencia de radiación (Figura 50) para todos los valores de ángulo de elevación no se observan variaciones significativas, en todos los casos se obtienen valores cercanos a cero para frecuencias superiores a 3GHz e inferiores a 4.5 GHz.

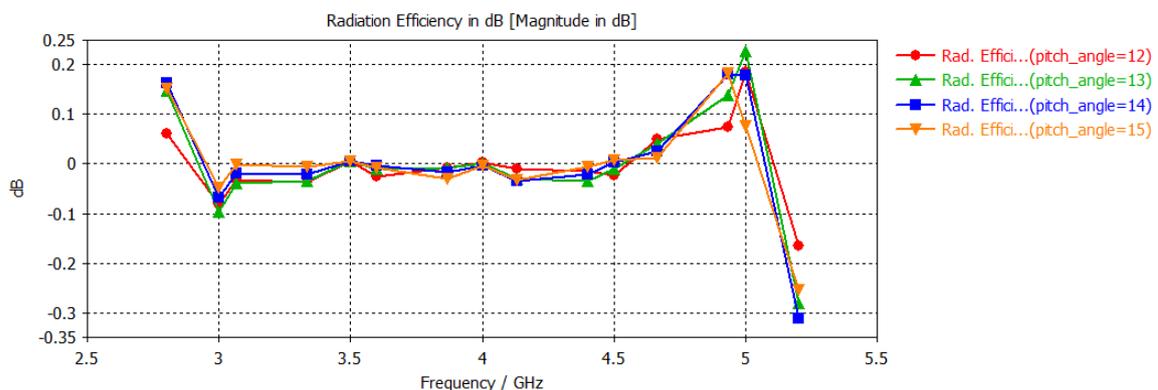


Figura 50 Eficiencia de radiación para distintos valores del ángulo de elevación

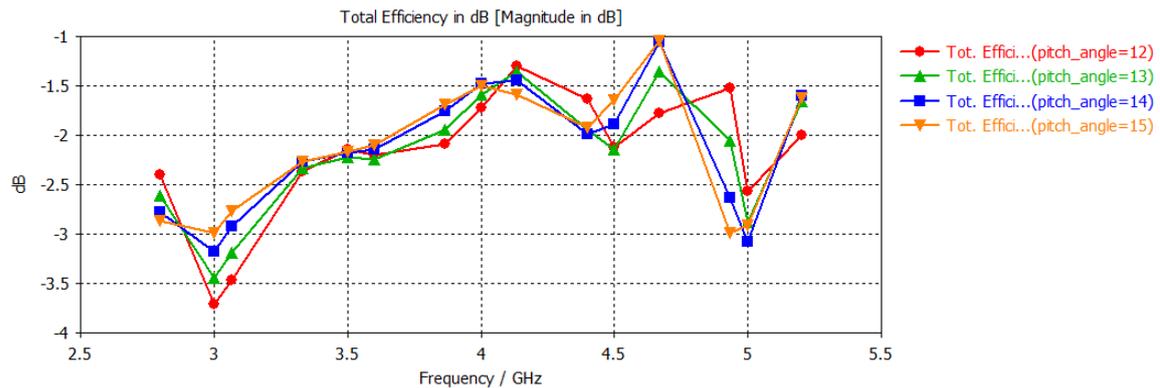


Figura 51 Eficiencia total para distintos valores del ángulo de elevación

Para obtener polarización circular el AR tiene que ser inferior a 3dB, como se observa en la Figura 52 para todos los ángulos de elevación el AR está por debajo de este valor en un amplio rango de frecuencias.

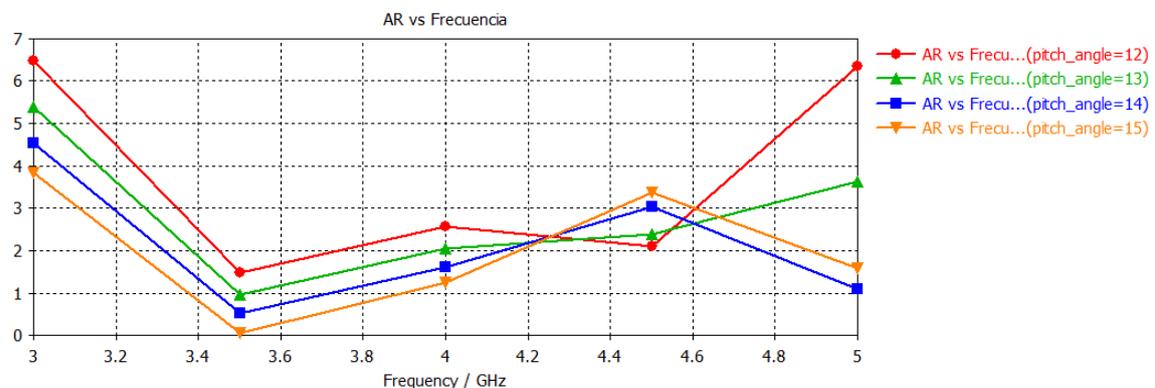


Figura 52 Axial Ratio en función de la frecuencia para distintos valores del ángulo de elevación

	12°	13°	14°	15°
<b>Margen de frecuencias en resonancia por debajo de -5 dB</b>	3.15-4.84 GHz	3.04-5 GHz	3-5 GHz	3-5 GHz
<b>Margen de frecuencias en resonancia por debajo de -3 dB</b>	3.3423-4.6013 GHz	3.26-4.76 GHz	3.1871-4.74 GHz	3.1138-4.41 GHz

Tabla 20 Valores de AR obtenidos para los ángulos de elevación de 12, 13, 14 y 15 respectivamente

Por último, en la Figura 53 se ha representado la ganancia para diferentes valores de frecuencia. Se muestra que para todos los valores de ángulo de elevación la ganancia tiene valores bastante similares.

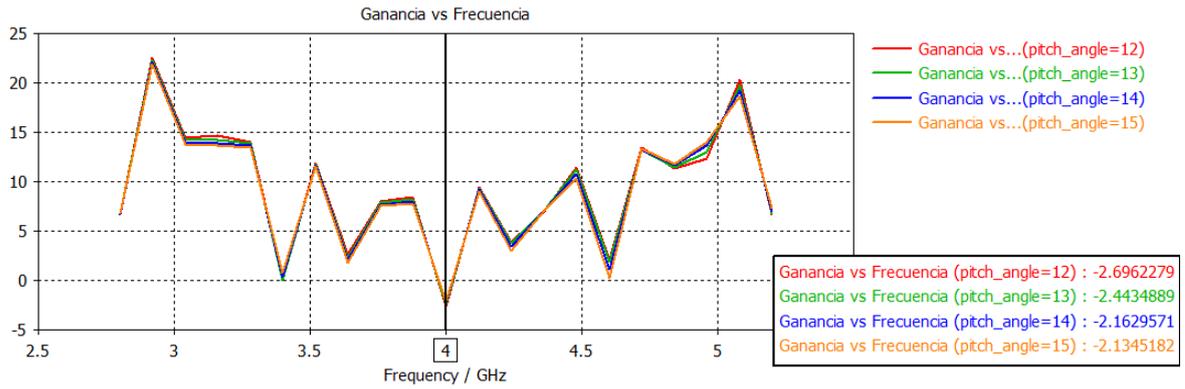


Figura 53 Ganancia en función de la frecuencia para distintos valores del ángulo de elevación

### 5.4.2 Cambio diámetro plano de masa

El plano de masa es un elemento fundamental para el comportamiento de la antena por lo que se han hecho 3 simulaciones con diferentes valores de diámetro de plano de masa (40, 50, 60), ya que para que la hélice mantenga el comportamiento axial el valor del diámetro de plano de masa debe ser al menos:

$$D_{gnd} = \frac{\lambda}{2} = \frac{75}{2} = 37.5 \text{ mm}$$

Parámetro	Dimensiones (mm)
Diámetro de giro de la hélice	23.9
Angulo de elevación	13
Número de vueltas	4
Diámetro del plano de masa	-
Diámetro del hilo de la hélice	0.56856

Tabla 21 Dimensiones de la antena a simular variando el diámetro del plano de masa

Como se observa en la Figura 54 el aumento o disminución del diámetro del plano de masa apenas desplaza en frecuencia el comportamiento de la antena, el único efecto que provoca es que un diámetro de plano de masa menor provoca un valor de  $S_{11}$  mayor, pero para ninguno de los casos está por debajo de los -10dB.

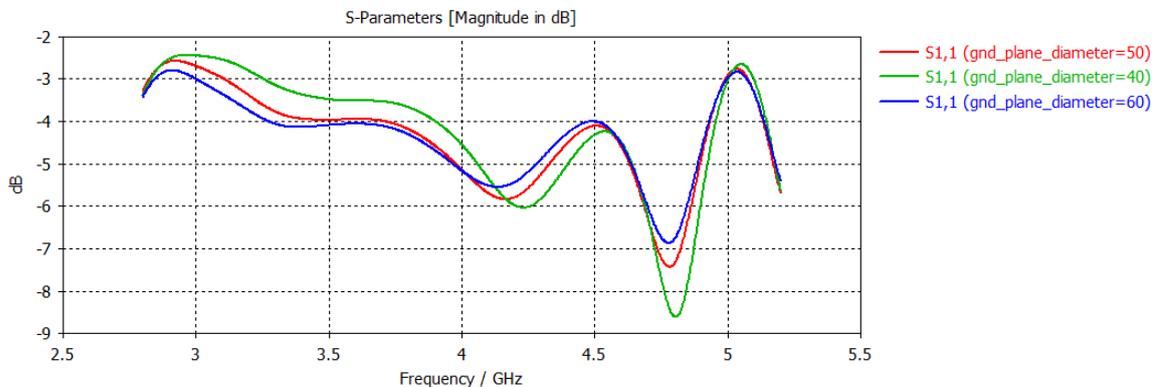


Figura 54 Valores  $S_{11}$  para distintos valores de diámetro del plano de masa

Respecto a la parte real (Figura 55) y la parte imaginaria (Figura 56) de la impedancia de entrada de la antena, vemos que se siguen obteniendo valores muy alejados a los deseados para la impedancia de entrada ( $50 + 0j$ ).

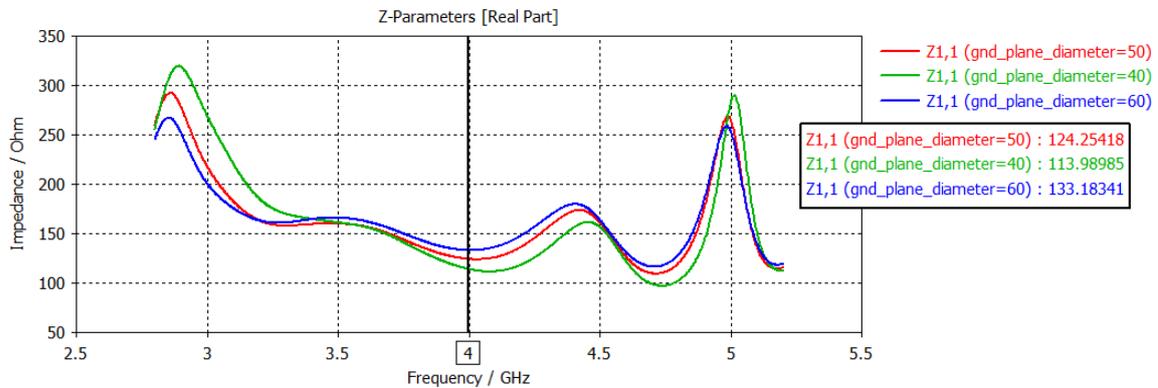


Figura 55 Parte real de la impedancia de entrada para distintos valores de diámetro del plano de masa

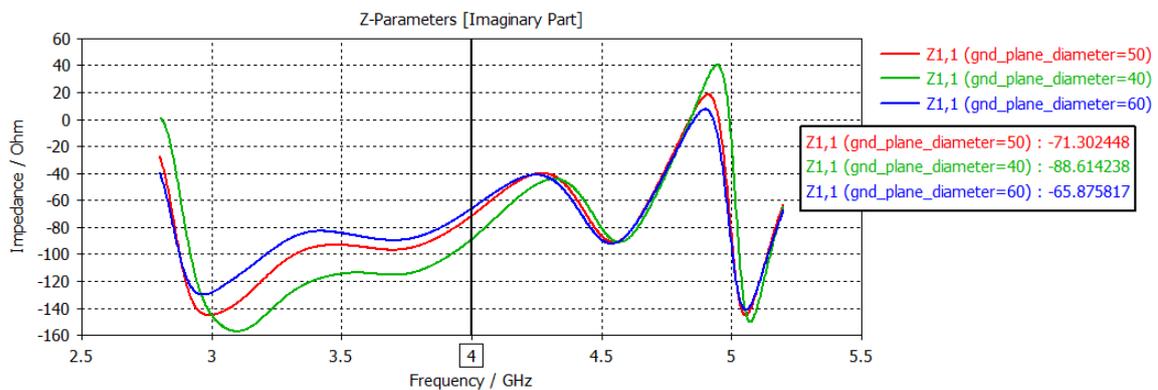


Figura 56 Parte imaginaria de la impedancia de entrada para distintos valores de diámetro del plano de masa

En cuanto a la eficiencia de radiación, en la Figura 57 se observa que para todos los valores de diámetro de plano de masa se obtienen valores muy cercanos a 0 para las frecuencias entre 3GHz y 4.5GHz.

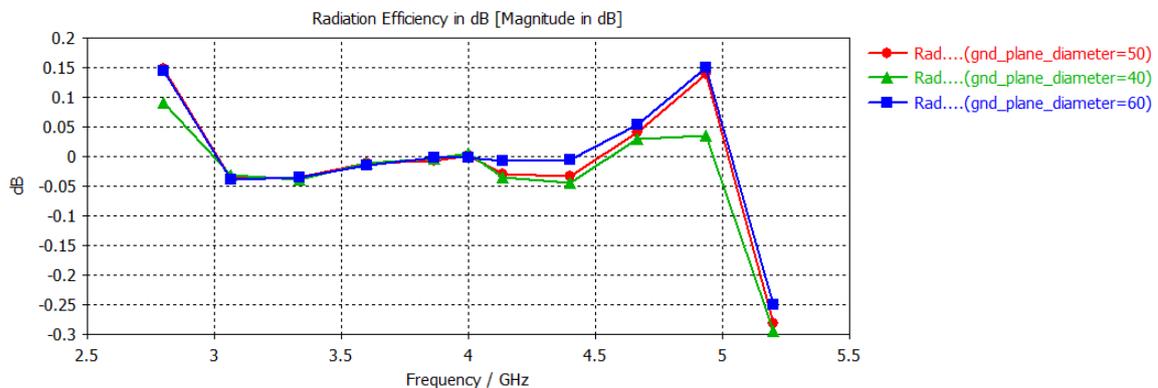


Figura 57 Eficiencia de radiación para distintos valores de diámetro del plano de masa



Figura 58 Eficiencia total para distintos valores de diámetro del plano de masa

Para el AR se obtienen valores de axial ratio por debajo de 3dB para las frecuencias entre 3 GHz y 4.5 GHz. En este caso con los valores de diámetro del plano de masa más pequeños (40 y 50 mm) se han obtenido valores inferiores a 5dB en todo ese rango de frecuencias, mientras que para un diámetro de 60 mm en la frecuencia de 4 GHz se alcanzan valores superiores (3.5252 dB).

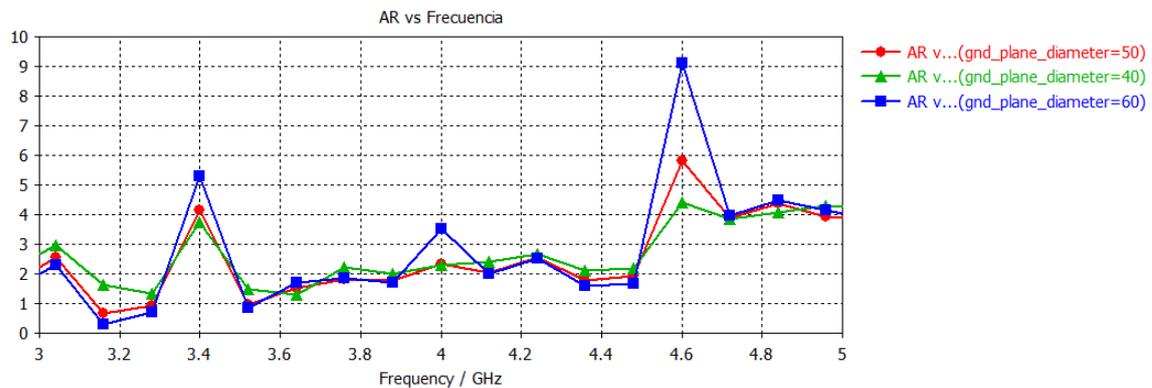


Figura 59 Axial Ratio en función de la frecuencia para distintos valores de diámetro del plano de masa

Valor del radio del plano de masa	40 mm	50 mm	60 mm
Margen de frecuencias en resonancia por debajo de -5 dB	3-5GHz	3-4.5 GHz	2.4-4.5 GHz
Margen de frecuencias en resonancia por debajo de -3 dB	3.45-4.5 GHz	3.45-4.5 GHz	3.45-4.5 GHz

Tabla 22 Valores de AR obtenidos para diámetros del plano de masa de 40, 50 y 60 mm respectivamente

Por último, en la Figura 60 se ha representado la ganancia en función de la frecuencia. Se observa que los valores de ganancia obtenidos son bastante similares para todos los valores de diámetro de plano de masa.

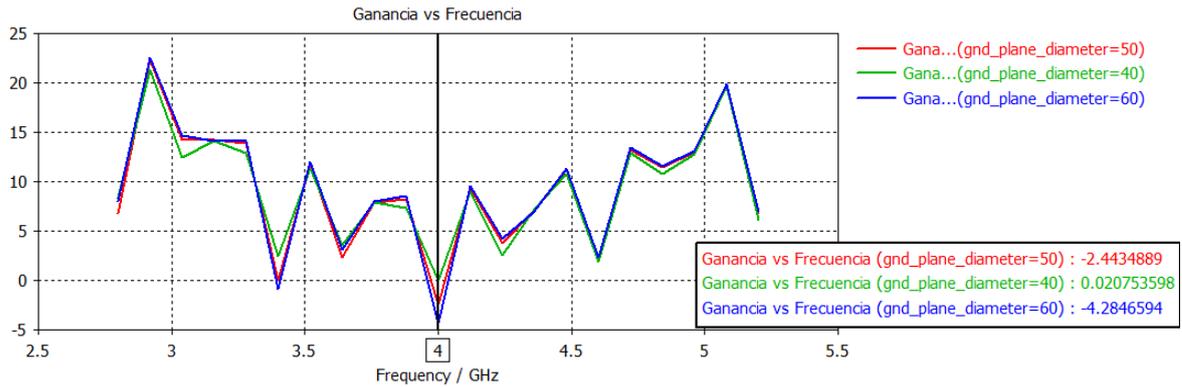


Figura 60 Ganancia en función de la frecuencia para distintos valores de diámetro del plano de masa

### 5.4.3 Cambio del diámetro de la hélice

El parámetro de diseño que más afecta al funcionamiento de la hélice es el diámetro de las vueltas (D). Por lo que se ha simulado cómo funciona la antena con el valor del diámetro de la hélice teórico (23.9 mm), un valor superior (25.25 mm) y con un valor inferior (21.7 mm).

Parámetro	Dimensiones (mm)
Diámetro de giro de la hélice	-
Angulo de elevación	13
Número de vueltas	4
Diámetro del plano de masa	50
Diámetro del hilo de la hélice	0.56856

Tabla 23 Dimensiones de la antena a simular variando el diámetro de giro de la hélice

En la Figura 61 se observa que con el valor de diámetro de la hélice intermedio (25.25 mm) la resonancia se produce en la frecuencia de trabajo 4 GHz, pero el valor del  $S_{11}$  no está por debajo de los 10 dB que sería lo deseable.

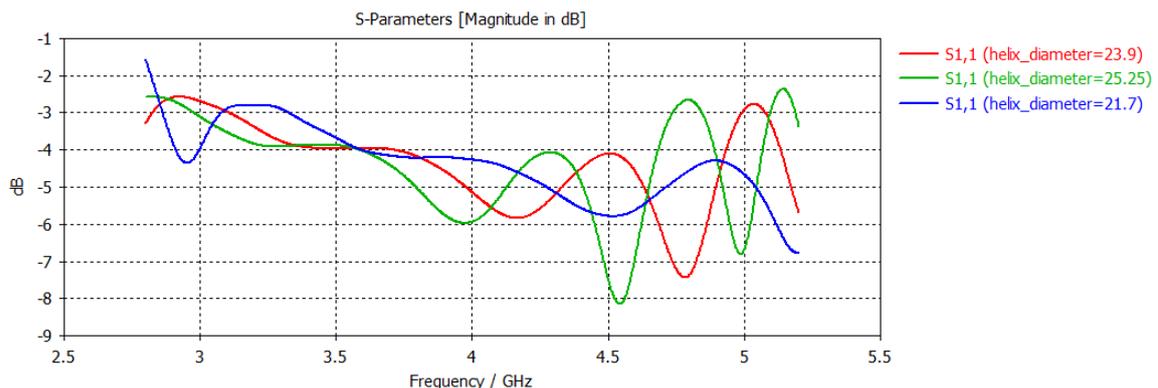


Figura 61 Valores  $S_{11}$  para distintos valores de diámetro de giro de la hélice

Respecto a la impedancia de entrada a la frecuencia de operación (4 GHz) se vuelven a obtener valores muy elevados con respecto a la impedancia de entrada de  $50\Omega$  deseada.

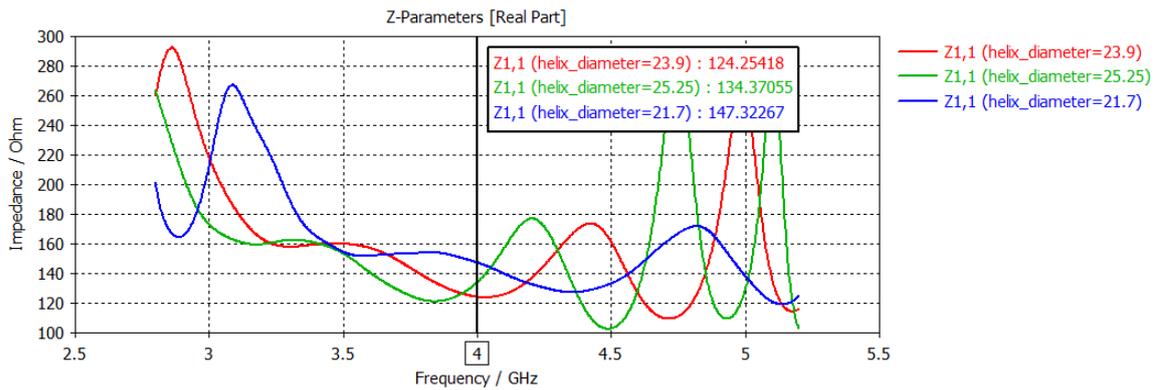


Figura 62 Parte real de la impedancia de entrada para distintos valores de diámetro de giro de la hélice

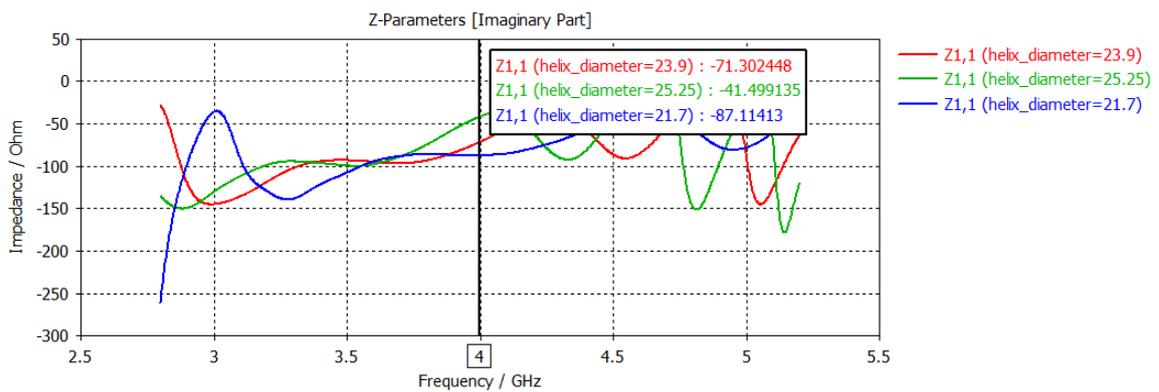


Figura 63 Parte imaginaria de la impedancia de entrada para distintos valores de diámetro de giro de la hélice

Respecto a la eficiencia de radiación (Figura 64) se obtienen para los diferentes valores de diámetro valores cercanos a 0dB para el rango de frecuencias [3.4-4.7 GHz].

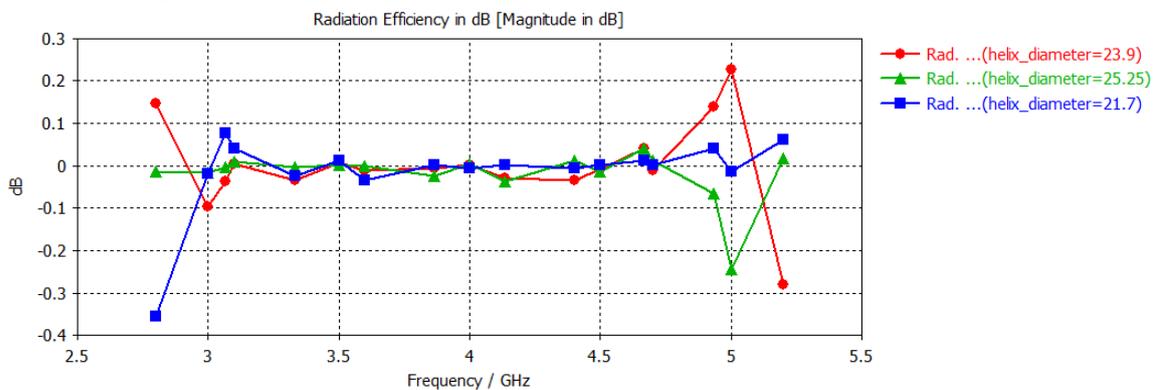


Figura 64 Eficiencia de radiación para distintos valores de diámetro de giro de la hélice

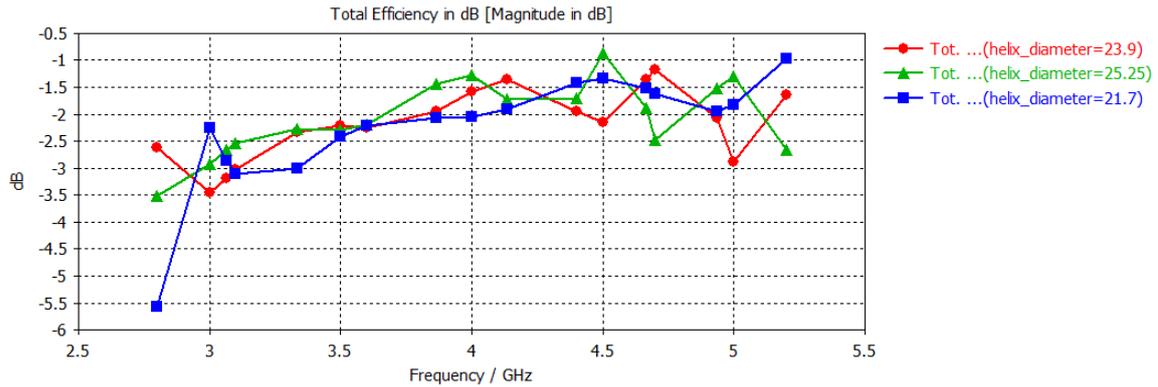


Figura 65 Eficiencia total para distintos valores de diámetro de giro de la hélice

En la Figura 66 se ha representado el AR en función de la frecuencia, no se aprecian cambios significativos en los resultados obtenidos para los tres valores de diámetro de la hélice. Vemos que para el valor teórico (23.9 mm) el valor de AR está por debajo de 3 dB en un amplio rango de frecuencias (3.1-4.8 GHz), para el valor de diámetro mayor (25.5 mm) el AR tiene valores inferiores a 5dB para todo el rango de frecuencias.

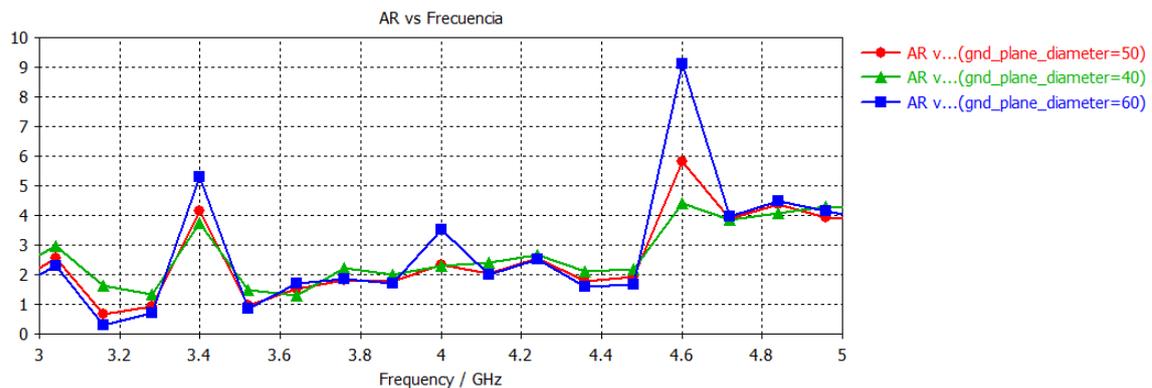


Figura 66 Axial Ratio en función de la frecuencia para distintos valores de diámetro de giro de la hélice

Valor del diámetro de la hélice	21.7 mm	23.9 mm	25.25 mm
Margen de frecuencias en resonancia por debajo de -5 dB	3.34-5GHz	3.05-5 GHz	3-5GHz
Margen de frecuencias en resonancia por debajo de -3 dB	3.48-4.81 GHz	3.28 - 4.7 GHz	3.19 - 4.12 GHz

Tabla 24 Valores de AR obtenidos para el diámetro de giro de la hélice de 21.7, 23.9 y 25.25 mm, respectivamente

Los valores de ganancia alcanzados son bastante similares para los tres valores de diámetro (véase Figura 67).

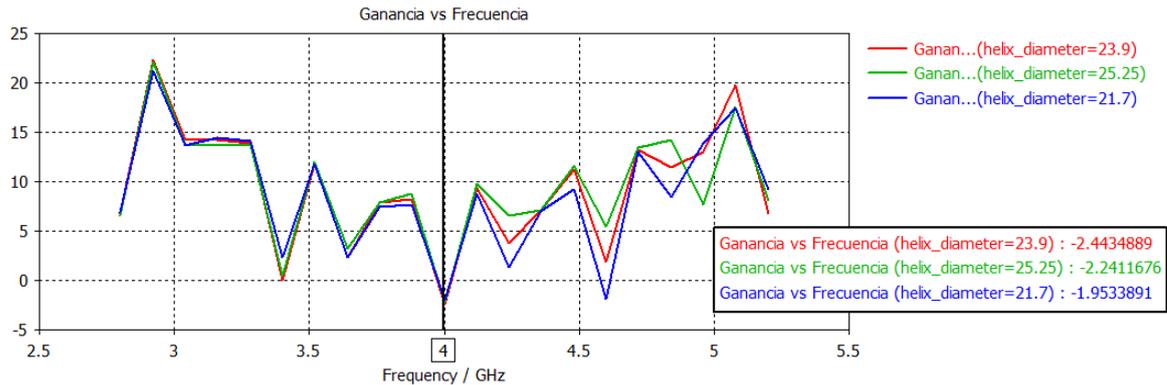


Figura 67 Ganancia en función de la frecuencia para distintos valores diámetro de giro de la hélice

## 5.5 Diseño optimizado de la hélice en aire

En el apartado anterior se han realizado múltiples diseños variando diferentes parámetros de la hélice, tratando de analizar como varía el comportamiento de la antena al cambiar ciertos parámetros de diseño, con el objetivo de determinar la mejor configuración geométrica. Una vez obtenidos los valores óptimos de cada uno de los parámetros de diseño de la antena, se realiza la simulación en el software CST. En la *Tabla 25* se indica la geometría de la antena.

Parámetro	Dimensiones (mm)
Diámetro de giro de la hélice	25.25
Angulo de elevación	13
Número de vueltas	4
Diámetro del plano de masa	50
Diámetro del hilo de la hélice	0.56856

Tabla 25 Geometría de la antena

### 5.5.1 Diseño del taper

La impedancia de la hélice está dada por la siguiente fórmula:

$$Z = 140 \left( \frac{c}{\lambda} \right) (106)$$

Como se observa en la Figura 68 y en ( 106 ) la parte real de la impedancia de entrada es bastante alta (141Ω), mientras que la impedancia característica del coaxial diseñado es 50Ω. Por lo que es necesario realizar un stub (Figura 69) para transformar la impedancia de la hélice de los 140Ω a los 50Ω.

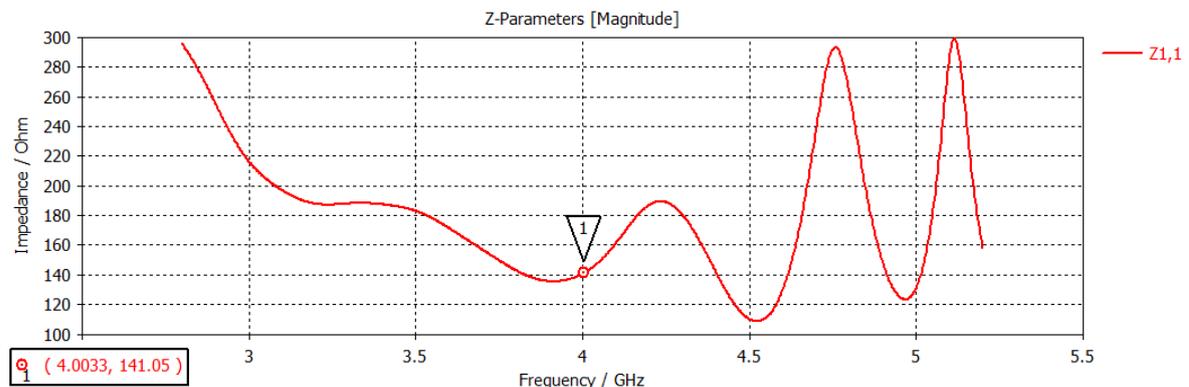


Figura 68 Parte real de la impedancia de entrada de la antena original

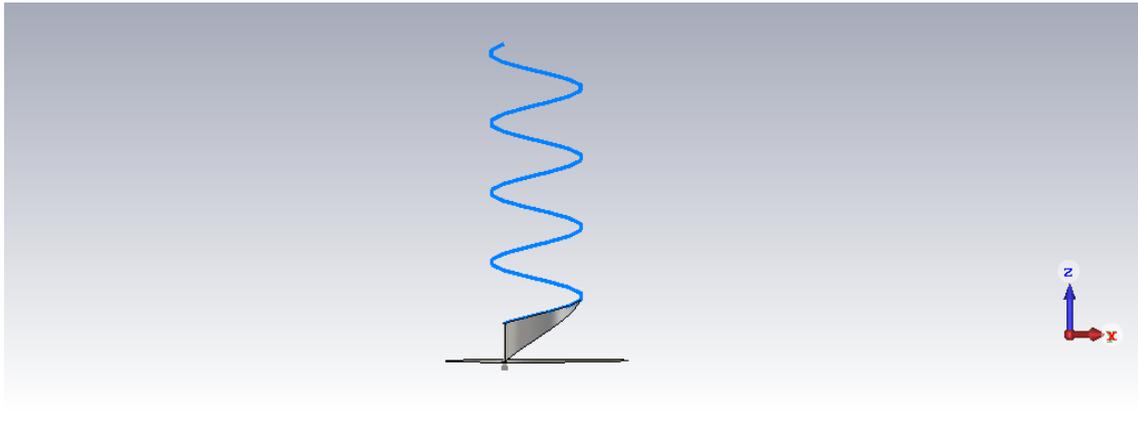


Figura 69 Helice diseñada con el taper

Al hacer la última vuelta cada vez más ancha, se realiza una transición gradual entre la impedancia de la hélice de  $140\Omega$  y la línea coaxial de  $50\Omega$ . En la Figura 70 se muestra la impedancia de entrada de la hélice una vez realizado el *taper*, podemos observar como hemos conseguido que la parte real de la misma sea  $51.795\Omega$  para 4 GHz.

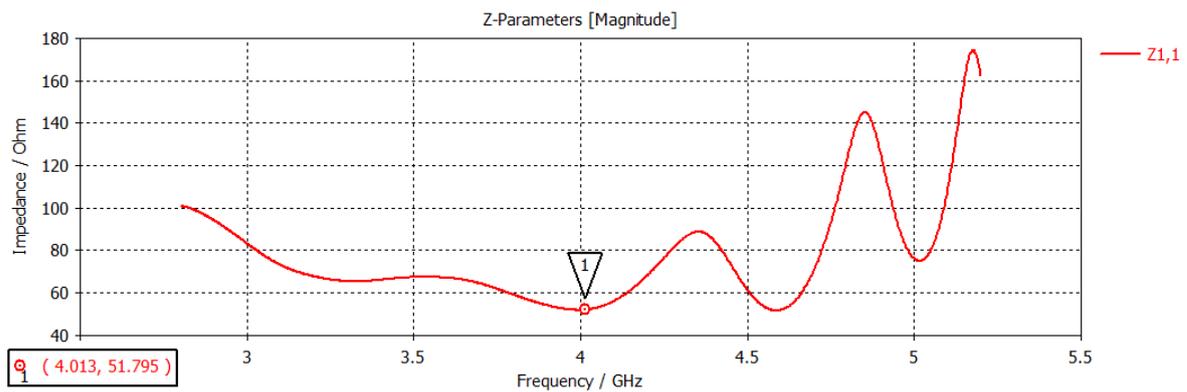


Figura 70 Parte real de la impedancia de entrada del modelo de antena con taper

## 5.5.2 Resultados obtenidos

Al introducir el *taper* se produce un cambio bastante significativo en cuanto al funcionamiento de la antena (véase Figura 72). El parámetro  $S_{11}$  se puede observar en la Figura 71. Se comprueba que al introducir el *taper*, la hélice resuena a la frecuencia de operación (4 GHz), alcanzando valores de hasta  $-31$  dB. Se ha conseguido un ancho de banda de adaptación grande, debido a que se obtienen valores de  $S_{11}$  interiores a 10 dB en el margen de frecuencias 3.13-4.6791 GHz, por lo que el ancho de banda a  $-10$  dB obtenido en este diseño es de 1.53 GHz.

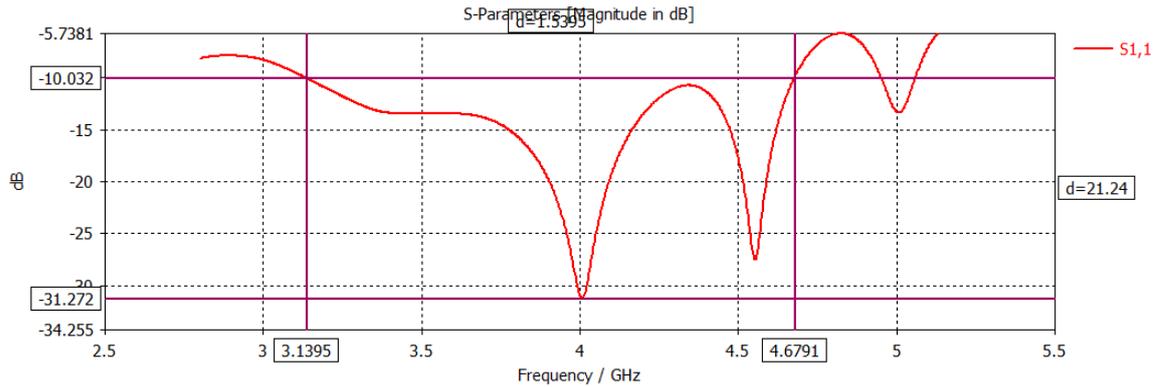


Figura 71 Valor  $S_{11}$  del modelo de antena con taper

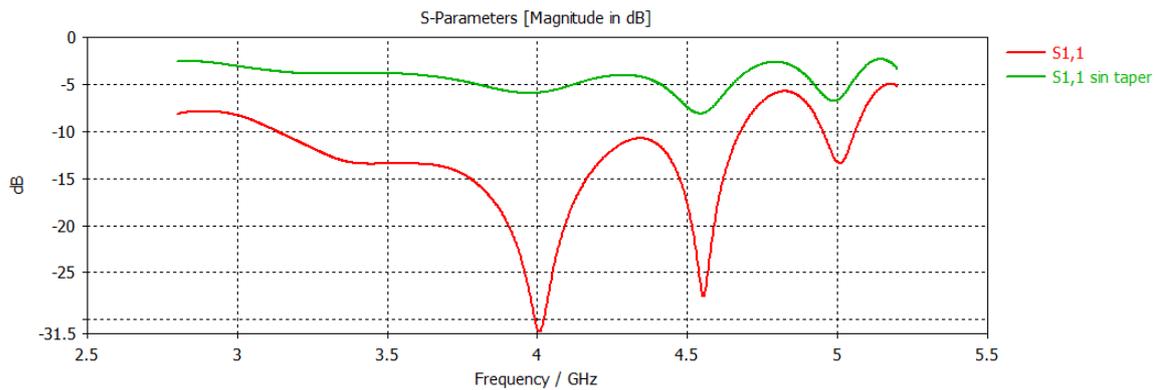


Figura 72 Valor  $S_{11}$  del modelo de antena con y sin taper

En la impedancia de entrada es donde mejor se aprecia el efecto del taper, en la Figura 73 se puede apreciar como en este caso, para la frecuencia de 4 GHz la parte real de la impedancia ha pasado de tener valores cercanos a  $134\Omega$  a un valor de  $51.8\Omega$ , estando por lo tanto adaptada ahora la antena.

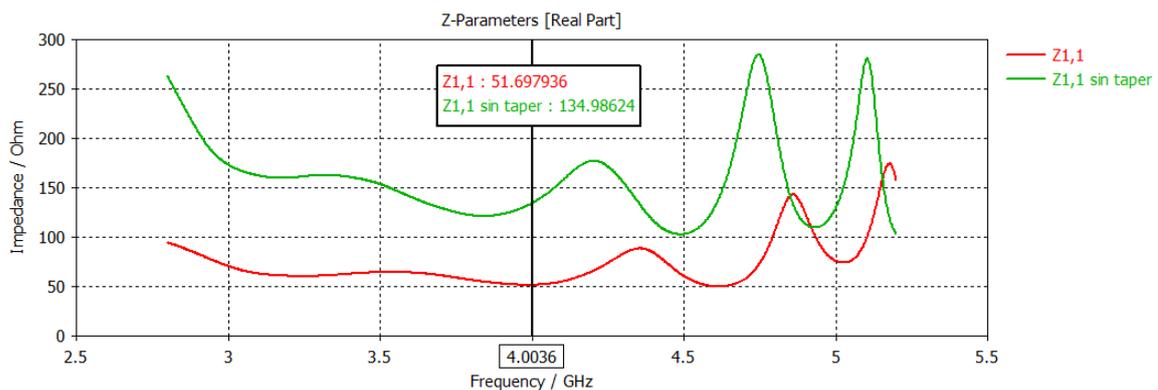


Figura 73 Parte real de la impedancia de entrada para el modelo con y sin taper

Lo mismo ocurre con la parte imaginaria de la impedancia de entrada, como se muestra en la Figura 74, la parte imaginaria de la impedancia de entrada ahora es cercana a cero.

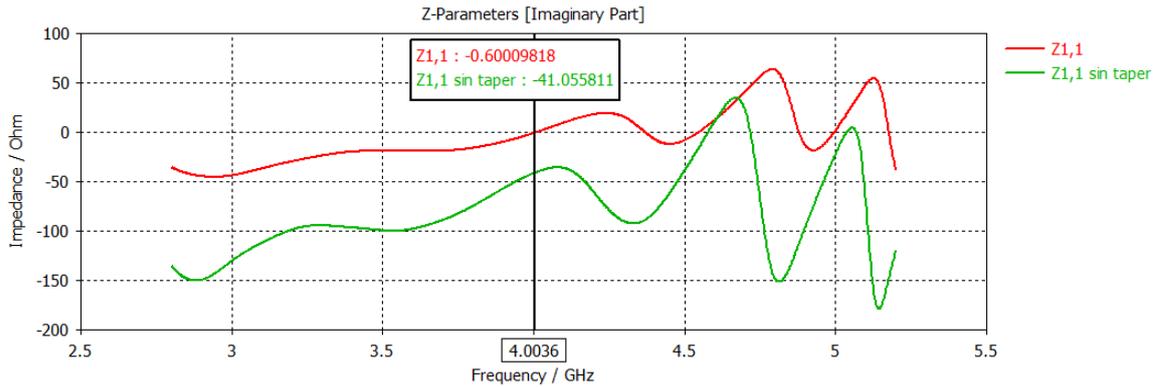


Figura 74 Parte imaginaria de la impedancia de entrada para el modelo con y sin taper

En la Figura 75 se ha representado la eficiencia de radiación y la eficiencia total en dB, donde el valor de 0 dB que se corresponde con un 1 en lineal. CST calcula la eficiencia de radiación como el cociente entre la potencia radiada por la antena y la potencia inyectada a la antena, por lo que observando la Figura 75 vemos que la antena radia casi toda la potencia que recibe.

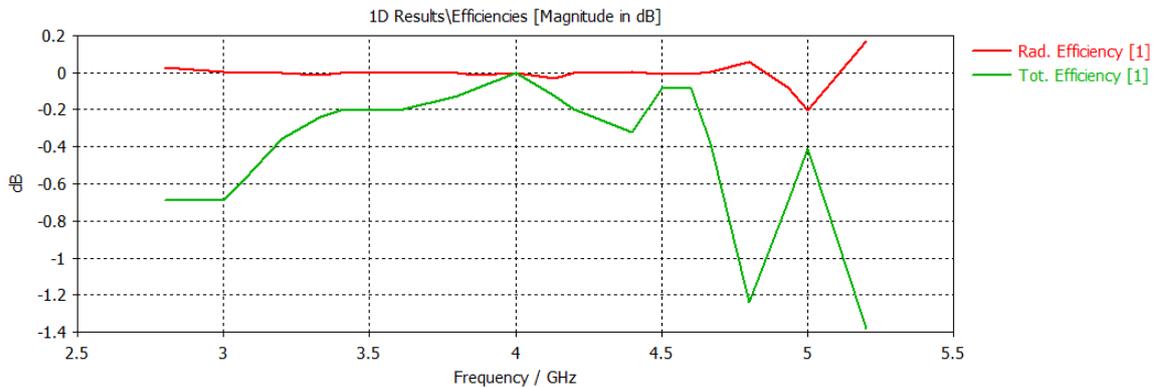


Figura 75 Eficiencia de radiación y eficiencia total del modelo de antena con taper

A partir del diagrama de radiación en 3D (véase Figura 76), obtenemos la directividad de la antena que para la frecuencia de 4 GHz es 9.183 dB, siendo la misma que se había obtenido en el diseño original (Figura 39)

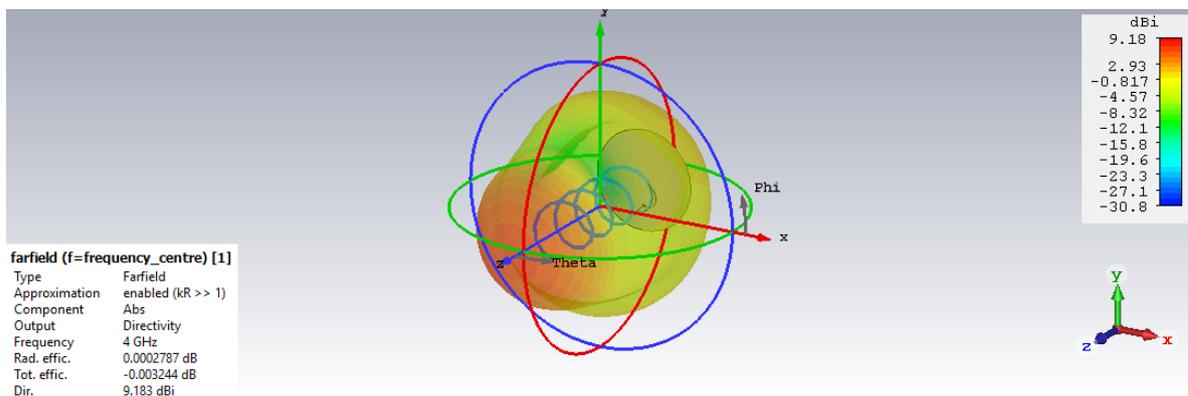


Figura 76 Diagrama de radiación 3D del modelo de la antena con taper

Seguidamente, se observan los patrones de radiación en forma polar en los planos XY, XZ e YX para la antena con taper y sin taper, respectivamente. Cabe destacar que diagramas de radiación de ambos modelos de hélice apenas se

perciben variaciones significativas, ya que en ambos casos el diagrama de radiación es muy similar. Se observa un patrón de radiación direccional, con una ganancia en torno 9 dB y un ancho de banda a 3 dB de 50.7°. Por lo que el taper no afecta al modo en el que radia la antena.

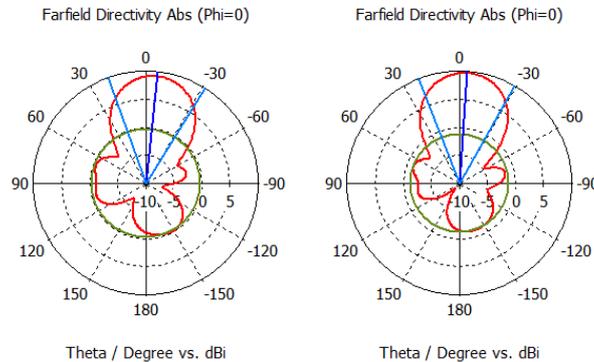


Figura 77 Diagrama de radiación en coordenadas polares a la frecuencia de 4 GHz con y sin taper ( $\Phi=0$ )

	Con taper	Sin taper
<b>Ancho de banda angular a -3dB</b>	50.7	50.7
<b>Dirección del lóbulo principal</b>	-6	-4
<b>Magnitud del lóbulo principal</b>	9.17	9.67

Tabla 26 Valores obtenidos en términos de ancho de banda angular a -3dB y dirección/magnitud del lóbulo principal en la dirección  $\Phi=0$ . Modelo de antena con y sin taper

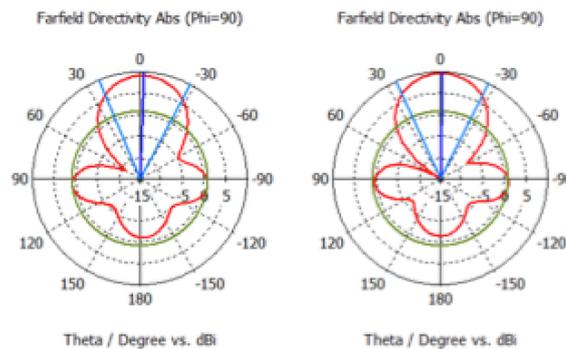


Figura 78 Diagrama de radiación en coordenadas polares a la frecuencia de 4 GHz con y sin taper ( $\Phi=90$ )

	Con taper	Sin taper
<b>Ancho de banda angular a -3dB</b>	50.6	51.1
<b>Dirección del lóbulo principal</b>	-2	-1
<b>Magnitud del lóbulo principal</b>	9.05	9.6

Tabla 27 Valores obtenidos en términos de ancho de banda angular a -3dB y dirección/magnitud del lóbulo principal en la dirección  $\Phi=90$ . Modelo de antena con y sin taper

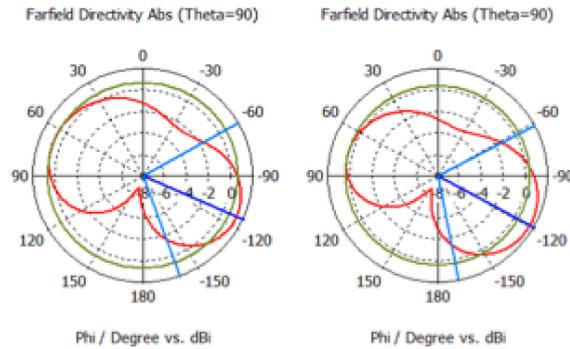


Figura 79 Diagrama de radiación en coordenadas polares a la frecuencia de 4 GHz con y sin taper ( $\Theta=90$ )

	Con taper	Sin taper
<b>Ancho de banda angular a -3dB</b>	100.3	107.4
<b>Dirección del lóbulo principal</b>	-114	-119
<b>Magnitud del lóbulo principal</b>	1.29	1.54

Tabla 28 Valores obtenidos en términos de ancho de banda angular a -3dB y dirección/magnitud del lóbulo principal en la dirección  $\Theta=90$ . Modelo de antena con y sin taper

Seguidamente, se presentan los diferentes diagramas de radiación en coordenadas polares en los distintos cortes para las tres frecuencias de interés (3.2, 5 y 4 GHz) del modelo de hélice con el taper. Se puede distinguir como en todo el ancho de banda de adaptación se radia más potencia en la dirección deseada.

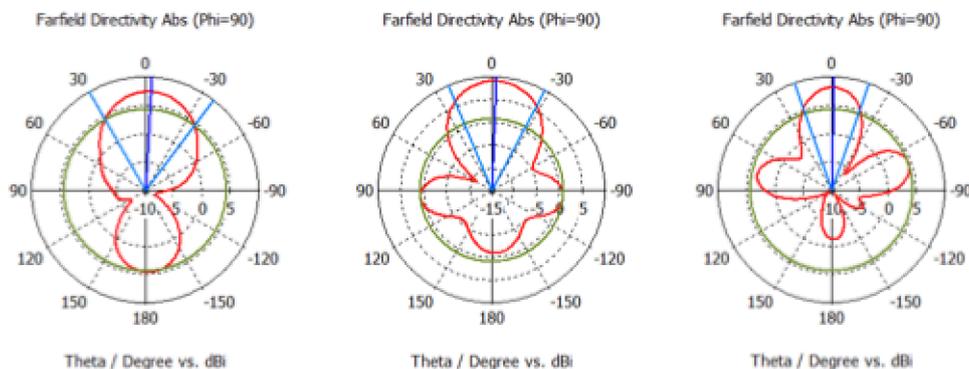


Figura 80 Diagramas de radiación en coordenadas polares en la dirección  $\Phi=90$  para las frecuencias 3.2, 4 y 4.6 GHz respectivamente. Modelo antena con taper

Frecuencia (GHz)	Magnitud del lóbulo principal (dB)	Dirección del lóbulo principal (deg)	Ancho de banda angular a -3dB (deg)
3.2	7.37	-3	66.7
4	9.05	-2	50.6
4.6	8.12	-1	38.4

Tabla 29 Principales valores de radiación en la dirección  $\Phi=90$  obtenidos para las frecuencias 3.2, 4 y 4.6 GHz, respectivamente. Modelo antena con taper

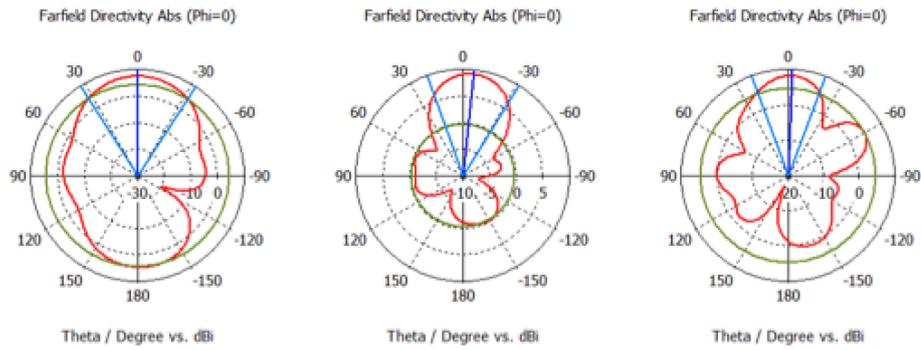


Figura 81 Diagramas de radiación en coordenadas polares en la dirección  $\Phi=0$  para las frecuencias 3.2, 4 y 4.6 GHz respectivamente. Modelo antena con taper

Frecuencia (GHz)	Magnitud del lóbulo principal (dB)	Dirección del lóbulo principal (deg)	Ancho de banda angular a -3dB (deg)
3.2	7.34	0	65.2
4	9.17	-6	50.7
4.6	8.15	-2	40.1

Tabla 30 Principales valores de radiación en la dirección  $\Phi=0$  obtenidos para las frecuencias 3.2, 4 y 4.6 GHz, respectivamente. Modelo antena con taper

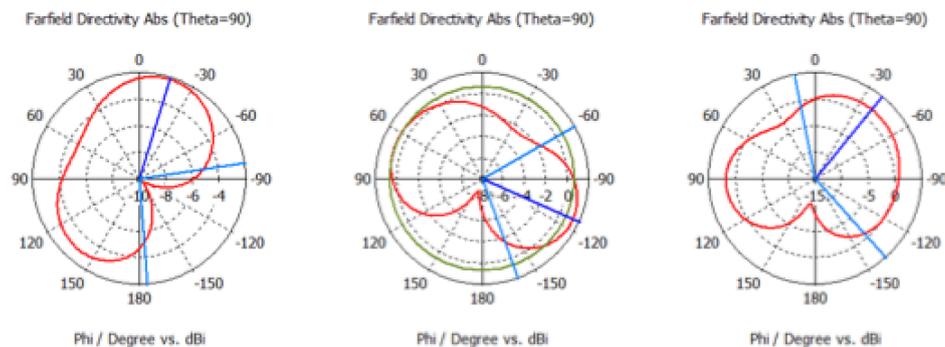


Figura 82 Diagramas de radiación en coordenadas polares en la dirección  $\Theta=90$  para las frecuencias 3.2, 4 y 4.6 GHz respectivamente. Modelo antena con taper

Frecuencia (GHz)	Magnitud del lóbulo principal (dB)	Dirección del lóbulo principal (deg)	Ancho de banda angular a -3dB (deg)
3.2	-2.2	-17	266.1
4	1.29	-114	100.3
4.6	1.75	-39	149.9

Tabla 31 Principales valores de radiación en la dirección  $\Theta=90$  obtenidos para las frecuencias 3.2, 4 y 4.6 GHz, respectivamente. Modelo antena con taper

Tal y como se ha mencionado anteriormente la relación axial debe ser inferior de los 3 dB para que se estime que la antena trabaja con polarización circular, pero como en la práctica dicho valor es muy difícil de conseguir en todas las direcciones del espacio se establece el límite de los 5 dB. En la Figura 83, se

puede observar el Axial Ratio a la frecuencia de 4 GHz en el plano XY, se obtienen valores de AR inferiores a 3 dB en los ángulos comprendidos entre  $-17^\circ$  y  $18^\circ$ .

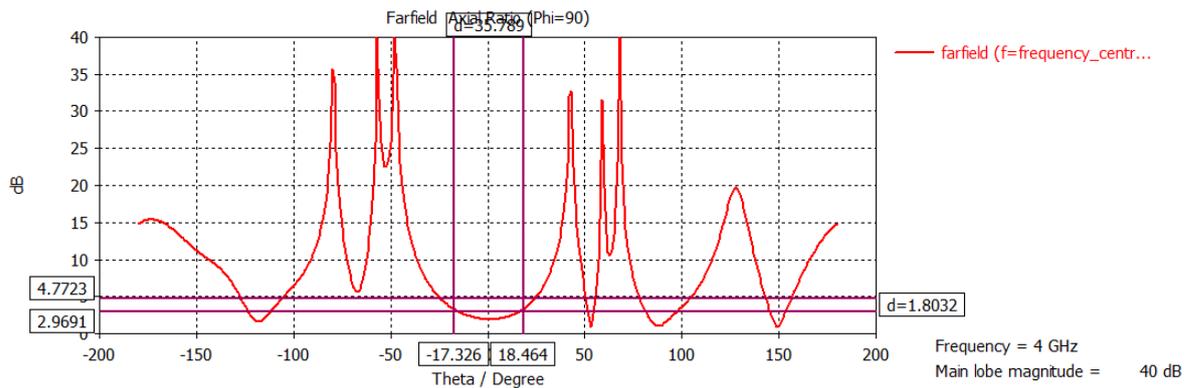


Figura 83 Axial Ratio a la frecuencia de 4GHz en la dirección  $\Phi=90$ . Modelo antena con taper

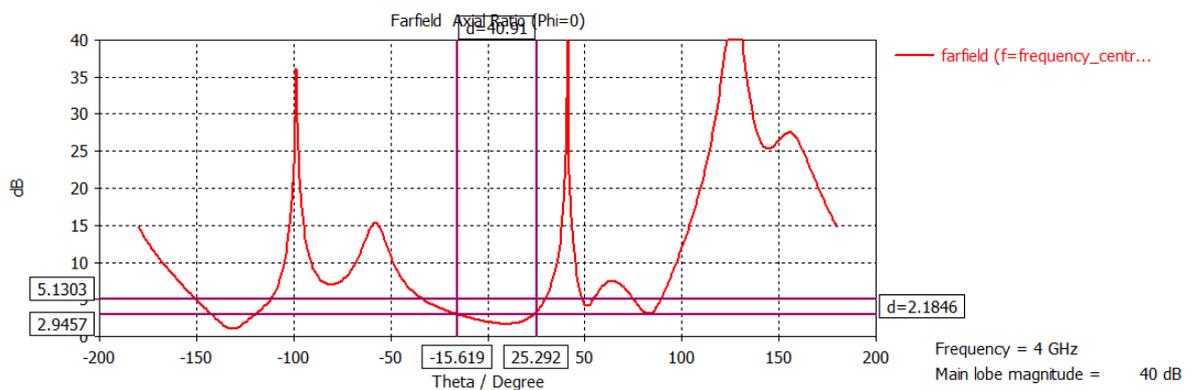


Figura 84 Axial Ratio a la frecuencia de 4 GHz en la dirección  $\Phi=0$ . Modelo antena con taper

Consecutivamente se muestra el AR en función de la frecuencia para la antena sin taper (Figura 85) y con él (Figura 86). Como se puede apreciar la presencia del taper no afecta al AR, debido a que en ambos casos se obtienen valores de AR inferiores a 3 dB en el mismo margen de frecuencia.

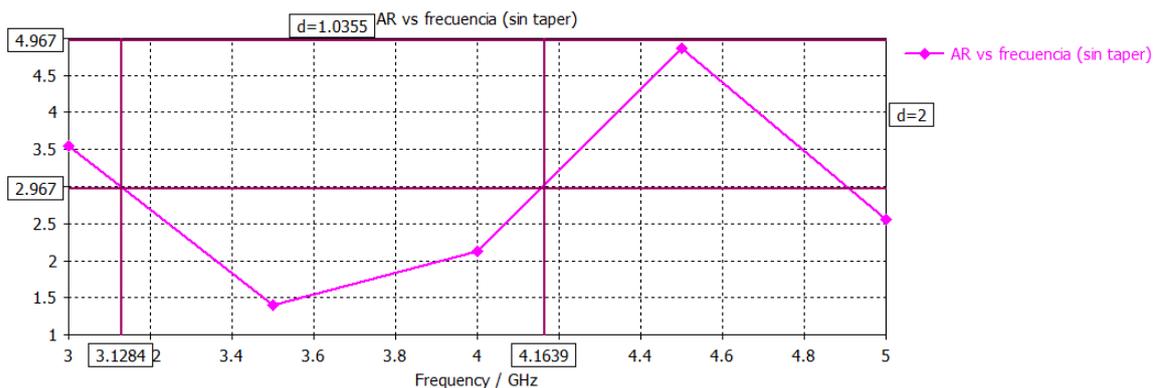


Figura 85 Axial Ratio en función de la frecuencia del modelo de antena sin taper

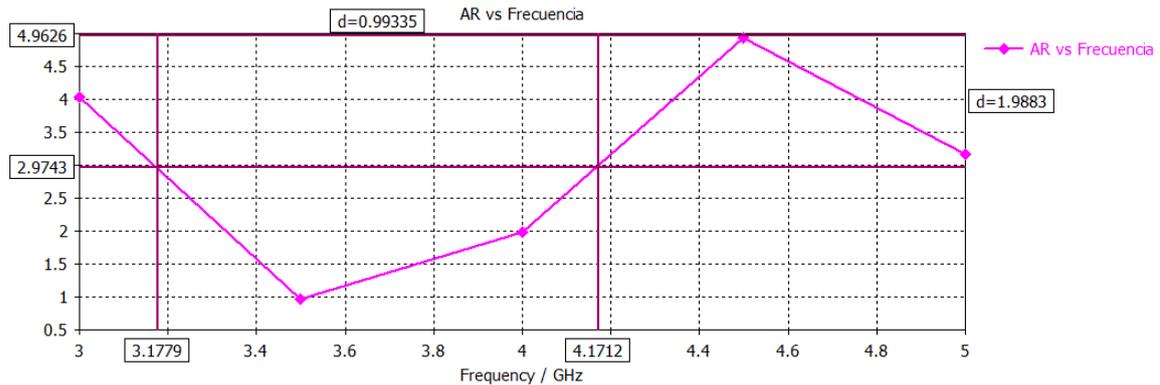


Figura 86 Axial Ratio en función de la frecuencia del modelo de antena con taper

<b>Margen de frecuencias en resonancia por debajo de -5 dB</b>	3-5 GHz
<b>Margen de frecuencias en resonancia por debajo de -3 dB</b>	3.18-4.17 GHz

Tabla 32 Valores de AR obtenidos para el modelo de antena con y sin taper

Por último, se ha representado la ganancia en función de la frecuencia.

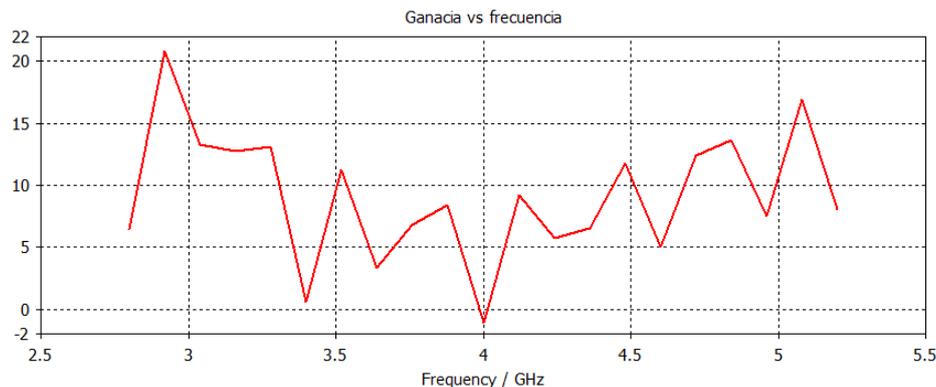


Figura 87 Ganancia en función de la frecuencia. Modelo de antena con taper

### 5.5.3 Hélice con 6 vueltas

Tras obtener un diseño inicial óptimo y con el propósito de aumentar la ganancia, se aumenta el número de espiras de la hélice de 4 a 6, tal y como se observa en la Figura 88. Con dos vueltas más se obtiene un ancho de banda que se extiende entre el rango de frecuencias 3-4.5 GHz, siendo menor al obtenido con la hélice de 4 vueltas (véase Figura 89). Como se observa en la Figura 90, a pesar de aumentar en 2 el número de espiras se sigue obteniendo un nivel de adaptación bueno, debido a que la parte real de la impedancia de entrada es  $59.187\Omega$ , mientras que el valor de la parte imaginaria de la impedancia de entrada es  $4.7804\Omega$  (véase Figura 91).

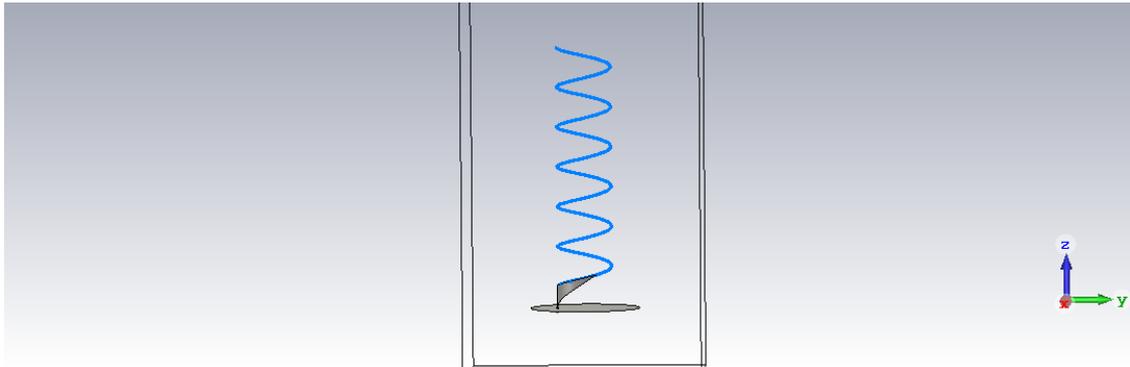


Figura 88 Hélice diseñada con 6 vueltas

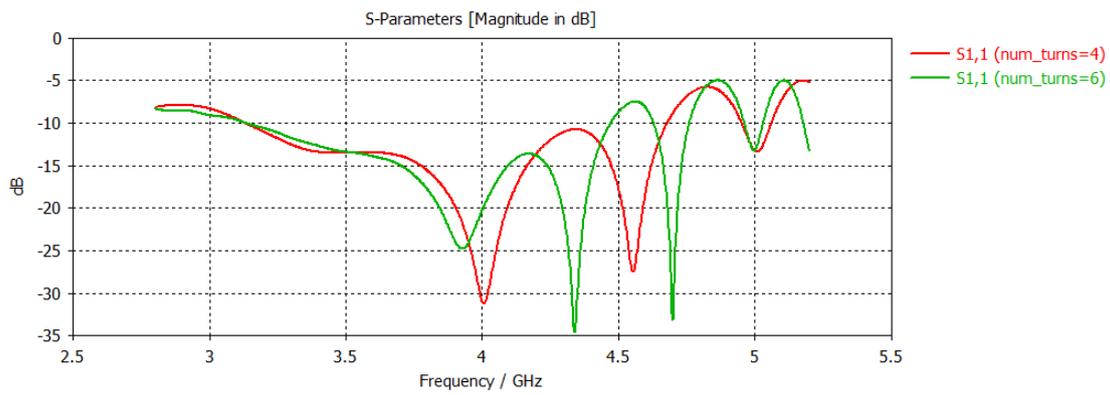


Figura 89 Valores  $S_{11}$  para  $n=4$  y  $n=6$  vueltas

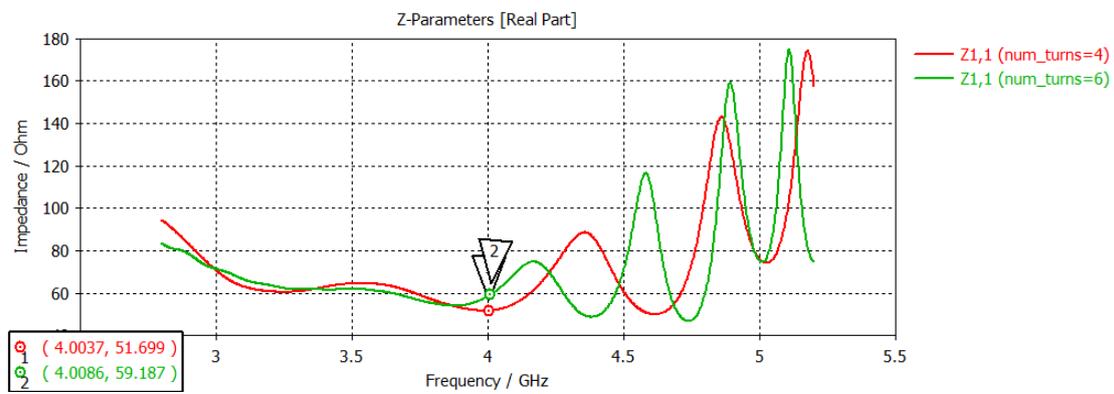


Figura 90 Parte real de la impedancia de entrada para  $n=4$  y  $n=6$

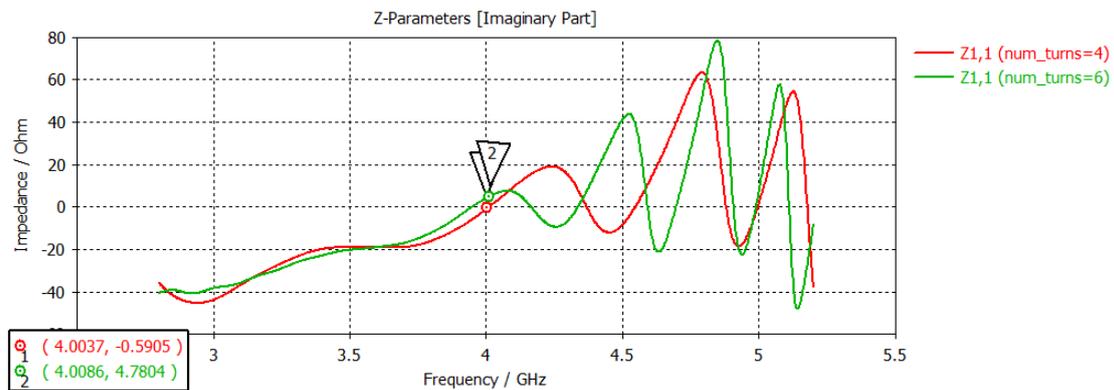


Figura 91 Parte imaginaria de la impedancia de entrada para  $n=4$  y  $n=6$

En la Figura 92 nos damos cuenta como se sigue manteniendo una eficiencia de radiación cercana a 0 en un amplio rango de frecuencias. Obteniendo valores muy similares a los obtenidos con la hélice de 4 vueltas como se muestra en Figura 93.

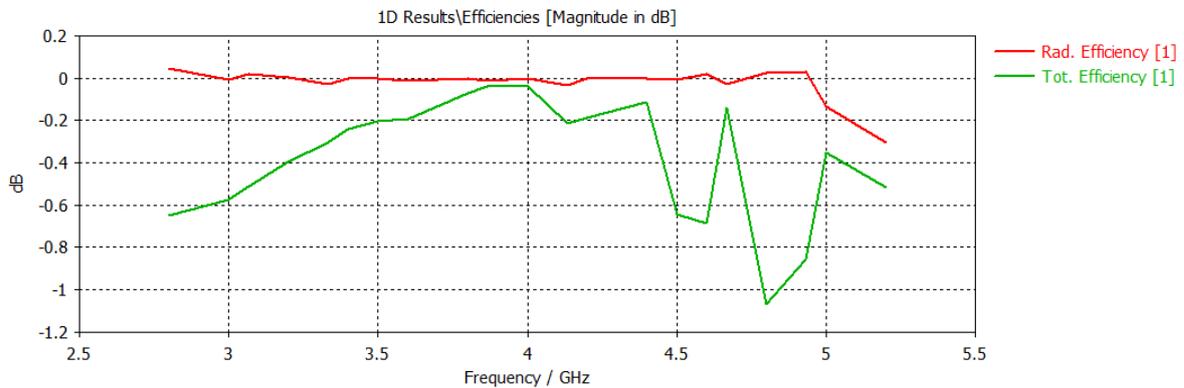


Figura 92 Eficiencia de radiación y eficiencia total del modelo de antena con 6 vueltas

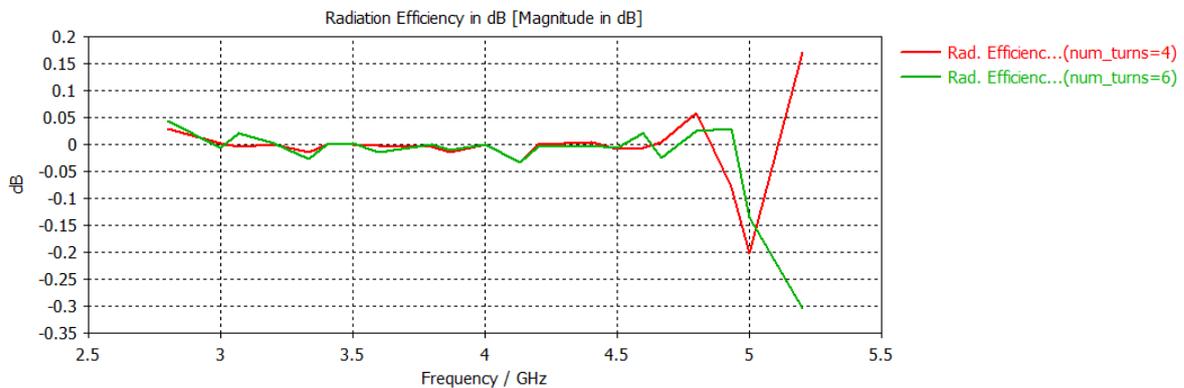


Figura 93 Comparación de la eficiencia de radiación de la antena para  $n=4$  y  $n=6$

Como se puede distinguir el diagrama de radiación 3D apenas varía el diagrama respecto al modelo de 4 vueltas, únicamente aumenta la directividad de 9.1 dB (Figura 76) a 10.5 dB (Figura 94)

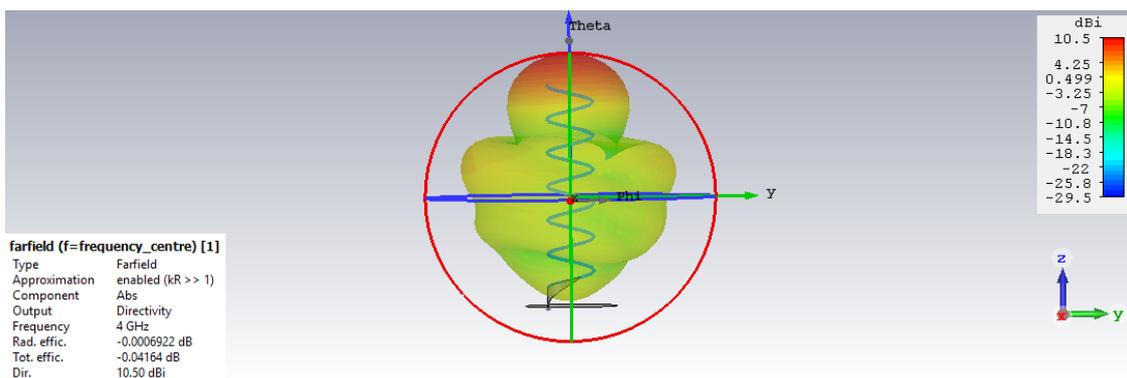


Figura 94 Diagrama de radiación 3D del modelo de antena con 6 vueltas.

Para estudiar en qué modo radia la hélice con 6 vueltas se van a analizar varios diagramas y su evolución en el margen de frecuencias. A continuación, se pueden observar los diagramas de radiación en campo lejano en coordenadas polares a la frecuencia de operación (4 GHz) y a las frecuencias que marcan el límite del ancho de banda de adaptación obtenido (3,2 y 4,4 GHz).

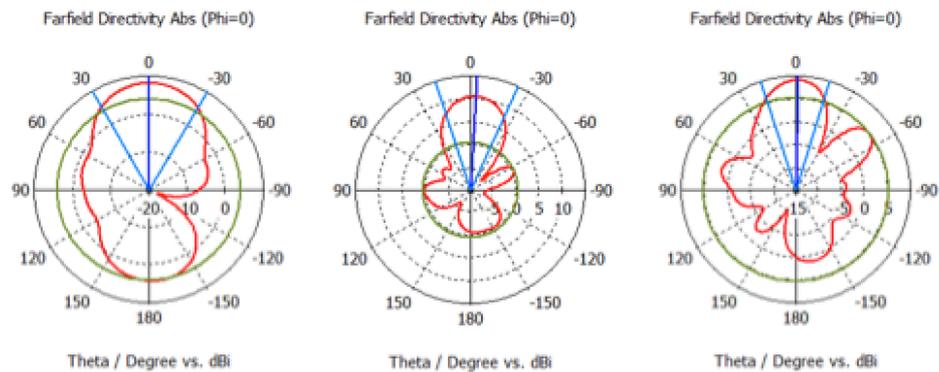


Figura 95 Diagramas de radiación en coordenadas polares en la dirección  $\Phi=0$  para las frecuencias 3.2, 4 y 4.4 GHz respectivamente. Modelo de antena con 6 vueltas

Frecuencia (GHz)	Magnitud del lóbulo principal (dB)	Dirección del lóbulo principal (deg)	Ancho de banda angular a -3dB (deg)
3.2	8.1	0	60.2
4	10.5	-3	42.4
4.4	9.11	-1	34.5

Tabla 33 Valores de radiación obtenidos en la dirección  $\Phi=0$  para las frecuencias 3.2, 4 y 4.4 GHz respectivamente. Modelo de antena con 6 vueltas.

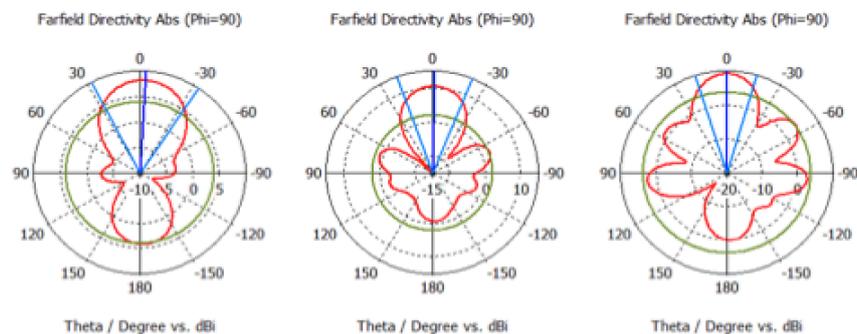


Figura 96 Diagramas de radiación en coordenadas polares en la dirección  $\Phi=90$  para las frecuencias 3.2, 4 y 4.4 GHz respectivamente. Modelo de antena con 6 vueltas.

Frecuencia (GHz)	Magnitud del lóbulo principal (dB)	Dirección del lóbulo principal (deg)	Ancho de banda angular a -3dB (deg)
3.2	8.12	-3	61.2
4	10.4	-1	42.2
4.4	9.1	0	33.7

Tabla 34 Valores de radiación obtenidos en la dirección  $\Phi=90$  para las frecuencias 3.2, 4 y 4.4 GHz respectivamente. Modelo de antena con 6 vueltas.

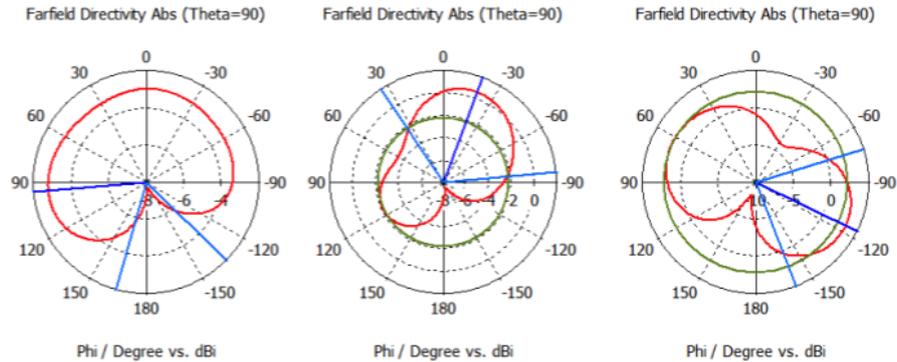


Figura 97 Diagramas de radiación en coordenadas polares en la dirección  $\Theta=90$  para las frecuencias 3.2, 4 y 4.4 GHz respectivamente. Modelo de antena con 6 vueltas.

Frecuencia (GHz)	Magnitud del lóbulo principal (dB)	Dirección del lóbulo principal (deg)	Ancho de banda angular a -3dB (deg)
3.2	-2.81	95	299.2
4	0.575	-20	118.4
4.4	3.18	-116	86.7

Tabla 35 Valores de radiación obtenidos en la dirección  $\Theta=90$  para las frecuencias 3.2, 4 y 4.4 GHz respectivamente. Modelo de antena con 6 vueltas.

Respecto a los diagramas obtenidos para la frecuencia a la que se ha diseñado la antena (4GHz) podemos comprobar como los obtenidos para  $\Phi=0$  y  $\Phi=90$  son bastante similares, al contrario del obtenido en la dirección  $\theta=90^\circ$ .

Asimismo, la antena tiene un ancho de haz a 3 dB en la dirección  $\Phi=0$  de  $42.4^\circ$  y de  $42.2^\circ$  en la dirección  $\Phi=90$ . Se puede observar también un nivel de lóbulo principal de 10dB aproximadamente en torno a  $0^\circ$ . Con relación a la evolución de los diagramas en la banda de trabajo vemos que no se obtiene una estabilidad, debido a que en los márgenes y en la frecuencia de operación no se mantiene diagramas de radiación idénticos.

El Axial Ratio se ha representado en la Figura 98, tal y como se puede observar como a la frecuencia de operación (4 GHz) y en la dirección  $\Phi=90^\circ$ , se obtienen valores de AR inferiores a 3 dB en los ángulos comprendidos entre  $-16^\circ$  y  $19^\circ$ . Mientras que, para la misma frecuencia, pero en la dirección  $\Phi=0^\circ$  se obtienen valores de AR por debajo de 3 dB en los ángulos comprendidos entre  $-24^\circ$  y  $19,6^\circ$ .

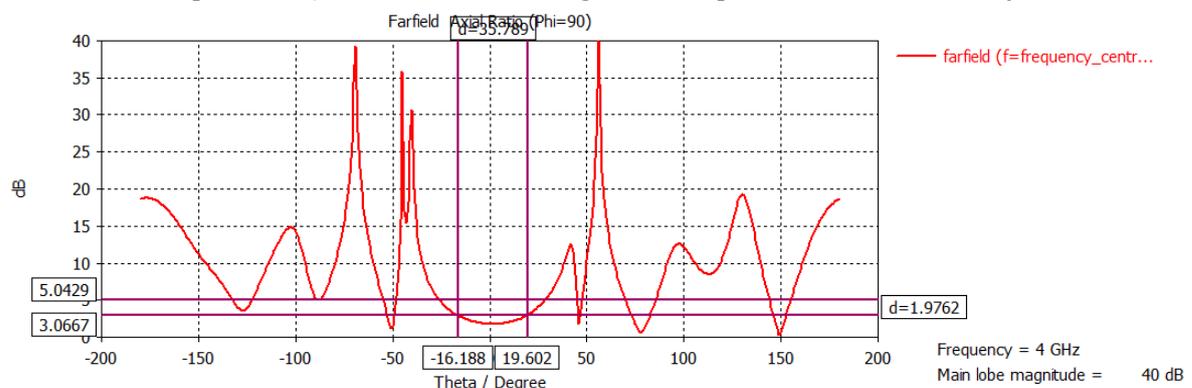


Figura 98 Axial Ratio a la frecuencia de 4GHz en la dirección  $\Phi=90$ . Modelo de antena con 6 vueltas.

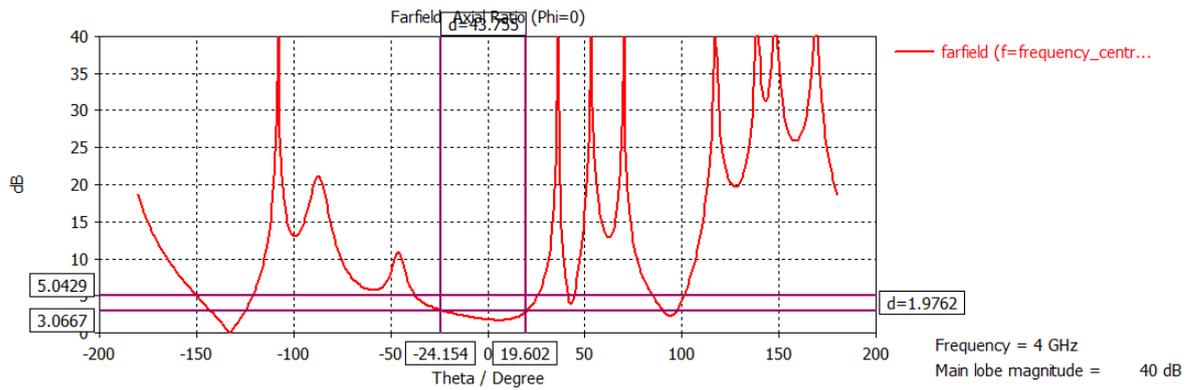


Figura 99 Axial Ratio a la frecuencia de 4GHz en la dirección Phi=0. Modelo de antena con 6 vueltas.

Por último, en la Figura 100 se ha representado el AR en función de la frecuencia. En la

Tabla 36 se especifican los márgenes de frecuencia por debajo de los 5 y 3 dB para ambos modelos de hélice, con 4 y 6 vueltas respectivamente.

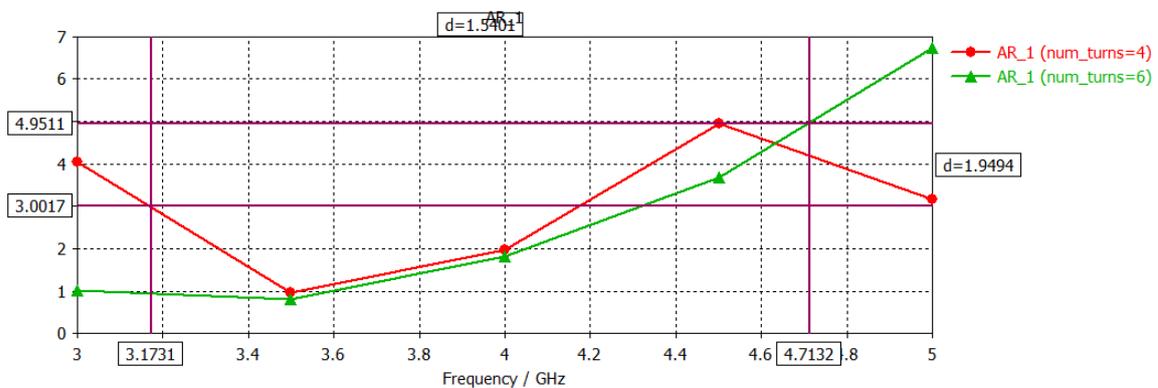


Figura 100 Axial Ratio en función de la frecuencia para n=4 y n=6, respectivamente

	n=4	n=6
<b>Margen de frecuencias en resonancia por debajo de -5 dB</b>	3-5 GHz	3-4.7132 GHz
<b>Margen de frecuencias en resonancia por debajo de -3 dB</b>	3.17- 4.17 GHz	3 - 4.35 GHz

Tabla 36 Valores de AR obtenidos para el modelo de antena con n=4 y n=6, respectivamente

Por último, se ha representado la ganancia en función de la frecuencia y podemos concluir que el aumento del número de vueltas que conforman la hélice si que conlleva un aumento de la ganancia, aun que no es proporcional este aumento.

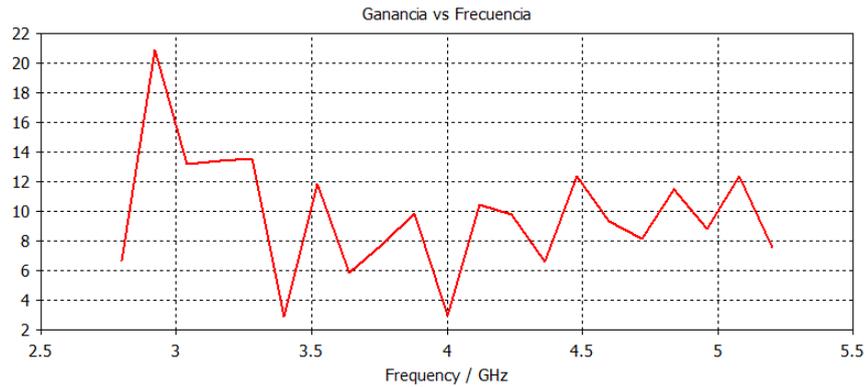


Figura 101 Ganancia en función de la frecuencia. Modelo de antena con 6 vueltas.

## 5.6 Antena simulada en agua destilada

Una vez analizado el comportamiento de la antena en el aire, se ha simulado el efecto que se produce en la onda al pasar de un medio de transmisión como es el aire cuyo índice de reflexión igual a 1 al cuerpo humano cuyo índice de reflexión es 79 se pensó en introducir la hélice en agua destilada. Pero los resultados no fueron los deseados debido a que el agua tiene mucha conductividad. La Figura 102 muestra la antena introducida en agua destilada.

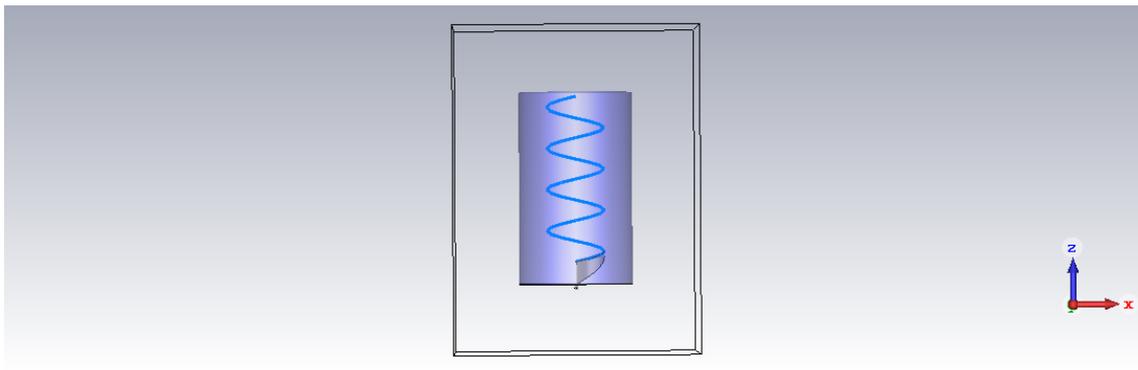


Figura 102 Antena introducida en agua destilada

La Figura 103 muestra el valor del parámetro  $S_{11}$  para la antena introducida en agua destilada. Como se observa, como el agua es muy conductora aparecen pequeñas variaciones en el valor de  $S_{11}$ , además en ningún momento se obtienen valores por debajo de -10 dB, debido a que la antena está prácticamente cortocircuitada al estar en contacto directo con el agua.

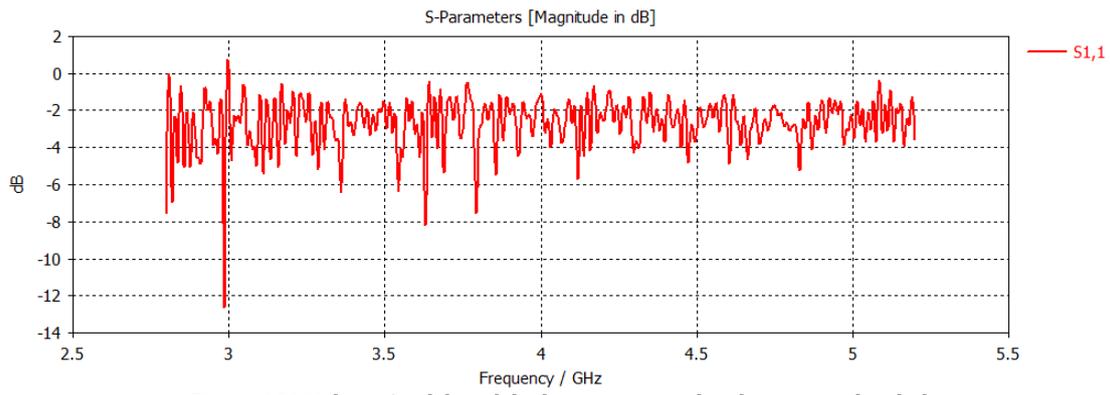


Figura 103 Valores  $S_{11}$  del modelo de antena introducida en agua destilada

## 6 Desarrollo y resultados con tejidos corporales

Como se ha explicado en el segundo apartado, los tejidos humanos son un medio con pérdidas y cuya permitividad varía en función del tejido en cuestión. Por lo que, como la antena diseñada, se va a utilizar en aplicaciones WBAN, es fundamental, conocer el comportamiento de la antena ante la presencia de tejidos humanos, y optimizarla al medio.

En este apartado se exponen los diferentes resultados de simulación extraídos con la presencia de un modelo de torso humano.

### 6.1 Modelo de capas del torso humano

Para poder estudiar el comportamiento de la antena diseñada con tejidos humanos, se ha realizado un modelo de capas del abdomen humano. De acuerdo con el dataset [82] [83], la estructura multicapa de un abdomen humano se puede modelar como un modelo dieléctrico formado por 3 capas diferentes de tejidos humanos. Para simplificar este modelo se ha excluido la geometría sofisticada, asumiendo que cada capa es plana (flat). El grosor de cada capa se ha elegido en base al estudio llevado a cabo en [84], donde se establece el grosor de los diferentes tejidos que forman la zona abdominal. Estos valores son Tabla 37.

Respecto a las características electromagnéticas de las capas de tejidos biológicos (piel, grasa y músculo) se ha establecido su valor por los resultados obtenidos en [85] (Tabla 38)

Tejido	Grosor (mm)
Piel	3
Grasa	50
Músculo	20

Tabla 37 Profundidad típica de las capas del abdomen humano

Frecuencia	Propiedades del tejido	Piel	Grasa	Músculo
4 GHz	$\sigma$ (S/m)	2.34	0.502	3.02
	$\epsilon_r$	36.587	10.4	50.821

Tabla 38 Propiedades electromagnéticas de los tejidos (piel, grasa y músculo) para la frecuencia 4GHz

### 6.2 Diseño de la antena con el modelo de capas

Una vez realizados el diseño de la hélice en espacio libre y el modelo de torso humano, es hora, de ver como varía el funcionamiento de la antena con el modelo de abdomen. Con el objetivo de reducir las posibles reflexiones producidas por los tejidos biológicos se ha aumentado el diámetro de plano de masa hasta los 80 mm y este se ha situado a 90 mm de la piel, por tanto, el extremo de la última vuelta de la hélice se encuentra a 16,75 mm de la piel. En la Tabla 39 se muestra la geometría de la antena a analizar.

Parámetro	Dimensiones (mm)
Diámetro de giro de la hélice	25.25
Angulo de elevación	13
Número de vueltas	4
Diámetro del plano de masa	80
Diámetro del hilo de la hélice	0.56856

Tabla 39 Geometría de la antena con el modelo de capas del abdomen humano

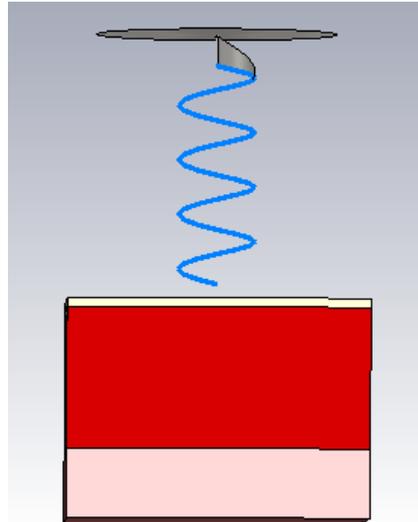


Figura 104 Hélice con el modelo de capas del abdomen humano diseñado en CST

En la Figura 105 se pueden apreciar los resultados de la adaptación. El ancho de banda se reduce a las frecuencias comprendidas entre 3.7-4.1 GHz.

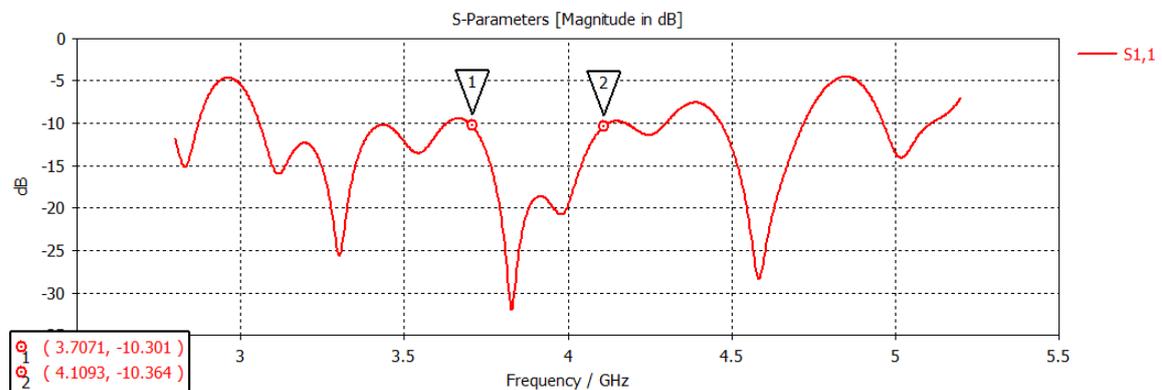


Figura 105 Valores S11 de la hélice con el modelo de capas del abdomen humano

Respecto a la impedancia de entrada, en la Figura 106 se puede apreciar que la parte real para la frecuencia de interés tiene un valor de  $37.25\Omega$ , mientras que la parte imaginaria a la misma frecuencia tiene un valor de  $-0.95\Omega$  (véase Figura 107).

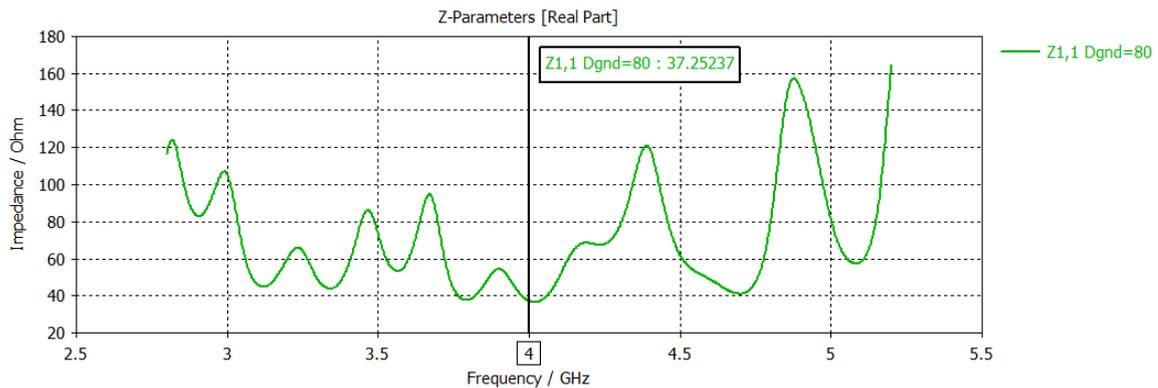


Figura 106 Parte real de la impedancia de entrada de la hélice con el modelo de capas del abdomen humano

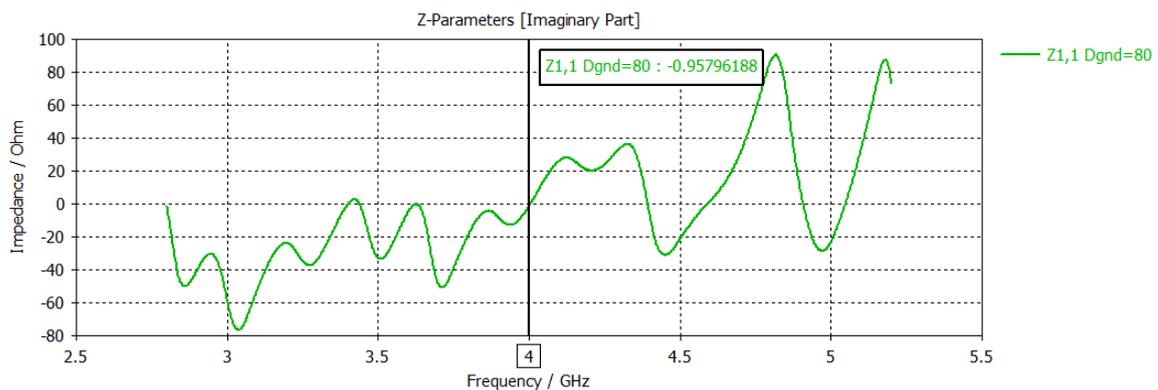


Figura 107 Parte imaginaria de la impedancia de entrada de la hélice con el modelo de capas del abdomen humano

Por último, en la Figura 108 se ha representado la eficiencia de radiación y la eficiencia total. Se aprecia como la eficiencia de radiación tiene valores cercanos a 0dB, por lo que casi toda la potencia recibida por la hélice es radiada.



Figura 108 Eficiencia de radiación y eficiencia total de la hélice con el modelo de capas del abdomen humano

Generalmente las antenas que trabajan en las redes WBAN trabajan en la región de Fresnel, por lo que se tiene que considerar y estudiar la radiación en campo cercano de la antena. De esta forma en la Figura 109 se muestra la radiación de campo eléctrico en dBV/m de la hélice para 4 GHz, cabe destacar que en la primera capa (piel) existe una alta penetración ya que se obtienen valores en torno a 40 dBV/m y que a medida que se van a travesando el resto de capas (grasa y músculo) se va perdiendo, pero como mínimo se alcanzan valores de 20 dBV/m. Por lo que los resultados obtenidos en cuanto a profundidad de penetración no están mal.

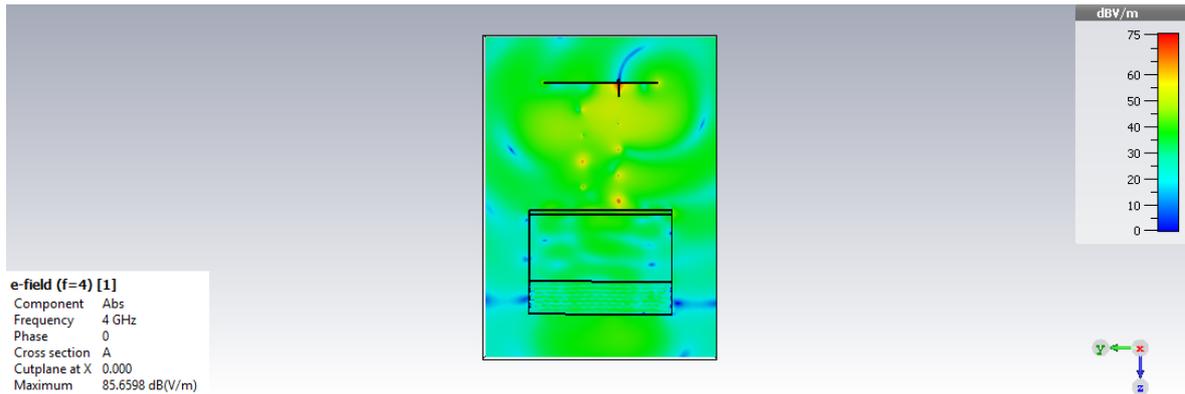


Figura 109 Campo cercano radiado por la hélice con el modelo de capas de abdomen humano

### 6.3 Comportamiento del diseño con la introducción de materiales entre la antena y la piel

La aplicación principal de la antena diseñada es como receptor de datos de otros dispositivos implantados o ingeridos por el cuerpo humano, por lo que el contacto directo de la antena diseñada sobre el paciente puede provocar que elementos como el vello o el sudor alteren el funcionamiento o adaptación de la hélice. Por tanto, para evitar el efecto indeseado de estos elementos, se ha comprobado el funcionamiento de la antena sin que tenga contacto directo con la capa de piel. Con este fin se han probado dos opciones, la primera de ellas, consiste en dejar un gap de aire entre la hélice y la piel. La segunda opción, es colocar una capa de gel de glicerina.

#### 6.3.1 Gap de aire entre la antena y la piel

Se ha estudiado como varía el funcionamiento de la antena dejando 17, 27 y 37 mm de separación entre la piel y el final de la hélice, que se corresponde con una distancia de 90, 100 y 110 mm entre la piel y el plano de masa. Seguidamente, en la Figura 110, se muestra cómo varía el  $S_{11}$ , al introducir entre la antena y el modelo de abdomen una capa de con una permitividad mucho menor, que en el caso del aire es 1, se reduce el ancho de banda de adaptación. Concretamente al reducir el gap de aire se reduce más el ancho de banda de adaptación y la resonancia es mucho menor.

En la Tabla 40 aparecen los valores de impedancia de entrada para los diferentes valores de separación entre el plano de masa y la piel. Para ninguno de los casos se obtiene a la frecuencia de interés  $50 + 1j \Omega$ .

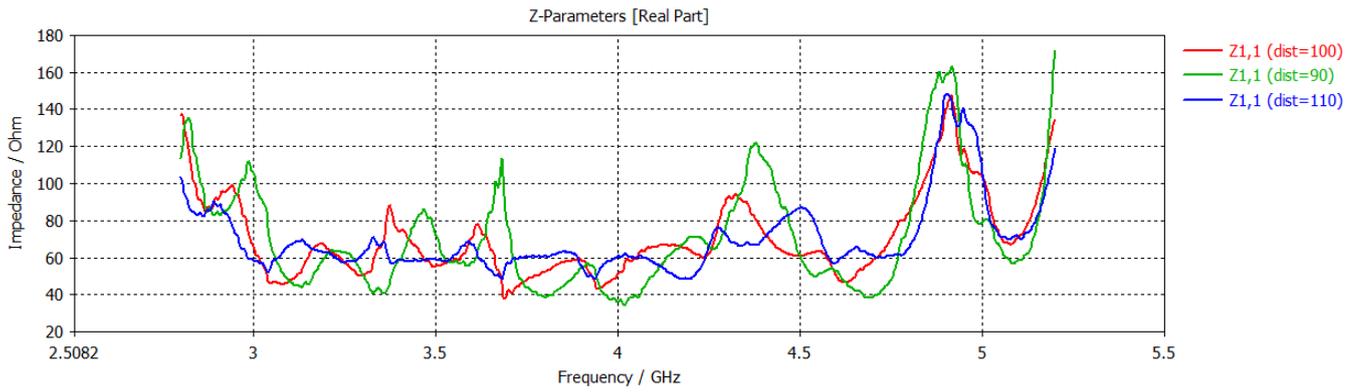


Figura 110 Parámetro  $S_{11}$  para distintos valores de gap de aire entre la antena y la piel

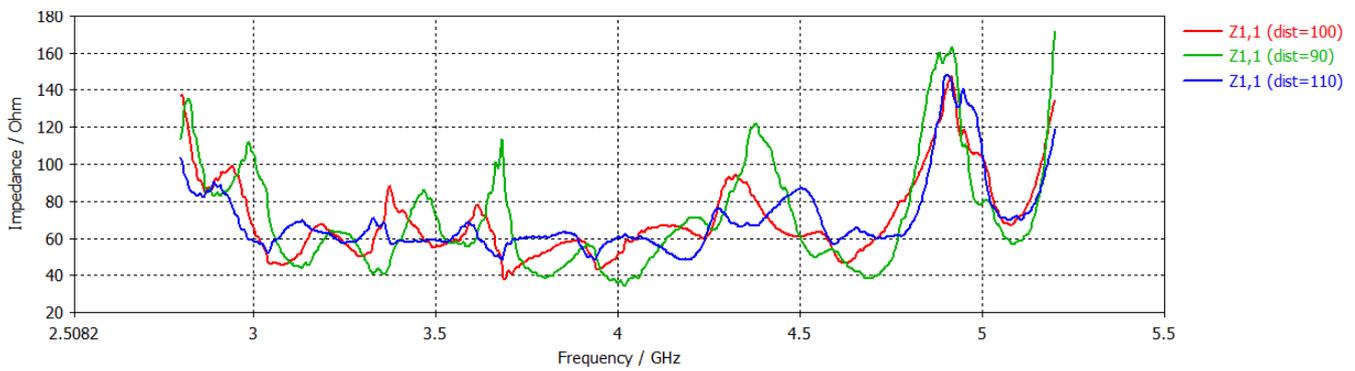


Figura 111 Parte real de la impedancia de entrada para distintos valores de gap de aire entre la antena y la piel

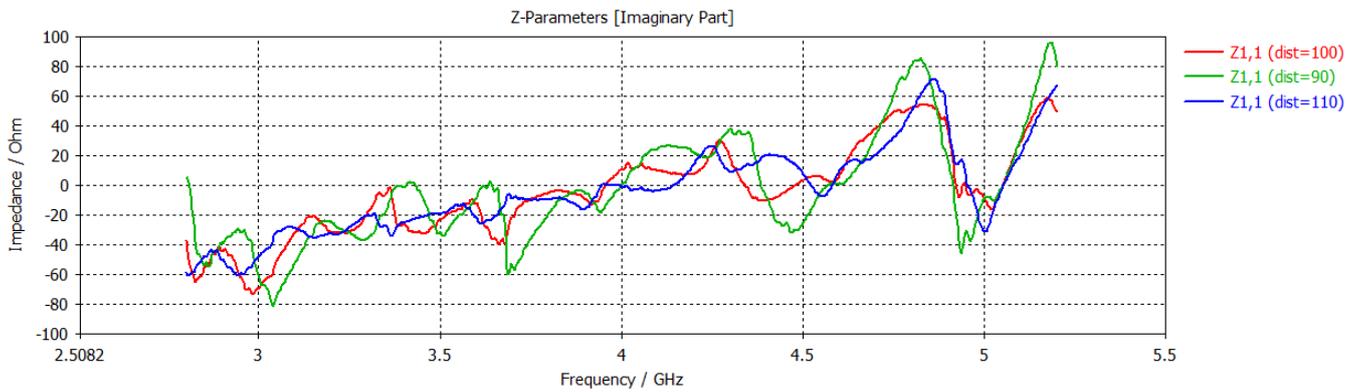


Figura 112 Parte imaginaria de la impedancia de entrada para distintos valores de gap entre la antena y la piel

Distancia (mm)	Impedancia de entrada
90	37.133 + 1.539j
100	52.06 + 11.074j
110	60,465 - 1,148j

Tabla 40 Valores de impedancia de entrada obtenidos para una distancia entre la piel y el plano de masa de 90, 100 y 110, respectivamente

Tal y como se observa en la Figura 113 ya no se obtienen valores de eficiencia de radiación cercanos a 0 en toda la banda de operación como sí ocurriría con la antena en espacio libre, sino que los valores varían de igual forma para los 4 gaps de aire diferentes entre 0 y -0.2dB.

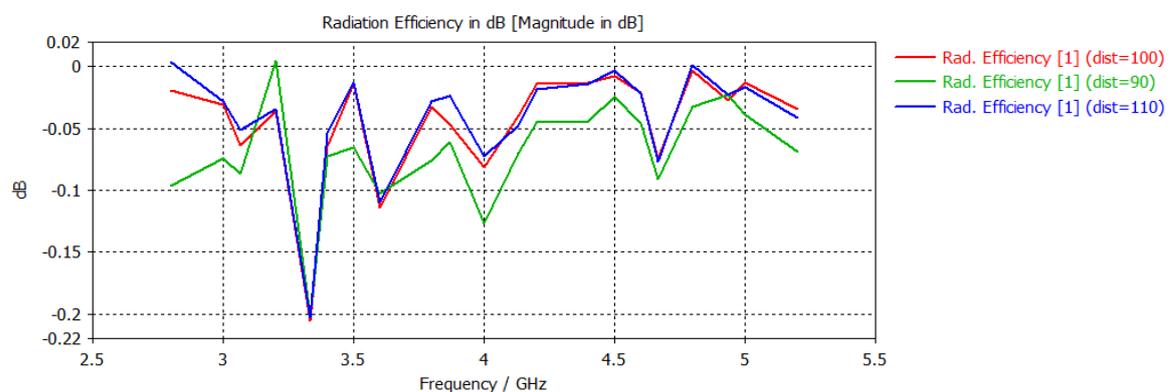


Figura 113 Eficiencia de radiación para distintos valores de gap de aire entre la antena y la piel

Además, se ha representado la relación axial en función de la frecuencia (véase Figura 114). Para conseguir una polarización circular el valor de la relación axial debe ser inferior a 3dB, pero en la práctica este valor es muy difícil de conseguir y habrá rangos de frecuencias en los que la antena no tendrá una polarización circular, pero sí elíptica. Por lo que también se establece el límite de los 5dB, pero como se puede apreciar en la Figura 114 el valor del AR varía mucho a lo largo del margen de frecuencias.

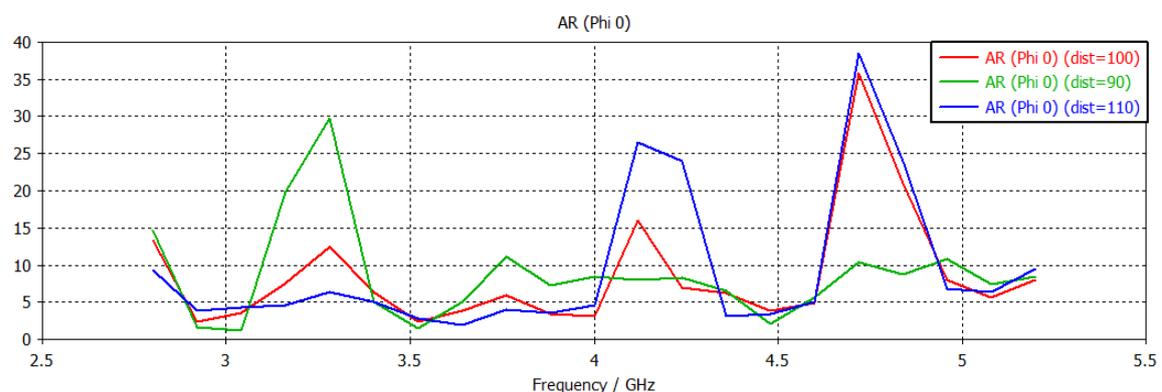


Figura 114 Axial Ratio en función de la frecuencia para distintos valores de gap de aire entre la antena y la piel

Como era de esperar al alejar la antena disminuye la profundidad de penetración, tal y como se observa en las siguientes figuras.

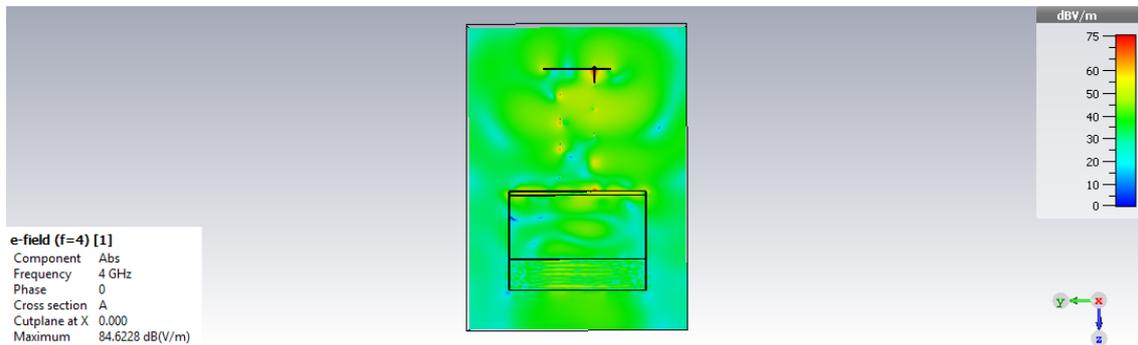


Figura 115 Campo Eléctrico radiado en dBV/m a 4 GHz. Gap de aire 17 mm

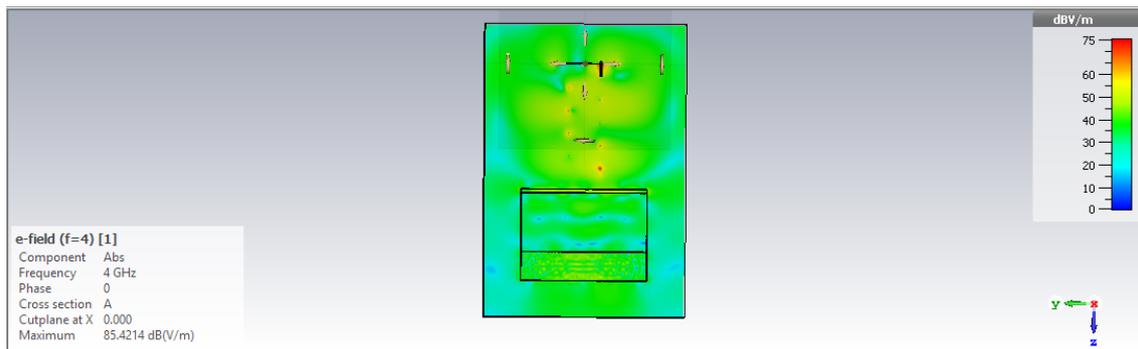


Figura 116 Campo Eléctrico radiado en dBV/m a 4 GHz. Gap de aire 27 mm

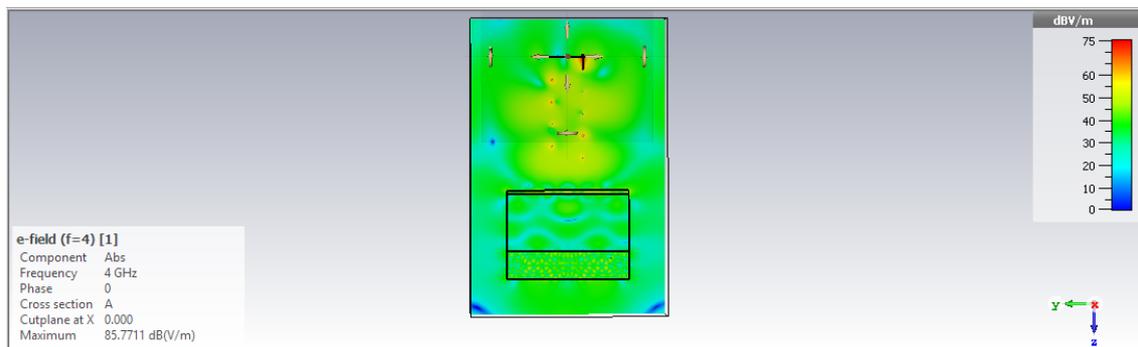


Figura 117 Campo Eléctrico radiado en dBV/m a 4 GHz. Gap de aire 37 mm

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

En el presente apartado se analizan los resultados obtenidos al introducir una capa de gel sobre la piel. Este gel para las simulaciones se ha establecido que tiene una  $\epsilon$  igual a 6 y un grosor de 1 mm. Los resultados de adaptación pueden observarse en la Figura 118. Se muestra como con la capa de gel se consigue un ancho de banda un pelín mayor. Por otra parte, en la Figura 119 puede verse que con la capa de gel se consigue que la parte real de la impedancia de entrada este cercana a los  $50\Omega$ , mientras que la parte imaginaria alcanza un valor elevado de  $13.48\Omega$  (véase Figura 120). Por último, en la Figura 121 puede verse que al introducir el gel se siguen obteniendo una eficiencia de radiación cercana a 0.

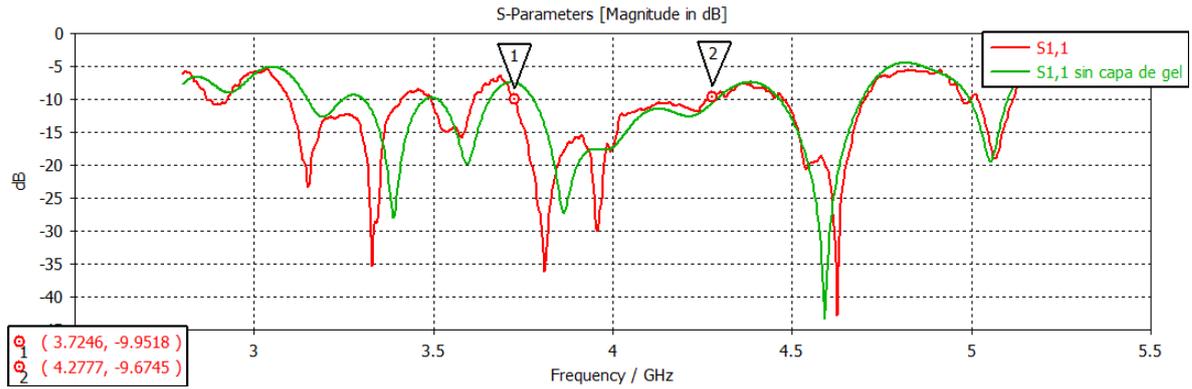


Figura 118 Valores de S11 para el modelo con y sin capa de gel entre la antena y los tejidos

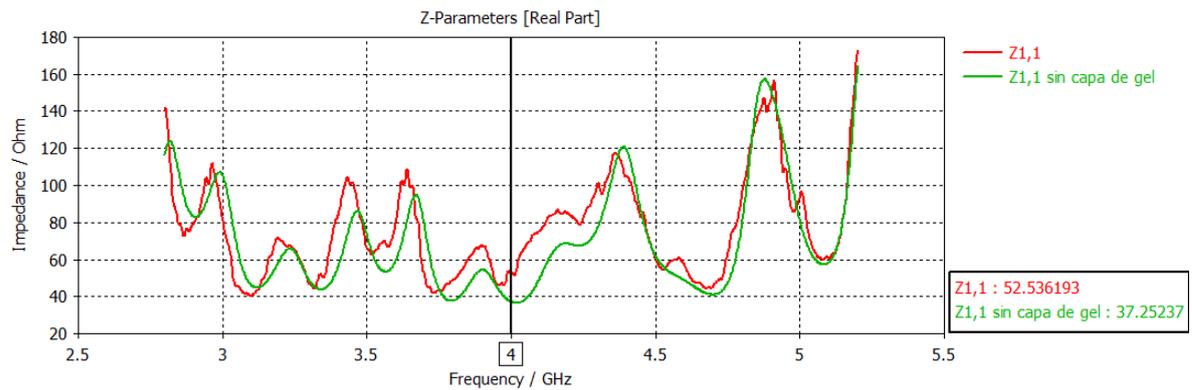


Figura 119 Parte real de la impedancia de entrada para el modelo con y sin capa de gel entre la antena y los tejidos

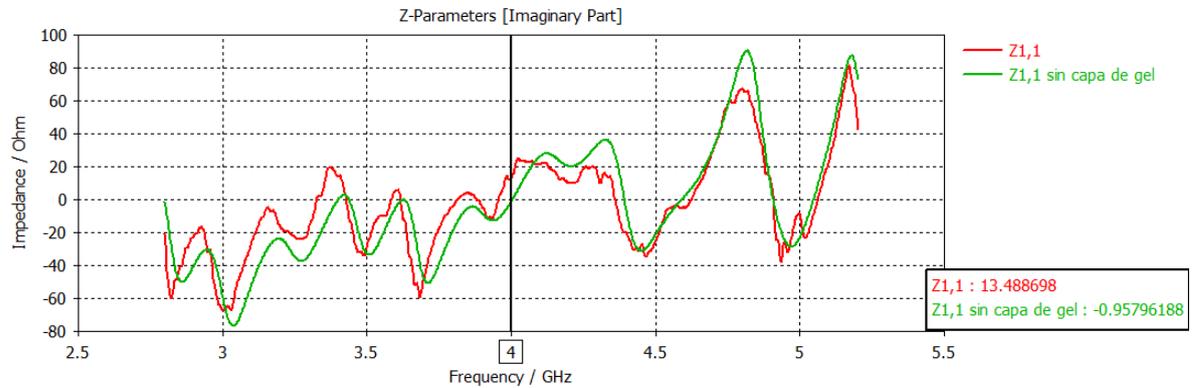


Figura 120 Parte imaginaria de la impedancia de entrada para el modelo con y sin capa de gel entre la antena y los tejidos

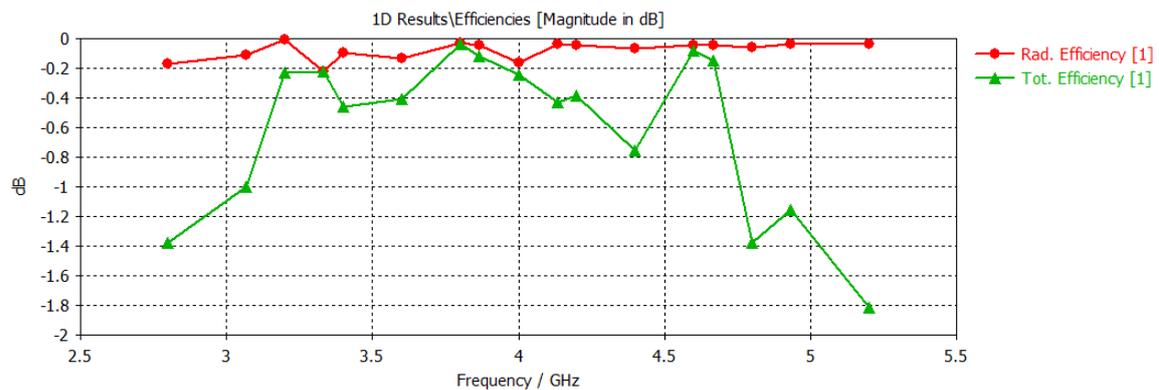


Figura 121 Eficiencia de radiación y eficiencia total del modelo con capa de gel entre la antena y los tejidos

En la Figura 122 se observa la radiación de campo eléctrico en dBV/m para el modelo con capa de gel entre la antena y los tejidos. Se puede observar que la penetración de campo en los tejidos es un poco mejor que el modelo sin capa de gel (véase Figura 109).

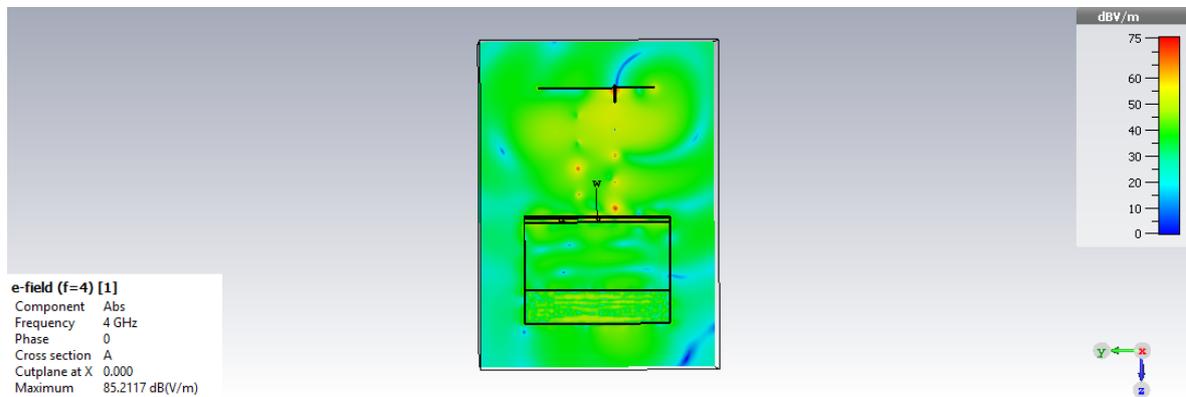


Figura 122 Campo Eléctrico radiado en dBV/m a 4 GHz. Modelo con capa de gel entre la antena y los tejidos

## 6.5 Diseño optimizado de la antena

Como era de esperar, el modelo de abdomen afecta considerablemente al funcionamiento de la antena diseñada en espacio libre, por lo que es necesario modificar los parámetros de diseño de la hélice para optimizar su funcionamiento a la banda de trabajo. La geometría de la hélice optimizada se describe en la Tabla 41. Cabe destacar que se ha optado porque entre el extremo de la última vuelta de la hélice y la capa de gel de 1mm no exista gap de aire.

Parámetro	Dimensiones (mm)
<b>Diámetro de giro de la hélice</b>	23.9
<b>Angulo de elevación</b>	14
<b>Número de vueltas</b>	4
<b>Diámetro del plano de masa</b>	56.21
<b>Diámetro del hilo de la hélice</b>	0.56856

Tabla 41 Geometría de la antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel

De este modo en la Figura 123 se pueden observar cómo se consiguen valores de  $S_{11}$  por debajo de los 10dB en un amplio rango de frecuencias 3.1-4.7 GHz, cabe destacar, que en la frecuencia central (4GHz) se obtiene una resonancia donde el  $S_{11}$  alcanza un valor por debajo de los -40dB.

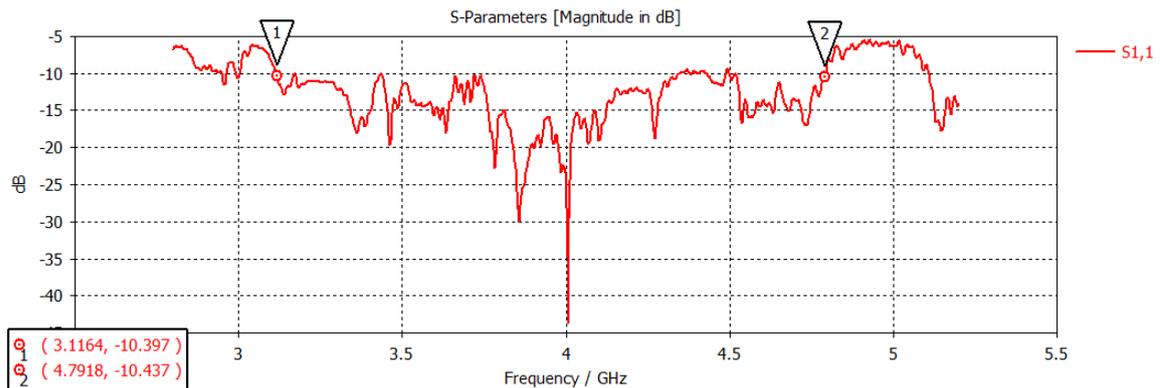


Figura 123 Valores  $S_{11}$  de la antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel

Respecto a la impedancia de entrada, en la Figura 124 se muestra que en la frecuencia central de 4GHz la parte real tiene un valor de  $45.7\Omega$ . Mientras que la parte imaginaria posee un valor de  $-1.75\Omega$  (véase Figura 125).

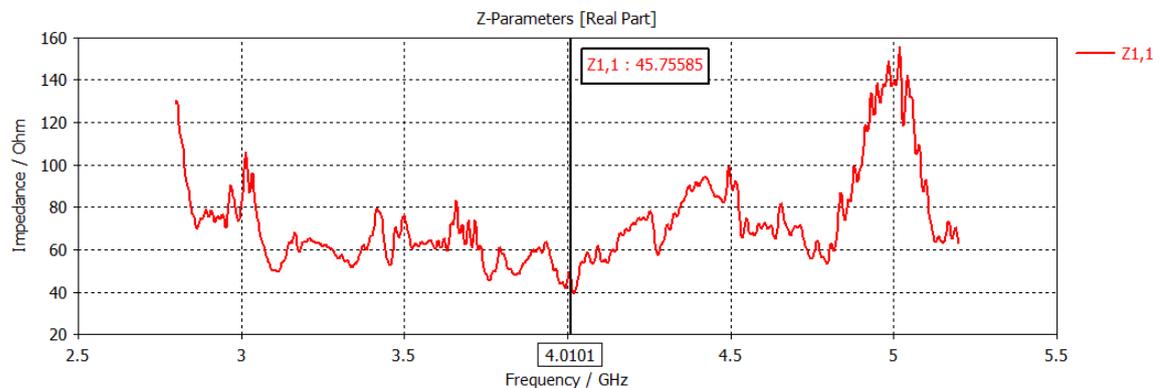


Figura 124 Parte real de la impedancia de entrada de la antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel

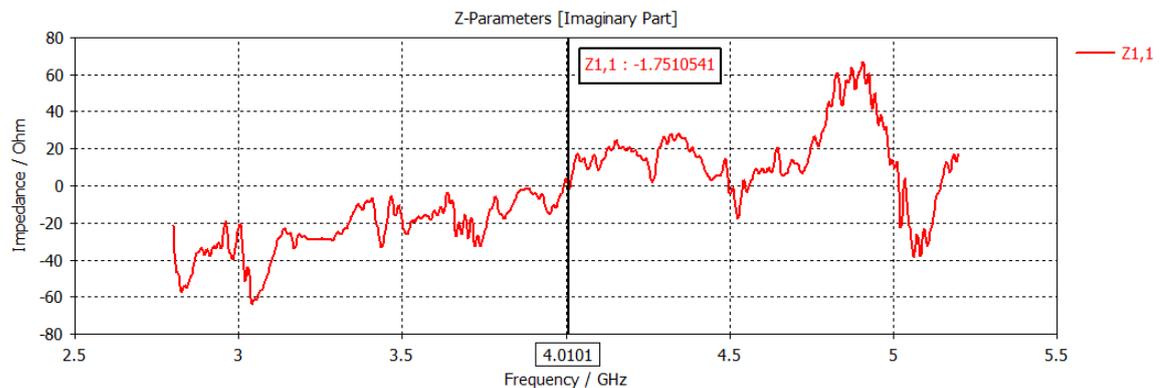


Figura 125 Parte imaginaria de la impedancia de entrada de la antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel

Por otro lado, la eficiencia de radiación y la eficiencia total se representan en la Figura 126. Respecto a la eficiencia de radiación no se alcanzan valores de 0dB, excepto en la frecuencia 3.5GHz, por lo que la hélice no radia toda la potencia que recibe. Sin embargo, en casi toda la banda de trabajo la eficiencia de radiación tiene valores en torno a -0.2dB que en lineal es 0.95, por lo que casi toda la potencia suministrada a la antena es radiada por la hélice.

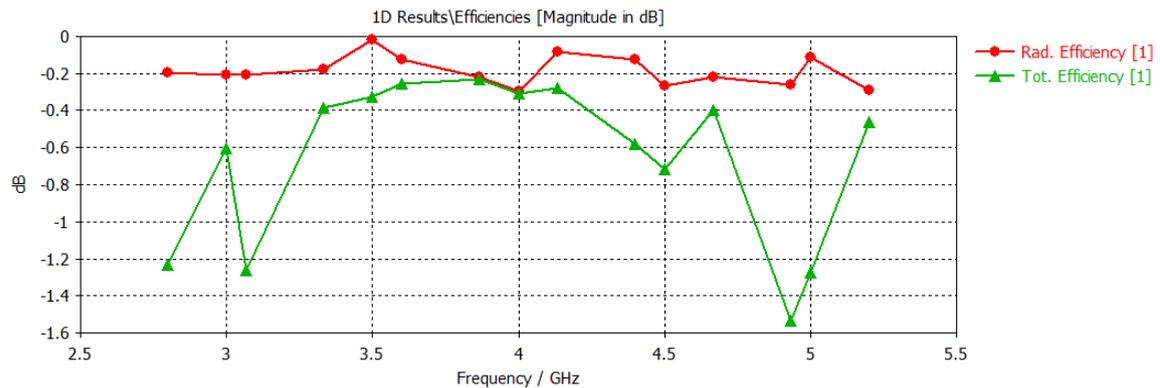


Figura 126 Eficiencia de radiación y eficiencia total de la antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel

A continuación, se ha representado el Axial Ratio en función de la frecuencia. Se observa en la Figura 127 como al introducir el modelo de torso humano ya no se consiguen valores por debajo de 5dB en la banda de trabajo, los valores obtenidos no son muy elevados excepto el pico que aparece entre 4.05 GHz y 4.3 GHz.

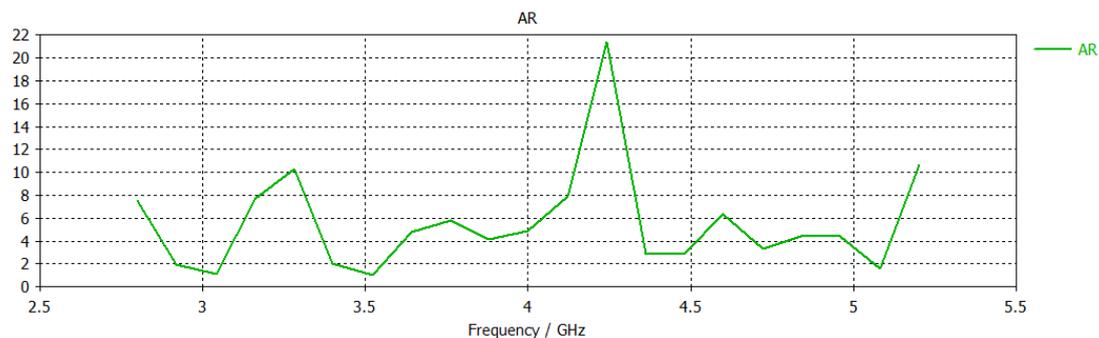


Figura 127 Axial Ratio en función de la frecuencia de la antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel

Por último, se han representados los diagramas de radiación de campo eléctrico en dBV/m para 3.1, 4 y 4,7 GHz, ya que los extremos del ancho de banda de adaptación son 3.1 y 4.7 GHz. Se puede apreciar como la radiación de campo en la primera capa de piel es muy buena y que va perdiendo intensidad al final de la capa de grasa, pero en la última capa de músculo se vuelve a obtener una intensidad de radiación buena y aceptable.

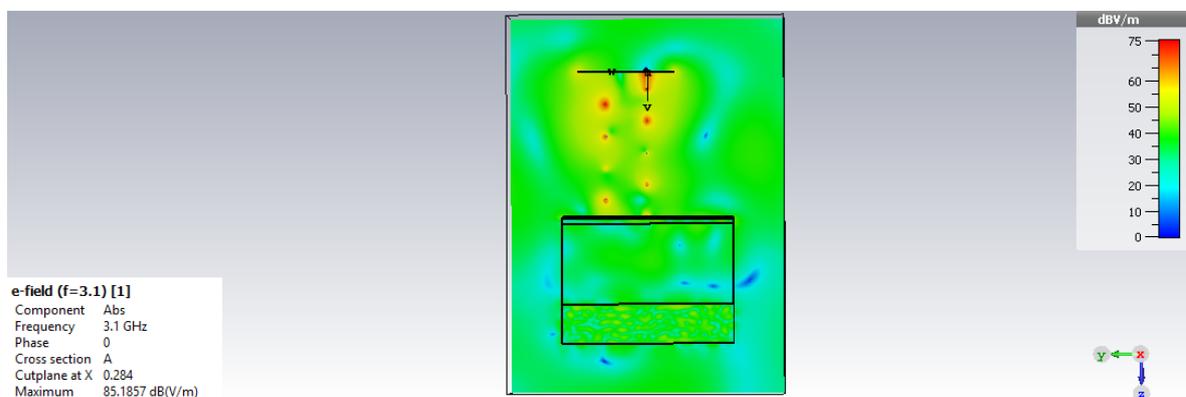


Figura 128 Campo Eléctrico radiado en dBV/m a 3.1 GHz. Antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel

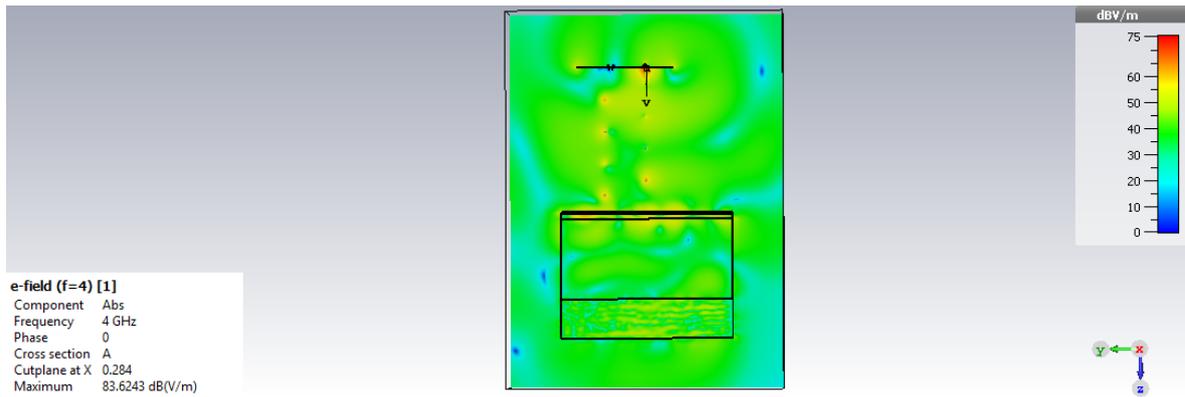


Figura 129 Campo Eléctrico radiado en dBV/m a 4 GHz. Antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel

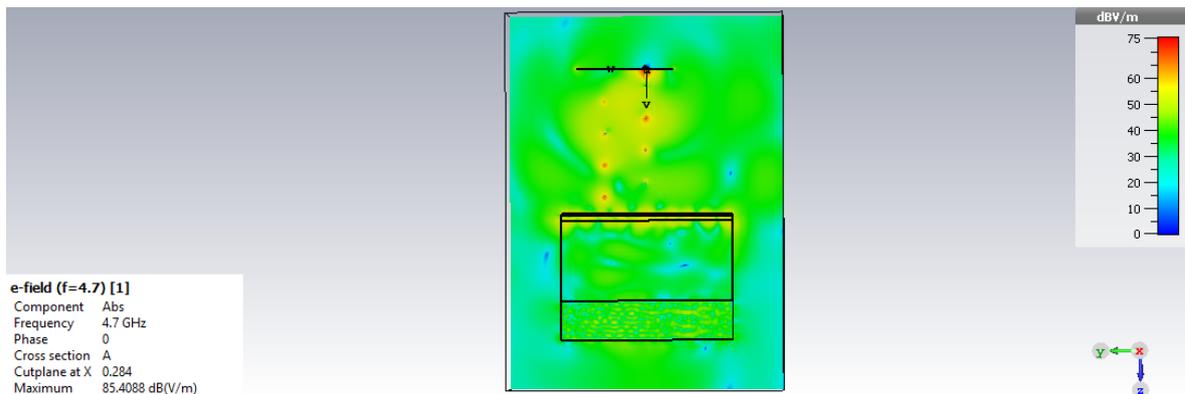


Figura 130 Campo Eléctrico radiado en dBV/m a 4.7 GHz. Antena optimizada con el modelo de torso humano y la capa de gel

## 7 Conclusiones y líneas futura de trabajo

Hoy en día vivimos en una sociedad cada vez más conectada y es innegable el enorme éxito de las redes inalámbricas, sobre todo del Wi-Fi. En los últimos años las comunicaciones inalámbricas han evolucionado a pasos agigantados hasta hacerlas posibles alrededor del cuerpo humano, incluso se han desarrollado cápsulas endoscópicas que son capaces de enviar imágenes desde el interior del cuerpo humano al exterior.

A lo largo de este documento se ha descrito el trabajo realizado durante los últimos meses. El objetivo principal de este trabajo era diseñar una antena compacta que operase bajo la tecnología UWB (3-5GHz). El uso principal de esta antena es la recepción de imágenes procedentes de antenas situadas en el interior del cuerpo humano, esencialmente de una píldora endoscópica que se encontrará en el interior del cuerpo humano.

Con este diseño se ha pretendido desarrollar una solución prometedora que permita a los médicos realizar diagnósticos más rápidos y precisos, además de mejorar la atención ofrecida a los pacientes y también se busca disminuir el impacto que suponen para los pacientes algunas terapias y métodos médicos.

Al inicio de este trabajo se han descrito en profundidad las redes inalámbricas de área corporal (WBAN), estas novedosas redes tienen un potencial enorme, sobre todo en el ámbito sanitario, debido a que en los próximos años pueden llegar a transformar idea actual de atención sanitaria. También tienen capacidad suficiente como para modernizar las intervenciones quirúrgicas y los diagnósticos médicos puesto que se pueden instalar elementos inteligentes (nodos, sensores y actuadores) en torno al cuerpo humano, bien sobre él, a pocos cm o dentro en su interior. Pero su campo de aplicación no se limita únicamente al sanitario, también se extiende a otras áreas como el entretenimiento, el militar, ocio, deporte, etc. También se ha descrito la tecnología UWB, enfatizando en su capacidad de transmitir datos de alta velocidad y baja potencia en radios de cobertura de pocos metros, convirtiéndola en la tecnología idónea para nuestra solución. Al ser capaz de transmitir los datos con una potencia menor en comparación con el resto de las tecnologías existentes, alcanza una autonomía mayor y puede convivir con otras señales al causar pocas interferencias. Además, es una solución muy económica puesto el número de componentes requeridos son menores. Por otra parte, como la antena diseñada se va a emplear en aplicaciones donde interviene el cuerpo humano se han estudiado las propiedades electromagnéticas de los tejidos biológicos con el objetivo de prever los posibles efectos de éstos en el funcionamiento de la antena. Concluyendo que existe una atenuación mucho mayor en los tejidos humanos que en el espacio abierto y que la profundidad de penetración disminuye drásticamente a medida que se aumenta la frecuencia, situación que perjudica en gran medida a nuestra solución puesto que trabaja en la banda de trabajo comprendida entre 3-5GHz.

A continuación, se han enunciado y definido los principales parámetros de diseño de las antenas. Entre los diferentes tipos de antenas que existen, para llevar



a cabo la solución se ha optado por una hélice operando en modo axial, debido a que focaliza (diagrama más directivo) y que su buena ganancia mejora la profundidad de penetración en el cuerpo humano. Como el objetivo de la antena es comunicarse con una píldora endoscópica que se encontrará en el interior del cuerpo humano y que opera con polarización lineal, por lo que nuestra antena ha de operar con polarización circular para así captar los datos de las antenas situadas en el interior del cuerpo humano independientemente de la orientación que puedan tener estas antenas.. Así mismo es necesario un gran ancho de banda para captar imágenes de gran calidad. De manera que la antena elegida ha sido una hélice en modo axial

Una vez elegido el tipo de antena a diseñar, estudiadas sus principales características y realizados los cálculos teóricos para obtener las dimensiones de la hélice para su óptimo funcionamiento en la banda de trabajo (3-5GHz). Para realizar el diseño y las simulaciones de los diferentes modelos de antena desarrollados se ha utilizado el software de simulación electromagnética *CST Microwave Studio*, esta herramienta tiene una interfaz sencilla y en Internet existe multitud de documentación a cerca del diseño de antenas con este programa.

Inicialmente se realizó un diseño de la hélice con los parámetros de diseño obtenidos teóricamente, pero los resultados no fueron los esperados y se modificaron los valores de algunos parámetros de diseño con el objetivo de lograr los resultados buscados (parámetros  $S_{11}$  en la banda de trabajo por debajo de los 10dB, polarización circular, impedancia de entrada  $50 + 0j$ , etc.). Al final como la hélice tiene una impedancia característica en torno a los  $140\Omega$  y el coaxial que se diseñó para alimentarla una impedancia de entrada de  $50\Omega$ , no estaban adaptados y fue necesario realizar un *taper*, este elemento consiste en hacer la última vuelta cada vez más ancha con el propósito de realiza una transición gradual entre la impedancia de la hélice de  $140\Omega$  y la línea coaxial de  $50\Omega$ . Este elemento (de forma triangular y curvado con el mismo radio de curvatura que la hélice) inicialmente fue difícil de diseñar, pero finalmente con las herramientas de modelado disponibles en el software CST (Bend Tool) fue posible.

Una vez optimizado el diseño de la hélice en espacio libre se pensó que para simular los posibles efectos del cuerpo humano en el funcionamiento de la antena se podía introducir ésta en agua destilada, puesto que el agua destilada tiene una permitividad elevada al igual que cuerpo humano, pero los resultados no fueron buenos puesto que el agua es muy conductora y las gráficas aparecían muy distorsionadas. Una vez descartada esta idea se decidió realizar un modelo de torso humano formado por una capa de piel, otra de grasa y otra de músculo con sus respectivas propiedades electromagnéticas puesto que CST permite crear materiales con las características deseadas. Al final este modelo nos permitía observar cómo afectaba la presencia de los tejidos biológicos al funcionamiento de la antena, pero los tiempos de simulación eran demasiados largos llegando a tardar incluso 8 horas, lo que provocó que se ralentizara el final del proyecto, añadir que las dimensiones del torso no podían ser mayores puesto que al aumentarlas el ordenador no disponía de suficiente RAM para soportar la simulación y aparecía un mensaje de error en el software. Finalmente, para aumentar la penetración en los tejidos humanos se pensó en utilizar un gel con una permitividad relativa igual



a 6 para que así las ondas tuvieran una transición gradual y que no afecte tanto pasar de un medio como es el aire de permitividad igual a 1 a la piel que tiene una permitividad de valor igual a 36.

Por último, remarcar que la antena desarrollada constituye un diseño novedoso puesto que existen multitud de diseños de hélice, pero la mayoría se han diseñado para aplicaciones en espacio libre donde no interfiere el cuerpo humano. Destacar que la presencia del cuerpo humano ha resultado todo un reto, sobre todo por los elevados tiempos de simulación, pero en contraposición decir que el software permite representar la penetración de las ondas en los tejidos humanos.

Concluir que la realización de este trabajo me ha permitido conocer de antemano el proceso de diseño de una antena y de su enorme potencial en aplicaciones médicas. Además, me ha permitido obtener un amplio conocimiento de las redes inalámbricas de área corporal y verificar su gran potencial.

## 7.1 Líneas futuras

Tras la realización de este trabajo final de máster se consideran las siguientes líneas de investigación:

- En el modelo de antena en presencia del torso humano se podría mejorar la polarización circular y obtener en un mayor margen de frecuencias valores de Axial Ratio inferiores a 3dB. De esta manera se mejoraría la recepción de las señales, independientemente de la polarización de la antena situada en el interior del cuerpo humano.
- Realizar simulaciones con un modelo de torso de mayor tamaño en caso de disponer de un equipo con mayor RAM en el que los tiempos de simulación no fueran tan elevados. Otra opción es utilizar los modelos humanos que posee CST, como brazos o incluso del cuerpo entero, pero estos modelos que incluyen secciones curvas, aún ralentizan más las simulaciones.
- Fabricación del prototipo de antena diseñado.
- Comprobación del modelo de antena fabricado en un escenario de medida real, introduciendo en uno de los *phantoms* líquidos desarrollados en la UPV una antena diseñada para trabajar en el interior del cuerpo humano y empleando como receptora la antena diseñada en este proyecto.



## 8 Bibliografía

- [1] Z. Wu, D. Xiao, X. Peng, H. Xu and X. Zhuang, «Human Body Network: Network in the Future?,» *IEEE International Symposium on Knowledge Acquisition and Modeling Workshop*, n<sup>o</sup> 578-581, pp. 578-581, 2008.
- [2] H. J. Yoo, «"Wireless body area network and its healthcare applications",» de *Proc. Asia-Pac. Microw. Conf.*, pp. 89-91, Nov. 2013.
- [3] H. E. Hollman, *Das problem der behandlung biologischer korper*, Germany: Ultrakurz-wellen' in Ihren, 1938.
- [4] A. Hemingway and K. W. Stenstrom, «Physical characteristics of,» *Handbook of Physical Therapy.*, pp. 214-229, 1939.
- [5] A. M. Abbosh, S. A. Rezaeieh and K. Bialkowski, «Microwave techniques as diagnostic tool for congestive heart failure,» de *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-Bio2014)*, London, 2014.
- [6] Z. Xiao, N. Ge, Y. Pei and D. Jin, «SC-UWB: A low-complexity UWB technology for portable devices,» de *IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC)*, Xi'an, 2011.
- [7] A. Lazaro, D. Girbau, R. Villarino and A. Ramo, «Vital signs monitoring using impulse based UWB signal,» de *41st European Microwave Conference*, Manchester, 2011.
- [8] «CST - Computer Simulation Technology,» [En línea]. Available: [www.cst.com](http://www.cst.com).
- [9] «Antenna Magus: Explore, Design, Deliver,» [En línea]. Available: [www.antennamagus.com](http://www.antennamagus.com).
- [10] A. E. H. Ashraf Darwish, «Wearable and Implantable Wireless Sensor Network Solutions for Healthcare Monitoring,» *Sensors*, vol. 11, pp. 5561-5595, 2011.
- [11] H. Yoo, «Wireless body area network and its healthcare applications,» de *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, Seoul, 2013.
- [12] Liu, C., Guo, Y., Xiao, S., «Circularly Polarized Helical Antenna for ISM-Band,» 2014.
- [13] Daisuke, T., Kazuyuki-Saito, K.I., «Small Antenna Stowed in Capsular Endoscope,» 2015.
- [14] Movassaghi, S., Abolhasan, M., Lipman, J., Smith, D., & Jamalipour, A., «Wireless Body Area Networks: A Survey,» de *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 1, 2014, pp. 1658-1686.
- [15] BRADAI, Nourchène; FOURATI, Lamia Chaari; KAMOUN, Lotfi, «WBAN data scheduling and aggregation under WBAN/WLAN healthcare network,» *Ad Hoc Networks*, vol. 25, pp. 251-262, 2015.
- [16] M.A. Hanson, H.C. Powell, A.T. Barth, K. Ringgenberg, B. H. Calhoun, J. H. Aylor, J. Lac, «Body Area Sensor Networks: Challenges and Opportunities,» *Computer*, vol. 42, n<sup>o</sup> 1, pp. 58-65, Jan. 2009.
- [17] HALL, Peter S.; HAO, Yang, «Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications,» *Artech house*, 2012.
- [18] R. Cavallari, F. Martelli, R. Rosini, C. Buratti and R. Verdone, «A Survey on Wireless Body Area Networks: Technologies and Design Challenges,» *IEEE*



- Communications Surveys & Tutorials*, vol. 16, nº 3, pp. 1635-1657, 2014.
- [19] H. Y. a. J. Bae, «Low energy wireless body area network systems,» de *IEEE International Wireless Symposium (IWS) pp. 1-2*, Beijing, 2013.
- [20] H.-B. L. R. K. A. W. ASTRIN, «Standardization for body area networks,» *standardization for body area networks*, vol. E92. B, nº 2, pp. 366-372, 2009.
- [21] «RF Wireless World,» [En línea]. Available: <http://www.rfwireless-world.com/Tutorials/WBAN-IEEE-802-15-6-tutorial.html>. [Último acceso: 20 12 2019].
- [22] S. Ullah, M. Mohaisen and M. A. Alnuem, «“A Review of IEEE 802.15.6 MAC, PHY, and Security Specifications”,» *International Journal of Distributed Sensor Networks*, Abril 2013.
- [23] K.S. Kwak, U. Sana and U. Niamat, «An Overview of IEEE 802.15.6 Standard,» de *3rd International Symposium on Applied Sciences Biomedical and Communication Technologies (ISABEL '10)*, Rome, 2010.
- [24] Ullah, S., Mohaisen, M., & Alnuem, M. A., «A review of IEEE 802.15. 6 MAC, PHY, and security specifications,» de *International Journal of Distributed Sensor Networks*, 2013.
- [25] M. Patel, J. Wang, «Applications challenges and prospective in emerging body area networking technologies,» *IEEE Trans. Wireless Commun*, vol. 17, nº 1, pp. 80-88, 2010.
- [26] S. Saleem, S. Ullah, H. S. Yoo, «Security in wireless body area networks,» *JDCTA*, vol. 3, nº 3, pp. 178-184, 2009.
- [27] Asare , D.A.K., «Body Area Network – Standardization, Analysis and Application, Thesis,» Savonia University of Applied Sciences, 2014.
- [28] M. Patel and J. Wang, «Applications, challenges, and prospective in emerging body area networking technologies,» *IEEE Wireless Communications*, vol. 17, nº 1, pp. 80-88, 2010.
- [29] F. Dijkstra, «Requirements for ban and ban standardization from the point of view of gaming,» de *BODYNETS2012 7th Int. Conf. on Body Area Networks*, 2012.
- [30] S. Schillac, «Ban in defence application,» de *BODYNETS2012 7th Int. Conf. on Body Area Networks*, 2012.
- [31] R. Chavez-Santiago, «"Propagation models for IEEE 802.15.6 standardization of implant communication in body area networks,"» *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, nº 8, pp. 80-87, August 2013.
- [32] Foerster, J., Green, E., Somayazulu, S., & Leeper, D, «Ultra-wideband technology for short-or medium-range wireless communications,» *Intel technology journal*, 2001.
- [33] FCC Notice of Proposed Rule Making , «“Revision of Part 15 of the Commission’s rules regarding Ultra Wideband Transmission System”,» ET-Docket 98-153, 2010.
- [34] D. B. Hernández, Diseño de nuevas antenas Ultra Wide Band con filtros, 2012.
- [35] C. Shannon, «A Mathematical Theory of Communication,» *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423, Octubre 1948.
- [36] C. Swedberg, «RFID JOURNAL,» [En línea]. Available:



<https://www.rfidjournal.com/articles/view?18219>.

- [37] «First report and order 02-48, Federal Communications Commission,» 2002.
- [38] R. J. Millán, «UWB (Ultra Wide Band),» *Boletín de Ingenieros de Telecomunicación (BIT)*, nº 147, pp. 69-71, 2004.
- [39] J.-S. Lee y Y.-W. S. a. C.-C. Shen, «A Comparative Study of Wireless Protocols: Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi,» de *33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Taipei, Taiwan, Nov. 5-8, 2007.
- [40] X. Li, «Analysis of microwave propagation in a multilayer human body,» de *Body Matched Antennas for Microwave Medical Applications*, KIT Scientific Publishing, 2014, pp. 11-15.
- [41] X. Li, «Dielectric properties of human tissues,» de *Body Matched Antennas for Microwave Medical Applications*, KIT Scientific Publishing, 2014, pp. 16-30.
- [42] [En línea]. Available: <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/htmlclie/htmlclie.php>. [Último acceso: 28 6 2019].
- [43] Yessar E. Mohammed, and Ali G. Sabe, «Estimation of E-Field inside Muscle Tissue at MICS and ISM Frequencies Using Analytic and Numerical Methods,» *Journal Name*, vol. 1, nº 3, pp. 29-33, 2014.
- [44] S. Dan, G. Yougang and S. Yuanmao, «Determination of Shielding Effectiveness of Multilayer Shield By Making Use of Transmission Line Theory,» de *7th IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology*, Petersburg, Russia, 2007.
- [45] D. Shi, Y. Gao, and X. Du, «Study of Human Body Transmission Characteristic as Nonuniform Medium,» de *IEEE URSI General Assembly and Scientific Symposium*, Istanbul, Turkey, 2011.
- [46] A. Christ et al., «The Virtual Family—development of surface-based anatomical models of two adults and two children for dosimetric simulations,» *Phys. Med. Biol.*, vol. 55, nº 2, p. N23–N38, Jan. 2010.
- [47] G. Ruvio, R. Solimene, A. Cuccaro, D. Gaetano, J. E. Browne, and M. J. Ammann, «Breast cancer detection using interferometric MUSIC: Experimental and numerical assessment,» *Medical physics*, nº 41, 2014.
- [48] H. B. Lim, D. Baumann, and E.-P. Li, «A Human Body Model for Efficient Numerical Characterization of UWB Signal Propagation in Wireless Body Area Networks,» *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 58, nº 3, p. 689–697, Mar. 2011.
- [49] F. B. Sachse, C. D. Werner, K. Meyer-Waarden, and O. Dossel, «Development of a human body model for numerical calculation of electrical,» *Institute of Biomedical Engineering, University of Karlsruhe*, 1999.
- [50] P.A. Flooret al, «In-body to on-body ultrawideband propagation model derived from measurements in living animal,» *IEEE J. Biomed. Health Informat*, vol. 19, nº 3, p. 938–948, May 2015.
- [51] R. Chávez-Santiago et al., «Propagation models for IEEE 802.15.6 standardization of implant communication in body area networks,» *IEEE Commun. Mag.*, vol. 51, nº 8, p. 80–87, Aug. 2013.
- [52] D. Anzai et al., «Experimental Evaluation of Implant UWB-IR Transmission With Living Animal for Body Area Networks,» *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 62, nº 1, p. 183–192, Jan. 2014.



- [53] P. A. Floor et al., «In-Body to On-Body Ultrawideband Propagation Model Derived From Measurements in Living Animals,» *IEEE J. Biomed. Heal. Informatics*, vol. 19, nº 3, p. 938–948, May 2015.
- [54] Y. Shimizu, D. Anzai, R. Chavez-Santiago, P. A. Floor, I. Balasingham, and J. Wang, «Performance Evaluation of an Ultra- Wideband Transmit Diversity in a Living Animal Experiment,» *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 65, nº 7, p. 2596–2606, Jul. 2017.
- [55] H. Yamamoto, J. Zhou, and T. Kobayashi, «Ultra wideband electromagnetic phantoms for antennas and propagation studies,» *IEICE Trans. Fundam. Electron. Commun. Comput. Sci.*, vol. E91–A, nº 11, p. 3173–3182, Nov. 2008.
- [56] «UPV Innovación,» 27 4 2016. [En línea]. Available: [<https://innovacion.upv.es/es/nuevos-modelos-sinteticos-simulan-las-propiedades-electromagneticas-de-tejidos-humanos/>]. . [Último acceso: 2 6 2019].
- [57] Garcia-Pardo, C.; Andreu-Estellés, C.; Fornés Leal, A.; Castelló-Palacios, S.; Pérez-Simbor,S.; Barbi, M.; Vallés Lluch, A, «Ultrawideband Technology for Medical In-BodySensor Networks: An Overview of the Human Body as a Propagation Medium, Phantoms,and Approaches for Propagation Analysis,» *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 60, nº 3, pp. 19-33, 2018.
- [58] H. Yamamoto, J. Zhou, and T. Kobayashi, «Ultra wideband electromagnetic phantoms for antennas and propagation studies,» *IEICE Trans. Fundam. Electron. Commun. Comput. Sci.*, vol. E91–A, nº 11, p. 3173–3182, 2008.
- [59] C. Gabriel, «Tissue Equivalent Material for Hand Phantoms,» *Phys. Med. Biol.*, vol. 52, nº 14, p. 4205–4210, 2007.
- [60] A. R. Guraliuc, M. Zhadobov, O. De Sagazan, and R. Sauleau, «Solid Phantom for Body-Centric Propagation Measurements at 60 GHz,» *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 62, nº 6, p. 1373–1380, Jun. 2014.
- [61] Andreu, C., Castelló-Palacios, S., Garcia-Pardo, C., Fornes-Leal, A., Vallés-Lluch, A., & Cardona, N., «Spatial in-body channel characterization using an accurate UWB phantom,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, nº 11, pp. 3995-4002, 2016.
- [62] Castelló-Palacios, S.; Garcia-Pardo, C.; Fornés Leal, A.; Cardona Marcet, N.; Vallés Lluch,A., «Wideband phantoms of different body tissues for heterogeneous models in bodyarea networks,» *IEEE*, pp. 3032-3035, 2018.
- [63] N. Chahat, M. Zhadobov, and R. Sauleau, «Broadband Tissue- Equivalent Phantom for BAN Applications at Millimeter Waves,» *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 60, nº 7, p. 2259–2266.
- [64] T.Witting, «SAR Overview,» *UGM*, 2007.
- [65] A. Ahlbom, U. Bergqvist, J. Bernhardt, J. Cesarini, M. Grandolfo, M. Hietanen,A. Mckinlay, M. Repacholi, D. Sliney, J. Stolwijk , «Guidelines for limitingexposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300ghz). International commission on non-ionizing radiation protection,» *Health Phys*, vol. 74, nº 4, p. 494–522, 1998.
- [66] World Health Organization , «Electromagnetic fields and public health,» *Fact Sheet* , nº 201, 2006.
- [67] Alumnos: Franco Curotto, Sebastián Espinosa y Mario Vergara; Profesor:



Nelson Morales, *Antenas, Polarización y Diagramas de Radiación*, Laboratorio de Ingeniería Eléctrica EL-2003, 2012.

- [68] José Luis Masa Campos, Jorge Alfonso Ruiz Cruz, *Antenas y circuitos de alta*, Asignatura de máster impartida en la Escuela Politécnica Superior de Madrid.
- [69] ITU, *Reglamento de Radiocomunicaciones*, 2016.
- [70] R. U.-R. V-431-8, *Nomenclatura de las bandas de frecuencia y de las longitudes de onda empleadas en telecomunicaciones*, 2015.
- [71] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, John Wiley and Sons, 2005.
- [72] Á. C. Aznar, L. J. Roca, J. M. R. C. J. R. Robert, S. B. Boris y M. F. Bataller, *Antenas*, Ediciones UPC, 2002.
- [73] M. F. Ballester, *Análisis y diseño de antenas*, Valencia: Editorial UPV.
- [74] [En línea]. Available: <http://www.upv.es/antenas>.
- [75] J. Kraus, *Antennas*, New York: McGraw-Hill, 1988.
- [76] Constantine Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, John Wiley and Sons, 1982.
- [77] T. RAHIM, «Theory of Helix Antenna,» School of Electronic and information, NWPU, Xian china.
- [78] T.E. Tice and J.D. Kraus, The influence of conductor size on the properties of helical beam antennas, *Proceedings IRE*, 1949.
- [79] Parminder Singh , Manpreet Kaur , «Single Band Helical Antenna in Axial Mode,» *International Journal of Electronics Communication and Computer Technology (IJECCCT)*, vol. 2, nº 6, November 2012.
- [80] Djordjević, A. R., Zajić, A. G., Ilić, M. M., & Stüber, G. L., «Optimization of helical antennas,» *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, nº 6, pp. 107-115, 2006.
- [81] «Pasternak and Infinite brand,» [En línea]. Available: <https://www.pasternack.com/t-calculator-coax-cutoff.aspx>.
- [82] Federal Communications Commission, « Tissue dielectric properties,» 2008. [En línea]. Available: <http://www.fcc.gov/fcc-bin/dielec.sh>.
- [83] S. Gabriel, R. U. Lau and C. Gabriele, «The Dielectric Properties of Biological Tissue: II. Measurement in the Frequency Range 10Hz to 20 GHz,» *Phys. Med.Biol*, vol. 41, pp. 2251-2269, 1996.
- [84] Y. E. Mohammed, «Estimation of E-Field inside Muscle Tissue at MICS and ISM Frequency,» *Using Analytic and Numerical Methods. Journal of Biomedical Engineering and Technology*, vol. 2, nº 3, pp. 29-33, 2014.
- [85] «TISSUE PROPERTIES,» IT'IS FOUNDATION, [En línea]. Available: <https://itis.swiss/virtual-population/tissue-properties/database/tissue-frequency-chart/>. [Último acceso: 15 4 2019].



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

**TELECOM** ESCUELA  
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR  
DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN