

**ANÁLISIS Y DISEÑO DE
ANTENAS DIPOLO Y PARCHE
PARA APLICACIONES IMPLANTADAS
EN EL CUERPO HUMANO**

TRABAJO FINAL DE CARRERA

CARLOS CISNEROS GONZÁLEZ
SUPERVISOR: JOSEP PARRÓN GRANADOS / JOAN GEMIO VALERO
ESCUELA DE INGENIERÍA
JUNIO 2012

ANÁLISIS Y DISEÑO DE ANTENAS DIPOLO Y PARCHE PARA APLICACIONES IMPLANTADAS EN EL CUERPO HUMANO

Carlos Cisneros González

Proyecto Final de Carrera
Ingeniería de Telecomunicaciones

Supervisores: Josep Parrón Granados / Joan Gemio Valero

Barcelona, Junio 2012





Supervisor: Josep Parrón Granados

Ingeniería de Telecomunicación

**Escuela de Ingeniería
Universidad Autónoma de Barcelona (UAB)**

Junio 2012



El tribunal de evaluación de este Proyecto Final de Carrera, reunido el día _____, ha acordado conceder la siguiente cualificación:

A large, empty rectangular box with a black border, intended for the student to write their name or the awarded qualification.

Presidente: _____

Vocal: _____

Secretario: _____



La persona asignada, *Josep Parrón Granados*, Profesor de la Escuela de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Barcelona (UAB),

CERTIFICA:

Que el trabajo presentado en esta memoria de Trabajo Final de Carrera ha sido realizado bajo su dirección por el alumno Carlos Cisneros González.

Y, para que conste a todos los efectos, firma el presente certificado.

Bellaterra, _____

Signatura: Josep Parrón Granados

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, quiero agradecer y dedicar este trabajo a los profesores Joan Gemio y a Josep Parrón, quienes me han ayudado desde inicio a fin sin descanso y sin reparo. Juntos hemos conseguido iniciar el entendimiento de dos de las estructuras de antenas más utilizadas dentro del cuerpo humano.

No quiero olvidarme tampoco de profesores que nunca olvidaré como son Pedro de Paco, Oscar Menéndez o Gary Junkin.

En segundo lugar, quiero tener presente las facilidades que desde el trabajo he tenido para asistir todos estos años a las clases de ingeniería, y también por la ayuda que especialmente Enrique Martínez me ha brindado, gracias por tanto a Ficosa International.

Quiero dar las gracias en especial a mi amigo y compañero de clase y de trabajo, Joan A., quien con sus salidas en bici, esquiadas, juegos y fiestas, ha ayudado a alargar un poquito más esta larga carrera.

Recuerdos para mi familia, en especial a los más allegados por el fallecimiento de mi primo Xavi en el pasado mes de Septiembre. Siempre te recordaremos.

Y en último lugar, y por ello el más importante, le doy mil gracias a mi chica Eneritz quien ha tirado del carro durante más de un año de proyecto, y en especial a mi madre Aurora, ya que sin ella todo esto no hubiera sido posible.

Con este proyecto se acaba una etapa universitaria en la que he conocido a mucha gente que me han enseñado mucho y que han convertido esta carrera en una etapa muy bonita de mi vida.

¡Muchas gracias a todos!

En Cerdanyola del Vallés, a 30 de Junio de 2012

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1. CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	23
1.1 MARCO DEL PROYECTO	23
1.2 OBJETIVOS	25
1.3 METODOLOGÍA	25
1.4 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA.....	26
2. CAPÍTULO 2. CONFIGURACIÓN DE LA MEDIDA Y DE LA SIMULACIÓN.....	27
2.1 INTRODUCCIÓN	27
2.2 MODELO DE SIMULACIÓN DEL CUERPO HUMANO	27
2.3 LÍQUIDOS UTILIZADOS PARA MODELAR CUERPO HUMANO	29
2.4 SISTEMAS DE MEDIDA	30
2.4.1. <i>Configuración de medida top</i>	31
2.4.2. <i>Configuración de medida bottom</i>	34
2.4.3. <i>Comparación entre configuraciones. Medida de impedancia</i>	36
2.4.4. <i>Recomendaciones</i>	37
2.5 MODELADO DEL SISTEMA DE MEDIDA CON FEKO.....	38
2.5.1. <i>Efectos del material de la cubeta contenedora</i>	38
2.5.2. <i>Efectos del tamaño de la cubeta contenedora</i>	39
2.5.3. <i>Modelado con dieléctricos finitos o infinitos</i>	40
2.5.4. <i>Modelos de simulación de las antenas</i>	43
2.5.4.1. <i>Modelo de simulación del dipolo implantado</i>	43
2.5.4.2. <i>Modelo de simulación del parche implantado</i>	44
3. CAPÍTULO 3. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL DIPOLO IMPLANTADO	45
3.1 INTRODUCCIÓN	45
3.2 RESPUESTA DEL DIPOLO EN FUNCIÓN DEL MEDIO	45
3.2.1. <i>Dipolo en espacio libre</i>	46
3.2.2. <i>Características del dipolo embebido en el medio del líquido</i>	49
3.2.3. <i>Características del dipolo implantado a 4 mm de profundidad</i>	52
3.3 ANÁLISIS PARAMÉTRICO DEL DIPOLO IMPLANTADO	55
3.3.1. <i>Estudio del grosor de conductor</i>	56
3.3.1.1. <i>Dipolo sin recubrimiento</i>	56
3.3.1.2. <i>Dipolo con recubrimiento</i>	57
3.3.2. <i>Estudio del grosor del recubrimiento</i>	58
3.3.3. <i>Estudio de la permitividad relativa del líquido simulador del cuerpo humano</i>	61

3.3.3.1. <i>Dipolo sin recubrimiento</i>	63
3.3.3.2. <i>Dipolo con recubrimiento</i>	64
3.3.4. <i>Estudio de la profundidad de implante</i>	65
3.3.4.1. <i>Dipolo sin recubrimiento</i>	66
3.3.4.2. <i>Dipolo con recubrimiento</i>	67
3.3.5. <i>Resumen del análisis paramétrico del dipolo</i>	72
3.4 EJEMPLOS DE DISEÑO DE DIPOLOS IMPLANTADOS	74
3.4.1. <i>Dipolo implantado de longitud $\lambda/2$ en espacio libre sin recubrimiento</i>	75
3.4.2. <i>Dipolo implantado de longitud $\lambda/2$ en espacio libre con recubrimiento</i>	76
3.4.2.1. <i>Adaptado en la primera resonancia serie</i>	76
3.4.2.2. <i>Adaptado en la primera resonancia paralelo</i>	77
3.4.2.3. <i>Adaptado en la tercera resonancia serie</i>	78
3.4.3. <i>Dipolo implantado de longitud $\lambda/2$ en el medio sin recubrimiento</i>	79
3.4.3.1. <i>Adaptado en la primera resonancia serie</i>	79
3.4.3.2. <i>Adaptado a la primera resonancia paralelo</i>	80
3.4.4. <i>Dipolo implantado de longitud λ en el medio con recubrimiento</i>	81
3.4.4.1. <i>Adaptado en la primera resonancia serie</i>	81
3.4.5. <i>Dipolo meandro implantado</i>	82
3.4.5.1. <i>Con recubrimiento adaptado en la primera resonancia serie</i>	84
3.4.5.2. <i>Dipolo meandro de $28 \times 8 \text{ mm}^2$ sin recubrimiento</i>	87
3.4.6. <i>Tabla resumen de los dipolos diseñados</i>	90
3.5 CONCLUSIONES	91
4. CAPÍTULO 4. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL PARCHE IMPLANTADO	93
4.1 INTRODUCCIÓN	93
4.2 RESPUESTA DEL PARCHE EN FUNCIÓN DEL MEDIO	94
4.2.1. <i>Parche en espacio libre</i>	94
4.2.2. <i>Características del parche embebido en el medio líquido</i>	100
4.2.3. <i>Características del parche implantado a 4 mm de profundidad</i>	103
4.2.3.1. <i>Diagrama de radiación y distribución de corrientes para el parche sin dieléctricos implantado</i>	105
4.2.3.1. <i>Verificación experimental</i>	106
4.3 ANÁLISIS PARAMÉTRICO DEL PARCHE IMPLANTADO	107
4.3.1. <i>Estudio de la permitividad relativa del líquido simulador del cuerpo humano</i>	108
4.3.1.1. <i>Parche sin superestrato</i>	109
4.3.1.2. <i>Parche con superestrato</i>	110
4.3.2. <i>Estudio de la profundidad de implante</i>	111
4.3.2.1. <i>Parche sin superestrato</i>	111

4.3.2.2. <i>Parche con superestrato</i>	114
4.3.2.2.1. <i>Distribución superficial de corrientes en función de la profundidad de implante</i>	118
4.3.2.2.2. <i>Cálculo de las frecuencias de los modos en función de la profundidad de implante</i>	122
4.3.3. <i>Estudio del grosor del sustrato para el parche sin superestrato</i>	126
4.3.4. <i>Estudio del grosor del superestrato</i>	127
4.3.5. <i>Resumen del estudio paramétrico del parche implantado</i>	129
4.4 REDUCCIÓN DE TAMAÑO DEL PARCHE IMPLANTADO.....	130
4.4.1. <i>Escalado del parche</i>	130
4.4.2. <i>Parche PIFA</i>	131
4.4.3. <i>Verificación experimental</i>	133
4.4.3.1. <i>PIFA rectangular</i>	134
4.4.3.2. <i>PIFA espiral</i>	137
4.5 CONCLUSIONES	138
5. CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y FUTURAS INVESTIGACIONES	141
5.1 CONCLUSIONES	141
5.2 FUTURAS INVESTIGACIONES	143
6. BIBLIOGRAFÍA	147

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1-1: EJEMPLO DE APLICACIÓN DE DISPOSITIVO CON ANTENA IMPLANTADO PARA LA MEDIDA DE GLUCOSA EN SANGRE [4].....	23
FIGURA 1-2: ESKEMA BÁSICO DE COMUNICACIÓN ENTRE ANTENA IMPLANTADA Y ANTENA EXTERIOR	24
FIGURA 2-1: PERMITIVIDADES RELATIVAS DEL MODELO DE CUERPO HUMANO A 402 MHz [8]	28
FIGURA 2-2 : MODELOS PARA ANTENAS IMPLANTADAS EN EL PECHO. DE IZQUIERDA A DERECHA, MODELO 3D, MODELO SIMPLIFICADO TRES CAPAS PLANAS Y DE UNA SOLA CAPA [8]	29
FIGURA 2-3 : FOTOGRAFÍA DEL LÍQUIDO SIMULADOR HUMANO EMPLEADO EN LAS MEDIDAS	29
FIGURA 2-4 : ESKEMA Y FOTOGRAFÍA DE CONFIGURACIÓN DE MEDIDA TOP.....	31
FIGURA 2-5 : SERIE DE FOTOGRAFÍAS DE LA CONFIGURACIÓN DE MEDIDA TOP: A) PARCHE INSTALADO SIN LÍQUIDO, B) INDICADOR DE NIVEL Y ANCHO DEL CONTENEDOR, C) SELLADO DEL COAXIAL POR DEBAJO DEL CONTENEDOR, Y D) COAXIAL DENTRO DEL SOPORTE DE LA ANTENA	32
FIGURA 2-6 : SETUP DE MEDIDA DE IMPEDANCIA Y DE GANANCIA DE LA ANTENA IMPLANTADA EN LA CONFIGURACIÓN TOP ..	33
FIGURA 2-7 : ESKEMA Y FOTO DE LA CONFIGURACIÓN BOTTOM.....	34
FIGURA 2-8 : FOTOGRAFÍAS DE LA CONFIGURACIÓN BOTTOM	35
FIGURA 2-9 : ESKEMA Y LA FOTOGRAFÍA DE LA CONFIGURACIÓN BOTTOM EN LA ZONA DE LA FIJACIÓN DE LA PCB EN EL FONDO DEL CONTENEDOR	35
FIGURA 2-10 : COMPARACIÓN DE ADAPTACIONES ENTRE LA CONFIGURACIÓN DE MEDIDA TOP Y BOTTOM. PARCHE ALIMENTADO EN EL BORDE IMPLANTADO A 4 MM DE PROFUNDIDAD EN EL MEDIO AGUA DESTILADA	37
FIGURA 2-11 : EFECTO DEL MATERIAL CONTENEDOR SOBRE EL PARCHE SEPARADO A 4 MM DEL CONTENEDOR, EN AIRE Y CON LÍQUIDO SIMULADOR HUMANO	39
FIGURA 2-12 : EFECTO DEL TAMAÑO DEL CONTENEDOR SOBRE EL PARCHE CON SUPERESTRATO A 4 MM DE PROFUNDIDAD EN AGUA DESTILADA.....	40
FIGURA 2-13 : PARCHE CON SUPERESTRATO MODELADO CON DIELÉCTRICOS FINITOS, A LA IZQUIERDA, Y CON DIELÉCTRICOS INFINITOS, A LA DERECHA.....	41
FIGURA 2-14 : DIFERENCIA ENTRE EL MODELADO DEL PARCHE CON DIELÉCTRICOS FINITOS O INFINITOS	41
FIGURA 2-15 : MODELO CON DIELÉCTRICOS FINITOS, A LA IZQUIERDA, E INFINITOS, A LA DERECHA, DEL PARCHE IMPLANTADO EN EL MODELO SIMPLIFICADO DE UNA CAPA DEL CUERPO HUMANO	42
FIGURA 2-16 : DIFERENCIA ENTRE MODELADO DEL PARCHE Y DEL LÍQUIDO CON DIELÉCTRICOS FINITOS O INFINITOS	42
FIGURA 2-17 : MODELO DE SIMULACIÓN DEL DIPOLO IMPLANTADO, A) VISTA COMPLETA, B) SECCIÓN TRANSVERSAL CON ZOOM DE LA PROFUNDIDAD DE IMPLANTE, Y C) SECCIÓN TRANSVERSAL CON ZOOM DEL DIPOLO	43
FIGURA 2-18 : MODELO DE SIMULACIÓN DEL PARCHE IMPLANTADO, A) VISTA COMPLETA, Y B) ZOOM DE LA SECCIÓN TRANSVERSAL EN LA ZONA DE LA ANTENA Y DE LA PROFUNDIDAD DE IMPLANTE.....	44
FIGURA 3-1 : RESULTADOS DEL DIPOLO EN ESPACIO LIBRE. IMPEDANCIA EN CARTA DE SMITH, A LA IZQUIERDA, E IMPEDANCIA EN PARTE REAL Y PARTE IMAGINARIA, A LA DERECHA.....	46
FIGURA 3-2 : RESULTADOS DEL DIPOLO EN ESPACIO LIBRE. ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN ACIMUT	46

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 3-3 : RESULTADOS DEL DIPOLO EN ESPACIO LIBRE. DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DE GANANCIA EN 3D PARA 2.45, 6 Y 9.8 GHz, DE IZQUIERDA A DERECHA	47
FIGURA 3-4 : A LA IZQUIERDA, RESISTENCIA DE RADIACIÓN, RESISTENCIA DE ENTRADA Y DIRECTIVIDAD DE UN DIPOLO FINO CON DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTES SINUSOIDAL. A LA DERECHA, DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTES A LO LARGO DE DIPOLO PARA DIFERENTES LONGITUDES DE λ	48
FIGURA 3-5 : RESULTADOS DEL DIPOLO EMBEBIDO EN EL MEDIO LÍQUIDO HUMANO Y AGUA DESTILADA. A LA IZQUIERDA: IMPEDANCIA EN CARTA DE SMITH, A LA DERECHA: ADAPTACIÓN Y DIRECTIVIDAD NORMALIZADA EN DIRECCIÓN ACIMUT	50
FIGURA 3-6 : RESULTADOS DEL DIPOLO EMBEBIDO EN EL AGUA DESTILADA. RELACIÓN ENTRE ADAPTACIÓN Y DIRECTIVIDAD NORMALIZADA EN DIRECCIÓN ACIMUT	51
FIGURA 3-7 : RESULTADOS DEL DIPOLO EMBEBIDO EN AGUA DESTILADA. DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DE DIRECTIVIDAD NORMALIZADA EN 3D PARA 0.5, 1.2 Y 1.8 GHz, DE IZQUIERDA A DERECHA	51
FIGURA 3-8 : RESULTADOS DEL DIPOLO IMPLANTADO A 4 MM DE PROFUNDIDAD EN EL MEDIO AGUA DESTILADA. A LA IZQUIERDA: IMPEDANCIA EN CARTA DE SMITH, A LA DERECHA: ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN DIRECCIÓN ACIMUT	53
FIGURA 3-9 : DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTES DEL DIPOLO IMPLANTADO A 2.45 GHz. A LA IZQUIERDA SIN RECUBRIMIENTO Y A LA DERECHA CON RECUBRIMIENTO	54
FIGURA 3-10 : RESULTADOS DEL DIPOLO IMPLANTADO EN AGUA DESTILADA. DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DE GANANCIA EN 3D PARA 2.45 GHz PARA EL DIPOLO SIN RECUBRIMIENTO, A LA IZQUIERDA Y A DERECHA CON RECUBRIMIENTO	54
FIGURA 3-11 : ESTUDIO DEL GROSOR DE CONDUCTOR PARA EL DIPOLO IMPLANTADO SIN RECUBRIMIENTO. A LA IZQUIERDA: IMPEDANCIA EN CARTA DE SMITH, A LA DERECHA: ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN DIRECCIÓN ACIMUT	56
FIGURA 3-12 : ESTUDIO DEL GROSOR DE CONDUCTOR PARA EL DIPOLO IMPLANTADO CON RECUBRIMIENTO. A LA IZQUIERDA: IMPEDANCIA EN CARTA DE SMITH, A LA DERECHA: ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN DIRECCIÓN ACIMUT	58
FIGURA 3-13 : ESTUDIO DEL GROSOR DE RECUBRIMIENTO DEL DIPOLO IMPLANTADO. A LA IZQUIERDA: IMPEDANCIA EN CARTA DE SMITH, A LA DERECHA: ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN DIRECCIÓN ACIMUT	59
FIGURA 3-14 : ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN ACIMUT A 2.4 GHz EN FUNCIÓN DEL GROSOR DE RECUBRIMIENTO DEL DIPOLO IMPLANTADO. ARRIBA DE 0 A 200 MM Y DEBAJO DE 0 A 1500 MM	60
FIGURA 3-15 : ESTUDIO DE LA PERMITIVIDAD RELATIVA DEL DIPOLO IMPLANTADO. ADAPTACIÓN, ARRIBA, Y GANANCIA, ABAJO, EN ACIMUT DEL DIPOLO IMPLANTADO A 2.4 GHz EN FUNCIÓN DE LA PERMITIVIDAD DEL LÍQUIDO	62
FIGURA 3-16 : RESULTADOS DEL DIPOLO IMPLANTADO SIN RECUBRIMIENTO EN FUNCIÓN DE LA PERMITIVIDAD RELATIVA DEL MEDIO. A LA IZQUIERDA: IMPEDANCIA EN CARTA DE SMITH, A LA DERECHA: ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN DIRECCIÓN ACIMUT	64
FIGURA 3-17 : RESULTADOS DEL DIPOLO IMPLANTADO CON RECUBRIMIENTO EN FUNCIÓN DE LA PERMITIVIDAD RELATIVA DEL MEDIO. A LA IZQUIERDA: IMPEDANCIA EN CARTA DE SMITH, A LA DERECHA: ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN DIRECCIÓN ACIMUT	65
FIGURA 3-18 : RESULTADOS DEL DIPOLO IMPLANTADO SIN RECUBRIMIENTO EN FUNCIÓN DE LA PROFUNDIDAD DE IMPLANTE. A LA IZQUIERDA: IMPEDANCIA EN CARTA DE SMITH, A LA DERECHA: ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN DIRECCIÓN ACIMUT	66

FIGURA 3-19 : ESTUDIO DE LA PROFUNDIDAD DE IMPLANTE PARA EL DIPOLO SIN RECUBRIMIENTO. ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN ACIMUT DEL DIPOLO IMPLANTADO SIN RECUBRIMIENTO A 2.4 GHz EN FUNCIÓN DE LA PROFUNDIDAD DE IMPLANTE	67
FIGURA 3-20 : ADAPTACIÓN DEL DIPOLO CON RECUBRIMIENTO PARA DIFERENTES PROFUNDIDADES	68
FIGURA 3-21 : LÍNEAS DE CAMPO ELÉCTRICO EN EL PLANO VERTICAL Y LONGITUDINAL AL DIPOLO CON ZOOM EN EL CENTRO DEL DIPOLO. ARRIBA A LA IZQUIERDA, DIPOLO EN ESPACIO LIBRE (2.5 GHz), ARRIBA A LA DERECHA, EL LÍQUIDO RECUBRE LA MITAD DEL DIPOLO (1.25 GHz), Y ABAJO, EL DIPOLO ESTÁ COMPLETAMENTE IMPLANTAD A UNA PROFUNDIDAD DE 4 MM (2 GHz)	69
FIGURA 3-22 : ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN ACIMUT DEL DIPOLO IMPLANTADO CON RECUBRIMIENTO A 2.45 GHz EN FUNCIÓN DE LA PROFUNDIDAD DE IMPLANTE	70
FIGURA 3-23 : ESKEMA REPRESENTATIVO DE LA PROPAGACIÓN DE LA ONDA EN EL MEDIO LÍQUIDO	71
FIGURA 3-24 : SIMULACIÓN DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN CON LA IMPEDANCIA DEL MEDIO CARGADA CON LA IMPEDANCIA DEL AIRE	72
FIGURA 3-25 : DISEÑO DEL DIPOLO IMPLANTADO SIN RECUBRIMIENTO DE $\lambda/2$ EN ESPACIO LIBRE	75
FIGURA 3-26 : DISEÑO DEL DIPOLO IMPLANTADO CON RECUBRIMIENTO DE $\lambda/2$ EN ESPACIO LIBRE ADAPTADO EN LA PRIMERA RESONANCIA SERIE	76
FIGURA 3-27 : DISEÑO DEL DIPOLO IMPLANTADO CON RECUBRIMIENTO DE $\lambda/2$ EN ESPACIO LIBRE ADAPTADO A LA PRIMERA RESONANCIA PARALELO	77
FIGURA 3-28 : DISEÑO DEL DIPOLO IMPLANTADO CON RECUBRIMIENTO DE $\lambda/2$ EN ESPACIO LIBRE ADAPTADO A LA TERCERA RESONANCIA SERIE	78
FIGURA 3-29 : DISEÑO DEL DIPOLO IMPLANTADO SIN RECUBRIMIENTO DE 6.5 MM DE LONGITUD ADAPTADO A LA PRIMERA RESONANCIA SERIE	80
FIGURA 3-30 : DISEÑO DEL DIPOLO IMPLANTADO SIN RECUBRIMIENTO DE 12.4 MM DE LONGITUD ADAPTADO A LA PRIMERA RESONANCIA PARALELO	81
FIGURA 3-31 : DISEÑO DEL DIPOLO IMPLANTADO CON RECUBRIMIENTO DE 20 MM DE LONGITUD ADAPTADO A LA PRIMERA RESONANCIA SERIE	82
FIGURA 3-32 : DIPOLO RECTO (56 MM) Y DIPOLO MEANDRO (28 x 8 MM ² Y LONGITUD TOTAL DE HILO DE 98 MM) ADAPTADOS EN ESPACIO LIBRE	82
FIGURA 3-33 : COMPARACIÓN EN ESPACIO LIBRE ENTRE DIPOLO RECTO, 56 MM, Y DIPOLO MEANDRO, 28 x 8 MM ² Y LONGITUD TOTAL DE CONDUCTOR DE 98 MM	83
FIGURA 3-34 : COMPARACIÓN ENTRE DIPOLO RECTO, 56 MM, Y DIPOLO MEANDRO, 28 x 8 MM ² Y LONGITUD TOTAL DE CONDUCTOR DE 98 MM, AMBOS CON RECUBRIMIENTO IMPLANTADOS EN EL LÍQUIDO	84
FIGURA 3-35 : DENSIDAD DE CAMPOS MAGNÉTICOS Y DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTES EN EL DIPOLO MEANDRO A 2.45 GHz: A) ESPACIO LIBRE, B) IMPLANTADO SIN RECUBRIMIENTO, C) IMPLANTADO CON RECUBRIMIENTO	85
FIGURA 3-36 : COMPARACIÓN ENTRE DIPOLO RECTO, 56 MM, Y DIPOLOS MEANDROS, DE 16 x 8 MM ² Y DE 32 x 4 MM ² , CON RECUBRIMIENTO IMPLANTADO EN EL LÍQUIDO	86
FIGURA 3-37 : COMPARACIÓN ENTRE EL DIPOLO RECTO, 56 MM, Y EL DIPOLO MEANDRO, DE 28 x 8 MM ² Y LONGITUD TOTAL DE 98 MM, SIN RECUBRIMIENTO IMPLANTADOS EN EL LÍQUIDO	87

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 3-38 : DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTES EN EL DIPOLO MEANDRO SIN RECUBRIMIENTO IMPLANTADO A LAS FRECUENCIAS a) 500 MHz, b) 900 MHz, c) 2.2 GHz y d) 3 GHz	88
FIGURA 3-39 : GANANCIA EN DIRECCIÓN ACIMUT PARA EL DIPOLO MEANDRO DE $28 \times 8 \text{ mm}^2$ EN ESPACIO LIBRE.....	89
FIGURA 4-1 : GEOMETRÍA TÍPICA DE ANTENA MICROSTRIP. A LA IZQUIERDA, VISTA ISOMÉTRICA, Y A LA DERECHA, VISTA TRANSVERSAL CON ALIMENTACIÓN POR CONECTOR COAXIAL	94
FIGURA 4-2 : DIMENSIONES PLANAS DEL PARCHE, POSICIÓN DEL PUNTO DE ALIMENTACIÓN EN EL CENTRO DEL PARCHE E INCREMENTO DE LONGITUD POR EFECTO <i>FRINGING</i> , ΔL	95
FIGURA 4-3 : ANTENA PARCHE CON ALIMENTACIÓN EN EL EXTREMO.....	96
FIGURA 4-4 : RESULTADOS EN BANDA ANCHA DE IMPEDANCIA, ADAPTACIÓN Y GANANCIA TOTAL EN DIRECCIÓN CENIT DEL PARCHE EN ESPACIO LIBRE	97
FIGURA 4-5 : DENSIDAD SUPERFICIAL DE CORRIENTE DEL PARCHE EN ESPACIO LIBRE (ESCALA DE 23 dBA/m EN ROJO A -48 dBA/m EN AZUL) Y DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DE GANANCIA 3D (ESCALA DE 10 dB EN ROJO A -20 dB EN AZUL) PARA LAS FRECUENCIAS DE 2.4, 3.8 Y 6.9 GHz, DE IZQUIERDA A DERECHA	98
FIGURA 4-6 : CONFIGURACIÓN DE MEDIDA DEL PARCHE EN ESPACIO LIBRE	99
FIGURA 4-7 : COMPARACIÓN ENTRE SIMULACIÓN Y MEDIDA DEL PARCHE EN ESPACIO LIBRE CON ALIMENTACIÓN A 9 MM DEL BORDE Y CON ALIMENTACIÓN EN EL EXTREMO	100
FIGURA 4-8 : RESULTADOS POR SIMULACIÓN DEL PARCHE SIN DIELÉCTRICOS, CON SUSTRATO Y TAMBIÉN CON SUPERESTRATO, CON ALIMENTACIÓN EN EL BORDE, EMBEBIDO EN EL MEDIO INFINITO CON PROPIEDADES DEL LÍQUIDO SIMULADOR DEL CUERPO HUMANO	101
FIGURA 4-9 : RESULTADOS POR SIMULACIÓN DEL PARCHE SIN DIELÉCTRICOS, CON SUSTRATO Y TAMBIÉN CON SUPERESTRATO, CON ALIMENTACIÓN EN EL BORDE, EMBEBIDO EN EL MEDIO INFINITO CON PROPIEDADES DEL AGUA DESTILADA	102
FIGURA 4-10 : RESULTADOS POR SIMULACIÓN DEL PARCHE SIN DIELÉCTRICOS, CON SUSTRATO Y TAMBIÉN CON SUPERESTRATO, CON ALIMENTACIÓN EN EL BORDE, IMPLANTADO A 4 MM DE PROFUNDIDAD EN EL MEDIO CON PROPIEDADES DEL LÍQUIDO SIMULADOR DEL CUERPO HUMANO	103
FIGURA 4-11 : RESULTADOS POR SIMULACIÓN DEL PARCHE SIN DIELÉCTRICOS, CON SUSTRATO Y TAMBIÉN CON SUPERESTRATO, CON ALIMENTACIÓN EN EL BORDE, IMPLANTADO A 4 MM DE PROFUNDIDAD EN EL MEDIO CON LAS PROPIEDADES DEL AGUA DESTILADA.....	104
FIGURA 4-12 : DE IZQUIERDA A DERECHA PARA LAS FRECUENCIAS DE 0.6, 1.1 Y 1.6 GHz, DIRECCIÓN E INTENSIDAD DE CORRIENTES SUPERFICIALES (ESCALA NORMALIZADA AL MÁXIMO, EN ROJO ES MÁXIMO Y EN AZUL ES MÍNIMO), ARRIBA, Y DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D, ABAJO, DEL PARCHE SIN DIELÉCTRICOS CON ALIMENTACIÓN EN EL BORDE IMPLANTADO A 4 MM DE PROFUNDIDAD EN EL LÍQUIDO AGUA DESTILADA	105
FIGURA 4-13 : ADAPTACIÓN DE LOS PARCHES CON SUPERESTRATO EN ESPACIO LIBRE, EN LA CONFIGURACIÓN TOP SIN LÍQUIDO E IMPLANTADO EN AGUA DESTILADA A 4 MM DE PROFUNDIDAD.....	106
FIGURA 4-14 : SIMULACIÓN Y MEDIDA DE ADAPTACIÓN DEL PARCHE CON SUPERESTRATO CON ALIMENTACIÓN EN EL BORDE IMPLANTADO A 4 MM DE PROFUNDIDAD EN EL LÍQUIDO SIMULADOR HUMANO, A LA IZQUIERDA, Y EN AGUA DESTILADA, A LA DERECHA	107
FIGURA 4-15 : ESTUDIO DE LA PERMITIVIDAD RELATIVA DEL MEDIO. ADAPTACIÓN, A LA IZQUIERDA, Y GANANCIA EN ACIMUT, A LA DERECHA, A 2.4 GHz DEL PARCHE IMPLANTADO A 4 MM DE PROFUNDIDAD	108

FIGURA 4-16 : ESTUDIO DE PERMITIVIDAD. RESULTADOS POR SIMULACIÓN DEL PARCHE SIN SUPERESTRATO A 4 MM DE PROFUNDIDAD CON LA CONDUCTIVIDAD DEL LÍQUIDO SIMULADOR HUMANO.....	109
FIGURA 4-17 : ESTUDIO DE PERMITIVIDAD. RESULTADOS POR SIMULACIÓN DEL PARCHE CON SUPERESTRATO IMPLANTADO A 4 MM DE PROFUNDIDAD CON LA CONDUCTIVIDAD DEL LÍQUIDO SIMULADOR HUMANO	110
FIGURA 4-18 : ESTUDIO DE PROFUNDIDAD. SERIE DE RESULTADOS DE ADAPTACIÓN EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA PARA DIVERSAS PROFUNDIDADES, COMPARANDO LA SIMULACIÓN Y LA MEDIDA, PARA EL PARCHE SIN SUPERESTRATO IMPLANTADO EN AGUA DESTILADA.....	112
FIGURA 4-19 : ESTUDIO DE LA PROFUNDIDAD. DIRECCIÓN Y DISTRIBUCIÓN SUPERFICIAL DE CORRIENTE (ESCALA DE 20 dB/A, EN ROJO, A -30 dB/A, EN AZUL), ARRIBA, Y DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D, ABAJO, PARA EL PARCHE SIN SUPERESTRATO CON ALIMENTACIÓN EN EL BORDE IMPLANTADO A 4 MM DE PROFUNDIDAD EN EL LÍQUIDO AGUA DESTILADA. A LA IZQUIERDA A 1.6 GHz Y A LA DERECHA A 2.4 GHz	113
FIGURA 4-20 : ESTUDIO DE LA PROFUNDIDAD. RESULTADOS DE ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN FUNCIÓN DE LA PROFUNDIDAD DE IMPLANTE A 2.4 GHz PARA EL PARCHE SIN SUPERESTRATO EN MEDIO AGUA DESTILADA	114
FIGURA 4-21 : ESTUDIO DE LA PROFUNDIDAD. SERIE DE RESULTADOS DE ADAPTACIÓN EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA PARA DIVERSAS PROFUNDIDADES, COMPARANDO LA SIMULACIÓN Y LA MEDIDA, PARA EL PARCHE CON SUPERESTRATO IMPLANTADO EN AGUA DESTILADA.....	115
FIGURA 4-22 : ESTUDIO DE LA PROFUNDIDAD. RESULTADOS DE ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN FUNCIÓN DE LA PROFUNDIDAD DE IMPLANTE A 2.3 GHz PARA EL PARCHE CON SUPERESTRATO EN AGUA DESTILADA	116
FIGURA 4-23 : ESTUDIO DE LA PROFUNDIDAD. SERIE DE RESULTADOS DE ADAPTACIÓN EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA PARA DIVERSAS PROFUNDIDADES COMPARANDO LA SIMULACIÓN Y LA MEDIDA PARA EL PARCHE CON SUPERESTRATO IMPLANTADO EN EL LÍQUIDO SIMULADOR HUMANO	117
FIGURA 4-24 : ESTUDIO DE LA PROFUNDIDAD. RESULTADOS DE ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN FUNCIÓN DE LA PROFUNDIDAD DE IMPLANTE A 2.3 GHz PARA EL PARCHE CON SUPERESTRATO EN EL LÍQUIDO SIMULADOR HUMANO	118
FIGURA 4-25 : ESTUDIO DE LA PROFUNDIDAD. ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA A 0, 4 Y 12 MM DE PROFUNDIDAD PARA EL PARCHE CON SUPERESTRATO IMPLANTADO EN AGUA DESTILADA.....	119
FIGURA 4-26 : DISTRIBUCIÓN SUPERFICIAL DE CORRIENTES PARA EL PARCHE CON SUPERESTRATO IMPLANTADO A 2 MM DE PROFUNDIDAD EN AGUA DESTILADA. A LA IZQUIERDA A 1.9 GHz Y A LA DERECHA A 2.4 GHz. ESCALA DE 10 dB/A/M, EN ROJO, A -20 dB/A/M, EN AZUL	121
FIGURA 4-27 : ESTUDIO DE LA PROFUNDIDAD. SERIE DE RESULTADOS DE ADAPTACIÓN Y GANANCIA POR SIMULACIÓN EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA PARA DIVERSAS PROFUNDIDADES PARA EL PARCHE CON SUPERESTRATO.....	123
FIGURA 4-28 : ESTUDIO DE LA PROFUNDIDAD. RESULTADOS DE ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN FUNCIÓN DE LA PROFUNDIDAD DE IMPLANTE A 2.4 GHz PARA EL PARCHE CON SUPERESTRATO EN AGUA DESTILADA CON Y SIN PÉRDIDAS	124
FIGURA 4-29 : ESTUDIO DEL GROSOR DEL SUSTRATO. RESULTADOS POR SIMULACIÓN DEL PARCHE SIN SUPERESTRATO IMPLANTADO A 4 MM DE PROFUNDIDAD EN EL MEDIO AGUA DESTILADA	127
FIGURA 4-30 : ESTUDIO DEL GROSOR DEL SUPERESTRATO. RESULTADOS POR SIMULACIÓN DEL PARCHE CON SUPERESTRATO IMPLANTADO A 4 MM DE PROFUNDIDAD EN EL MEDIO AGUA DESTILADA	128
FIGURA 4-31 : RESULTADOS POR SIMULACIÓN DEL PARCHE CON SUPERESTRATO IMPLANTADO A 4 MM DE PROFUNDIDAD EN AGUA DESTILADA ESCALANDO LA GEOMETRÍA DEL PARCHE	130

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 4-32 : GEOMETRÍA Y DIMENSIONES, EN MM, DE LOS PARCHES PIFA IMPLANTADOS A 4 MM DE PROFUNDIDAD. A LA IZQUIERDA, GEOMETRÍA RECTANGULAR Y A LA DERECHA, GEOMETRÍA EN ESPIRAL DE [25]	132
FIGURA 4-33 : RESULTADOS DE LAS PIFAS, DEL PARCHE ORIGINAL Y DEL PARCHE ESCALADO IMPLANTADO A 4 MM DE PROFUNDIDAD EN EL MEDIO AGUA DESTILADA.....	132
FIGURA 4-34 : PARCHES PIFA IMPLEMENTADOS CON TAMAÑOS EN MM.....	133
FIGURA 4-35 : PARCHE PIFA INSTALADO EN LA CONFIGURACIÓN DE MEDIDA TOP, CON Y SIN LÍQUIDO	133
FIGURA 4-36 : ESTUDIO DE PROFUNDIDAD. SERIE DE RESULTADOS DE ADAPTACIÓN EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA PARA DIVERSAS PROFUNDIDADES COMPARANDO LA SIMULACIÓN Y LA MEDIDA PARA EL PARCHE PIFA RECTANGULAR CON SUPERESTRATO IMPLANTADO EN AGUA DESTILADA.....	134
FIGURA 4-37 : ESTUDIO DE LA PROFUNDIDAD. RESULTADOS DE ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN FUNCIÓN DE LA PROFUNDIDAD DE IMPLANTE A 2.5 GHz PARA EL PARCHE PIFA RECTANGULAR CON SUPERESTRATO EN MEDIO AGUA DESTILADA....	135
FIGURA 4-38 : ESTUDIO DE LA PROFUNDIDAD. SIMULACIÓN DE GANANCIA EN ACIMUT EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA PARA DIVERSAS PROFUNDIDADES DE IMPLANTE PARA EL PARCHE PIFA RECTANGULAR CON SUPERESTRATO EN AGUA DESTILADA	136
FIGURA 4-39 : ESTUDIO DE LA PROFUNDIDAD. RESULTADOS DE ADAPTACIÓN Y GANANCIA EN FUNCIÓN DE LA PROFUNDIDAD DE IMPLANTE A 2.5 GHz PARA EL PARCHE PIFA ESPIRAL CON SUPERESTRATO EN AGUA DESTILADA	137
FIGURA 5-1: REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LA INDEPENDENCIA DE LAS ESTRUCTURAS DE ANTENA ANALIZADAS A LA PROFUNDIDAD DE IMPLANTE Y A UN MEDIO DE ALTA PERMITIVIDAD Y ALTAS PÉRDIDAS	141

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 1 : PROPIEDADES ELÉCTRICAS DE ALGUNAS DE LAS CAPAS MÁS EXTERIORES DEL CUERPO A 2.45 GHz [9]	28
TABLA 2 : CARACTERÍSTICAS APROXIMADAS DE LOS MATERIALES DEL CONTENEDOR ANALIZADOS	38
TABLA 3 : ASOCIACIÓN DE MODOS DE FUNCIONAMIENTO CON LA FRECUENCIA DEL MÍNIMO DE ADAPTACIÓN DEL DIPOLO EMBEBIDO EN EL MEDIO AGUA DESTILADA. CÁLCULO REALIZADO A PARTIR DEL RESULTADO DE SIMULACIÓN	49
TABLA 4 : CARACTERÍSTICAS DEL DIPOLO IMPLANTADO EN LA SIMULACIÓN	52
TABLA 5: PARÁMETROS ANALIZADOS DEL DIPOLO IMPLANTADO	55
TABLA 6 : CARACTERÍSTICAS GENERALES DEL DIPOLO IMPLANTADO PARA EL ANÁLISIS PARAMÉTRICO	56
TABLA 7 : RESUMEN DEL ANÁLISIS PARAMÉTRICO Y GUÍA DE DISEÑO PARA EL DIPOLO IMPLANTADO.....	73
TABLA 8 : RESUMEN DE LOS DISEÑOS PRESENTADOS DE DIPOLOS IMPLANTADOS A 4 MM DE PROFUNDIDAD EN EL LÍQUIDO CON PROPIEDADES DE AGUA DESTILADA. COMPARACIÓN DE TAMAÑOS, GROSORES, ADAPTACIÓN, GANANCIA Y GANANCIA REALIZABLE	90
TABLA 9 : DISTRIBUCIÓN SUPERFICIAL DE CORRIENTES DEL PARCHE CON SUPERESTRATO IMPLANTADO EN AGUA DESTILADA A 0, 4 Y 12 MM DE PROFUNDIDAD A 1.4, 1.8, 2.4 Y 3.8 GHz. ESCALA DE 10 dBA/m, EN ROJO, A -50 dBA/m EN AZUL	119

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

1.1 Marco del proyecto

En los últimos años, los sistemas de telemetría para aplicaciones médicas han crecido significativamente sobre todo en el diagnóstico y en la monitorización de, por ejemplo, la glucosa, la presión de la sangre, la temperatura, el ritmo cardíaco... [1]-[3].

La incorporación de dispositivos médicos implantados amplía el rango de aplicaciones en medicina y proporciona una mejora de calidad de vida para el usuario. La figura 1-1 muestra un ejemplo de aplicación con antena implantada para el control de la glucosa en sangre de los diabéticos [4].

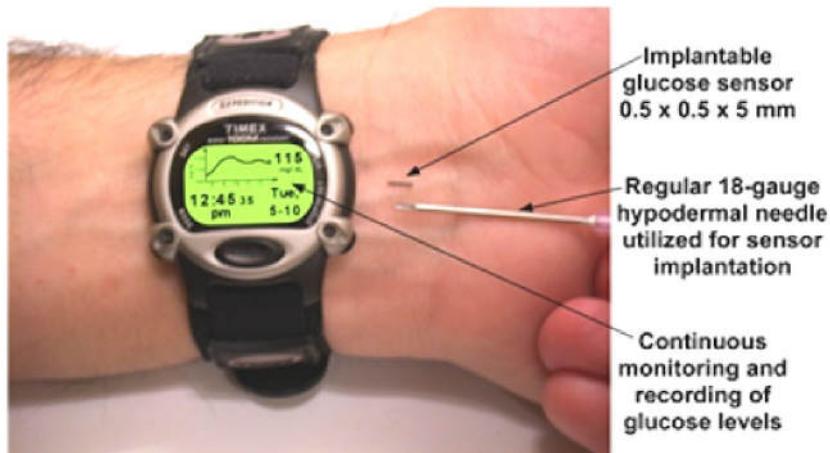


Figura 1-1: Ejemplo de aplicación de dispositivo con antena implantado para la medida de glucosa en sangre [4]

En estos sistemas la antena implantada es el principal factor para conseguir un buen enlace de comunicación entre el dispositivo implantado y la estación base (figura 1-2). La antena debe tener unas prestaciones suficientes de adaptación de impedancia y de ganancia, de manera que contrarreste las altas pérdidas que presenta el cuerpo humano, además de ser compatible. Todo esto hace del diseño de la antena un gran reto, [5] y [6].

Por lo tanto, es de gran interés conocer qué comportamiento ofrecen diferentes tipos de antenas cuando son sometidas a condiciones similares a las que tendrán en dispositivos implantados.

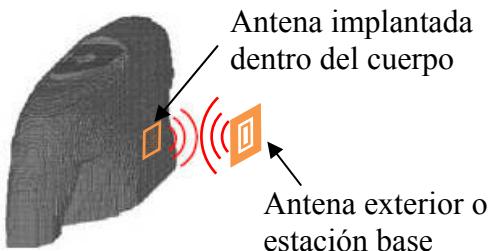


Figura 1-2: Esquema básico de comunicación entre antena implantada y antena exterior

Los diseñadores de antenas para estas aplicaciones tienen muchas dificultades ya que se trata de antenas embebidas, las cuales muestran un comportamiento muy sensible al entorno en el que depositan energía por ser medios con pérdidas, siendo características negativas para la comunicación [5].

Esta memoria recoge los resultados simulados y medidos para dos de las geometrías de antena más utilizadas, dipolo y parche [7], para las que su comportamiento es muy conocido cuando se encuentran en espacio libre, pero no resulta tan evidente cuando son embebidas en medios con permitividades y/o con conductividades elevadas.

El dipolo presenta una estructura sencilla permitiendo una simulación cómoda y rápida, por lo que fácilmente se puede conocer el efecto del medio y del entorno sobre la antena. En cambio, en la medida resulta difícil de medir en banda ancha ya que es necesario implementar un *balun* con gran ancho de banda, por lo que esta estructura se ha utilizado solo en simulación.

El parche ha sido estudiado tanto en simulación como en medida. Éste presenta mayor dificultad de simulación que el dipolo debido al dieléctrico que soporta la antena, pero es fácilmente medible directamente con cable coaxial. Además resulta ser la antena más común para este tipo de aplicaciones.

Las antenas utilizadas en este proyecto se han diseñado para operar a 2.4 - 2.5 GHz (banda frecuencial ISM¹ para aplicaciones médicas implantadas de corto alcance) debido a que tendrán un tamaño razonable que facilitará la implementación y la realización de medidas. Debido a la respuesta que ofrecen estas antenas al introducirlas en el medio de alta permitividad, prácticamente todas las simulaciones y medidas se han realizado en banda ancha.

¹ ISM: Porción de bandas frecuenciales dedicadas a aplicaciones industriales, científicas y médicas.

1.2 Objetivos

El objetivo principal de este trabajo es el estudio de antenas dipolo y parche implantadas en el cuerpo humano, para ello será necesario definir los modelos de simulación de forma adecuada para que exista una buena correspondencia con los resultados obtenidos de la medida empírica en el laboratorio.

Una vez validados los modelos de simulación y el *setup* de medida, el tiempo dedicado en este proyecto ha permitido el análisis exhaustivo de las antenas a fin de entender el comportamiento o respuesta que ofrecen en este tipo de entornos. Para conocer el funcionamiento de estas dos antenas en el líquido se han realizando diversos estudios paramétricos del sistema de antenas implantadas.

1.3 Metodología

Para alcanzar dichos objetivos, la metodología seguida en este proyecto se ha basado en crear en primer lugar el modelo de simulación de la antena parche a la vez que se ha implementado un par de configuraciones de medida, ajustando los parámetros necesarios para conseguir una correspondencia aceptable entre ambos entornos de los parámetros de adaptación y de ganancia en dirección hacia el exterior del cuerpo humano.

Una vez conseguido esto, y vista la respuesta del parche implantado a diversas profundidades, se ha utilizado la geometría de antena dipolo para analizar de forma genérica como afecta el entorno donde se encuentra la antena, de manera que sirviese de ayuda para justificar la respuesta que presenta el parche.

Después de analizar el dipolo, se ha estudiado con detalle la respuesta del parche, justificando en la medida de lo posible los resultados obtenidos.

Consolidadas y asumidas las diferencias entre simulación y medida, y entendido el comportamiento y las diferencias de ambas antenas, finalmente se establecen algunas reglas de diseño y ejemplos para estos dos tipos de antenas implantadas.

1.4 Organización de la memoria

En los siguientes tres capítulos se documenta todo el trabajo realizado durante el proyecto, los cuales son comentados a continuación con mayor detalle:

- Capítulo 2: Configuración de la medida y de la simulación.

Una vez presentadas las características del cuerpo humano y los modelos que se suelen usar para la simulación de antenas implantadas, este capítulo presenta los líquidos utilizados en este proyecto para modelar el medio que rodea la antena. Se incluyen también las configuraciones de medida y simulación realizadas para. Además se dan consejos y se explican algunas experiencias adquiridas en ambos entornos para conseguir un correcto modelo de simulación e implementación.

- Capítulo 3: Análisis y diseño del dipolo implantado.

Este capítulo pone a prueba el dipolo implantado analizando exhaustivamente, mediante simulación, su respuesta frente a diversas variaciones de las características del medio así como de su geometría. Resumida la respuesta del dipolo a dichos cambios, al final del capítulo se presentan diversos diseños donde figuras de mérito como la ganancia en dirección exterior al cuerpo y la adaptación son valorados, teniendo en cuenta la geometría de la antena.

- Capítulo 4: Análisis y diseño del parche implantado.

A diferencia del dipolo, y gracias a la facilidad de fabricación y medida, el parche es analizado tanto en simulación como en medida, comparando los resultados de ambos. Al igual que para el dipolo, conoceremos la respuesta del parche a cambios del entorno y de su geometría; y finalmente se presentan y comparan los resultados de algunos diseños donde también se da cabida al parche PIFA, *Planar Inverter F Antenna*.

Finalmente, el último capítulo, conclusiones y futuras investigaciones, resume los puntos más importantes del comportamiento de estas antenas implantadas, estableciendo una clasificación en función del efecto que el líquido tiene sobre ellas. Además se presenta un listado de posibles tareas que pueden ser realizados en futuros trabajos para mejorar y ampliar el conocimiento adquirido en este trabajo sobre antenas implantadas en el cuerpo humano.

CAPÍTULO 2. CONFIGURACIÓN DE LA MEDIDA Y DE LA SIMULACIÓN

2.1 Introducción

Este capítulo presenta en primer lugar las propiedades del cuerpo humano y los modelos que se suelen utilizar para la simulación de antenas implantadas, y se muestran los dos líquidos utilizados para emular las características del cuerpo.

Seguidamente se explican las técnicas de simulación y de medida utilizadas mostrando en qué aspectos hay que tener un cuidado especial para conseguir un comportamiento razonablemente parecido entre las simulaciones y las medidas. En este apartado se pretende responder a preguntas como si el material del contenedor del líquido puede afectar a la medida, así como el tamaño de la cubeta del modelo de cuerpo humano, o qué diferencias hay entre utilizar un modelo de simulación con medios infinitos o finitos. Será de gran utilidad saber si podemos utilizar agua destilada en vez de líquido humano para realizar estudios de antenas implantadas y así obtener conclusiones parecidas con mucho menor coste.

2.2 Modelo de simulación del cuerpo humano

En [8] encontramos los valores típicos de permitividad y conductividad de las diferentes partes del cuerpo para 402 MHz. En la figura 2-1 se puede ver la gran variedad de permitividades que se dan en el cuerpo humano para dicha frecuencia. Estos valores pueden cambiar en función de la frecuencia y ser no homogéneos.

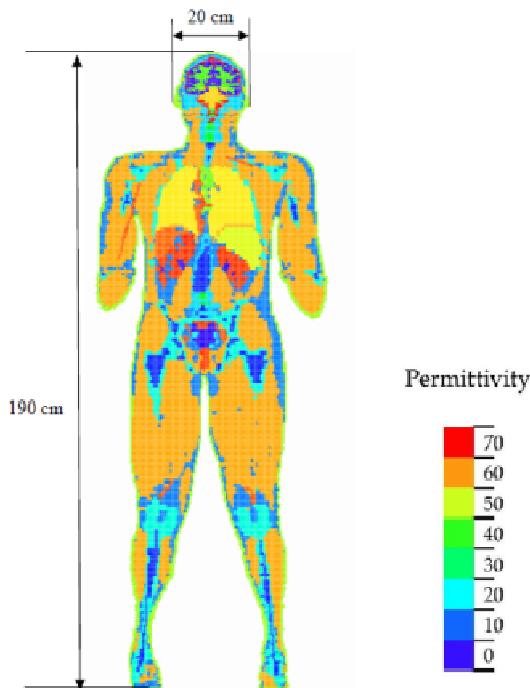


Figura 2-1: Permitividades relativas del modelo de cuerpo humano a 402 MHz [8]

En la tabla 1 se muestran los valores de permitividad y conductividad a la frecuencia a la que van a trabajar las antenas estudiadas en este proyecto, 2.45 GHz, de los tres materiales más superficiales del cuerpo humano donde se suele implantar la antena.

Fibra biológica	Permitividad (ϵ_r)	Conductividad ($\sigma[\text{S/m}]$)
Piel	38.01	1.46
Grasa	5.28	0.10
Músculo	52.73	1.74

Tabla 1 : Propiedades eléctricas de algunas de las capas más exteriores del cuerpo a 2.45 GHz [9]

Tanto en la figura como en la tabla, se puede observar gran variación de permitividad y de conductividad entre los componentes del cuerpo. Dada tal variedad, en los capítulos 3 y 4 veremos si estos pueden provocar grandes cambios en la respuesta de la antena implantada.

Estudios previos, [8], demuestran la validez de los 3 modelos cuerpo humano simplificados que se muestran en la figura 2-2. Las antenas que son analizadas en este proyecto utilizan el modelo más simplificado de una sola capa.

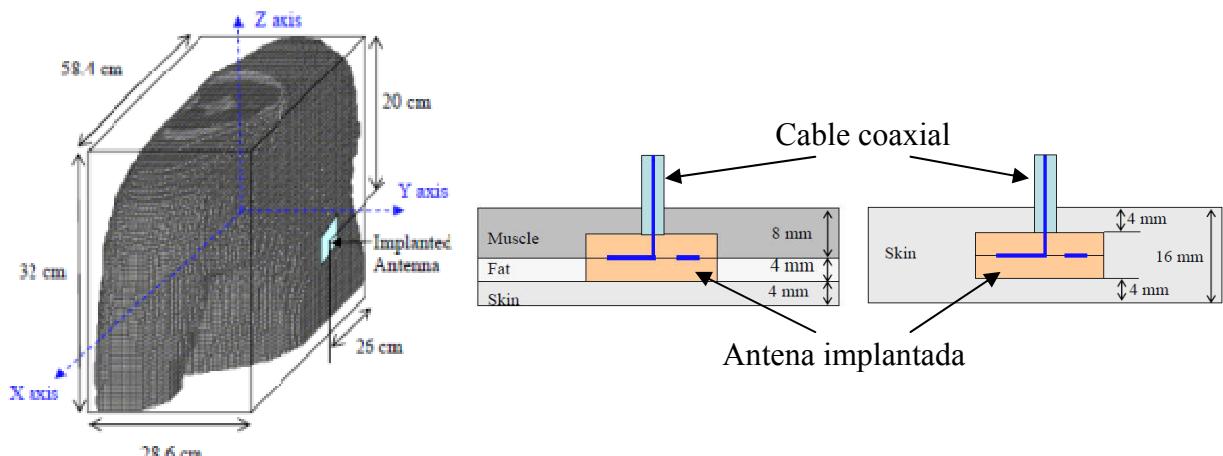


Figura 2-2 : Modelos para antenas implantadas en el pecho. De izquierda a derecha, modelo 3D, modelo simplificado tres capas planas y de una sola capa [8]

2.3 Líquidos utilizados para modelar cuerpo humano

En este apartado se presentan las características eléctricas de los dos líquidos utilizados en las medidas como medio que simula las propiedades del cuerpo humano:

- Líquido simulador humano: el líquido utilizado es del tipo MSL2450 el cual ha sido suministrado por la empresa *SPEAG*, [10], quien nos asegura las siguientes propiedades para 2.45 GHz:

$$\epsilon_r = 52.7 \pm 5\%$$

$$\sigma = 1.95 \pm 5\% \text{ [S/m]}$$

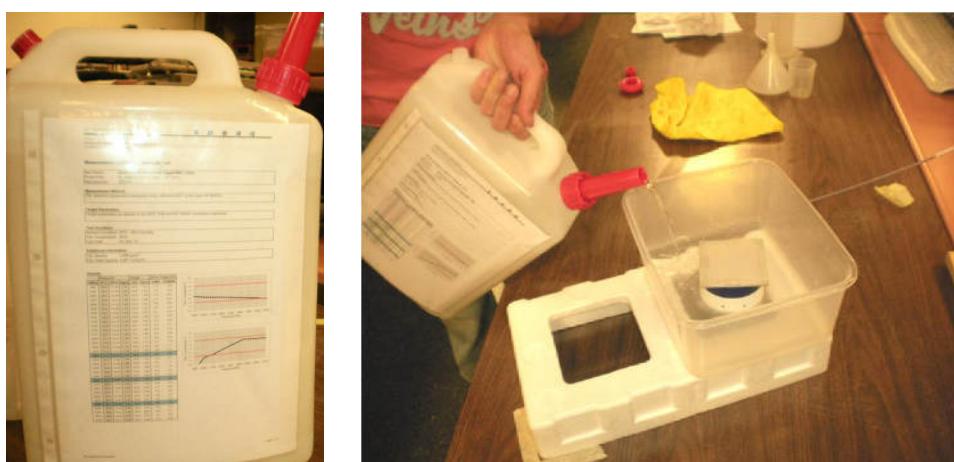


Figura 2-3 : Fotografía del líquido simulador humano empleado en las medidas

- Agua destilada: se pueden encontrar en diversas fuentes la permitividad relativa y las pérdidas del agua pura. En las simulaciones de este proyecto se ha seleccionado la permitividad detallada en la etiqueta de la botella y las

pérdidas se han obtenido de [11], donde se determinan estos parámetros en función de la temperatura y de la frecuencia.

$$\varepsilon_r = 74$$

$$\tan \delta = 0.1188$$

La conductividad, σ , y el factor de pérdidas dieléctrico o tangente de pérdidas, $\tan \delta$, están relacionados mediante [12]

$$\tan \delta_e = \frac{\sigma_e}{\omega \epsilon'} = \frac{1,95}{2 \cdot \pi \cdot 2,45 \cdot 10^9 \cdot 8,854 \cdot 10^{-12} \cdot 52,7} = 0.27 \quad (1)$$

Así pues, las pérdidas del medio líquido humano son casi tres veces mayores que las del agua destilada, diferencia que se verá reflejada en las medidas que comparan ambos líquidos.

Gracias a que el agua destilada tiene menos pérdidas que el líquido humano, el medio agua destilada permitirá observar mejor algunos efectos que se están dando en los resultados tanto de la medida como de la simulación.

En el capítulo 4 se muestran diversas comparaciones entre los líquidos, y entre la medida y la simulación, con lo que al llegar a las conclusiones del proyecto, se desvelará la viabilidad de la utilización de agua destilada para los ensayos de este tipo de aplicaciones, sobre todo en caso de que no se disponga del líquido simulador del cuerpo humano.

2.4 Sistemas de medida

Como ya se ha comentado, un objetivo principal en el desarrollo de este proyecto es realizar una configuración de medida en el laboratorio que permita caracterizar empíricamente antenas para aplicaciones implantables que se han diseñado en el simulador.

El sistema de medida para antenas implantadas puede implementarse de manera vertical u horizontal [8], [13] y [14]. Para este proyecto se han implementado dos configuraciones diferentes en horizontal, las cuales han sido llamadas *top* y *bottom*, nombres asociados a la dirección en la que la antena está orientada una vez instalada en el *setup*.

A continuación se describen ambos sistemas presentando los inconvenientes y ventajas de cada uno.

2.4.1. Configuración de medida *top*

Para un mejor entendimiento, en la figura 2-4 se muestra el esquema de medida acompañado de una foto de la implementación.

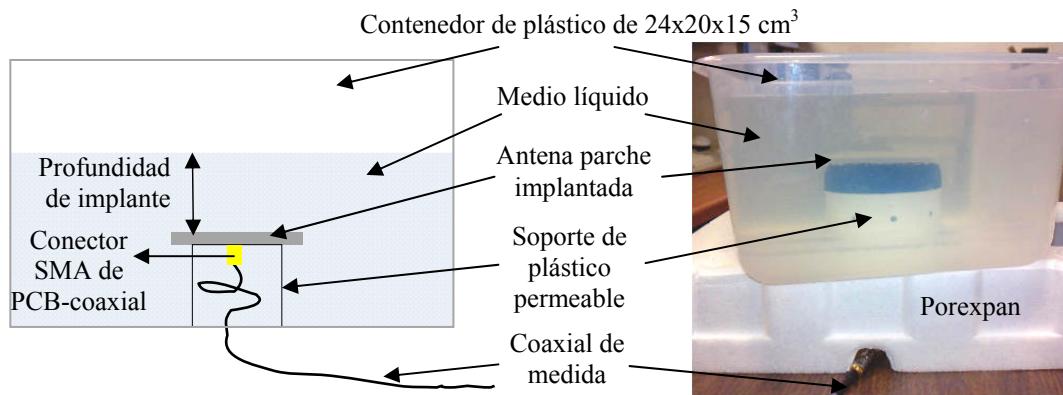


Figura 2-4 : Esquema y fotografía de configuración de medida *top*

El sistema consiste en utilizar una caja común de plástico de dimensiones parecidas, en lo posible, al volumen del cuerpo humano. En el centro de la parte inferior del contenedor hay que hacer un agujero para pasar el coaxial que irá conectado a la antena parche. La antena está enganchada a la tapa del soporte de plástico (en nuestro caso un bote de crema). Gracias a que la tapa tiene rosca, se puede conectar el coaxial de medida al conector SMA de la antena y después colocarla en el bote. Es importante que dicha conexión quede sellada para evitar que entre el agua en el conector, y que a la vez permita quitar y volver a poner repetidas veces para poder reemplazar la antena. El bote está agujereado para permitir que haya líquido por debajo de la antena, de manera que el líquido rodea completamente la antena, al igual que sucede cuando ésta es implantada en el cuerpo.

El cable coaxial que está entre la antena y el pasa-muros, en la parte inferior, tiene un recorrido espiral para permitir enroscar y desenroscar la tapa teniendo cuidado de que no se retuerza en exceso o se rompa.

Se recomienda realizar dicha instalación en un entorno libre de objetos que puedan modificar la medida de la antena. En nuestro caso, al trabajar con el parche orientado hacia arriba, en la parte inferior del contenedor podemos tener una mesa de madera con una caja de porexpan que separe el contenedor de la mesa.

Para conseguir precisión en la profundidad a la que se sumerge el parche, se recomienda instalar un medidor de nivel en perpendicular a la base del contendor. La posición final del parche debe quedar en paralelo a la base y a la superficie del líquido.

En la figura 2-5 se puede ver el detalle de la instalación en las que podemos encontrar relacionados algunos de los comentarios expuestos.



Figura 2-5 : Serie de fotografías de la configuración de medida *top*: a) parche instalado sin líquido, b) indicador de nivel y ancho del contenedor, c) sellado del coaxial por debajo del contenedor, y d) coaxial dentro del soporte de la antena

Inconvenientes del sistema de medida *top*:

- Para extraer el cable por debajo de la antena hay que traspasar el fondo de la cubeta y sellar el pasa-muros para evitar pérdidas de líquido.
- No es fácil asegurar que la PCB de la antena está perfectamente nivelada con el agua.
- Es difícil asegurar la profundidad exacta de la antena si no se dispone de un indicador de nivel del agua bien instalado, y que permita medir profundidades con precisión de milímetros.
- No permite cambiar de antena con facilidad ya que el parche está sellado con la tapa del soporte de plástico.
- El cable sufre cierta torsión debajo del parche ya que es necesario roscar la tapa, por lo que habrá que tener cuidado para evitar posibles errores de medida.
- Esta configuración no sirve para antenas que radien omnidireccionalmente, ya que la distancia hasta el fondo del contenedor pueden afectar en la medida.

Ventajas del sistema de medida *top*:

- Además de poder medir la adaptación, el sistema permite medir la ganancia de la antena en dirección perpendicular del parche con facilidad, incluso para diferentes profundidades. En la figura 2-6 se puede observar la configuración utilizada para dicha medida.
- Debido al diagrama de radiación de la antena parche, no es necesario que la cubeta esté completamente libre de obstáculos por debajo, aunque es recomendable que así lo sea.

En la figura 2-6 se presenta la configuración *top* que permite analizar la antena tanto en adaptación como en ganancia a la profundidad deseada. Por este motivo esta configuración ha sido la más utilizada en las medidas de los parches.

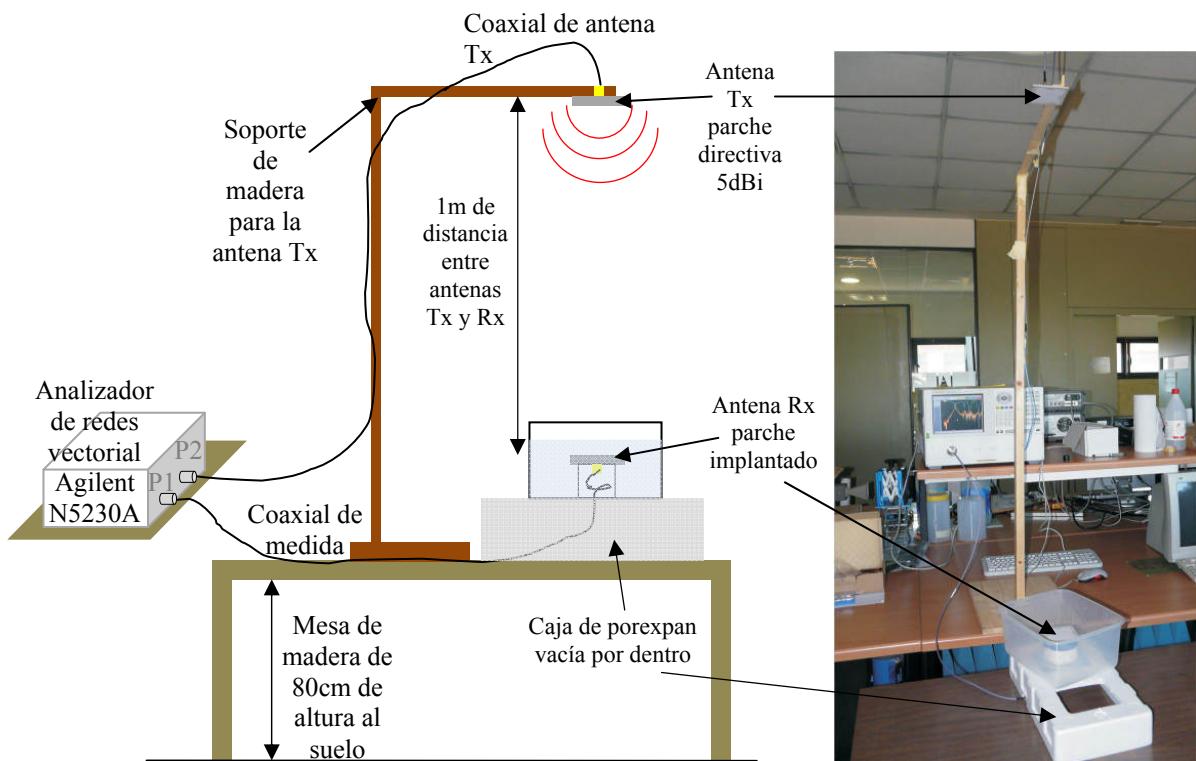


Figura 2-6 : Setup de medida de impedancia y de ganancia de la antena implantada en la configuración *top*

Mediante el método de 2 antenas [15], se puede calcular la ganancia de la antena implantada bajo test conociendo la potencia de la señal transmitida, P_T , y recibida, P_R , y utilizando la ecuación de Friis.

$$\frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot d} \right)^2 \cdot G_T \cdot G_R \quad (2)$$

Donde λ es la longitud de onda, d es la distancia entre antenas, G_T es la ganancia de la antena transmisora y G_R es la ganancia de la antena receptora.

Conocida la ganancia de la antena transmisora, conectada al puerto 2, se puede obtener la ganancia de la antena receptora, conectada al puerto 1, con la medida de los parámetros complejos S_{11} , S_{12} y S_{22} que ofrece el analizador de redes. De manera que se puede redefinir (2) con la ecuación (3).

$$|S_{12}|^2 = \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot d} \right)^2 \cdot G_T \cdot G_R \cdot (1 - |S_{11}|^2) \cdot (1 - |S_{22}|^2) \quad (3)$$

2.4.2. Configuración de medida *bottom*

Además de la configuración anteriormente explicada, también se ha implementado otro sistema en el que la antena queda ubicada en el fondo del contenedor y orientada en su máximo de radiación en dirección inferior. Los esquemas y fotografías de las figuras 2-7, 2-8 y 2-9 pretenden explicar en qué consiste dicha configuración.

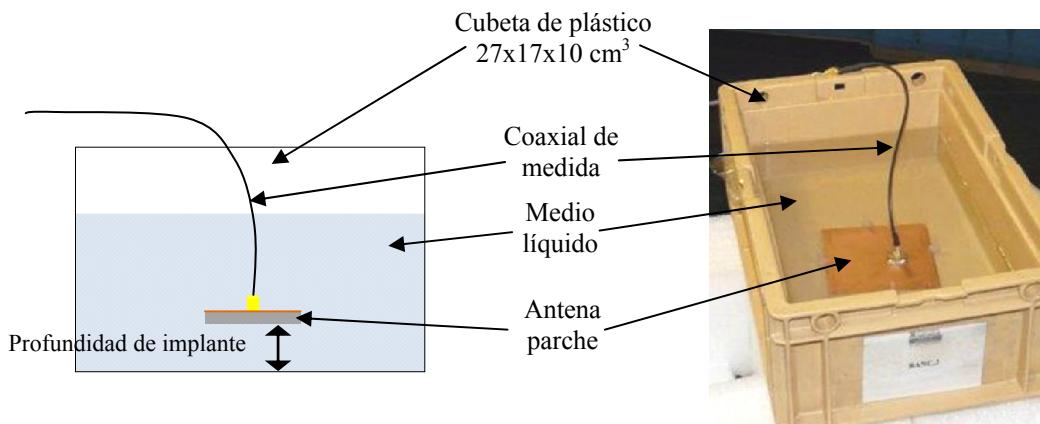


Figura 2-7 : Esquema y foto de la configuración *bottom*

En el centro del fondo de la cubeta se coloca la PCB de la antena, orientada con el máximo de radiación del parche hacia abajo, a la separación deseada del fondo como símil de la profundidad de la antena implantada en el cuerpo.

Por la parte superior de la PCB se encuentra el conector SMA para conectar el coaxial de medida que debe salir de forma perpendicular hasta el exterior de la caja, sin tensar en exceso para no flexionar la PCB.

La cubeta debe situarse sobre un material de permitividad lo más parecida al aire y separada de cualquier otro objeto, en especial del suelo, lo suficiente como para evitar reflexiones que afecten a la medida de impedancia (figura 2-8).

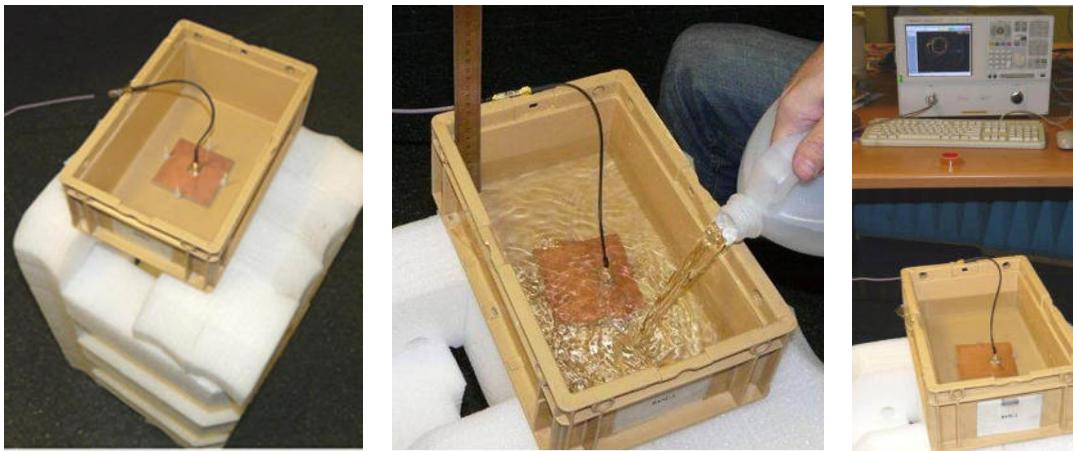


Figura 2-8 : Fotografías de la configuración *bottom*

Mediante este sistema, se ha podido comprobar que la impedancia de la antena no sufre variación con la altura del líquido, ya que debido al gran plano de masa del parche el diagrama del parche es directivo hacia la parte inferior, con lo que resulta prácticamente inmune a la profundidad que tenga el cuerpo humano.

En el fondo de la cubeta, es necesario fijar la PCB con pequeñas torretas de plástico alejadas del elemento radiante que se encuentra en el centro de la PCB. Dichas torretas están compuestas por tornillos, arandelas y tuercas de plástico. La cabeza del tornillo está enganchada con cola en la pared del fondo de la cubeta. Para ajustar la separación de la antena al fondo de la cubeta, es decir la profundidad de la antena en el cuerpo, se utilizan las arandelas de plástico de grosor conocido. En la figura 2-9 se puede observar con mayor detalle en qué consiste la fijación de la PCB a la cubeta y la profundidad de implante.

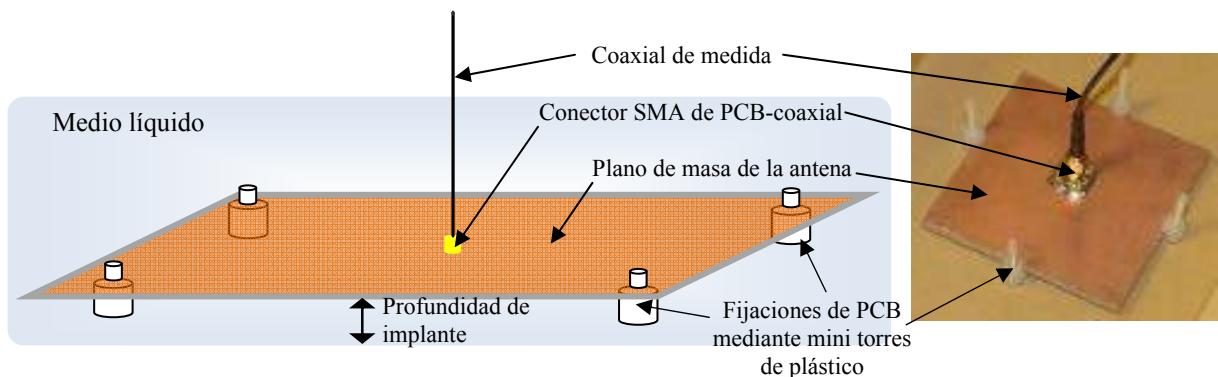


Figura 2-9 : Esquema y la fotografía de la configuración *bottom* en la zona de la fijación de la PCB en el fondo del contenedor

Inconvenientes del sistema medida *bottom*:

- Solo se puede analizar las profundidades resultantes de las combinaciones que permiten las arandelas.
- Resulta muy difícil poder utilizar este método para la medida de ganancia mediante 2 antenas, ya que habría que posicionar la antena transmisora debajo de la cubeta, la cual también tendría que estar mínimamente separada del suelo. Aunque podría utilizarse el método del plano reflector [16], éste es poco cómodo debido a la configuración del sistema y a que se trabaja con líquidos.
- Es necesario una distancia considerable libre de obstáculos por debajo de la cubeta para que ni el suelo ni otros objetos afecten en la medida.
- Para profundidades de implante muy pequeñas, la antena queda cerca del contenedor de manera que éste podría afectar en la medida.

Ventajas del sistema de medida *bottom*:

- Este sistema permite mayor exactitud en la profundidad gracias al sistema de arandelas.
- La superficie del líquido y la antena son paralelas.
- Permite gran facilidad para cambiar de antena ya que solo hay que desenroscar las tuercas.
- El cable no sufre torsión ya que puede salir recto y sin aplicar fuerzas sobre la PCB.

2.4.3. Comparación entre configuraciones. Medida de impedancia

La figura 2-10 compara la medida de adaptación de la configuración *top* con la medida de la configuración *bottom* de un parche diseñado a 2.4 GHz implantado a 4 mm de profundidad. En ella se aprecian diferencias en la frecuencia del mínimo de adaptación, pero no en la forma de la traza. La configuración *top* tiene el mínimo a 2.26 GHz y la configuración *bottom* a 2.34 GHz, una diferencia del 3 %. El motivo de esta diferencia recae en la dificultad para ajustar la profundidad de implante del parche en la configuración *top*, en cambio para la configuración *bottom* se tiene mayor precisión para conseguir una profundidad determinada. Por lo que la configuración *top* puede resultar poco robusta a no ser que se controle con mayor precisión la profundidad de implante, como por ejemplo con un nivel.

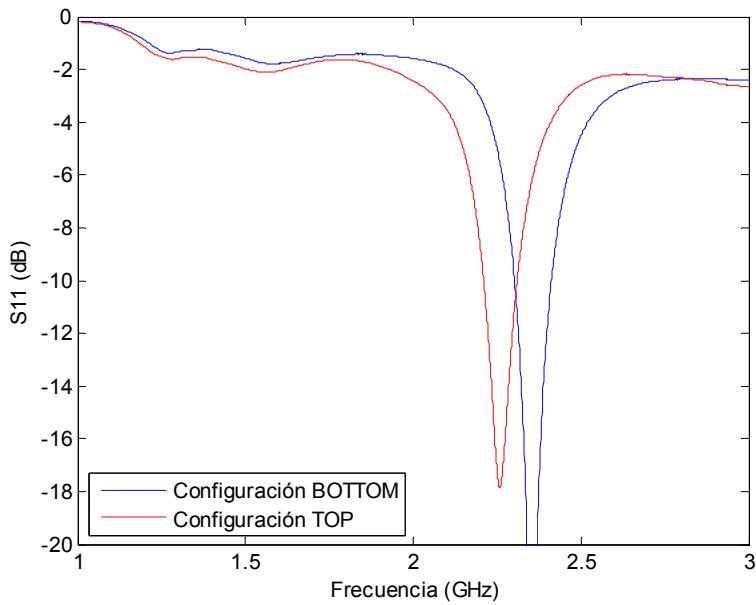


Figura 2-10 : Comparación de adaptaciones² entre la configuración de medida *top* y *bottom*. Parche alimentado en el borde implantado a 4 mm de profundidad en el medio agua destilada

Al realizar las medidas en la configuración *bottom* se ha podido comprobar que, gracias al gran plano de masa del parche, la altura del agua que sobrepasa al parche (grosor del torso) no afecta en la impedancia de la antena parche.

2.4.4. Recomendaciones

Conocidas las diferencias, las ventajas e inconvenientes de cada configuración de medida, se recomienda utilizar uno u otro sistema principalmente en función del parámetro de interés a analizar.

La configuración *top* facilita la medida para analizar la profundidad de implante y la configuración *bottom* nos permite analizar el efecto del grosor del cuerpo humano sobre la antena rellenando el contenedor con el líquido.

Gracias al tipo de antena utilizado en las medidas, se consigue gran independencia con el grosor del cuerpo humano. Es por ello, que en las medidas empíricas, principalmente se ha utilizado la configuración *top*, ya que además permite con facilidad la medida de la ganancia, como ya se ha comentado.

² Entiéndase adaptación S11 (dB) como $|S11|$ [dB], módulo de S11 en dB.

2.5 Modelado del sistema de medida con FEKO

Uno de los objetivos principales de este proyecto es la implementación de un sistema de medida que permitiera validar los resultados de la simulación para la antena parche. Es por ello que en los siguientes apartados se muestran los parámetros estudiados en relación a ciertas dimensiones o características de la configuración de medida a tener en cuenta para la correcta implementación y/o simulación de las antenas implantadas.

2.5.1. Efectos del material de la cubeta contenedora

En el simulador es posible sumergir la antena en un medio sin necesidad de un recipiente que contenga el medio, pero en la medida, como hemos visto, será necesario un contenedor del líquido, el cual en función de sus propiedades eléctricas y geométricas, puede afectar a la antena si ésta se encuentra suficientemente cerca como sucede en la configuración *bottom*.

Por este motivo se han estudiado dos tipos de materiales para el contenedor, policarbonato y porexpan. La principal diferencia entre ambos es la permitividad relativa del material y las pérdidas, como se observa en la tabla 2, además del grosor ya que ambos tienen que soportar el líquido que contienen sin deformación.

	Policarbonato	Porexpan
Grosor	5 mm	30 mm
Permitividad relativa	3	1.6
Tangente de pérdidas	0.02	0.002
Masa	1000 Kg/m ³	20 Kg/m ³

Tabla 2 : Características aproximadas de los materiales del contenedor analizados

Para cada material, se ha simulado una antena parche, diseñada a 2.45 GHz, orientada hacia el material contenedor a 4 mm de separación, considerando aire y líquido humano entre la antena y el contenedor. Ambos casos son comparados también con el resultado del parche sin contenedor.

En la figura 2-11 se muestran los resultados en los que se puede observar un desplazamiento frecuencial del mínimo de adaptación cuando no hay líquido rodeando la antena, sino aire. En la simulación con el líquido humano rodeando la antena, el resultado de adaptación es prácticamente el mismo para ambos los materiales del contenedor. Sólo en la ganancia se dan diferencias de 1 dB entre la simulación con

contenedor y sin contenedor, por lo que se puede considerar prácticamente despreciable para la aplicación en cuestión.

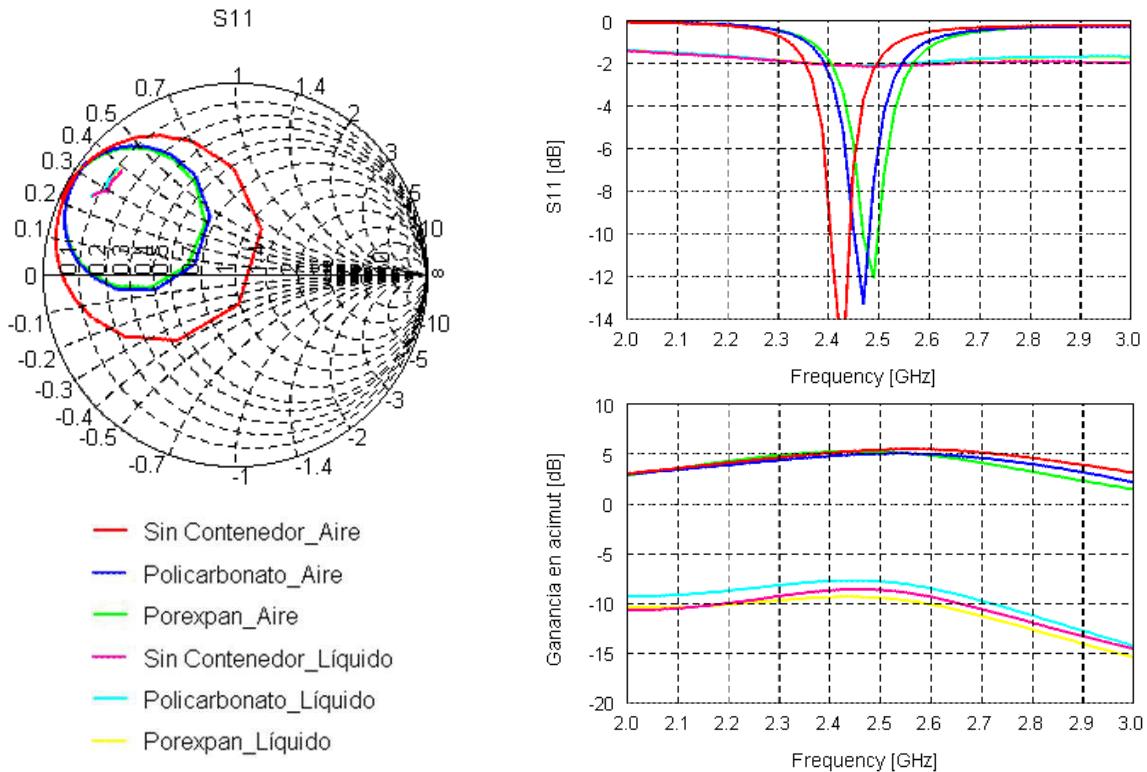


Figura 2-11 : Efecto del material contenedor sobre el parche separado a 4 mm del contenedor, en aire y con líquido simulador humano

Pese a los leves efectos del material contenedor, se recomienda utilizar el mínimo grosor de contenedor en la medida siempre y cuando la pared sea lo suficiente rígida y no se deforme por el peso del agua, además de que el material tenga una baja permitividad y bajas pérdidas.

2.5.2. Efectos del tamaño de la cubeta contenedora

Descartados los posibles problemas que pueda ocasionar el material contenedor, otro punto que puede ser importante es conocer si el tamaño de la cubeta que utilicemos en las medidas afecta al resultado debido a sus dimensiones finitas.

Para ello, en la figura 2-12 se presentan los resultados obtenidos por simulación para 3 tamaños de cubeta diferentes: 30x30x10, 27x17x7 y 24x20x7 cm³, de largo, ancho y alto, respectivamente. Los dos últimos son los tamaños de los contenedores utilizados en el laboratorio. Para todos los casos, el parche está sumergido a 4 mm de profundidad en el medio de agua destilada.

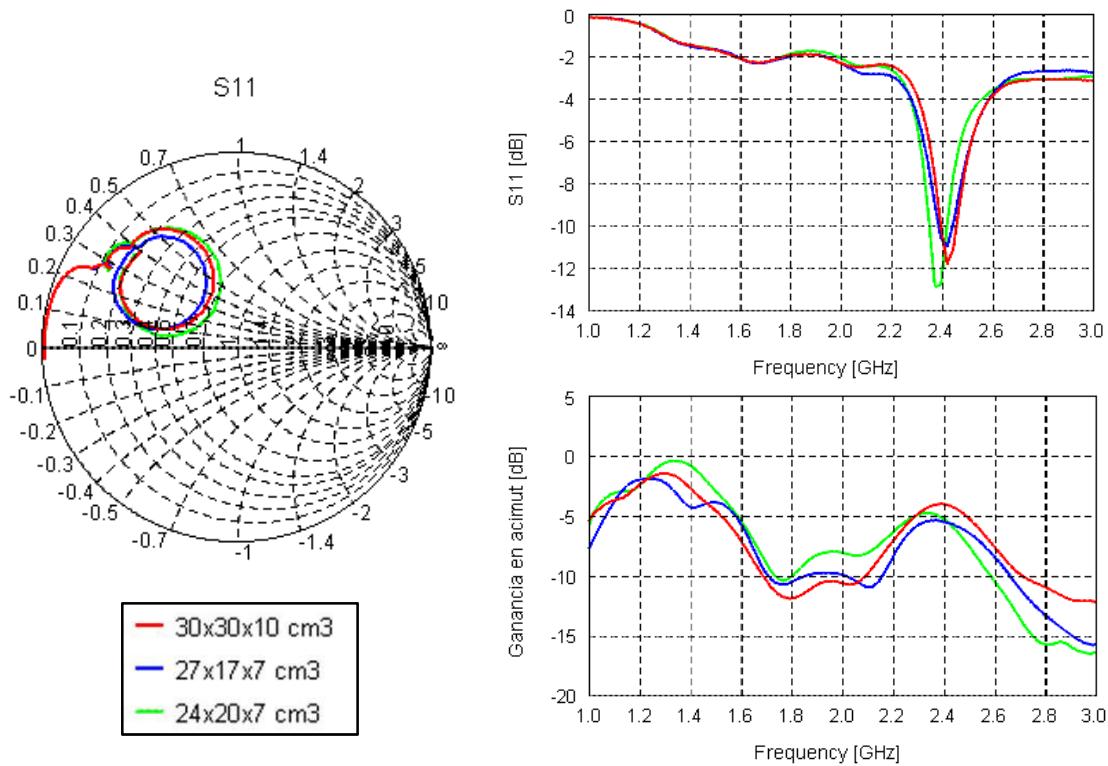


Figura 2-12 : Efecto del tamaño del contenedor sobre el parche con superestrato a 4 mm de profundidad en agua destilada

El tamaño del contenedor no tiene prácticamente ningún efecto en la impedancia de la antena, así como en la adaptación. Sí se observan variaciones en la ganancia de la antena en dirección hacia el exterior del cuerpo debido a las reflexiones que se suceden dentro del contenedor por el cambio de permitividad entre el líquido y el aire. Por lo tanto cabe tener presente que se pueden obtener resultados de ganancias diferentes en función del tamaño del contenedor que se utilice en las medidas. Y, extrapolando el resultado, también se podrían dar pequeñas diferencias en función del grosor de la parte del cuerpo humano donde se implante la antena, así como también del tipo de antena que se utilice.

2.5.3. Modelado con dieléctricos finitos o infinitos

Este apartado pretende demostrar la validez del uso de dieléctricos infinitos para las simulaciones de antenas implantadas. Modelar con dieléctricos infinitos permite obtener rápidos resultados de simulación con menor memoria del PC, facilitando el estudio de las propiedades de las antenas implantadas.

Al inicio del proyecto se realizaron diversas simulaciones a fin de conocer si era posible modelar los materiales que utilizaremos en la implementación de la antena y en el medio líquido mediante dieléctricos infinitos (figura 2-13).

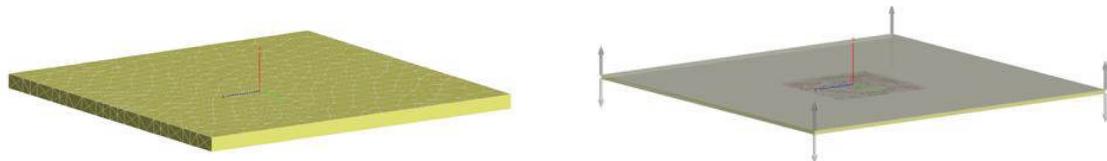


Figura 2-13 : Parche con superestrato modelado con dieléctricos finitos, a la izquierda, y con dieléctricos infinitos, a la derecha

La figura 2-14 muestra los resultados de la antena parche en espacio libre comparando el modelado del sustrato de la antena, dieléctricos finitos e infinitos.

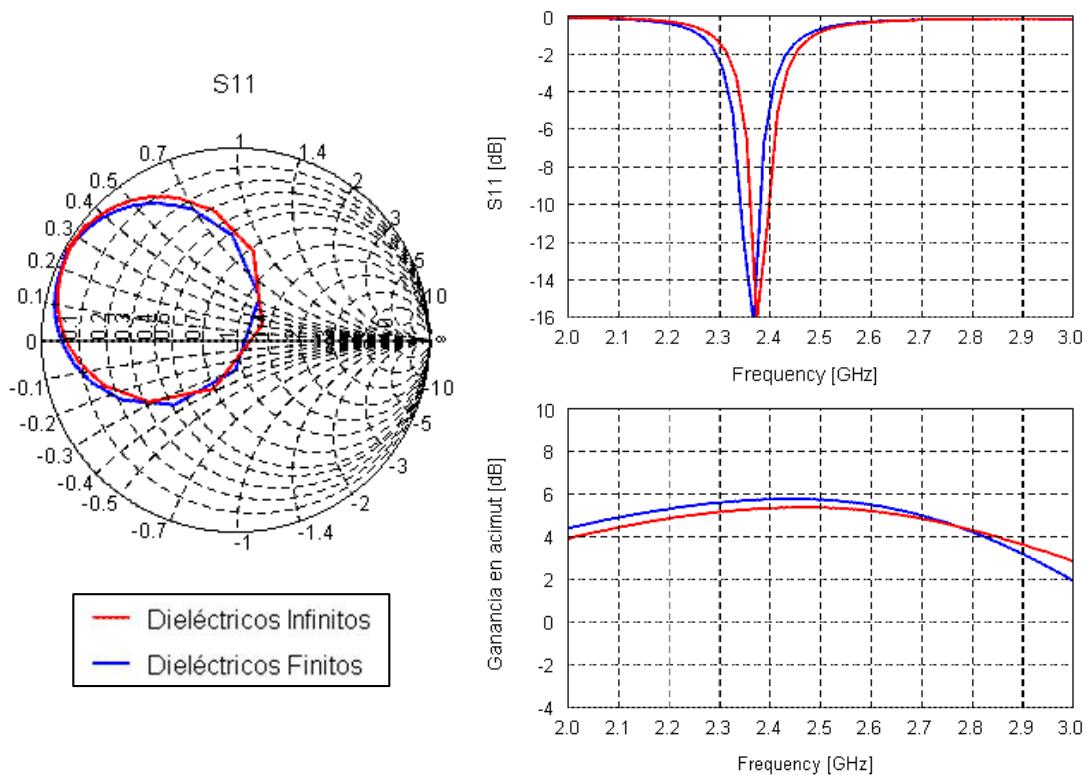


Figura 2-14 : Diferencia entre el modelado del parche con dieléctricos finitos o infinitos

Como muestra la figura 2-14, la impedancia, la adaptación y la ganancia son muy similares, por lo tanto para nuestros propósitos es viable modelar los medios dieléctricos que se utilicen en el parche mediante dieléctricos infinitos.

La figura 2-15 muestra los modelos utilizados para comparar la diferencia entre el modelado del medio líquido y del sustrato de la antena mediante dieléctricos finitos e infinitos. La antena utilizada es el parche implantado a 4 mm de profundidad, considerando una cubeta de $24 \times 20 \text{ cm}^2$, con 7 cm de grosor y agua destilada como medio del líquido. La figura 2-16 muestra los resultados de las simulaciones.

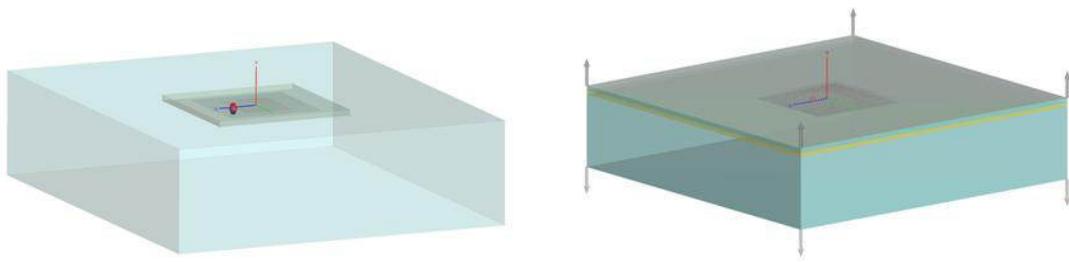


Figura 2-15 : Modelo con dieléctricos finitos, a la izquierda, e infinitos, a la derecha, del parche implantado en el modelo simplificado de una capa del cuerpo humano

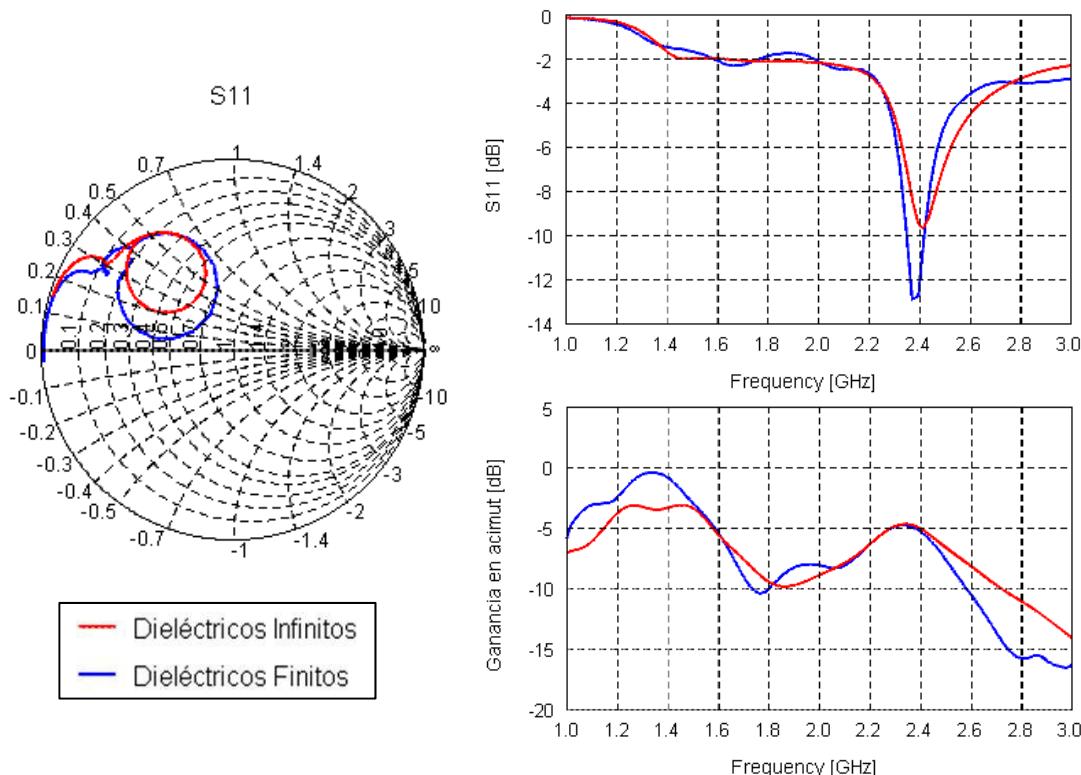


Figura 2-16 : Diferencia entre modelado del parche y del líquido con dieléctricos finitos o infinitos

Observando la adaptación de las antenas, se podría considerar válido el modelo de dieléctricos infinitos, aunque en la ganancia en acimut se observen mayores diferencias a ciertas frecuencias.

Pese a las variaciones en la ganancia y al efecto del tamaño de la cubeta visto en el apartado anterior, es preferible estudiar el comportamiento de una antena despreciando los efectos de las dimensiones del contenedor del líquido, ya que como gran ventaja conseguimos gran reducción del tiempo de simulación. Eso sí, habrá que tener presente que podrán existir algunas diferencias entre medida y simulación.

En la primera fase de diseño se recomienda trabajar, si la estructura de antena lo permite, mediante capas infinitas ya que el tiempo de cálculo es inferior. En caso de necesitar afinar mucho en la simulación habrá que trabajar con dieléctricos finitos, ya que es probable que los valores cambien un poco, pero las tendencias se deberían mantener.

Para ello hay que tener en cuenta que el mallado de toda la estructura, tanto la antena como el líquido, se debe realizar con un tamaño de triángulo correspondiente a una décima parte de λ efectiva del medio, tal como se recomienda en [17]. Tratándose de líquidos con alta permitividad, esto supone una gran cantidad de incógnitas de mallado resultado gran tiempo de cálculo.

2.5.4. Modelos de simulación de las antenas

2.5.4.1. Modelo de simulación del dipolo implantado

El modelo de simulación del dipolo se compone de un hilo recto de longitud $\lambda/2$ a la frecuencia de diseño, con cierto radio de conductor de cobre. Para aislar el dipolo del líquido (cuerpo humano) se ha utilizado un recubrimiento con las propiedades del espacio libre, $\epsilon_r = 1$ y $\tan\delta = 0$. La antena está sumergida a una profundidad determinada en un medio homogéneo e infinito en el plano horizontal con un grosor de 200 mm, parecido al tronco humano. La figura 2-17 muestra los detalles del modelo del dipolo implantado.

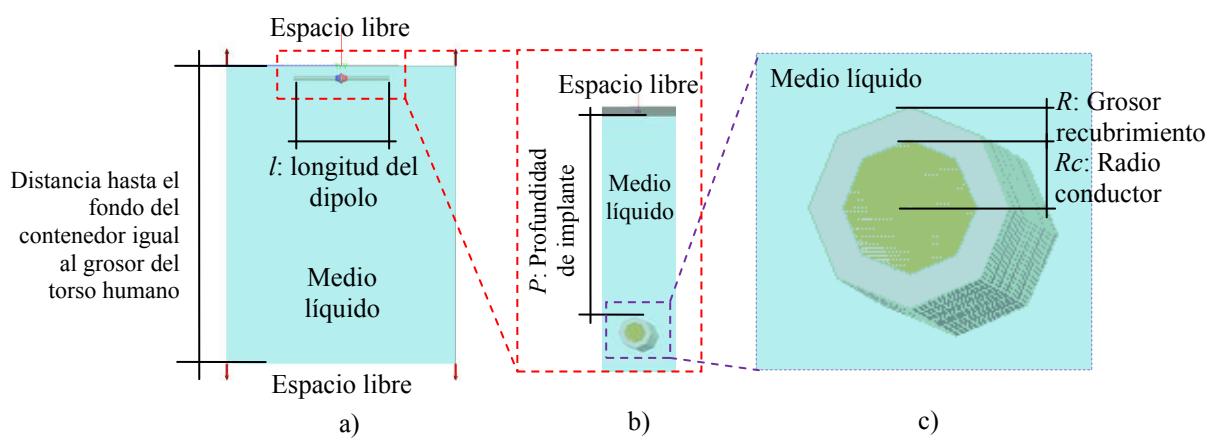


Figura 2-17 : Modelo de simulación del dipolo implantado, a) vista completa, b) sección transversal con zoom de la profundidad de implante, y c) sección transversal con zoom del dipolo

El modelado de la geometría mediante dieléctricos infinitos permite gran velocidad de simulación el cual es muy útil para las primeras aproximaciones de diseños.

En la figura 2-17 también se muestran las principales variables de análisis que en el capítulo 3 son estudiadas en relación al dipolo, como son la profundidad, el grosor de recubrimiento y radio del conductor, además de la permitividad del medio que rodea a la antena.

2.5.4.2. Modelo de simulación del parche implantado

En la figura 2-18 se muestra con detalle el modelo genérico de simulación para el parche implantado.

En el esquema podemos diferenciar las capas de dieléctrico infinito. A parte del aire, en color azul, la primera y tercera capa tienen las propiedades del medio líquido. El grosor de la primera representa la profundidad de implante y la tercera representa el grosor del torso humano. En la capa del medio, en color amarillo, tenemos el dieléctrico que sostiene la antena. Éste está compuesto por el superestrato, situado por encima del conductor de la antena, y por el sustrato, situado entre el conductor y el plano de masa.

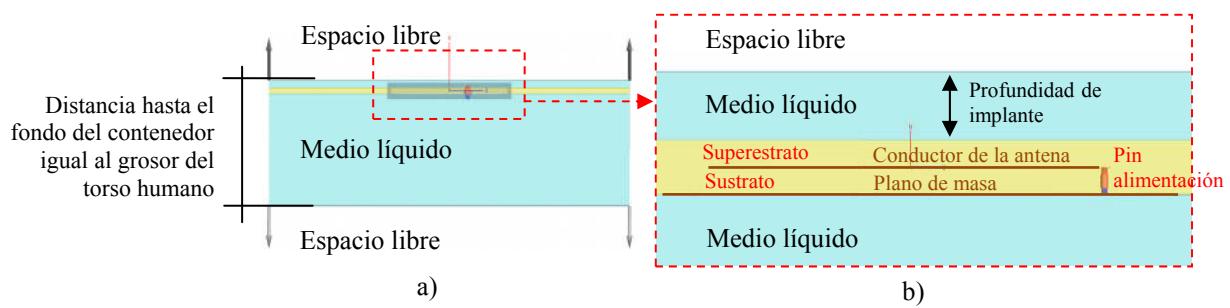


Figura 2-18 : Modelo de simulación del parche implantado, a) vista completa, y b) zoom de la sección transversal en la zona de la antena y de la profundidad de implante

Para poder validar este modelo de simulación para la antena parche, en el capítulo 4 se realizan múltiples comparaciones entre los resultados de la simulación y de la medida.

CAPÍTULO 3. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL DIPOLO IMPLANTADO

3.1 Introducción

Como es bien sabido, las antenas dipolo son una de las estructuras más conocidas, simples, baratas y utilizadas en diversas aplicaciones. Gracias a su sencillez de diseño y simulación, esta estructura es muy útil para analizar lo que puede estar sucediendo en sistemas más complejos. En nuestro caso, pese a utilizar dieléctricos infinitos, el coste de las simulaciones de la antena parche es significativo. Por ello este capítulo se plantea como un estudio previo con la antena dipolo ya que se puede obtener cierto entendimiento del comportamiento de las estructuras implantadas con unos requerimientos computacionales realmente reducidos.

Este capítulo está estructurado en tres bloques principales: respuesta del dipolo en función del medio, análisis del dipolo implantado y diseño del dipolo implantado.

Como ya se ha comentado anteriormente, todo el estudio relacionado con el dipolo ha sido realizado mediante simulación. En este proyecto se ha decidido no entrar en la medida empírica del dipolo ya que para ello es necesario simetrizar las corrientes de la línea de transmisión coaxial con las de la antena [7], lo que resulta en una dificultad añadida al realizar las medidas.

3.2 Respuesta del dipolo en función del medio

Este apartado está dividido en tres partes. En primer lugar se muestran las características más importantes del dipolo en espacio libre, las cuales son de utilidad ya que se les hace referencia en apartados continuos. Posteriormente se muestra la respuesta que se obtiene al cambiar el medio infinito que rodea la antena por las propiedades del líquido humano y del agua destilada. Seguidamente, veremos la respuesta de la antena en una situación más parecida a la aplicación implantada, en el modelo de cuerpo humano simplificado, donde se muestra la diferencia del dipolo sin recubrimiento y con recubrimiento.

3.2.1. Dipolo en espacio libre

Para poder comparar con el dipolo implantado, en las figuras 3-1 y 3-2 se muestran para un amplio rango frecuencial los resultados más característicos en espacio libre de un dipolo de 56 cm de longitud con 20 μm de radio de conductor.

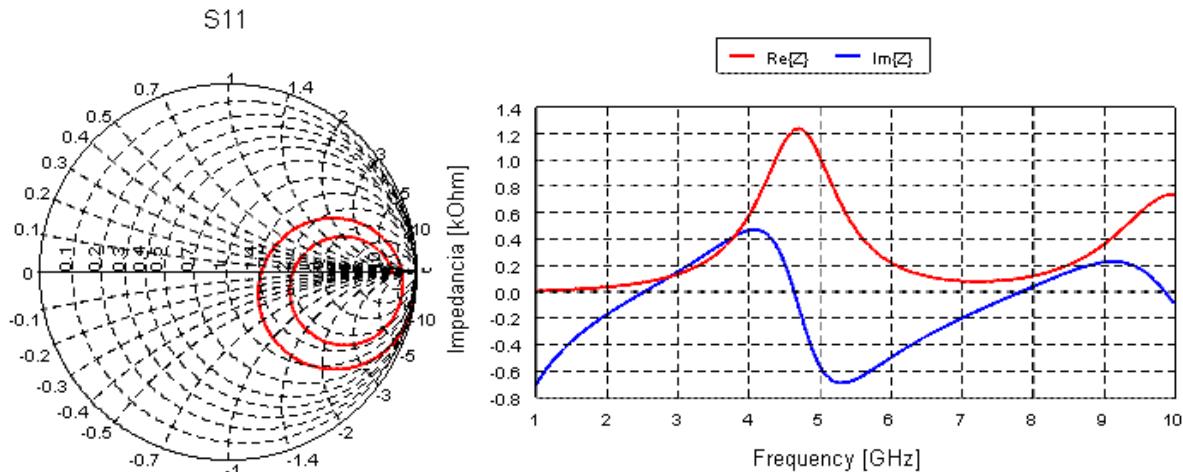


Figura 3-1 : Resultados del dipolo en espacio libre. Impedancia en carta de Smith, a la izquierda, e impedancia en parte real y parte imaginaria, a la derecha

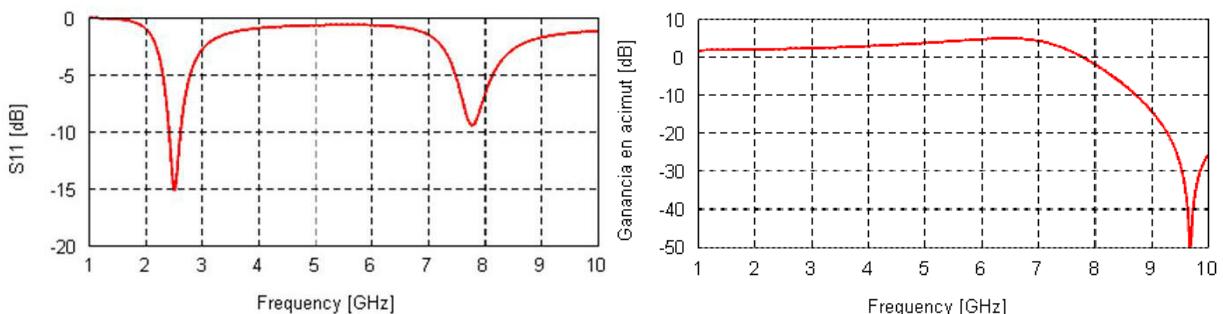


Figura 3-2 : Resultados del dipolo en espacio libre. Adaptación y ganancia en acimut

En las figuras se puede reconocer el resultado típico de un dipolo diseñado a la frecuencia de 2.45 GHz, con una impedancia de referencia de 50Ω .

Es posible relacionar el recorrido que la traza describe en la carta de Smith con la parte real e imaginaria de la impedancia, así como también con la adaptación $|S11|$. Como se observa en la carta de Smith, en el rango frecuencial de simulación el dipolo tiene 4 resonancias, que se dan en el momento en que la traza de la parte imaginaria de la impedancia es igual a cero. Esto sucede con el siguiente orden de resonancias: serie – paralelo – serie – paralelo, etc. En las resonancias serie la antena se puede modelar circuitalmente con un tanque resonador RLC³ serie, mientras que en las resonancias paralelo se modelaría con un tanque resonador RLC paralelo.

³ Tanque resonador formado por resistencia, bobina y condensador.

Es en la proximidad de las frecuencias de las resonancias series, 2.45 GHz y 7.8 GHz, donde se generan los dos mínimos de la traza de adaptación, ya que la traza pasa cerca del centro de la carta de Smith normalizada a $50\ \Omega$.

La ganancia en función de la frecuencia en dirección acimut, crece lentamente hasta 7 GHz, momento en el que empieza a decrecer para ofrecer un nulo de radiación en dirección acimut a 9.8 GHz, como muestra la figura 3-3, donde se muestran los diagramas de radiación para las frecuencias 2.45, 6 y 9.8 GHz.

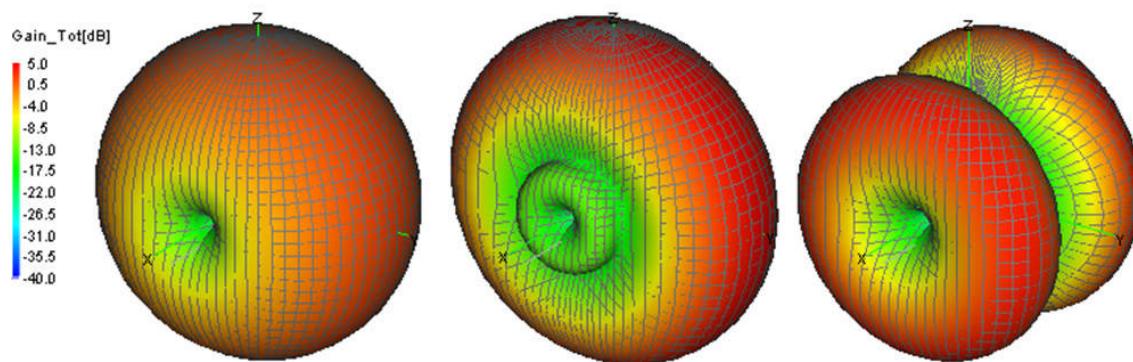


Figura 3-3 : Resultados del dipolo en espacio libre. Diagramas de radiación de ganancia en 3D para 2.45, 6 y 9.8 GHz, de izquierda a derecha

En [7] podemos encontrar la figura 3-4, donde se muestra en función de longitudes de λ la directividad, la resistencia de radiación y de entrada para un dipolo; así como también la distribución de corrientes fiel a la siguiente aproximación, definida para un dipolo de grosor idealmente nulo, posicionado en eje vertical z , con alimentación en el medio del dipolo y localizado en el origen de coordenadas.

$$I(x = 0, y = 0, z) = \begin{cases} I_o \cdot \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z \right) \right], & 0 \leq z \leq l/2 \\ I_o \cdot \sin \left[k \left(\frac{l}{2} + z \right) \right], & -l/2 \leq z \leq 0 \end{cases} \quad (4)$$

Donde k es $2\pi/\lambda$, I_o es la amplitud de corriente en el origen, y z es la posición a lo largo del dipolo en el eje vertical.

Esta expresión describe una distribución de corriente a lo largo del dipolo con forma sinusoidal siendo siempre igual a cero en los extremos.

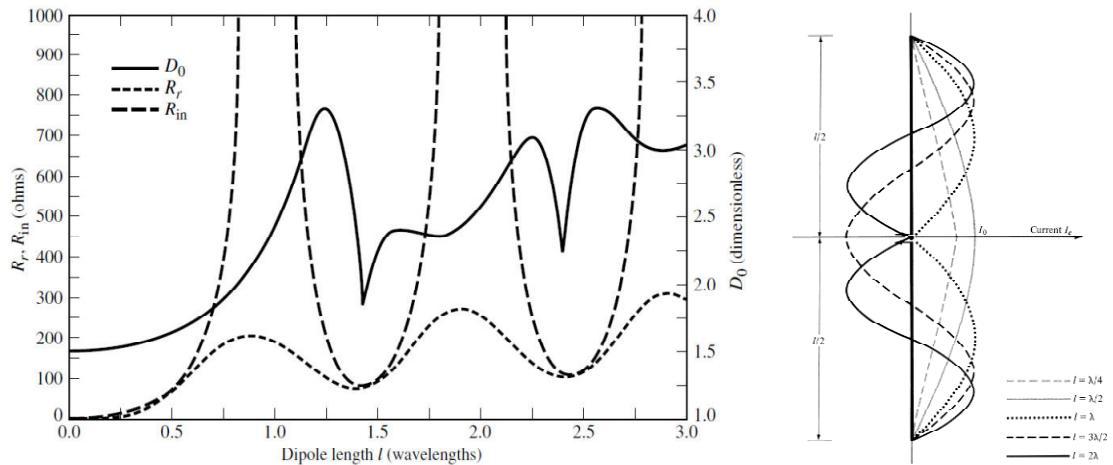


Figura 3-4 : A la izquierda, resistencia de radiación, resistencia de entrada y directividad de un dipolo fino con distribución de corrientes sinusoidal. A la derecha, distribución de corrientes a lo largo de dipolo para diferentes longitudes de λ

Se puede asociar la longitud del dipolo l con las longitudes de λ para las que se da un máximo de corriente en el centro del dipolo, donde se encuentra la alimentación, con los mínimos de adaptación $|S_{11}|$ presentados en la figura 3-2. De la figura 3-4, obtenemos máximos de corriente en el centro del dipolo para $l = \lambda/2$ y para $l = 3\lambda/2$.

Siendo 56 mm la longitud real del dipolo, es a 2.45 GHz cuando corresponde $l = \lambda/2$, frecuencia a la que se observa el primer mínimo de adaptación en la gráfica $|S_{11}|$.

Si buscamos la frecuencia a la que la longitud del dipolo, 56 mm, equivale a $3\lambda/2$, obtenemos $\lambda = 38$ mm, que pertenece a la frecuencia $f = c/\lambda = 7.8$ GHz. Y es a esta frecuencia a la que se da el segundo mínimo de adaptación.

Siguiendo con esta idea, y según la repetitividad de la resistencia de radiación y de entrada de la figura 3-4, el tercer mínimo se daría a $l = 5\lambda/2$, y así sucesivamente.

Se suele llamar a cada mínimo de adaptación de una resonancia serie como un modo⁴ de funcionamiento serie, el cual es de interés ya que suele tener buena adaptación. De manera que se puede calcular la frecuencia de cada modo de funcionamiento serie del dipolo según la ecuación

$$l = (2M-1) \frac{\lambda_{eff}}{2} \Rightarrow f = (2M-1) \frac{c}{2l\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad M = 1, 2, \dots \quad (5)$$

⁴ Modo de funcionamiento: frecuencia a la que se da una característica de funcionamiento determinada debida a la distribución de corrientes en el dipolo.

Donde λ_{eff} es la longitud onda a la frecuencia del modo M [1, 2, 3,...] de funcionamiento serie, l es la longitud del dipolo y ϵ_{eff} es la permitividad efectiva del medio.

3.2.2. Características del dipolo embebido en el medio del líquido

En este apartado se presentan los resultados del dipolo embebido en un medio dieléctrico infinito en todas las direcciones. En la simulación se han modificado los parámetros de espacio libre por los correspondientes a cada medio. Cuando el medio dieléctrico tiene pérdidas y éste es infinito en todas las direcciones, no es posible conocer la ganancia, es por esta razón por la que en la gráfica se presenta la directividad normalizada en vez de la ganancia.

Antes de mostrar los resultados de la simulación, la tabla 3 muestra los modos de funcionamiento serie calculados según la ecuación (5) para el mismo dipolo del apartado anterior pero embebido en agua destilada ($\epsilon_r = 74$). Los valores se presentan para el agua destilada ya que al tener menos pérdidas que el líquido humano se pueden apreciar con mayor facilidad los modos de funcionamiento serie.

Modo funcionamiento serie del dipolo	Longitud de onda a la frecuencia del modo λ_M [m]	Frecuencia del modo de funcionamiento serie [GHz]
1	0.96	0.3
2	0.32	0.9
3	0.19	1.6
4	0.14	2.2
5	0.11	2.8
6	0.09	3.4

Tabla 3 : Asociación de modos de funcionamiento con la frecuencia del mínimo de adaptación del dipolo embebido en el medio agua destilada. Cálculo realizado a partir del resultado de simulación

En la siguiente figura 3-5 se muestran los resultados del dipolo en el medio líquido humano y agua destilada. En la adaptación $|S11|$ se puede apreciar que los modos de funcionamiento del dipolo ocurren a frecuencias mucho más bajas que en espacio libre debido a la alta permitividad del medio.

A las frecuencias 0.3, 0.9, 1.5, 2.2, 2.8 y 3.4 GHz se dan los mínimos de adaptación los cuales corresponden casi exactamente con las frecuencias de los modos de funcionamiento serie calculados en la tabla 3.

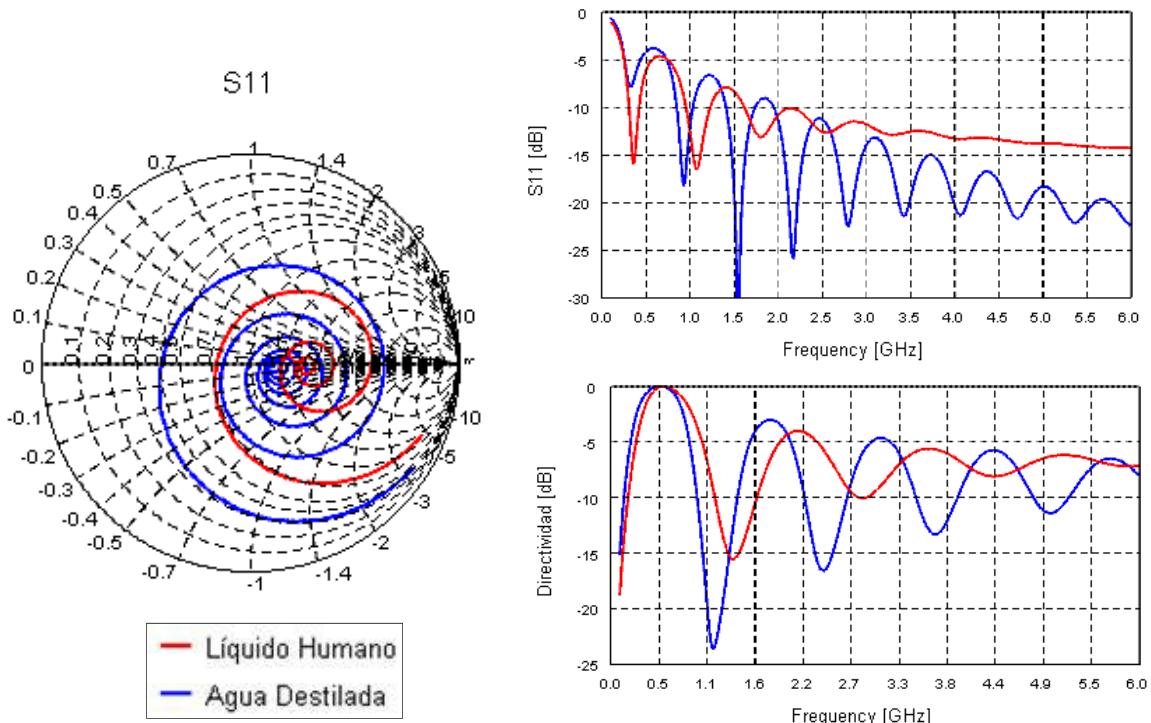


Figura 3-5 : Resultados del dipolo embebido en el medio líquido humano y agua destilada. A la izquierda: impedancia en carta de Smith, a la derecha: adaptación y directividad normalizada en dirección acimut

Comparando ambos medios, se puede apreciar que a mayor permitividad mayor es el descenso frecuencial de los modos.

En la carta de Smith se ver que cuando las pérdidas del medio son mayores, se cierran los círculos de la traza, por lo que se dá un menor rizado en la adaptación. Y a mayor permitividad todos los círculos se observa una tendencia hacia impedancias más bajas debido a que la impedancia del medio es menor cuando la permitividad es mayor, así como refleja

$$Z \approx \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (6)$$

Es importante entender y saber relacionar la respuesta de la adaptación $|S_{11}|$ con la respuesta de la ganancia en dirección acimut, o directividad en este caso, en función de la frecuencia para el dipolo embebido en el medio. Para ello, en la siguiente figura 3-6 se alinea frecuencialmente ambas respuestas. En ella, las líneas verdes que unen los puntos amarillos de cada traza reflejan que entre cada máximo y mínimo de la directividad en dirección acimut se debe dar un mínimo de adaptación. De manera que los mínimos de adaptación, marcas rojas, están situados a las frecuencias intermedias de las marcas amarillas.

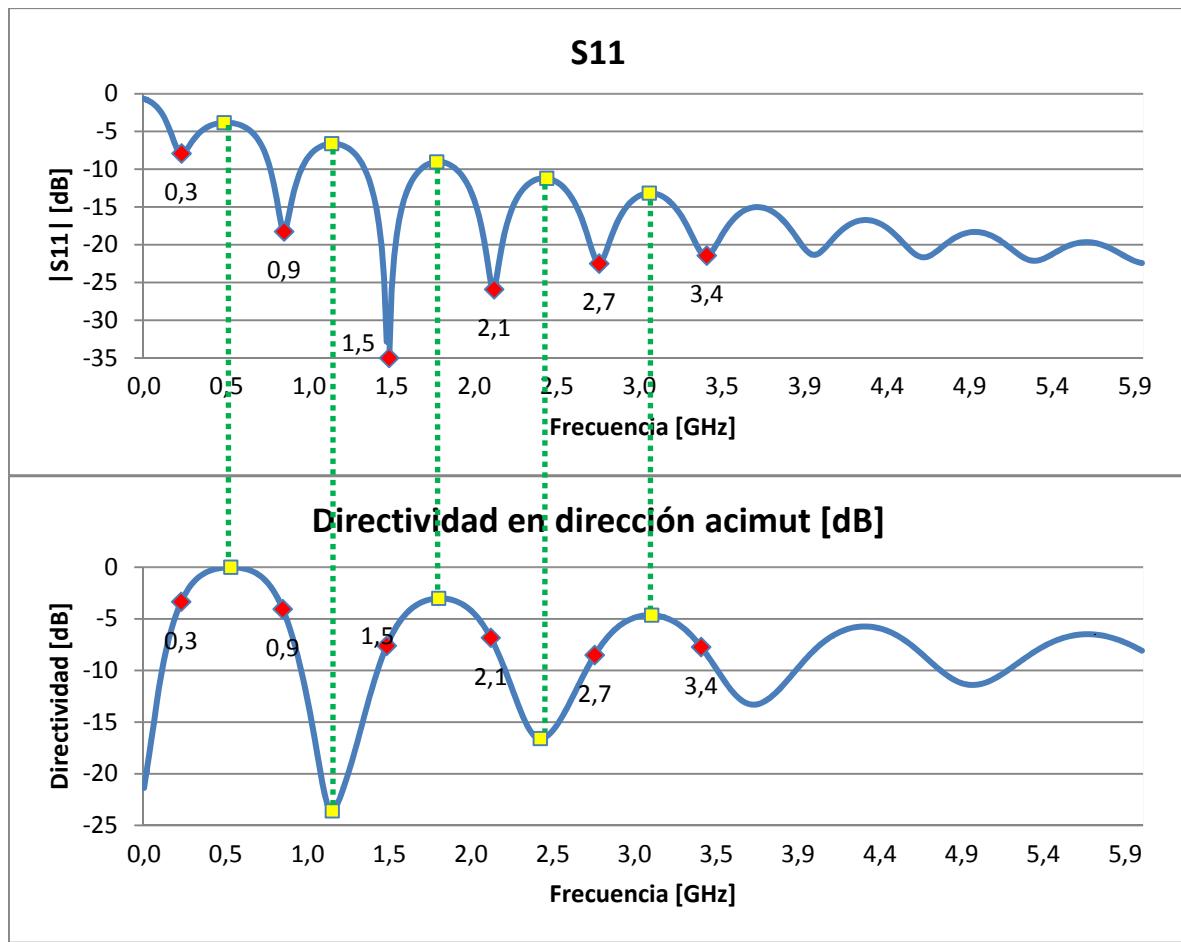


Figura 3-6 : Resultados del dipolo embebido en el agua destilada. Relación entre adaptación y directividad normalizada en dirección acimut

Conocer esta relación será de ayuda más adelante para poder analizar y diseñar con mayor facilidad un dipolo implantado con las mejores prestaciones de adaptación y ganancia posibles.

En la siguiente figura 3-7 tenemos los diagramas de radiación 3D del dipolo embebido en agua destilada para las tres primeras frecuencias destacadas con las líneas verdes de la gráfica anterior, 0.5, 1.2 y 1.8 GHz.

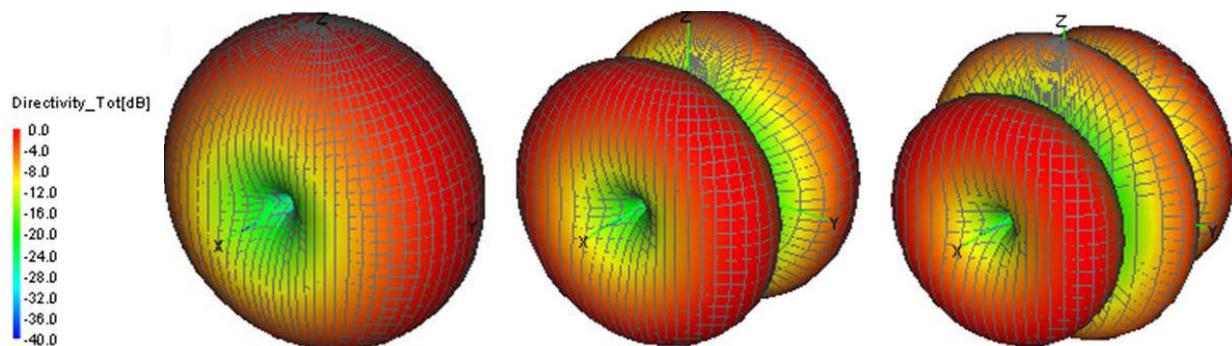


Figura 3-7 : Resultados del dipolo embebido en agua destilada. Diagramas de radiación de directividad normalizada en 3D para 0.5, 1.2 y 1.8 GHz, de izquierda a derecha

Añadir que el cálculo de la tabla 3 y la relación entre la adaptación y la directividad del dipolo en dirección acimut de la figura 3-6, es posible cuando la traza de la impedancia en la carta de Smith responde a una forma concreta con las siguientes características: la impedancia describe resonancias serie y paralelo de manera alternada, y cada punto de la curva de impedancia en la carta de Smith tiene como centro de circunferencia un punto cercano al eje de parte imaginaria nula y parte real mayor a 50 Ω .

3.2.3. Características del dipolo implantado a 4 mm de profundidad

Conocidos y analizados el dipolo en espacio libre y embebido en los medios de líquido humano y agua destilada caracterizados como dieléctricos infinitos en todas las direcciones, este apartado se acerca más a la aplicación de antenas implantadas en el cuerpo humano, en el que no hay dieléctrico infinito en dirección z , por lo que el simulador puede representar la ganancia correctamente.

Como ya se comentó en el capítulo 2, el modelo utilizado en las simulaciones utiliza la definición de los medios mediante capas de dieléctricos infinitos con un grosor determinado, definido en función de la profundidad de implante y del ancho del torso.

En diversos documentos bibliográficos, como por ejemplo en [8], la profundidad de la antena implantada más común es de 4 mm. Esta profundidad será en la mayoría de simulaciones la utilizada, tanto para el análisis paramétrico de la segunda parte de este capítulo, como para los resultados que a continuación se presentan.

En este apartado se muestra la respuesta del dipolo implantado en el cuerpo humano a 4 mm de profundidad en agua destilada, en un cuerpo de 20 cm de grosor de torso. Además del dipolo común, o sin recubrimiento, en las gráficas también se añade el resultado del dipolo con recubrimiento, ya que es necesario proteger el cuerpo del conductor de la antena con materiales compatibles [11] con el cuerpo humano. Pese a resultar el caso ideal, para el recubrimiento del dipolo se ha considerado las propiedades del espacio libre.

En la figura 3-8 se muestran los resultados del dipolo con las características de la siguiente tabla 4.

Longitud del dipolo	Radio del conductor	Grosor del recubrimiento	Profundidad de implante	Medio dieléctrico
56 mm	20 μm	200 μm	4 mm	Agua destilada

Tabla 4 : Características del dipolo implantado en la simulación

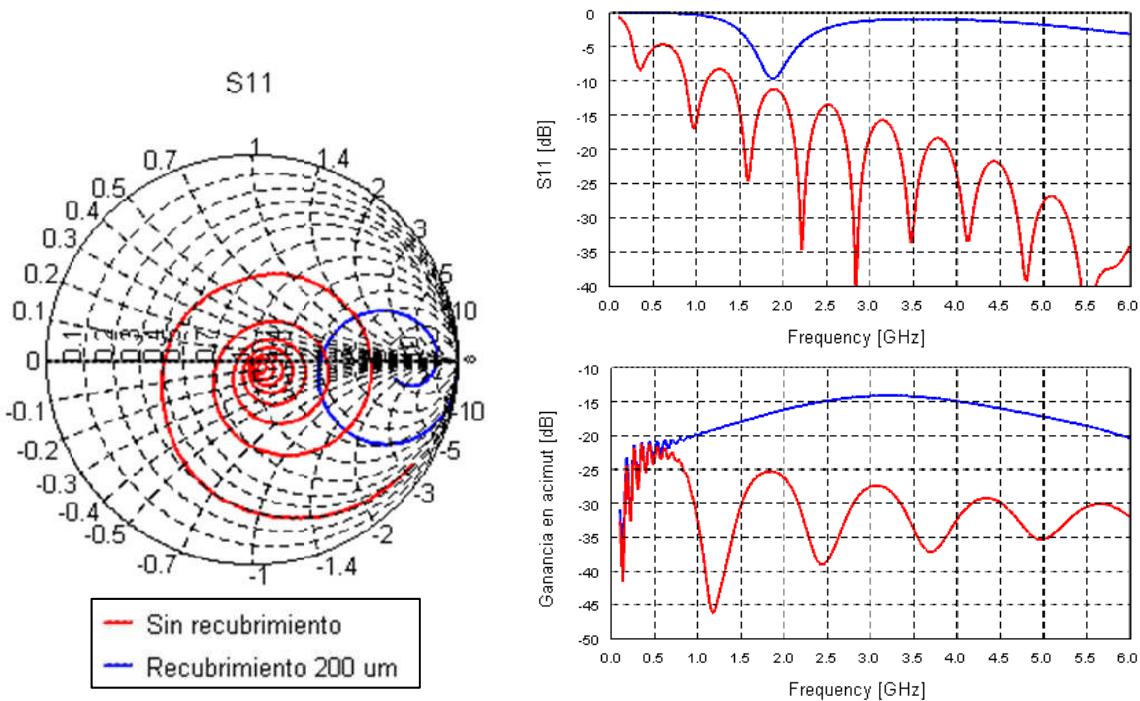


Figura 3-8 : Resultados del dipolo implantado a 4 mm de profundidad en el medio agua destilada. A la izquierda: impedancia en carta de Smith, a la derecha: adaptación y ganancia en dirección acimut

En primer lugar, comparando el dipolo sin recubrimiento implantado, traza roja de la figura 3-8, con el dipolo embebido en el medio, traza azul de la figura 3-5, ambos en agua destilada, se parecen bastante tanto las impedancias en la carta de Smith como la adaptación, ya que los picos mínimos se encuentran a frecuencias muy parecidas y con un nivel de adaptación muy parecidos también.

Comparando la radiación en dirección acimut entre el dipolo embebido, traza azul de la figura 3-5, y el dipolo implantado, traza roja de la figura 3-8, ambos tienen la misma oscilación y relación con los mínimos de adaptación.

Pese a la poca profundidad a la que se sitúa el dipolo implantado sin recubrimiento, este tiene un comportamiento parecido, tanto en impedancia como en radiación, al dipolo embebido en el líquido infinito en todas las direcciones. En el próximo apartado se muestra con mayor detalle cómo llega a suceder esto.

Centrándonos en los resultados de la figura 3-8, se destaca el papel que juega el recubrimiento en el dipolo implantado. El recubrimiento evita que el conductor entre en contacto con el líquido, de forma que, pese a situarse en un entorno con una permitividad relativa muy elevada y con pérdidas, se mantienen en parte las corrientes característica en el dipolo de $\lambda/2$ a 2.45 GHz, como se muestra en la distribución de corrientes de la figura 3-9, conservándose las características del dipolo en espacio libre, como se observa en la carta de Smith y en la adaptación de la figura 3-8.

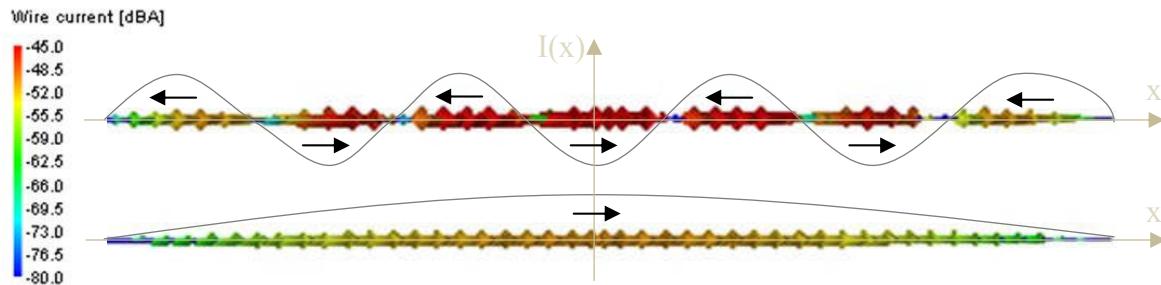


Figura 3-9 : Distribución de corrientes del dipolo implantado a 2.45 GHz. Arriba sin recubrimiento y abajo con recubrimiento

En el apartado de análisis paramétrico conoceremos mejor la dependencia del primer modo de funcionamiento serie con el grosor del recubrimiento del dipolo, donde se justifica el porqué se mantiene el primer mínimo de adaptación a 2 GHz, como se observa en la figura 3-8.

En la ganancia en la dirección de interés, se obtiene una mejora de entre 10 y 20 dB a las frecuencias cercanas a 2.5 GHz y no se da el rizado en función de la frecuencia que tiene el dipolo sin recubrimiento. Esto es así gracias a que la distribución de corrientes se mantiene a lo largo del dipolo como la forma de la corriente que se presenta en la figura 3-4 para un dipolo de $l = \lambda/2$ en espacio libre, contribuyendo cada parte del dipolo a radiar eficientemente en dirección acimut.

En la figura 3-10 se muestra el diagrama de radiación de ganancia 3D a 2.45 GHz para ambos dipolos. Como se puede observar en la forma del diagrama para el caso sin recubrimiento, se da un nulo de radiación en dirección acimut, en cambio, con recubrimiento, el diagrama es directivo en dicha dirección.

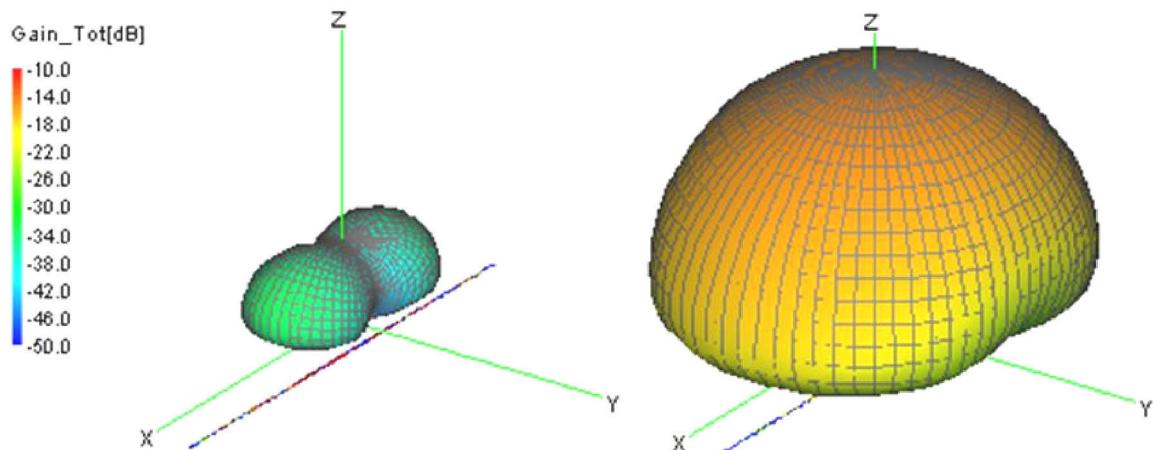


Figura 3-10 : Resultados del dipolo implantado en agua destilada. Diagramas de radiación de ganancia en 3D para 2.45 GHz para el dipolo sin recubrimiento, a la izquierda y a derecha con recubrimiento

Relacionando las corrientes con el diagrama de radiación, pese a que la intensidad de las corrientes es mayor para el dipolo sin recubrimiento, es la distribución a lo largo del conductor lo que provoca peor radiación hacia el exterior del cuerpo, en dirección del eje z. Con recubrimiento, a lo largo de todo el dipolo sólo se da un máximo de corriente en el centro. En cambio, sin recubrimiento, a lo largo del dipolo hay diversos máximos y mínimos, lo que significa sentidos opuestos en las corrientes. Observando la figura 3-9 con detenimiento se puede identificar los cambios del sentido de la corriente a lo largo del dipolo sin recubrimiento.

En resumen, el efecto del medio sobre el dipolo es muy importante, tanto en la impedancia como en la ganancia, empeorando las prestaciones y dificultando el diseño de la antena. Aislando el elemento radiante del líquido, se consiguen muchos beneficios como se ha presentado en este apartado, por lo que hace del recubrimiento un factor muy interesante, y a su vez necesario para que el dispositivo electrónico no sea rechazado por el cuerpo humano.

3.3 Análisis paramétrico del dipolo implantado

Este apartado indaga con mayor profundidad en el entendimiento de la respuesta del dipolo en función de las principales características que definen la antena y su entorno.

En la tabla 5 se listan las variables parametrizadas y los rangos de valores simulados del modelo que se mostró en la figura 2-17. La geometría base o de inicio de los estudios está definida de la según la tabla 6.

Parámetro de estudio	Rango analizado	Unidades
Grosor de conductor. Radio	de 0.05 a 1	mm
Grosor de recubrimiento	de 1 a 1500	μm
Profundidad de implante	de 0 a 40	mm
Permitividad del medio	de 1 a 100	

Tabla 5: Parámetros analizados del dipolo implantado

Excepto en el estudio del grosor de recubrimiento, el cual solo se ha realizado como es lógico para el dipolo con recubrimiento, el resto de variables se han estudiado para el dipolo sin y con recubrimiento.

Longitud del dipolo	Grosor del torso	Profundidad de implante	Medio dieléctrico
56 mm	20 cm	4 mm	Agua destilada

Tabla 6 : Características generales del dipolo implantado para el análisis paramétrico

3.3.1. Estudio del grosor de conductor

Se ha considerado un amplio rango de grosores de radio del conductor para poder observar con mayor claridad las tendencias en la respuesta de la antena.

3.3.1.1. Dipolo sin recubrimiento

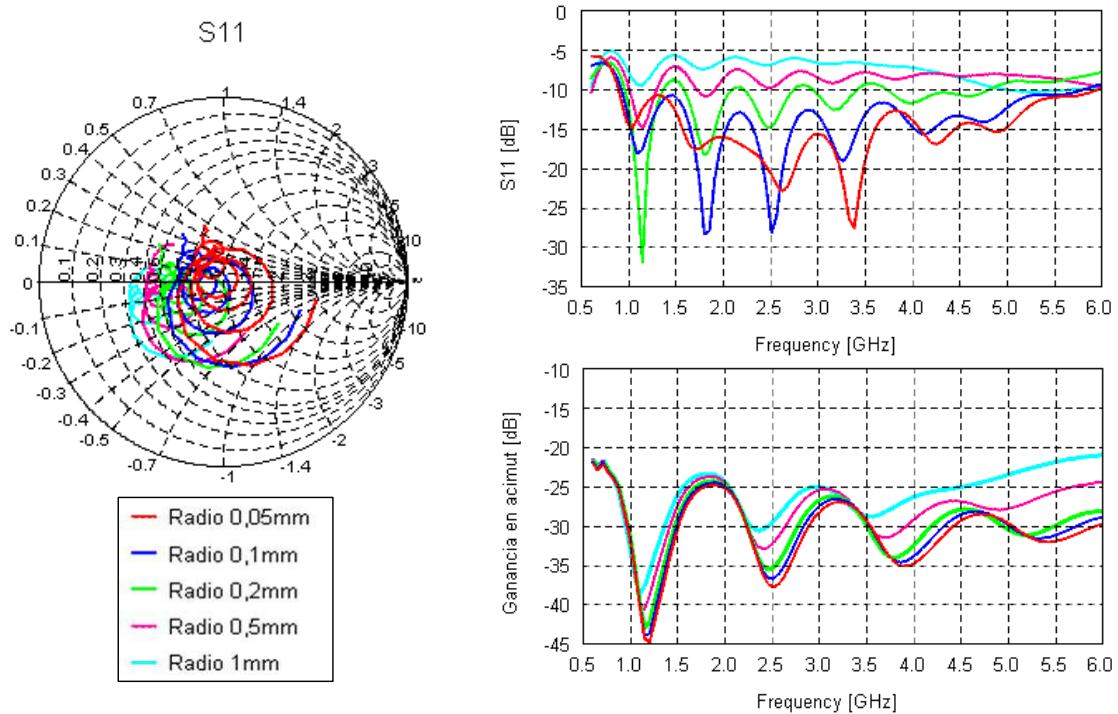


Figura 3-11 : Estudio del grosor de conductor para el dipolo implantado sin recubrimiento. A la izquierda: impedancia en carta de Smith, a la derecha: adaptación y ganancia en dirección acimut

Prácticamente a todas las frecuencias de simulación, el grosor de conductor tiene su principal influencia en la impedancia, que como se observa en la carta de Smith, a mayor radio, la traza se desplaza hacia la izquierda, lo que implica que la parte real de la impedancia es cada vez menor, mostrando también menor rango de valores de parte imaginaria. Este efecto también sucede para el dipolo en espacio libre aunque con menor efecto [18].

Dicho desplazamiento se traduce en grandes cambios de adaptación. Por ejemplo, a 2.45 GHz, con 0.1 mm de radio, traza azul, la adaptación es muy buena, pero con 0.5 mm, traza rosa, ya no es tan buena. Lo que indica que el radio del conductor puede

resultar muy interesante para ajustar un diseño en el que el dipolo no tenga recubrimiento.

Observando la ganancia, parece ser que se mantiene bastante constante con el radio, a excepción de los dos últimos grosores de la leyenda, en los cuales se obtiene una respuesta diferente a la teórica, sobre todo a frecuencias altas. Esto se debe a que el grosor del conductor es comparable a lambda a las frecuencias de la simulación, considerando la permitividad del medio, ver ecuación (7). Por ejemplo, a 2.5 GHz, λ en el dieléctrico es igual a 14 mm, y siendo el máximo diámetro de conductor simulado de 2 mm, el grosor del conductor es tan solo siete veces menor a λ , por lo que se puede considerar como dipolo grueso [18].

$$\lambda_{\varepsilon_r} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (7)$$

3.3.1.2. Dipolo con recubrimiento

En la simulación de los resultados de la figura 3-12 se ha considerado un grosor de recubrimiento de 100 μm . Este grosor ha sido seleccionado porque la respuesta del dipolo se encuentra entre medio del dipolo en espacio libre y del dipolo implantado sin recubrimiento, por lo que podemos observar con facilidad qué efecto provoca, en este caso particular, el radio del conductor.

Observando la carta de impedancias, al igual que sin recubrimiento, la parte real de la impedancia y el rango de valores de impedancias imaginarias es menor a mayores grosores de conductor.

Pero a diferencia con el dipolo sin recubrimiento, con recubrimiento existe además un claro desplazamiento a frecuencias bajas de los dos primeros modos de funcionamiento que se observan en el rango frecuencial de simulación, tendencia que también se observa en las trazas de ganancia las cuales sufren gran cambio en función del grosor.

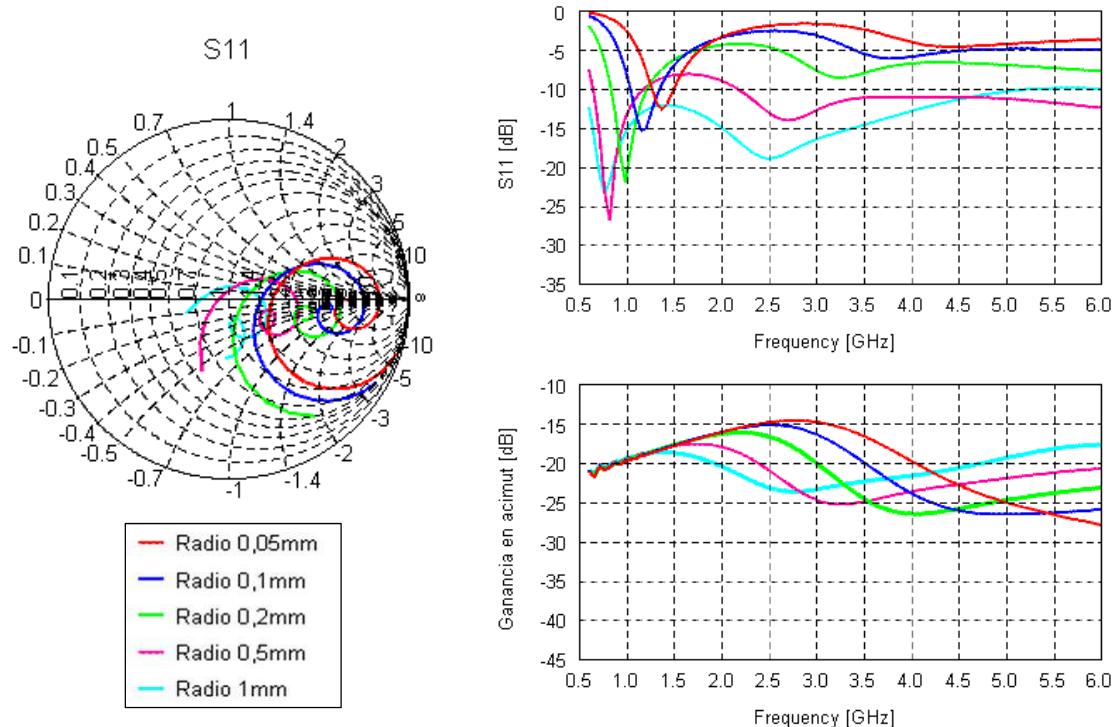


Figura 3-12 : Estudio del grosor de conductor para el dipolo implantado con recubrimiento. A la izquierda: impedancia en carta de Smith, a la derecha: adaptación y ganancia en dirección acimut

Este efecto se debe a que el recubrimiento permite mayor efecto capacitivo entre ambos brazos del dipolo cuanto mayor es el radio del conductor, produciendo un alargamiento de la antena [18].

Con recubrimiento, vemos que el radio del conductor también resulta una variable de diseño interesante ya que podemos actuar sobre la impedancia así como también sobre la frecuencia de funcionamiento de la antena, aunque pueda existir un compromiso entre adaptación y ganancia a la hora de diseñar la geometría del dipolo.

3.3.2. Estudio del grosor del recubrimiento

En la simulación de los resultados de la figura 3-13 se ha considerado un grosor de conductor de radio 0.2 mm. Este grosor permite observar qué efecto provoca el recubrimiento del conductor.

Para grosores muy finos, la respuesta se va acercando al dipolo sin recubrimiento, y con grosores muy anchos los resultados se parecen cada vez más al dipolo en espacio libre, sin olvidarse de las pérdidas del medio.

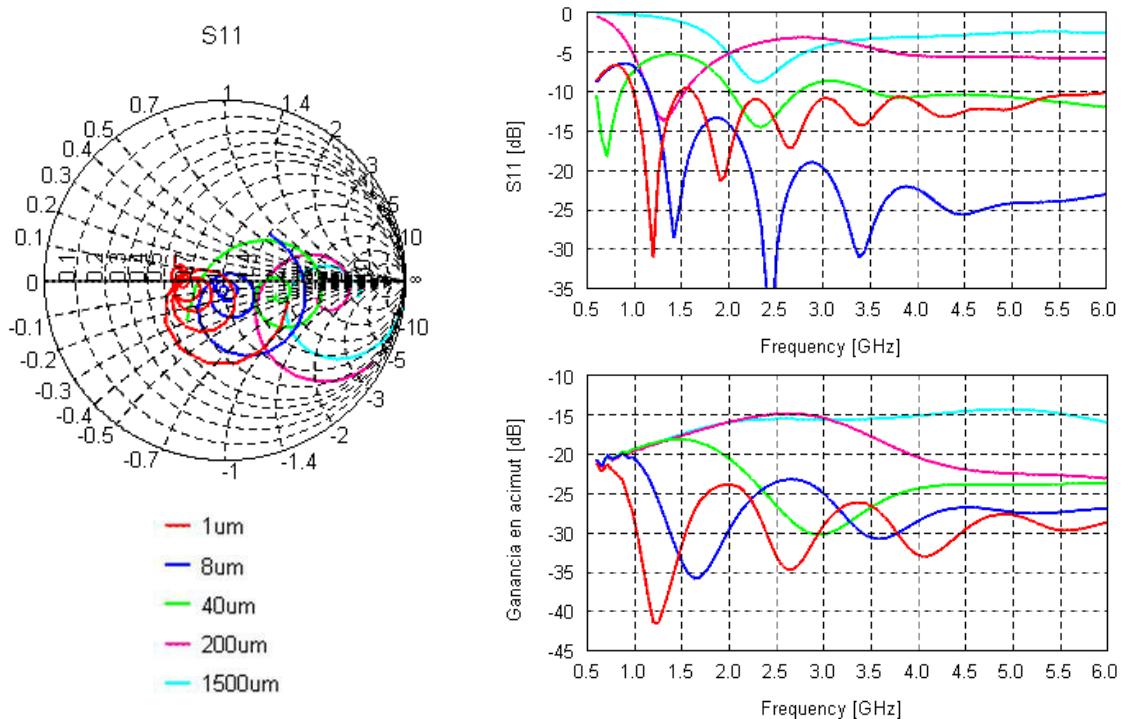


Figura 3-13 : Estudio del grosor de recubrimiento del dipolo implantado. A la izquierda: impedancia en carta de Smith, a la derecha: adaptación y ganancia en dirección acimut

Observando la característica de cada traza, el grosor de recubrimiento está cambiando la permitividad relativa efectiva siendo menor cuando el grosor es mayor, resultando muy importante en el diseño del dipolo implantado, ya que afecta a todos los parámetros del dipolo, en la impedancia real e imaginaria, adaptación y ganancia, desplazando en frecuencia los modos de funcionamiento del dipolo

En la carta de impedancias se puede ver que el efecto del recubrimiento es el de cambiar la impedancia del medio, aire más dieléctrico. En esta combinación de medios es en la que se encuentra el dipolo.

Se puede entender que, en función del recubrimiento, la impedancia resultante estará entre la impedancia del dieléctrico y la impedancia del aire. Para grosores pequeños, los círculos de impedancia tienden a la impedancia del dieléctrico agua destilada, que es de 44Ω , impedancia aproximada a la que tienden los círculos de las trazas en la carta de Smith. Para grosores grandes la impedancia resultante es mayor, por lo que las trazas se acercan a la impedancia del aire, 377Ω .

Además del desplazamiento observado sobre la parte real de la impedancia, se dan cambios en la parte imaginaria de la impedancia ya que se dan menos bucles en la carta de Smith a medida que el grosor del recubrimiento aumenta.

Se puede apreciar mejor lo comentado de la impedancia imaginaria en la adaptación, donde por ejemplo de 1 a 8 μm , se puede observar como los mínimos de adaptación

suben en frecuencia. O por ejemplo, con la misma longitud de dipolo, pero con dos grosores de recubrimiento diferentes, es posible obtener buena adaptación a 0.7 o a 1.3 GHz como es el caso de 40 y 200 μm de recubrimiento respectivamente.

Referente a la ganancia hacia el exterior del cuerpo, también se puede observar como a mayor grosor de recubrimiento, los modos de funcionamiento se van desplazando a frecuencias altas, produciendo cada vez menor oscilación en el rango de simulación frecuencial.

Como veremos en el último apartado de este capítulo, podría ser esta idea una línea de diseño: hacer coincidir un mínimo de adaptación con un máximo de ganancia en función del grosor del recubrimiento.

Para tener más claro cómo varían estos parámetros en función del recubrimiento para este caso de dipolo, se han elaborado las siguientes gráficas de la figura 3-14 en las que se resume la adaptación y ganancia en función del grosor del recubrimiento a 2.4 GHz.

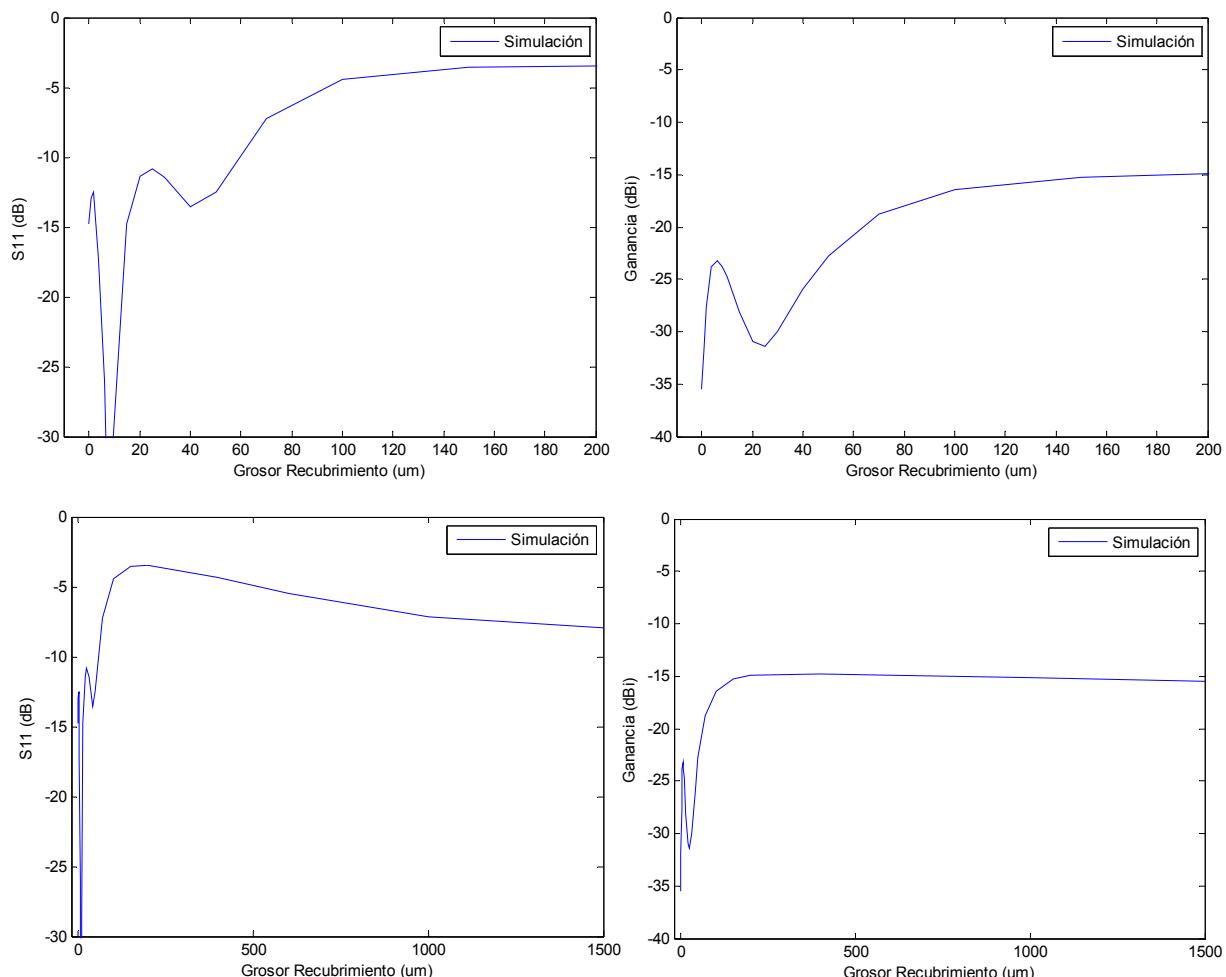


Figura 3-14 : Adaptación y ganancia en acimut a 2.4 GHz en función del grosor de recubrimiento del dipolo implantado. Arriba de 0 a 200 μm y debajo de 0 a 1500 μm

Para grosores de recubrimiento por debajo de 100 μm , la adaptación y ganancia tienen alta oscilación. Para grosores mayores éstas cambian más lentamente acabando por estabilizarse. Cuando no hay recubrimiento, o éste es muy pequeño, la ganancia es entre 10 y 20dB peor que cuando el recubrimiento es mayor de 100 μm .

Gracias a estas figuras podemos ver la gran importancia que tiene el recubrimiento del dipolo ya que podemos mejorar y controlar la adaptación y la ganancia sin tener que considerar un recubrimiento excesivamente grande. Por ejemplo, con un grosor de 60 μm podemos obtener una adaptación de -10 dB y una ganancia de -20 dB. En cambio sin recubrimiento, el dipolo está adaptado pero la ganancia es de -35 dB, aunque podríamos ajustar su longitud acortándolo un poco y hacer que la respuesta del dipolo sin recubrimiento a 2 GHz se dé a 2.5 GHz.

Observando esta gran variación que se puede dar tanto en la adaptación como en la ganancia, para diseñar un dipolo implantado será importante valorar diversos diseños teniendo en cuenta la ganancia realizable óptima, que expresa la ganancia ideal y la adaptación.

$$G_{\text{real}}[\text{dB}] = 10 \log G - 10 \log (1 - |S11|^2) \quad (8)$$

Como muestra la gráfica de la ganancia para altos grosores de recubrimiento, pese a aumentar mucho el grosor, y aislar así la antena de su entorno, la ganancia se mantiene constante a partir de 300 μm , con lo que no tiene mucho sentido aumentar el grosor por encima de este valor ya que esto no nos aporta una mejora significativa de la ganancia.

3.3.3. Estudio de la permitividad relativa del líquido simulador del cuerpo humano

En el inicio del capítulo 2 se presentó gráficamente las permitividades de los medios que conforman el cuerpo humano, destacando los tres medios más importantes que hay que tener en cuenta para antenas implantadas a poca profundidad. Como muestra la figura 2-1, en el cuerpo humano se pueden dar un amplio rango de permitividades. Por este motivo, es de interés conocer cómo puede afectar este parámetro a la respuesta de una antena implantada.

Para ello, se ha realizado un barrido de permitividades relativas del medio desde 1 hasta 100, manteniendo las pérdidas fijas, para el dipolo de 56 mm con radio de 0.2 mm implantado a 4 mm de profundidad, comparando los resultados de adaptación y ganancia entre el dipolo sin y con recubrimiento de 100 μm .

A modo de resumen, en la figura 3-15 se muestra la adaptación y la ganancia a 2.4 GHz de ambos dipolos en función de la permitividad relativa del medio líquido.

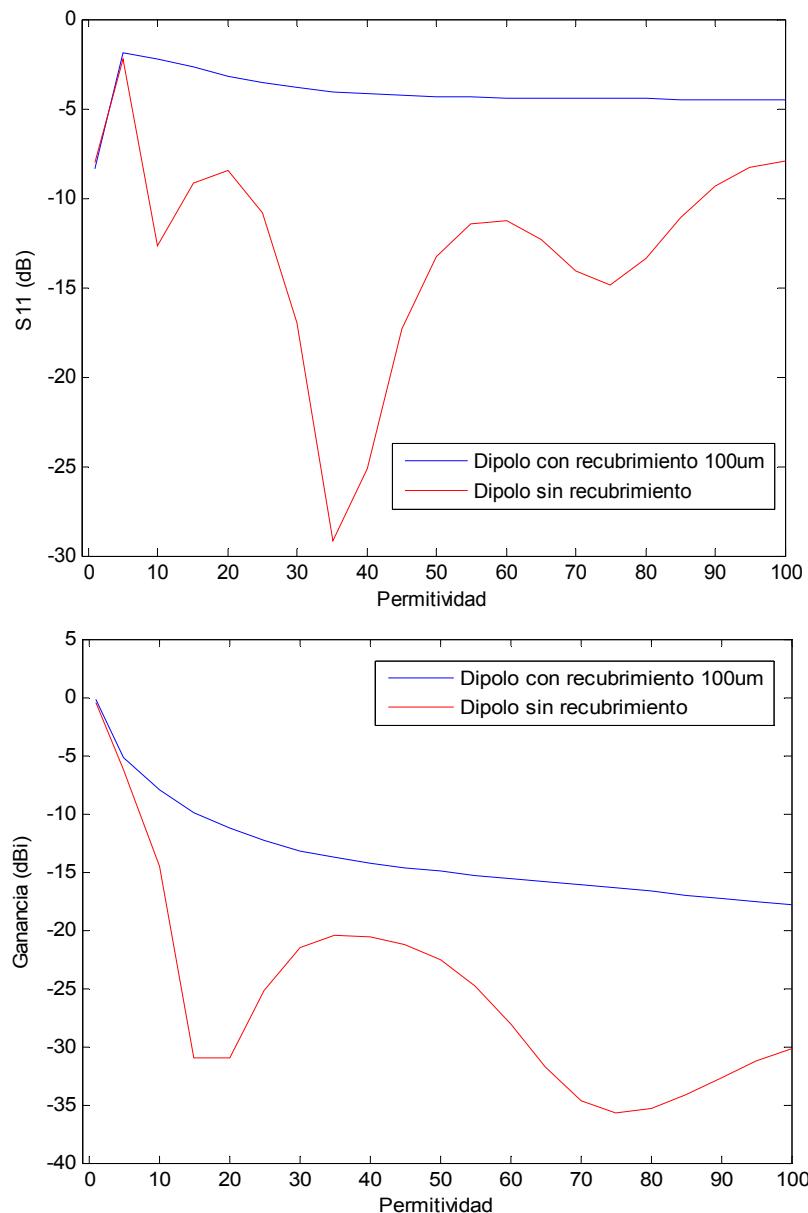


Figura 3-15 : Estudio de la permitividad relativa del dipolo implantado. Adaptación, arriba, y ganancia, abajo, en acimut del dipolo implantado a 2.4 GHz en función de la permitividad del líquido

Comparando las trazas de los dipolos en ambas gráficas, se puede concluir que el dipolo sin recubrimiento tiene mayor dependencia de la permitividad del medio que el dipolo con recubrimiento, como era de esperar.

A medida que la permitividad va subiendo, lo que está sucediendo en el dipolo sin recubrimiento es que van bajando en frecuencia los modos de funcionamiento, de manera que al ir pasando por la frecuencia de análisis, estos van describiendo la oscilación que se observa en la traza roja, tanto para la adaptación como para la

ganancia. Por este motivo, en función de la permitividad, el dipolo sin recubrimiento puede estar trabajando en uno u otro modo de funcionamiento, de forma que en la dirección de interés tengamos un máximo o un mínimo de radiación.

En cambio, para el dipolo con recubrimiento sólo se aprecia una gran variación a permitividades de 1 a 20, debido a que el mínimo de adaptación que se encontraba a la frecuencia de diseño, ha sufrido un leve desplazamiento a frecuencias bajas, perdiendo adaptación en esta frecuencia. Para permitividades por encima de 20, la adaptación se mantiene más constante a variaciones de la permitividad.

Con recubrimiento, la ganancia es función de la permitividad relativa [7] ya que tiene en cuenta la atenuación del medio (9), que provoca en la ganancia una caída exponencial. Para permitividades superiores a 30 la caída de ganancia es menor, de manera que hasta permitividades de 80 llega a caer 5 dB.

$$\alpha[dB / m] = \frac{\pi \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}{\lambda} \cdot \tan \delta \cdot \frac{20}{\ln 10} \quad (9)$$

Destacar que para el dipolo sin recubrimiento se puede obtener un buen compromiso entre adaptación y ganancia. Para permitividades entre 30 y 50, más típicas del cuerpo humano, la adaptación es muy buena y la ganancia aceptable aunque todavía 5 dB por debajo del dipolo con recubrimiento. Pero por el contrario, la adaptación del dipolo con recubrimiento es peor, con lo que será necesario mejorarla con técnicas de adaptación, ajustando la longitud del dipolo o, como se está demostrando en este apartado, cambiando variables geométricas como son los grosores de conductor y recubrimiento.

Este ejercicio permite conocer qué respuesta tendrá un dipolo el cual ha sido diseñado en espacio libre y directamente implantado en un medio del cual posiblemente no se conozca ciertamente la permitividad relativa de esa parte del cuerpo o que quizás puede variar en función de la fisonomía de cada persona.

3.3.3.1. Dipolo sin recubrimiento

En la figura 3-16 se muestra con mayor detalle los resultados de impedancia, adaptación y ganancia del dipolo sin recubrimiento de algunas de las permitividades más significativas.

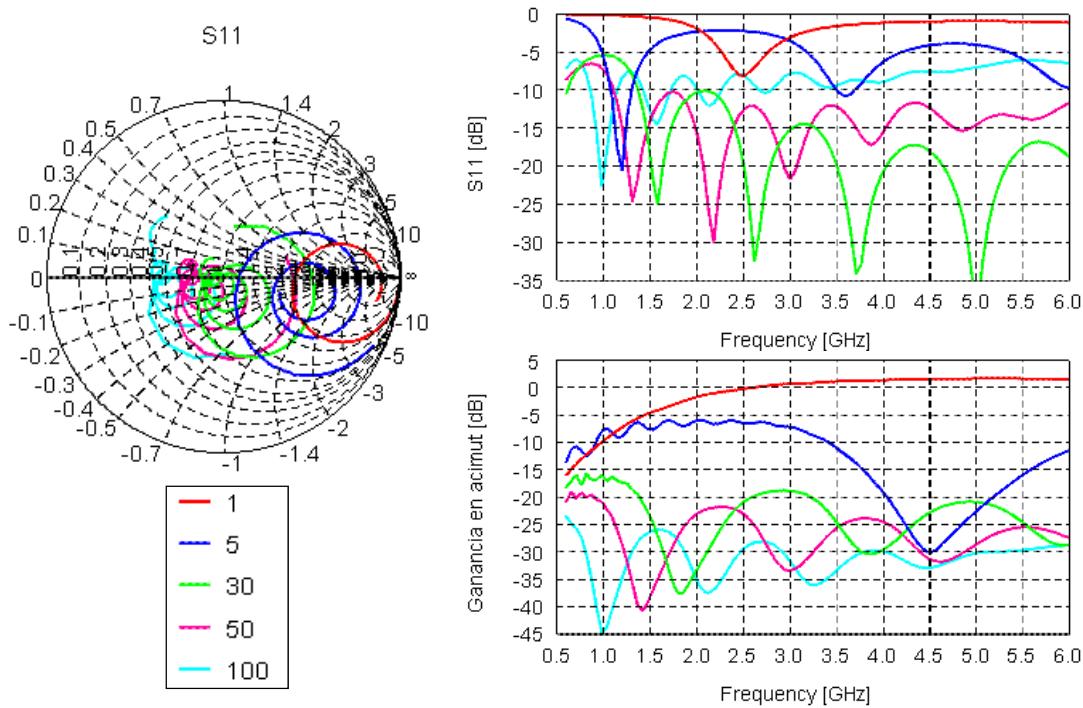


Figura 3-16 : Resultados del dipolo implantado sin recubrimiento en función de la permitividad relativa del medio. A la izquierda: impedancia en carta de Smith, a la derecha: adaptación y ganancia en dirección acimut

A medida que la permitividad aumenta, la frecuencia de trabajo de todos los modos de funcionamiento del dipolo va disminuyendo, por lo que se dan antes en frecuencia, como se puede ver en la adaptación y en la ganancia, así como también en la carta de Smith, donde cada vez hay más círculos.

En la carta de Smith se observa como a permitividades bajas el dipolo tiene alta impedancia, y a medida que aumenta la permitividad se van creando nuevos círculos rodeando impedancias reales más bajas.

3.3.3.2. Dipolo con recubrimiento

En la figura 3-17 se muestra con mayor detalle los resultados de impedancia, adaptación y ganancia del dipolo con recubrimiento de algunas de las permitividades más significativas.

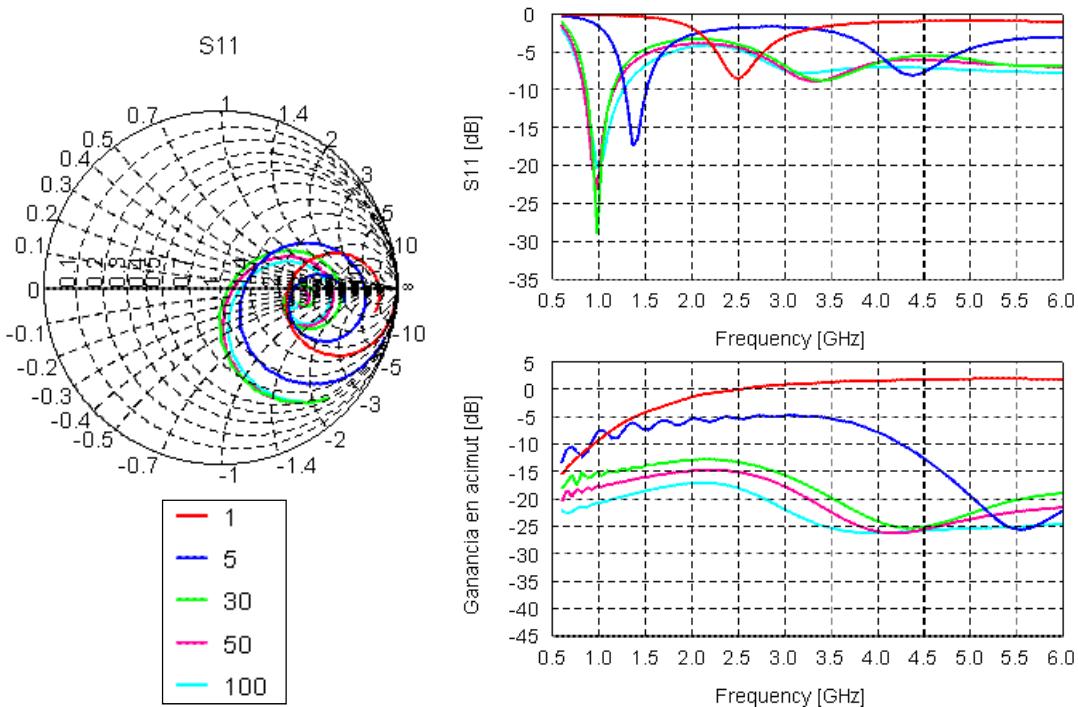


Figura 3-17 : Resultados del dipolo implantado con recubrimiento en función de la permitividad relativa del medio. A la izquierda: impedancia en carta de Smith, a la derecha: adaptación y ganancia en dirección acimut

Para las primeras permitividades del medio que van desde 1 a 30, el primer mínimo de adaptación sufre un gran desplazamiento, el cual pasa de 2.5 a 1 GHz. Pero para permitividades mayores de 30, los resultados no varían. El motivo de esta estabilización en los resultados para el dipolo con recubrimiento recae en el alto salto de permitividad entre el recubrimiento y el líquido, lo que hace que se concentren los campos cercanos del dipolo en el recubrimiento, siendo más independiente de la permitividad del líquido. En el siguiente apartado se explica con mayor detalle esta justificación.

En la carta de Smith también se observa una tendencia de la impedancia hacia impedancias bajas pero con menor intensidad que para el dipolo sin recubrimiento, siendo la parte real de la impedancia casi siempre mayor a 50Ω .

3.3.4. Estudio de la profundidad de implante

Para el análisis de la profundidad de implante, el radio del conductor es de 0.5 mm. En las gráficas se representa algunas profundidades, además de los casos espacio libre y del dipolo externo, para poder ver de forma más progresiva cómo afecta la profundidad de implante en el medio.

La profundidad se computa a partir de que toda la antena está introducida dentro del cuerpo.

3.3.4.1. Dipolo sin recubrimiento

A continuación se muestran los resultados del dipolo sin recubrimiento para ciertos casos de profundidad y la representación gráfica de la posición del dipolo relativa al medio. La profundidad negativa indica que la antena está fuera del medio.

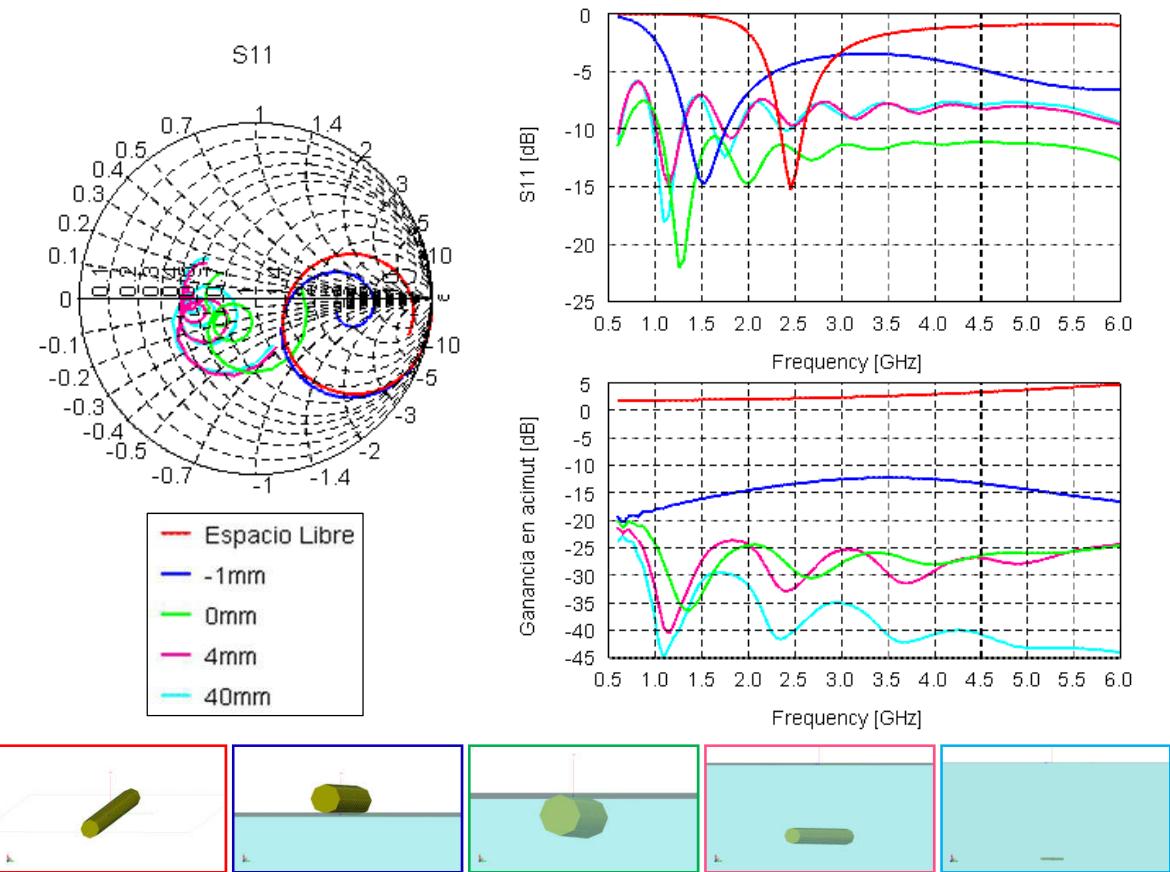


Figura 3-18 : Resultados del dipolo implantado sin recubrimiento en función de la profundidad de implante. A la izquierda: impedancia en carta de Smith, a la derecha: adaptación y ganancia en dirección acimut

Estando el dipolo fuera del cuerpo, casi en contacto con el medio, este ya tiene una respuesta muy diferente al espacio libre acusando el gran efecto que tiene el medio sobre la antena. La adaptación se ha desplazado 1 GHz a frecuencias bajas y la ganancia se ha reducido 15 dB. Este efecto es conocido ya que se acerca un medio de alta permitividad y pérdidas a una antena.

Una vez el dipolo está totalmente sumergido, rápidamente la característica de impedancia y radiación es la que ya conocemos para el dipolo implantado sin recubrimiento, como muestra la traza en color verde. La ganancia hacia el exterior del cuerpo vuelve a bajar 10 dB, nivel de ganancia que mantiene hasta profundidades de 15

a 20 mm, como se puede ver en la figura 3-19, donde muestra los resultados de adaptación y ganancia a 2.4 GHz en función de la profundidad de implante.

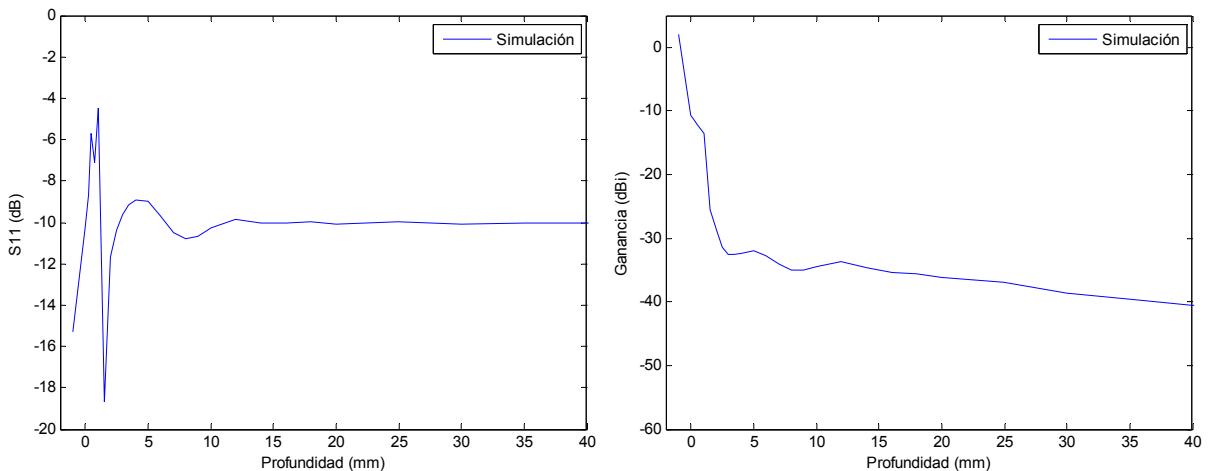


Figura 3-19 : Estudio de la profundidad de implante para el dipolo sin recubrimiento. Adaptación y ganancia en acimut del dipolo implantado sin recubrimiento a 2.4 GHz en función de la profundidad de implante

Comenzando el estudio de la profundidad con el dipolo fuera del agua, podemos observar el efecto de ir acercando el dipolo a la superficie, en el que se observa que la adaptación y la ganancia van empeorando.

En el momento que el dipolo entra en contacto con el líquido se produce una gran mejora en la adaptación, pero la ganancia cae rápidamente. Una vez todo el dipolo está sumergido, a medida que se aumenta la profundidad la adaptación muestra una pequeña oscilación hasta los 15 mm de profundidad. La ganancia también sufre esta oscilación pero con cada vez peor ganancia. A partir de dicha profundidad, la adaptación se mantiene constante y la ganancia tiene una pendiente negativa con la profundidad, debido a las pérdidas de propagación del medio.

3.3.4.2. Dipolo con recubrimiento

La siguiente figura 3-20 muestra en particular la adaptación para las profundidades analizadas en 4 gráficas para el dipolo con 1 mm de recubrimiento. Arriba, en la gráfica de la izquierda, el dipolo está en el exterior del dieléctrico y se va introduciendo hasta la mitad de la antena. Arriba a la derecha, el dipolo se acaba de sumergir completamente llegando hasta profundidad de 4 mm. Y en las dos gráficas inferiores, se muestra en dos fases la adaptación hasta 100 mm de profundidad.

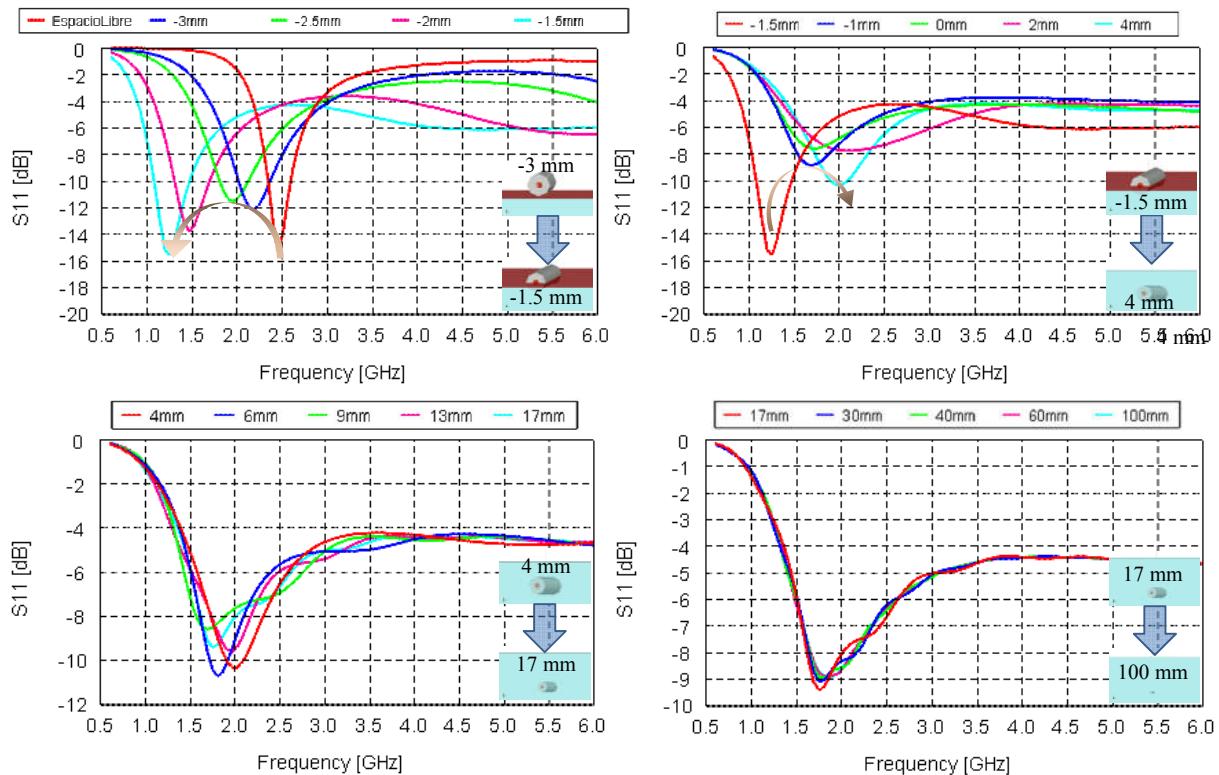


Figura 3-20 : Adaptación del dipolo con recubrimiento para diferentes profundidades

Observando la secuencia de adaptaciones en función de la posición del dipolo, cabe destacar tres comportamientos diferentes.

En primer lugar, hasta que la mitad de la antena se encuentra fuera del cuerpo, el mínimo de adaptación va bajando en frecuencia desde 2.5 GHz hasta 1.3 GHz. Después, a partir de que más de la mitad del dipolo está sumergido, el mínimo de adaptación vuelve a frecuencias superiores, hasta 2 GHz, gráfica de arriba a la derecha. Y a partir de 6 mm de profundidad, gráfica de abajo a la izquierda, el mínimo de adaptación oscila levemente 200 MHz alrededor de 1.8 GHz observándose sobre la traza de adaptación una pequeña oscilación la cual acaba disminuyendo a profundidades muy grandes.

Como hemos visto, se dan dos efectos diferentes desde que la antena está fuera del cuerpo hasta que la antena está completamente sumergida. Parece lógico que a medida que la antena se va sumergiendo, el mínimo de adaptación baje en frecuencia, ya que la permitividad relativa efectiva va siendo mayor. Pero parece raro, que cuando se acaba de sumergir, la frecuencia vuelva a subir, ya que la permitividad relativa efectiva debería seguir siendo más alta.

Para explicar el porqué se da este movimiento peculiar del mínimo de adaptación, entra en juego el recubrimiento del dipolo. Este está cambiando los campos cercanos al dipolo de manera que se van concentrando dentro del aislante al existir un gran cambio

de permitividades entre el recubrimiento y el líquido, efecto que se da en mayor medida a partir de que más de la mitad del dipolo está sumergido.

En la figura 3-21 se muestran las líneas de campo eléctrico en el centro del dipolo, donde la zona blanca representa el aire, la zona azul es el líquido y la zona gris es el recubrimiento del dipolo. En los campos se puede ver que en espacio libre y con el dipolo sumergido hasta la mitad del recubrimiento, las líneas de campo que salen y entran desde un brazo del dipolo hasta el otro tienen una dirección mucho más perpendicular al conductor del dipolo, que cuando el dipolo está implantado a 4 mm de profundidad. En el dipolo implantado las líneas de campo eléctrico dentro del recubrimiento ya se van inclinando, de manera que en la zona del líquido cercano al recubrimiento, el campo tiene una dirección principalmente horizontal.

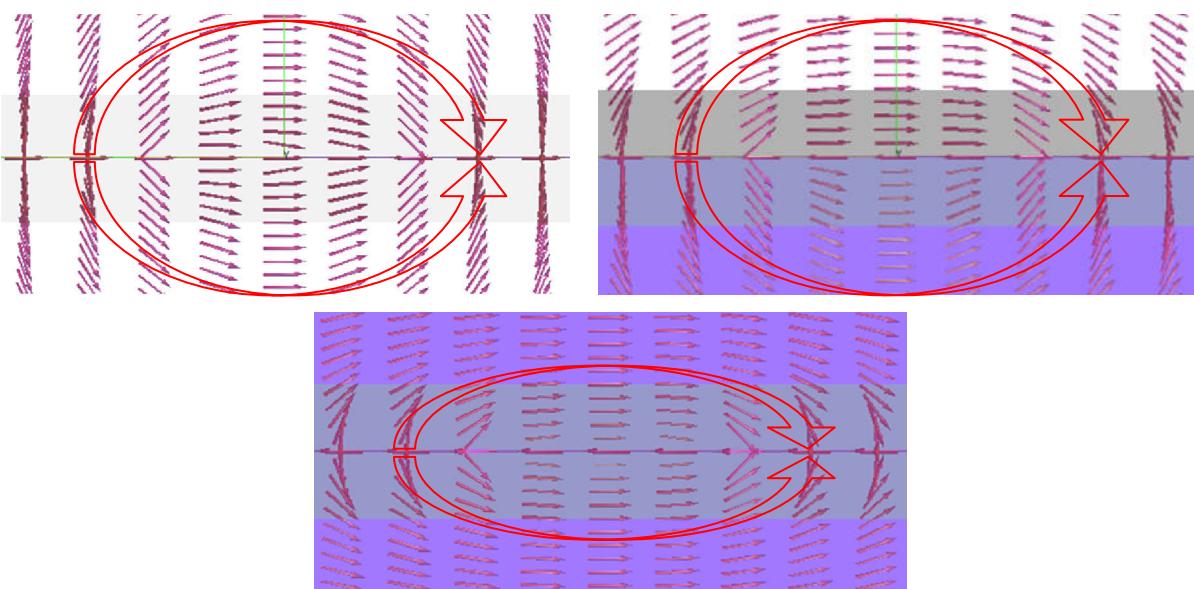


Figura 3-21 : Líneas de campo eléctrico en el plano vertical y longitudinal al dipolo con zoom en el centro del dipolo. Arriba a la izquierda, dipolo en espacio libre (2.5 GHz), arriba a la derecha, el líquido recubre la mitad del dipolo (1.25 GHz), y abajo, el dipolo está completamente implantado a una profundidad de 4 mm (2 GHz)

Cuando las líneas de campo eléctrico son más perpendiculares al dipolo en el dieléctrico, como a -1.5 mm de profundidad, el resultante de la permitividad relativa combinada entre el aire y el líquido es mayor que cuando las líneas de campo son más horizontales, como pasa a 4 mm de profundidad. En este caso, las líneas de campo quedan concentradas prácticamente en el recubrimiento de aire. De manera que podemos decir que el campo cercano a la antena queda más concentrado dentro del recubrimiento. Es por este motivo por el que el mínimo de adaptación primero baja y después sube en frecuencia.

En la figura 3-22 se muestra la adaptación y la ganancia en función de la profundidad a 2.4 GHz. En ella se observa también una oscilación, pero en este caso reflejada en función de la profundidad. A partir de 6 mm, se puede apreciar cómo tanto la adaptación como la ganancia tienen una leve oscilación la cual se va haciendo más pequeña con la profundidad hasta prácticamente desaparecer.

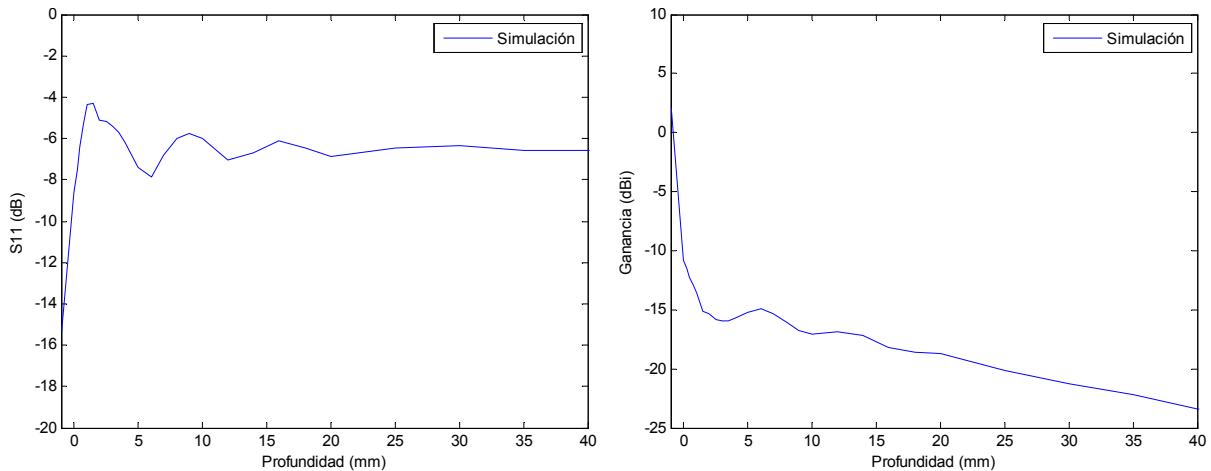


Figura 3-22 : Adaptación y ganancia en acimut del dipolo implantado con recubrimiento a 2.45 GHz en función de la profundidad de implante

Observando los máximos y mínimos de las trazas, parece que el periodo de oscilación es de 6-7 mm con la profundidad, lo que corresponde aproximadamente con $\lambda/2$ en el medio

$$\frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2 \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3e8}{2 \cdot 2.45e9 \cdot \sqrt{74}} = 7 \text{ mm} \quad (10)$$

Lo que sucede es que la onda radiada por la antena se propaga en todas las direcciones en el líquido, y parte de la que llega a la superficie del agua y rebota por el cambio de medios, volviendo hasta el dipolo, lo que hace cambiar los parámetros de la antena, tanto en adaptación como en ganancia.

Debido a las pérdidas del medio, a grandes profundidades dicha reflexión se ve atenuada lo suficiente, en su trayecto de ida y vuelta, como para que la señal que vuelve al dipolo no altere los parámetros de éste, por lo que la oscilación acaba desapareciendo como se observa en las trazas de profundidades superiores a 40 mm de la figura 3-20.

Analizando la parte de la señal que llega a la interficie líquido – aire, en la figura 3-23 se explica dicha reflexión como si se tratase de una línea de transmisión.

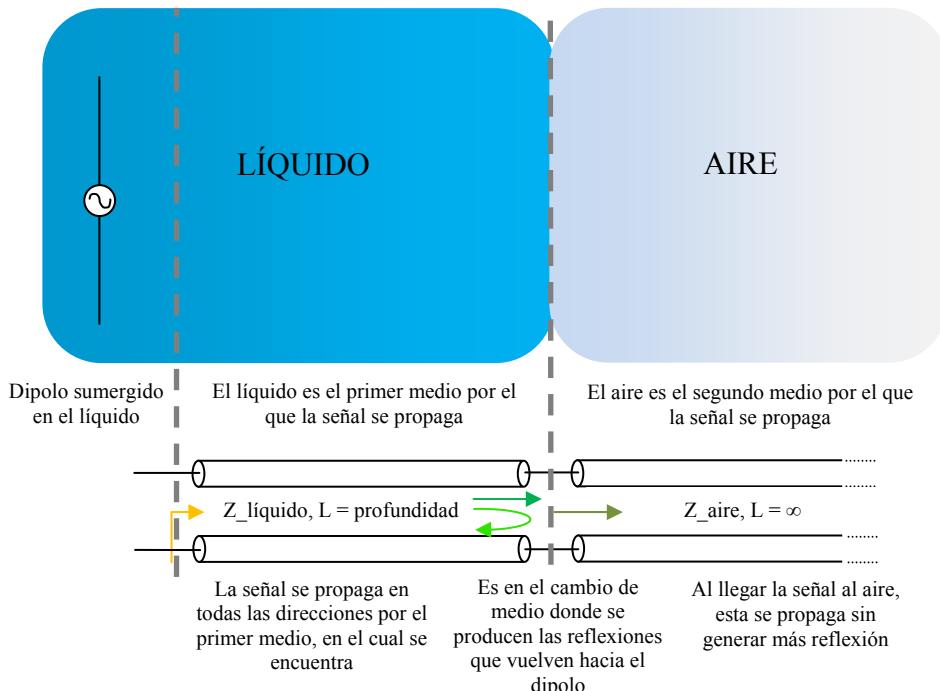


Figura 3-23 : Esquema representativo de la propagación de la onda en el medio líquido

Para demostrar dicha reflexión en la superficie se ha simulado la línea de transmisión de la figura 3-24. El puerto de medida es el puerto 2, que está conectado a la línea de transmisión que simula el medio del agua el cual tiene una distancia de 17 mm, la misma impedancia característica que la impedancia del agua, calculada mediante la ecuación (6) y la misma permitividad relativa que la considerada en la simulación en Feko.

El resultado de la línea de transmisión lo podemos ver en la traza roja de la gráfica $|\text{S}11|$ (dB), que representa el puerto 2 del esquema. La traza azul es el resultado por simulación Feko de la adaptación del dipolo con recubrimiento sumergido a 17 mm de profundidad. Comparando ambas podemos intuir cierto parecido en el período de oscilación de ambas trazas de adaptación.

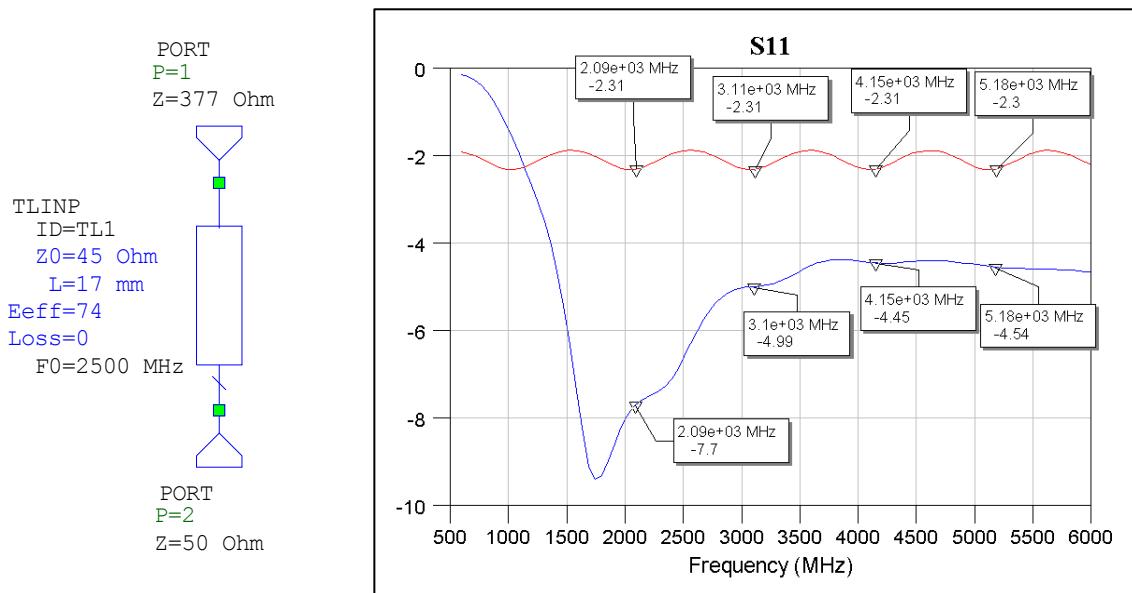


Figura 3-24 : Simulación de línea de transmisión con la impedancia del medio cargada con la impedancia del aire

3.3.5. Resumen del análisis paramétrico del dipolo

Estudiada en detalle la respuesta del dipolo implantado, para concluir con el análisis paramétrico y entender de forma global cómo juegan estos parámetros, se muestra en la tabla 7 un completo resumen donde se representa cómo afecta cada parámetro a las características de impedancia, adaptación y ganancia.

Dicho resumen puede ser utilizado como referencia para diseños de dipolos implantados, el cual se ha seguido para el siguiente y último apartado de este capítulo, ejemplos de diseño de dipolos implantados.

PARÁMETRO DE ANÁLISIS	RECUBRIMIENTO	CARTA DE SMITH	ADAPTACIÓN $ S_{11} $ [dB] $Z_0 = 50 \Omega$	GANANCIA [dB]
GROSOR DEL CONDUCTOR desplazamiento indicando el movimiento de la traza de menos a más grosor	sin recubrimiento radio de conductor de 0.05 a 1 mm			
	radio de conductor de 0.05 a 0.5 mm			poco cambio, solo para grosores muy grandes mejora 3 dB los modos no se desplazan en frecuencia
	con recubrimiento de 100 μm			
	radio de conductor de 0.05 a 0.5 mm			mejora ya que la impedancia se acerca al centro, además los mínimos de adaptación bajan en frecuencia baja considerablemente ya que van bajando los modos de radiación a frecuencias más bajas los modos bajan en frecuencia a mayor grosor de conductor
GROSOR DEL RECUBRIMIENTO desplazamiento indicando el movimiento de la traza de menos a más grosor de 1 a 1500 μm				
				empeora ya que la impedancia se aleja del centro, además los mínimos de adaptación suben mucho en frecuencia mejora considerablemente y los modos de funcionamiento suben en frecuencia mejora mucho la ganancia y los modos van subiendo
PERMITIVIDAD DEL MEDIO SIMULADOR DEL CUERPO HUMANO desplazamiento indicando el movimiento de la traza de menos a más permitividad de 1 a 100	sin recubrimiento			
	con recubrimiento			mejora mucho la adaptación a todas las frecuencias ya que toda la impedancia se concentra en el centro de la carta, además van bajando considerablemente todos los modos empeora considerablemente debido a las pérdidas del medio y a que bajan los modos superiores abajan los modos de radiación superiores en gran medida y aumentan las pérdidas
	sin recubrimiento			
	con recubrimiento			se desplaza el mínimo a frecuencias bajas en menor medida que sin recubrimiento empeora considerablemente debido a las pérdidas del medio y a que bajan los modos superiores los modos bajan en frecuencia pero menos que sin recubrimiento
PROFUNDIDAD DE IMPLANTE desplazamiento indicando el movimiento de la traza de menos a más profundidad de 0 a 40 mm	sin recubrimiento			leve desplazamiento de mínimos a frecuencias bajas empeora considerablemente debido a las pérdidas del medio los modos bajan levemente en frecuencia
	con recubrimiento			
	con recubrimiento			apenas se desplaza el mínimo, pero va apareciendo el rizado empeora considerablemente debido a las pérdidas del medio casi no hay desplazamiento frecuencial, pero va apareciendo un rizado con la profundidad

Tabla 7 : Resumen del análisis paramétrico y guía de diseño para el dipolo implantado

3.4 Ejemplos de diseño de dipolos implantados

Habiendo analizado con detalle el comportamiento del dipolo implantado a cambios de los parámetros vistos en el apartado anterior, el principal objetivo de este apartado es el de dar a conocer algunos de los métodos que se pueden emplear para diseñar un dipolo implantado a la frecuencia de 2.45 GHz.

En esta parte, se proponen distintos diseños de dipolos implantados con propiedades geométricas diversas con la finalidad de buscar la mejor figura de mérito posible, la cual es función de la adaptación y la ganancia en la dirección de interés, así como también el tamaño y geometría de la antena.

Basándonos en los estudios paramétricos realizados, y sobre todo en la tabla 7 que resume los mismos, se ha ajustado la geometría del dipolo en las siguientes propuestas de diseño.

- Dipolo de longitud $\lambda/2$ en espacio libre sin recubrimiento
- Dipolo de longitud $\lambda/2$ en espacio libre con recubrimiento
- Dipolo de longitud $\lambda/2$ en el medio sin recubrimiento
- Dipolo de longitud λ en el medio con recubrimiento
- Dipolo meandro implantado

Dichos diseños se han realizado tanto para el dipolo con recubrimiento como sin recubrimiento, de manera que se puede comparar el resultado entre ambos viendo en definitiva el beneficio del recubrimiento. Además, también se presenta la geometría del dipolo meandro en el que se observan unas características peculiares y muy interesantes para la aplicación.

Los diseños se han realizado en un medio con permitividad relativa de 74 y a una profundidad de 4 mm. El mayor límite de diseño de los dipolos implantados va a ser el grosor total en altura de la antena, definido a 2 mm, entendiendo que a menor grosor la antena implantada tendrá menor impacto en el cuerpo humano.

3.4.1. Dipolo implantado de longitud $\lambda/2$ en espacio libre sin recubrimiento

Una vez ajustado el dipolo en espacio libre, se introduce en el medio directamente, resultando la traza roja de la figura 3-25. Podemos ver que a la frecuencia de interés (2.45 GHz) la adaptación es buena pero la ganancia puede ser mejor, ya que el dipolo se encuentra en un modo de radiación con nulo hacia el exterior del medio.

Como se ha visto en los estudios paramétricos del dipolo, la frecuencia a la que se dan los máximos y mínimos de la adaptación y de la ganancia son función de la permitividad del medio.

Ajustando el radio del conductor, R_c , se controla la parte real de la impedancia, mejorando así la adaptación, como se observa en la traza azul de la figura 3-25.

Finalmente, al reducir hasta 43 mm la longitud del dipolo, se consigue adaptar el dipolo en un máximo de ganancia y a su vez en un mínimo de adaptación a la frecuencia de trabajo, traza verde de la figura 3-25.

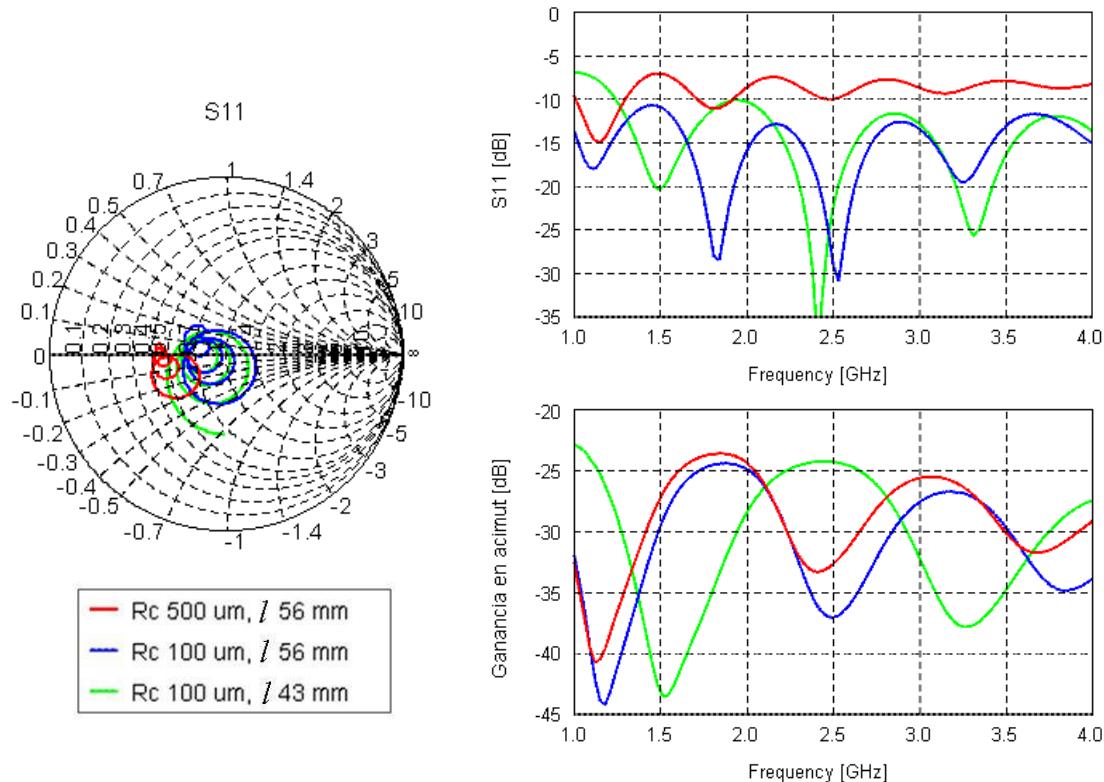


Figura 3-25 : Diseño del dipolo implantado sin recubrimiento de $\lambda/2$ en espacio libre

3.4.2. Dipolo implantado de longitud $\lambda/2$ en espacio libre con recubrimiento

Para el dipolo con recubrimiento se han realizado tres casos de diseño. En los tres casos, la longitud del dipolo es $\lambda/2$ en espacio libre a la frecuencia de 2.45 GHz, 56 mm. Son el radio de conductor y el grosor de recubrimiento los únicos parámetros con los que se juega en el ajuste de los tres tipos de diseño para elegir el modo de resonancia de interés a la frecuencia de diseño.

3.4.2.1. Adaptado en la primera resonancia serie

El objetivo de este diseño es trabajar con el primer modo de funcionamiento serie, es decir que la primera resonancia serie se acerque lo máximo al centro de la carta de Smith.

Como se mostró en el estudio del grosor del recubrimiento, a mayor grosor de recubrimiento, las características de impedancia del dipolo se asemejan más al mismo en espacio libre.

En la figura 3-26 se muestra el resultado para dos grossores de radio de conductor, R_c , y de recubrimiento, R , diferentes manteniendo el total del grosor de la antena a 2 mm.

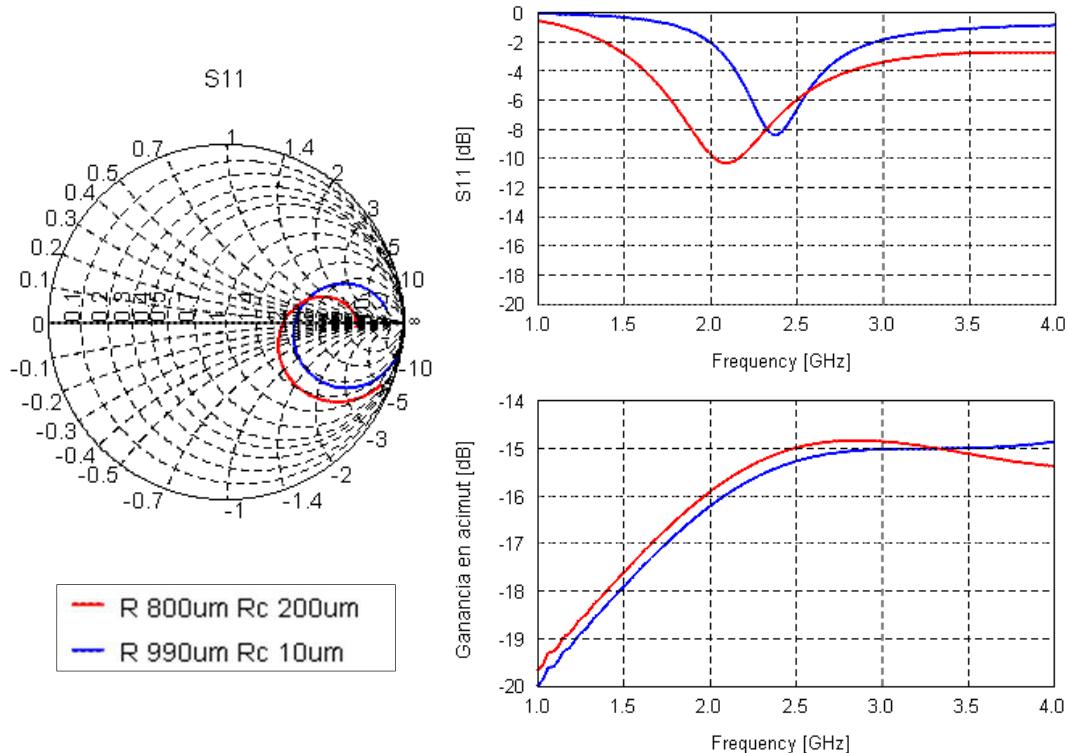


Figura 3-26 : Diseño del dipolo implantado con recubrimiento de $\lambda/2$ en espacio libre adaptado en la primera resonancia serie

Podemos considerar mucho mejores estos resultados que los del dipolo sin recubrimiento, sobretodo observando la ganancia, que llega a ser casi 10 dB mejor que el dipolo sin recubrimiento. Respecto a la adaptación, no se consigue mejor de -8 dB.

La gran pega de este diseño es el grosor total de la antena, que es de 2 mm, 10 veces mayor que el dipolo sin recubrimiento. Este motivo podría descartar este diseño en ciertas aplicaciones en las que el grosor de la antena sea un hándicap en la implantación de la antena en el cuerpo humano.

3.4.2.2. Adaptado en la primera resonancia paralelo

El objetivo de esta opción es trabajar con el primer máximo de ganancia a la frecuencia de diseño, por lo que es necesario trabajar en la primera resonancia paralelo, lo que significa trabajar entre el primer y el segundo mínimo de adaptaciones que proporcionan las dos resonancias series, consiguiendo la mejora adaptación posible.

Ajustando el grosor del radio del recubrimiento se puede conseguir que a la frecuencia de trabajo el dipolo trabaje en la resonancia paralelo, que respecto al diseño del apartado anterior supone menor grosor de recubrimiento. Y aumentando el grosor del radio del conductor se reduce la parte real para la resonancia paralelo, consiguiendo mejorar adaptación.

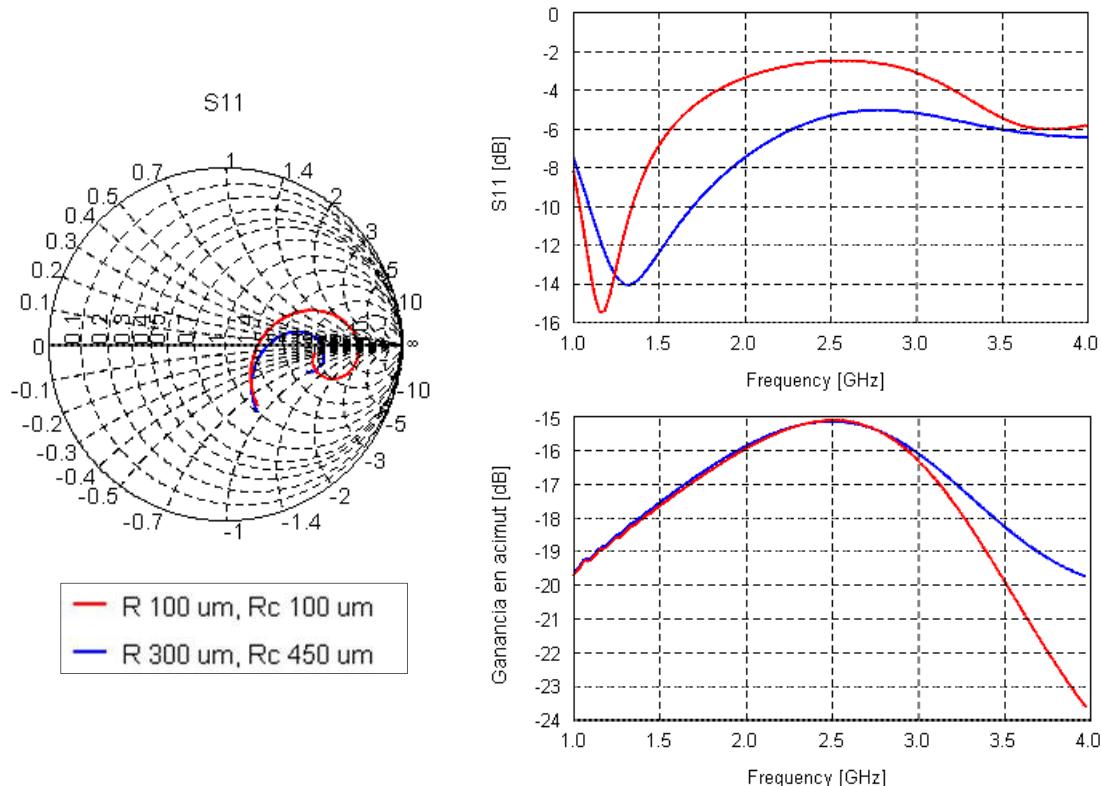


Figura 3-27 : Diseño del dipolo implantado con recubrimiento de $\lambda/2$ en espacio libre adaptado a la primera resonancia paralelo

Comparando con el diseño basado en la primera adaptación, trabajando con la primera resonancia paralelo se consigue la misma ganancia pero un poco de peor adaptación. A cambio, se consigue un grosor de dipolo menor, 900 μm , la mitad que para el diseño basado en la primera adaptación.

3.4.2.3. Adaptado en la tercera resonancia serie

Aprovechando el comportamiento oscilante de la ganancia en dirección al exterior del cuerpo, con la frecuencia, y para conocer si se podrían conseguir buenos resultados, este diseño se ajusta para utilizar el segundo máximo de ganancia. El segundo máximo de ganancia se obtiene en un dipolo en el tercer modo de funcionamiento serie.

Se puede hacer trabajar el dipolo implantado en este modo reduciendo considerablemente el grosor del recubrimiento, consiguiendo además muy buena adaptación ya que podemos ajustar la impedancia con el grosor del conductor.

La figura 3-28 muestra el resultado de un par de diseños donde se ajusta la adaptación a la frecuencia de interés con el grosor del recubrimiento, y se mejora el mínimo de adaptación con el radio del conductor.

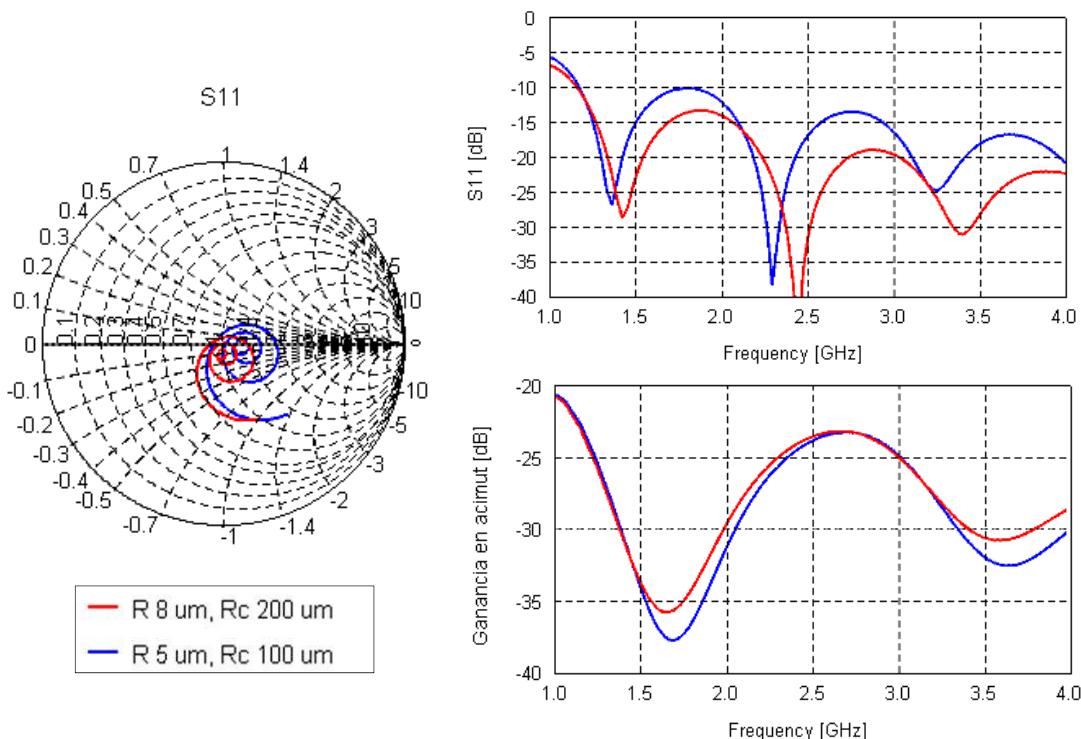


Figura 3-28 : Diseño del dipolo implantado con recubrimiento de $\lambda/2$ en espacio libre adaptado a la tercera resonancia serie

El resultado obtenido es parecido al del dipolo sin recubrimiento, ya que el recubrimiento utilizado es muy fino, pero en este caso, se ha realizado un ajuste final a

partir de los grosores de recubrimiento y del radio del conductor, sin modificar la longitud de la antena.

Como conclusión de este apartado, considerando el dipolo con recubrimiento de longitud $\lambda/2$ en espacio libre, se ha comprobado que existen diversas opciones para conseguir una alta ganancia con una adaptación aceptable. En función de las limitaciones físicas de la antena podremos usar una de las tres opciones propuestas para diseñar el dipolo implantado.

3.4.3. Dipolo implantado de longitud $\lambda/2$ en el medio sin recubrimiento

3.4.3.1. Adaptado en la primera resonancia serie

Para trabajar con el primer modo de funcionamiento serie para el dipolo sin recubrimiento, en primer lugar habrá que ajustar la longitud del dipolo, considerando la permitividad del medio, para conseguir que la primera resonancia se obtenga a 2.45 GHz, y seguidamente ajustar el radio del conductor para adaptar lo mejor posible la impedancia a 50Ω .

Siendo 74 la permitividad relativa del líquido que se está considerando, la longitud que debería tener un dipolo sin recubrimiento implantado en el medio para que trabaje en el primer mínimo de adaptación sería

$$L_{dipolo_implantado} = \frac{L_{dipolo_Espacio_Libre}}{\sqrt{\epsilon_{rmedio}}} = \frac{56mm}{\sqrt{74}} = 6.5mm \quad (11)$$

En la figura 3-29 se presentan los resultados en adaptación, ganancia e impedancia, mostrando también la parte real e imaginaria, del dipolo implantado de 6.5 mm de longitud.

El grosor del conductor debe ser lo más pequeño posible para incrementar la parte real de la impedancia. Pese a ser de 10 um, la parte real no es mayor de 12Ω , lo que no permite adaptaciones mejores de -5 dB a la frecuencia de diseño.

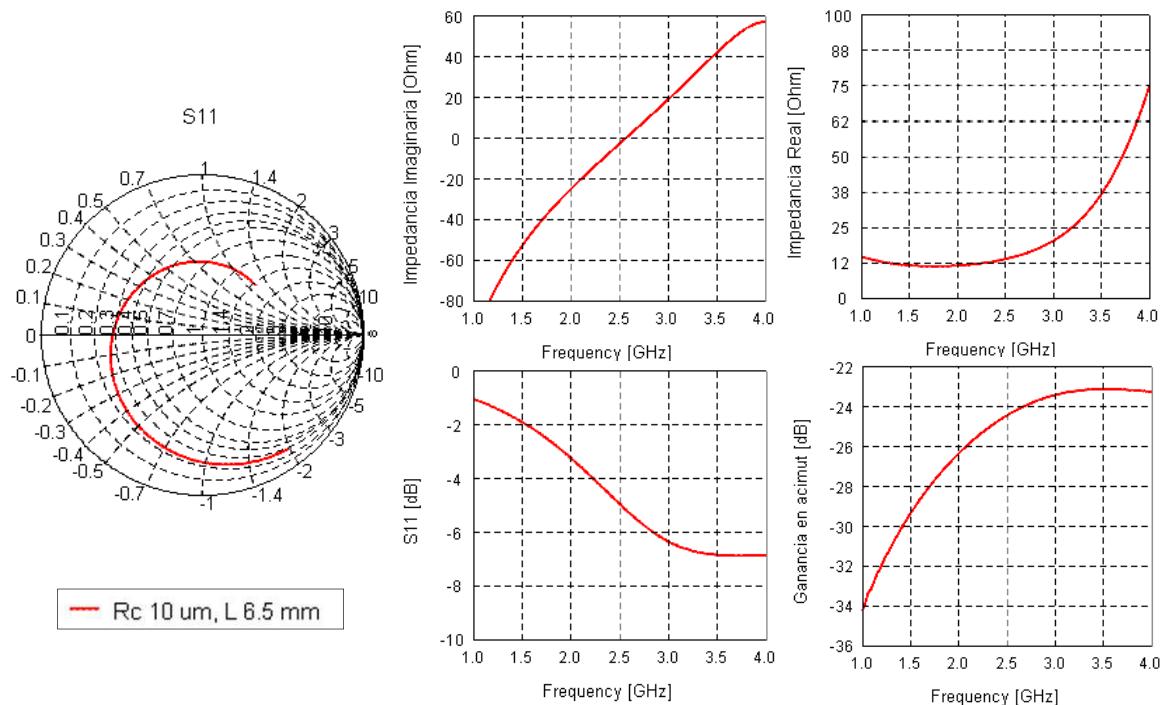


Figura 3-29 : Diseño del dipolo implantado sin recubrimiento de 6.5 mm de longitud adaptado a la primera resonancia serie

La ganancia de la antena es parecida a la del dipolo implantado con la longitud de $\lambda/2$ en espacio libre, -24 dB.

Observando la tendencia de la ganancia y de la parte real de la impedancia, las cuales son mejores a mayor frecuencia, se propone la siguiente alternativa de diseño.

3.4.3.2. Adaptado a la primera resonancia paralelo

Cuando la longitud del dipolo es de λ a la frecuencia de diseño se da el primer modo de funcionamiento paralelo, primera resonancia paralelo, por lo que la longitud del dipolo deberá ser aproximadamente el doble que para la resonancia serie. Es para esta longitud de dipolo para la que también se da el primer máximo de ganancia.

Definiendo la longitud, l , a 12.4 mm se determina la primera resonancia paralelo a la frecuencia de interés.

Aumentando el radio del conductor, $Rc = 200 \mu\text{m}$, se consigue reducir la parte real de la impedancia de manera que se puede obtener muy buena adaptación. En la figura 3-30 se muestran los resultados detallados de dicho diseño.

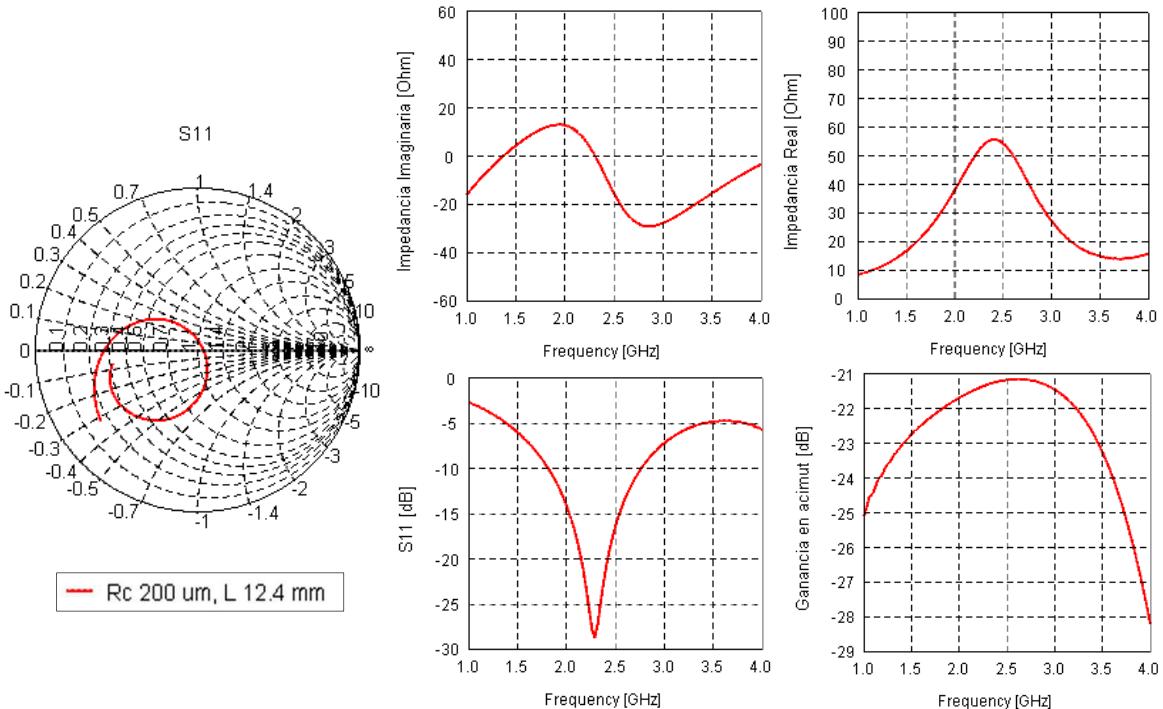


Figura 3-30 : Diseño del dipolo implantado sin recubrimiento de 12.4 mm de longitud adaptado a la primera resonancia paralelo

La parte real de la impedancia es mayor y la ganancia mejora hasta 4 dB respecto al dipolo de tamaño la mitad. Por lo que en este caso se mejoran las prestaciones a costa de hacer la antena el doble de larga.

3.4.4. Dipolo implantado de longitud λ en el medio con recubrimiento

3.4.4.1. Adaptado en la primera resonancia serie

En el estudio paramétrico sobre el grosor del recubrimiento del apartado 3.3 se veía como éste controla la frecuencia de resonancia de los modos de funcionamiento. Basándose en esta idea, y definiendo una longitud determinada del dipolo, existen múltiples posibilidades de diseño del dipolo implantado con recubrimiento, en los que sólo hay que encontrar la combinación de longitud, l , y de grosores de conductor, Rc , correctos para diseñar la antena a la frecuencia de interés en la primera resonancia serie.

En la figura 3-31 se presenta una de las posibles configuraciones, con $l = 20$ mm y $Rc = 200$ μ m, de manera que se ajusta el primer mínimo de adaptación a la frecuencia de interés. Y definiendo $R = 45$ μ m se ajusta la parte real de la impedancia, consiguiendo adaptar el dipolo.

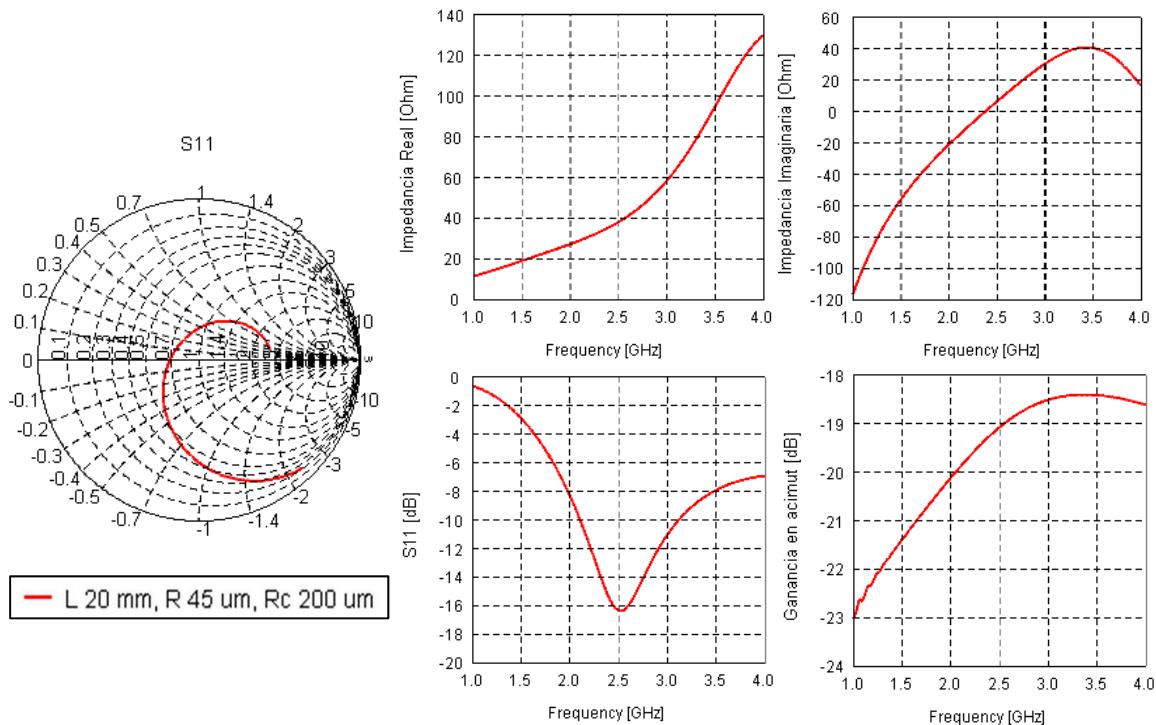


Figura 3-31 : Diseño del dipolo implantado con recubrimiento de 20 mm de longitud adaptado a la primera resonancia serie

La ganancia obtenida para este caso es de -19 dB, 4 dB menos que para el dipolo de longitud 56 mm con recubrimiento, pero a cambio el dipolo es un 65% más corto.

3.4.5. Dipolo meandro implantado

En este caso se presenta la estructura meandro con y sin recubrimiento, comparando los resultados con el dipolo recto con y sin recubrimiento, respectivamente.

En primer lugar, se compara el dipolo recto y un meandro propuesto en espacio libre para conocer las diferencias entre ambos. El dipolo recto es de 56 mm de longitud, $\lambda/2$ en espacio libre, y el meandro hace 28 mm de longitud por 8 mm de ancho, resultando una longitud total de conductor de 98 mm. Ambos dipolos tienen 20 μm de radio de conductor. En la siguiente figura 3-32 se pueden ver ambas geometrías.

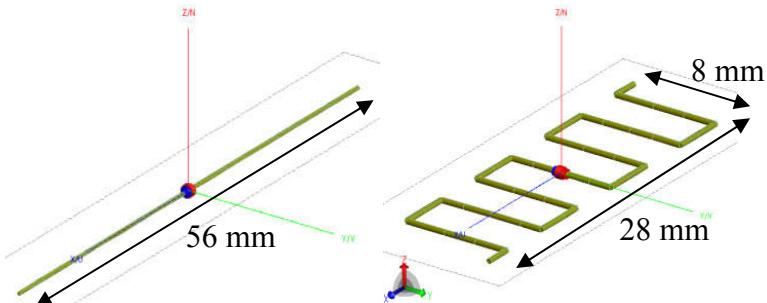


Figura 3-32 : Dipolo recto (56 mm) y dipolo meandro (28 x 8 mm² y longitud total de hilo de 98 mm) adaptados en espacio libre

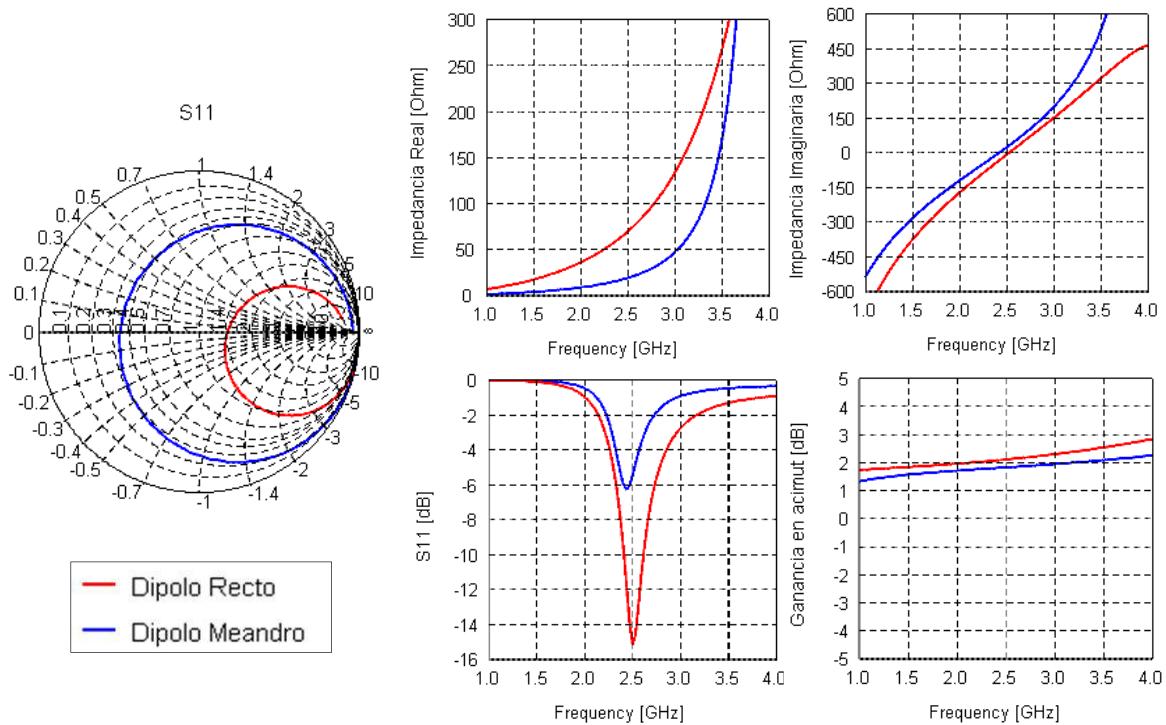


Figura 3-33 : Comparación en espacio libre entre dipolo recto, 56 mm, y dipolo meandro, $28 \times 8 \text{ mm}^2$ y longitud total de conductor de 98 mm

La principal diferencia entre el dipolo recto y el meandro de la figura 3-32, recae en la parte real de la impedancia. A la frecuencia de la primera resonancia serie, la impedancia real del meandro es 16Ω , 4 veces menor que la del dipolo recto, 75Ω ; de manera que el dipolo recto obtiene mejor adaptación que el meandro. Este comportamiento es conocido para estructuras de antenas lineales las cuales se reduce su longitud mediante estructuras serpenteadas [19].

Aprovechando la tendencia de la impedancia del meandro, en la que la parte real de la impedancia es menor cuanto más se serpentea el meandro, se puede mejorar la adaptación del dipolo en aquellos casos en los que la impedancia del dipolo recto implantado sea superior a 50Ω .

La ganancia para este meandro es mínimamente inferior para el meandro que para el dipolo recto, pese a que el meandro es la mitad de largo; aunque más ancho.

En los siguientes sub-apartados se presentan los resultados del meandro implantado, con y sin recubrimiento, analizando y comparando los resultados con el dipolo recto.

3.4.5.1. Con recubrimiento adaptado en la primera resonancia serie

Como hemos visto en el análisis paramétrico, para que el dipolo implantado trabaje en la primera resonancia serie, es necesario un grosor de recubrimiento bastante grande, y así conseguir unas propiedades parecidas al dipolo en espacio libre.

Ya que el grosor en altura de la antena resulta ser un parámetro muy importante para antenas implantadas, éste se ha limitado a 2 mm para el diseño, como ya se explicó anteriormente. Por lo tanto, se ha dedicado la mayor parte del grosor para aislar el conductor del líquido, por lo que en los siguientes resultados de la figura 3-34, el dipolo recto y el meandro tienen un grosor de radio de conductor de 10 μm , y de recubrimiento de 990 μm , para hacer un total de 2 mm de grosor de antena.

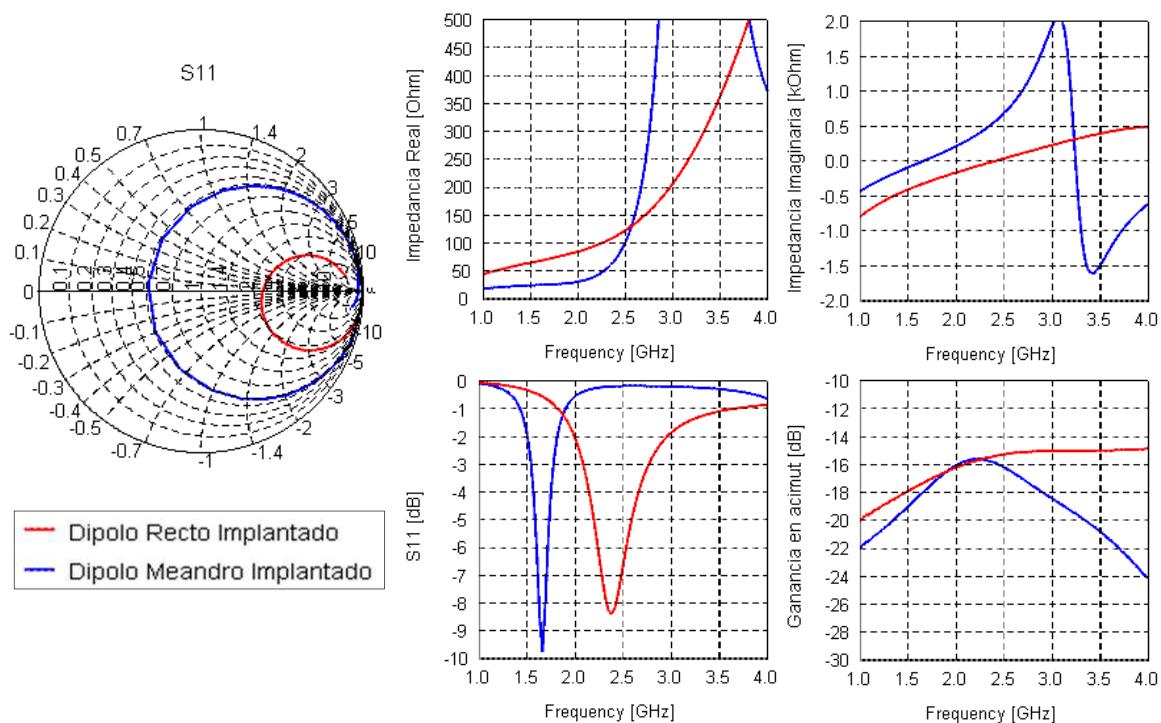


Figura 3-34 : Comparación entre dipolo recto, 56 mm, y dipolo meandro, 28 x 8 mm^2 y longitud total de conductor de 98 mm, ambos con recubrimiento implantados en el líquido

El resultado en la carta de Smith parece el mismo que en espacio libre de la figura 3-33, pero como desvela la parte imaginaria, y la adaptación, el dipolo meandro tiene la primera resonancia serie a 1.7 GHz, en cambio para el dipolo recto se da a 2.4 GHz.

Inesperadamente, el dipolo meandro, con las mismas características de grosores que el dipolo recto, tiene la primera resonancia serie a una frecuencia mucho más baja que el dipolo recto, cuando en espacio libre ambos tenían la misma frecuencia de resonancia.

Para el meandro en espacio libre esto no sucede porque las líneas horizontales están próximas entre sí, acoplándose, resultando en una longitud efectiva menor, ver figura 3-35. Al introducirlo en el líquido, la diferencia entre la baja permitividad del recubrimiento y la alta permitividad del líquido está canalizando los campos de manera que los campos siguen un camino parecido al de la corriente, a lo largo de toda la forma del meandro. Además el dieléctrico del líquido actúa como aislante, o visto de otra forma, hay una mayor separación efectiva entre tramos paralelos, provocando que los tramos verticales del dipolo se acoplen menos y la longitud efectiva del dipolo sea mayor. Por este motivo, el primer modo de funcionamiento serie se da a frecuencias más bajas.

En la siguiente figura 3-35 podemos observar lo comentado. Los campos magnéticos del meandro en espacio libre son altos y casi continuos entre los segmentos verticales, lo que evidencia el acoplamiento entre éstos. En cambio, para el meandro implantado sin recubrimiento, el campo se ve más atenuado entre ramas verticales, por lo que se reduce considerablemente el acoplamiento. Y para el meandro con recubrimiento implantado, se observa que el campo está prácticamente concentrado en el aislante, de manera que entre tramos paralelos casi no existe acoplamiento.

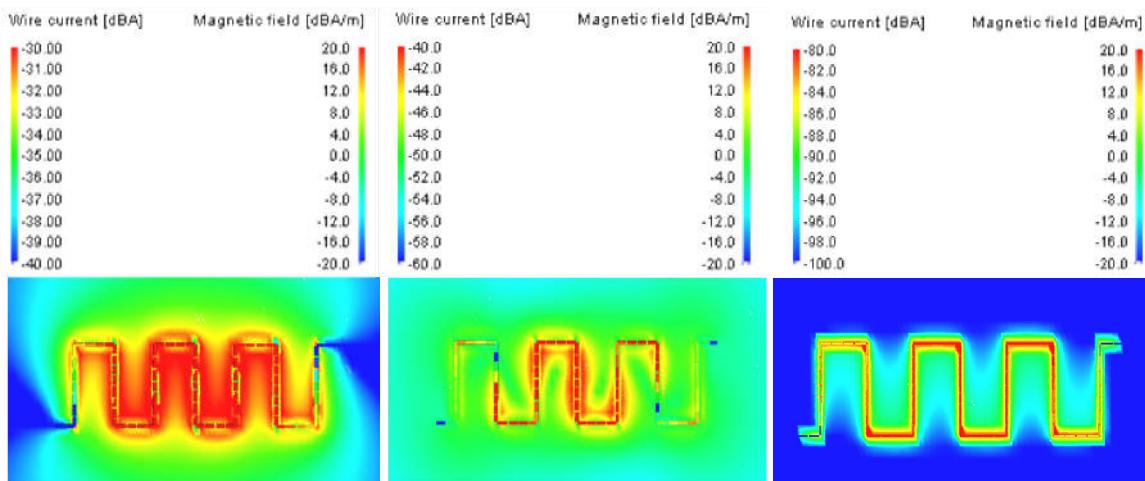


Figura 3-35 : Densidad de campos magnéticos y distribución de corrientes en el dipolo meandro a 2.45 GHz: a) espacio libre, b) implantado sin recubrimiento, c) implantado con recubrimiento

Respecto a la ganancia, existe relación con el espacio libre ya que a la frecuencia de diseño, el meandro tiene una ganancia parecida al dipolo recto, aunque a frecuencias superiores la ganancia del meandro baja rápidamente. La longitud del meandro es mayor con lo que bajan los modos de radiación de frecuencias superiores, como se puede ver en la parte imaginaria donde la resonancia paralelo ha bajado a 3.3 GHz.

Y respecto a la parte real de la impedancia, a la frecuencia de resonancia serie, es bastante menor para el meandro que para el dipolo recto, como ya conocíamos en los resultados en espacio libre, figura 3-33.

En resumidas cuentas, al introducir el dipolo meandro con recubrimiento en el líquido, éste muestra una frecuencia de resonancia y una parte real de la impedancia bastante menor que el dipolo recto. Por lo tanto, en el siguiente diseño, se va a modificar únicamente la forma del serpenteo del meandro para resolver ambas diferencias.

En la figura 3-36 se presentan los resultados para dos meandros comparados con el dipolo recto, de 56 mm, traza roja. El primero, de $16 \times 8 \text{ mm}^2$ (longitud total de conductor de 56 mm), traza azul, ajusta la frecuencia de resonancia, y el segundo, de $32 \times 4 \text{ mm}^2$ (longitud total de conductor de 56 mm), traza verde, aumenta la parte real de la impedancia.

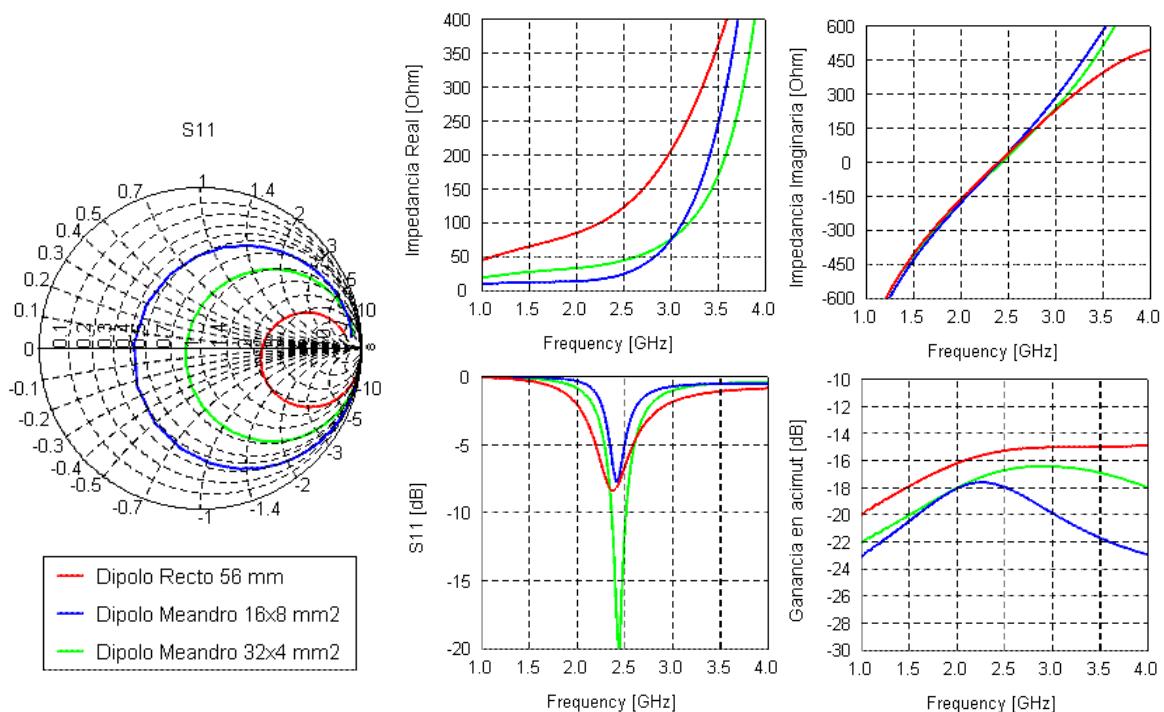


Figura 3-36 : Comparación entre dipolo recto, 56 mm, y dipolos meandros, de $16 \times 8 \text{ mm}^2$ y de $32 \times 4 \text{ mm}^2$, con recubrimiento implantado en el líquido

Reduciendo la longitud del área que forma el meandro, resultando la longitud total del dipolo igual a la del dipolo recto, 56 mm, se consigue hacer resonar el dipolo a 2.45 GHz, con una adaptación parecida al dipolo recto aunque con 3 dB menos de ganancia. A cambio pasamos de una longitud del dipolo recto de 56 mm a un área de $16 \times 8 \text{ mm}^2$.

Para aumentar la parte real de la impedancia, vemos que debe existir una geometría meandro que se encuentre entre el dipolo recto y el meandro de $16 \times 8 \text{ mm}^2$, el cual obtenga una impedancia real cercana a 50Ω . Por lo que se propone, con tendencia al dipolo recto, un nuevo meandro más estrecho y más largo, pero con la misma longitud efectiva.

Finalmente se encuentra un dipolo meandro de área $32 \times 4 \text{ mm}^2$ con muy buena adaptación y a tan solo 2 dB de ganancia del dipolo recto.

3.4.5.2. Dipolo meandro de $28 \times 8 \text{ mm}^2$ sin recubrimiento

Visto el comportamiento del dipolo meandro con recubrimiento, en la figura 3-37 se presentan los resultados, desde 100 MHz hasta 4 GHz, del dipolo meandro implantado sin recubrimiento de $28 \times 8 \text{ mm}^2$, de longitud total de conductor de 98 mm, comparado con el dipolo recto sin recubrimiento de 56 mm de longitud.

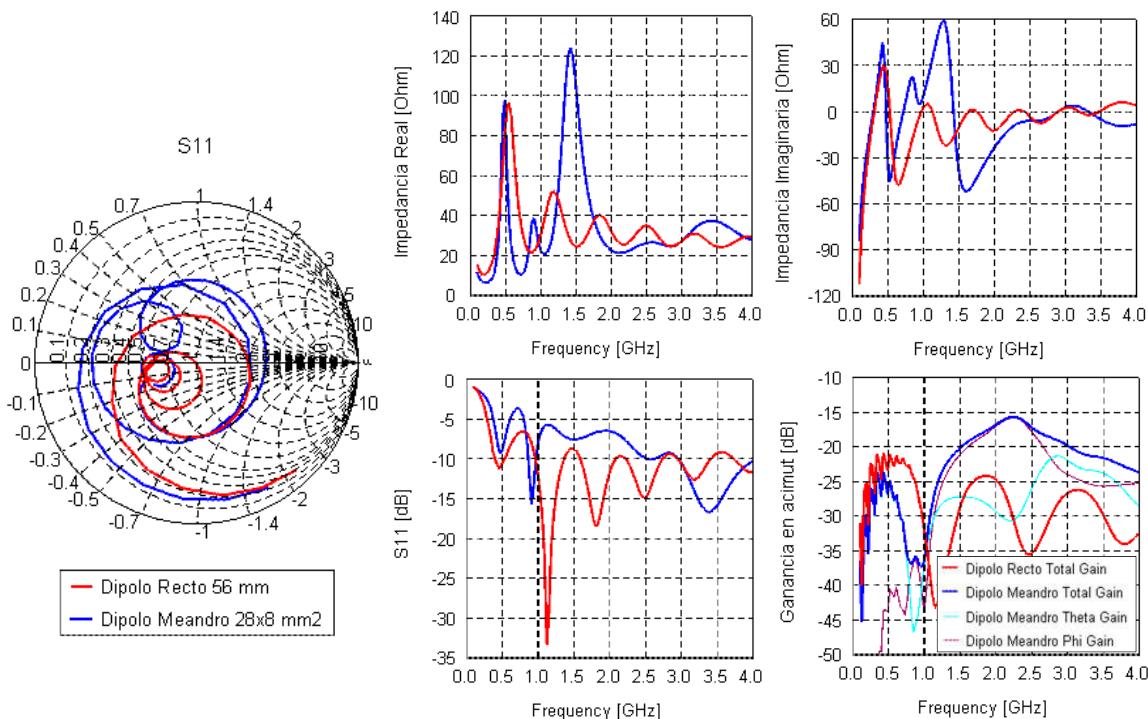


Figura 3-37 : Comparación entre el dipolo recto, 56 mm, y el dipolo meandro, de $28 \times 8 \text{ mm}^2$ y longitud total de 98 mm, sin recubrimiento implantados en el líquido

De forma no esperada, el meandro implantado sin recubrimiento tiene muy buena ganancia total hacia el exterior del cuerpo, mejor que el dipolo recto.

Comparado con el mismo dipolo meandro con recubrimiento, ver figura 3-34, la ganancia total tiene el mismo valor a la frecuencia de 2.4 GHz, por lo que parece ser que para el dipolo meandro no existe tanto beneficio del recubrimiento.

En la gráfica de ganancia, en la que se añaden para el meandro la ganancia de radiación en las dos polarizaciones lineales, theta (co-polar al dipolo lineal en dirección acimut) y phi (cros-polar al dipolo lineal en dirección acimut). En estas trazas se observa que en este caso, y a diferencia de todos los dipolos anteriormente estudiados, ambas polarizaciones contribuyen en la ganancia total en dirección acimut. Es más, a la frecuencia de interés, 2.4 GHz, es la polarización phi la que más ganancia ofrece.

Es fácil relacionar la radiación del dipolo en dirección del eje z con la dirección de las corrientes. Para ello, en la figura 3-38 se muestra la distribución de corrientes en el conductor del dipolo meandro sin recubrimiento implantado a diferentes frecuencias, para poder justificar posteriormente porqué hay gran ganancia a 2.25 GHz, como veíamos en la figura 3-37.

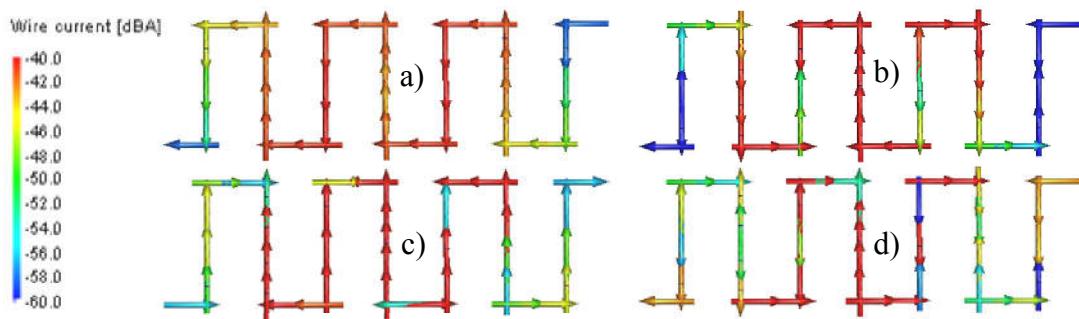


Figura 3-38 : Distribución de corrientes en el dipolo meandro sin recubrimiento implantado a las frecuencias
a) 500 MHz, b) 900 MHz, c) 2.2 GHz y d) 3 GHz

Debido a la alta permitividad relativa del medio, la distribución de corrientes que hay en el meandro, provocan que las componentes verticales de las corrientes en la geometría del dipolo no se cancelen entre sí a una cierta frecuencia, y que en conjunto también radie en la dirección de interés.

A 500 MHz, tenemos un máximo de ganancia con polarización mayormente theta, que se explica con las corrientes horizontales de a), las cuales todas tienen el mismo sentido. Y las corrientes verticales, tienen sentidos contrarios en cada tramo, por lo que a esta frecuencia no hay radiación en polarización phi.

A 900 MHz, se da un nulo de la ganancia total, no hay buena radiación en ninguna polarización. Esto se puede relacionar con las corrientes de b), donde tanto en vertical como en horizontal, las corrientes tienen dos sentidos, de manera que la radiación total es nula.

A 2.2 GHz, asociando el máximo de ganancia en polarización phi con las corrientes de c), todas tienen el mismo sentido en todos los tramos verticales. En cambio, en los

tramos horizontales, las corrientes se van alternando de sentido, por lo que hay peor radiación en theta.

Y a 3 GHz, d), son las corrientes de los tramos verticales las que tienen ambos sentidos, en cambio, en los tramos horizontales la gran mayoría de corrientes tienen el mismo sentido, por lo que la radiación en dirección del eje z tiene mayormente polarización theta.

Como vemos con las corrientes, a la frecuencia de diseño, 2.45 GHz, la antena resulta eléctricamente larga ya que se dan diversos máximos y mínimos de corriente a lo largo del conductor.

Este efecto también sucede en el dipolo meandro en espacio libre, pero a frecuencias muy elevadas, como se puede ver en la figura 3-39, donde hasta 6 GHz prácticamente toda la radiación se da en polarización theta, pero de 10 a 20 GHz, la radiación total es contribución de la polarización phi, y en adelante ambas polarizaciones contribuyen en la radiación total.

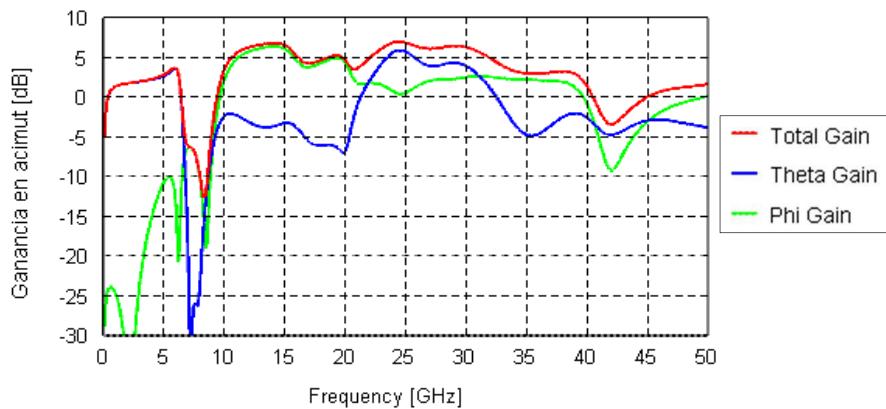


Figura 3-39 : Ganancia en dirección acimut para el dipolo meandro de $28 \times 8 \text{ mm}^2$ en espacio libre

Por lo tanto, en el líquido estamos viendo parte del comportamiento del dipolo en espacio libre pero concentrado en frecuencias bajas debido a la alta permitividad del medio.

En definitiva, gracias a la alta permitividad del medio, la geometría meandro puede utilizarse en el diseño de antenas implantadas, ya que en áreas pequeñas, en función de la geometría se puede conseguir unas corrientes que pueden generar mejor o peor ganancia en dirección al exterior del cuerpo, llegando a obtener ganancias similares dipolo con recubrimiento.

La geometría del dipolo meandro de $28 \times 8 \text{ mm}^2$ ha sido propuesta para reducir el tamaño del dipolo recto en espacio libre, por lo que no es una geometría implantada

optimizada para el caso sin recubrimiento. Seguramente existen otros tipos de geometría que distribuyan de otra forma las corrientes obteniendo mejor ganancia.

3.4.6. Tabla resumen de los dipolos diseñados

Para tener una visión más general, se ha resumido en la siguiente tabla 8 todos los diseños de los dipolos realizados incluyendo sus características más importantes, tanto de geometría y tamaño como de adaptación y ganancia, incluyendo la figura de mérito de la ganancia realizable (8).

Identificación del diseño		Longitud o área	Grosor total	Radio recubrimiento	Radio conductor	S11 [dB]	Ganancia [dB]	Ganancia realizable [dB] (8)
3.4.1	$\lambda/2$ en E.L. directamente implantado	56 mm	200 um	-	100 um	-20	-35	-35
	Ajuste de ganancia	43 mm	200 um	-	100 um	-25	-24	-24
3.4.2	$\lambda/2$ en E.L. adaptación primera resonancia serie	56 mm	2000 um	990 um	10 um	-8	-15.5	-16.3
	$\lambda/2$ en E.L. adaptación primera resonancia paralelo	56 mm	900 um	300 um	450 um	-5.5	-15	-16.4
	$\lambda/2$ en E.L. adaptación tercera resonancia serie	56 mm	210 um	5 um	100 um	-25	-24	-24
3.4.3	$\lambda/2$ en el líquido adaptación primera resonancia serie	6.5 mm	20 um	-	10 um	-5	-25	-26.7
	λ en el líquido adaptación primera resonancia paralelo	12.4 mm	400 um	-	200 um	-20	-21	-21
3.4.4	2 λ en el líquido adaptado en la primera resonancia serie	20 mm	490 um	45 um	200 um	-16	-19	-19.1
3.4.5	Meandro con recubrimiento adaptado primera resonancia serie	$32 \times 4 \text{ mm}^2$ (56 mm)	2000 um	990 um	10 um	-15	-16.5	-16.6
	Meandro sin recubrimiento adaptado primera resonancia serie	$28 \times 8 \text{ mm}^2$ (98 mm)	400 um	-	200 um	-10	-16	-16.5

Tabla 8 : Resumen de los diseños presentados de dipolos implantados a 4 mm de profundidad en el líquido con propiedades de agua destilada. Comparación de tamaños, grosores, adaptación, ganancia y ganancia realizable

3.5 Conclusiones

Al inicio del capítulo se ha podido comparar la respuesta del dipolo en espacio libre y embebido en un medio con las características del líquido humano, así como también al implantarlo en un modelo simplificado del cuerpo humano, analizando el efecto que el líquido, con alta permitividad y pérdidas, tiene sobre la antena. De ellos, se ha visto que el principal efecto es el de la alta permitividad del medio que provoca que todos los modos de radiación del dipolo se concentren a frecuencias bajas.

En el segundo apartado se ha estudiado cómo responde el dipolo en función de algunos cambios en la geometría del dipolo, de la profundidad de implante y de la permitividad del medio. Analizando dichos parámetros minuciosamente se ha podido crear un resumen de tal forma que sirve de guía con la idea de facilitar el diseño del dipolo implantado. Durante el mismo apartado, se ha explicado también el efecto que provoca la reflexión en la interficie de medios líquido y aire sobre la adaptación y la radiación de la antena, haciendo un símil con una línea de transmisión de impedancia igual al líquido.

Gracias al tercer apartado del capítulo se ha podido mostrar que pueden existir infinidad de diseños de dipolos implantados que, a diferencia del espacio libre, además de ser función de la longitud, también son importantes el grosor del recubrimiento, o el grosor del conductor.

Además del dipolo recto, también se ha introducido la geometría meandro la cual presenta resultados muy interesantes por ofrecer una ganancia realizable competente reduciendo el tamaño de la antena, aunque con mayor dificultad de implante que un hilo recto. Para el meandro sin recubrimiento obtiene un buen resultado gracias a que la alta permitividad del medio crea una distribución de corrientes que beneficia la radiación en la dirección de interés. Y en el meandro con recubrimiento se guían los campos cercanos por toda la geometría de la antena gracias al recubrimiento [20], resultando en una antena de mayor longitud que la obtenida para este tipo de antenas en espacio libre.

En la tabla 8 se pueden comparar los resultados obtenidos para cada diseño, teniendo presente el compromiso entre la ganancia realizable y la dificultad de implante.

También se ha visto que para el dipolo recto el recubrimiento aporta beneficios a cambio de un mayor grosor de antena. Pero para la geometría meandro, es posible conseguir muy buenos resultados sin necesidad del aislante.

CAPÍTULO 4. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL PARCHE IMPLANTADO

4.1 Introducción

Como se comentó durante la introducción, la funcionalidad principal de las antenas implantadas es la de comunicarse con un dispositivo externo, como puede ser una estación base que recoge datos físicos medidos por el dispositivo implantado y transmitidos por la antena, normalmente hacia el exterior del cuerpo. Por tal motivo, un factor importante de la antena implantada es la directividad en dirección exterior al cuerpo. Por lo cual es lógico pensar en la utilización de antenas directivas para esta aplicación.

La antena parche, o *microstrip*, es comúnmente conocida por tener buenas cualidades de directividad, siendo además una antena de perfil bajo [7]. Gracias también al aislamiento del superestrato, se consigue mejorar la densidad de corriente en la antena mediante la reducción del acoplamiento con el cuerpo [5].

Otra característica que hace de esta antena idónea para esta aplicación es que el plano de masa permite mayor independencia del grosor del cuerpo humano que el dipolo.

En el capítulo anterior, se mostraron diversos análisis y diseños en los cuales se pudo ver que la máxima ganancia que se obtenía del dipolo implantado a 4 mm de profundidad era de -15 dB en la dirección de interés. Veremos durante este capítulo si la estructura de antena parche mejora esta ganancia, manteniendo también especial atención en la adaptación, así como también en su tamaño.

La estructura de este capítulo se divide principalmente tres partes.

La primer parte pretende comparar el resultado del parche en función del medio en el que se encuentra: espacio libre, embebido en el medio líquido simulador del cuerpo humano e implantado a 4 mm de profundidad. Parte de la teoría del parche se presenta en primer lugar para conocer su funcionamiento como antena, explicando algunos parámetros en detalle ya que serán utilizados a lo largo del capítulo.

Una vez conocida la respuesta que presenta el parche en el entorno de la aplicación, en la segunda parte se realiza un estudio paramétrico de algunas partes de la geometría de la antena, de la permitividad del medio y, con mayor énfasis, de la profundidad de implante.

Con idea de reducir el tamaño del parche, ya que así lo requiere la aplicación, en la tercera parte se presentan los resultados de dos parches PIFA las cuales también han sido analizadas en función de la profundidad de implante.

4.2 Respuesta del parche en función del medio

4.2.1. Parche en espacio libre

Referenciando a [7], una antena parche está compuesta de una capa de conductor de pequeño grosor ($\ll \lambda$) con un cierta geometría de tamaño λ de largo, siendo la rectangular la más común y la utilizada en este proyecto. El conductor se sitúa sobre un sustrato de grosor h , normalmente entre $0.003\lambda \leq h \leq 0.05\lambda$, el cual tiene otra capa de conductor en la parte inferior del dieléctrico llamado plano de masa.

Dicha estructura puede ser alimentada de diversas formas, en nuestro caso, mediante un conector coaxial. En la figura 4-1 se puede observar un esquema en el que se grafica la geometría explicada.

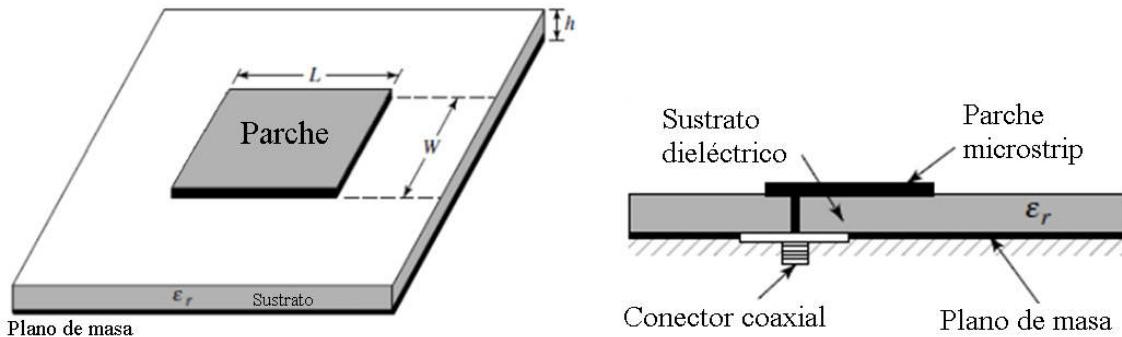


Figura 4-1 : Geometría típica de antena microstrip. A la izquierda, vista isométrica, y a la derecha, vista transversal con alimentación por conector coaxial

Existen numerosos tipos de dieléctricos que pueden ser empleados en este tipo de antenas, con gran variación de permitividades y pérdidas. En este proyecto se ha utilizado el dieléctrico de Taconic TFR-45 [21] ($\epsilon_r = 4.5$, $\tan \delta = 0.0035$), ya que resulta ser un material común para PCB de bajas pérdidas, y disponible en el laboratorio.

Para calcular la geometría del conductor del parche, figura 4-2, se presentan a continuación las ecuaciones necesarias para determinar las dimensiones L y W , [7], en función de la frecuencia de resonancia del modo dominante⁵, f_r , y de la constante dieléctrica del sustrato, ϵ_r .

⁵ Modo dominante: resonancia de menor frecuencia

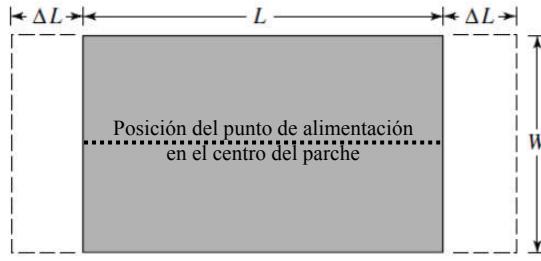


Figura 4-2 : Dimensiones planas del parche, posición del punto de alimentación en el centro del parche e incremento de longitud por efecto *fringing*, ΔL

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 10}} \quad (12)$$

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (13)$$

Donde c es la velocidad de la luz en el vacío y ϵ_{ref} es la permitividad relativa efectiva, ya que el conductor se encuentra entre el aire y el dieléctrico, el cual se calcula mediante la ecuación (14) para $W/h > 1$. Para nuestro caso $\epsilon_{ref} = 4,16$.

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (14)$$

ΔL es el incremento de longitud debido al efecto *fringing*, o de desbordamiento, que se calcula mediante (15). Esta extensión de la longitud se suma a la longitud real del parche para resultar una longitud efectiva total.

$$\Delta L = 0.412 \frac{\left(\epsilon_{ref} + 0.3 \right) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{\left(\epsilon_{ref} - 0.258 \right) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} h \quad (15)$$

Utilizando las ecuaciones mostradas y ajustando mediante simulación, para la frecuencia de 2.4 GHz, el parche utilizado es de dimensiones $L = 28$ mm y $W = 35$ mm, con un tamaño de plano de masa cuadrado de 80 mm de lado, como se muestra en la figura 4-3.

Comentar que los parches se han implementado mediante una máquina de fresado mecánico para PCB de LPKF [22].

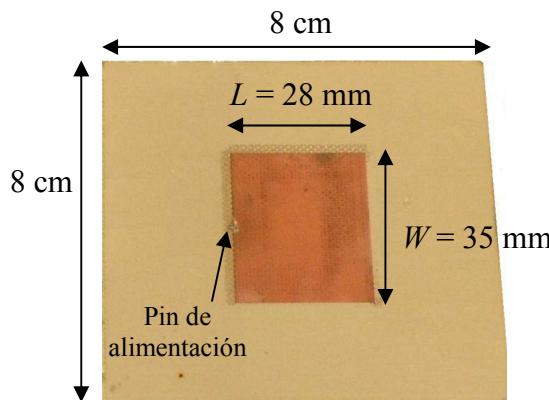


Figura 4-3 : Antena parche con alimentación en el extremo

En [7] también se muestra que la resistencia de radiación varía en función de la localización del punto de alimentación a lo largo del centro del parche, indicado con la línea punteada de la figura 4-2, siendo máxima en los extremos y mínima en el centro de la línea. Éste resulta ser un parámetro de diseño que permite adaptar la impedancia del parche a la impedancia de diseño, 50Ω .

Así como ya se experimentó con las simulaciones de la antena dipolo en el capítulo anterior, la impedancia del dipolo disminuye en gran medida al introducirlo en el medio líquido. Este mismo efecto sucede en la antena parche, como veremos más adelante, por lo que será necesario posicionar la alimentación del parche en el borde para aumentar la impedancia y conseguir mejor adaptación a la impedancia de referencia.

Por este motivo, en la figura 4-4 se muestran los resultados por simulación de dos parches diseñados a la frecuencia de 2.4 GHz, uno con alimentación a 9 mm del borde, con mejor adaptación en espacio libre, y otro con la alimentación justo en el borde, para obtener mayor parte real de la impedancia al implantarlo en el cuerpo.

Los resultados muestran la parte real e imaginaria de la impedancia, la adaptación a 50Ω y la ganancia en dirección acimut. Estos parámetros son mostrados en un amplio margen frecuencial para conocer a qué frecuencia se dan los múltiples modos de funcionamiento del parche.

En dicha figura se puede ver que, a diferencia del dipolo, el parche tiene muchos más mínimos de adaptación ya que existen más modos de radiación debido su geometría rectangular. Pero pese a las múltiples adaptaciones, prácticamente sólo se dan dos máximos de ganancia, el primero a 2.5 GHz, y el segundo a 7 GHz; a diferencia también del dipolo que tiene gran ancho de banda frecuencial en ganancia en dirección cenit.

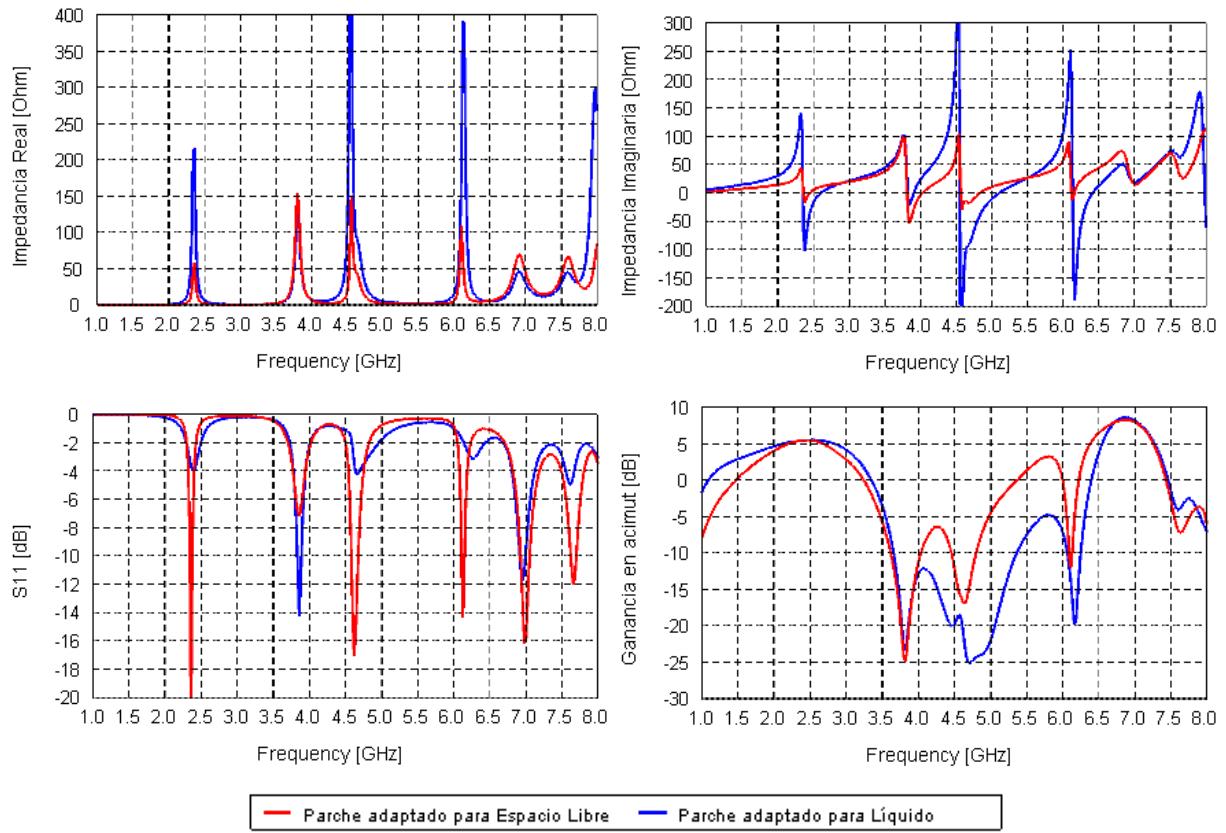


Figura 4-4 : Resultados en banda ancha de impedancia, adaptación y ganancia total en dirección cenit del parche en espacio libre

Según [7], podemos asociar las frecuencias de los modos de radiación del parche a las frecuencias resonantes de una cavidad con perfil rectangular, $f_{r_{pnm}}$, con la ecuación genérica (16).

$$f_{r_{pnm}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{p\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{L}\right)^2} \quad (16)$$

Donde p , n y m representan el número de modos resonantes de la cavidad en los ejes z , y , x ; que para nuestro parche el eje y está asociado a la dimensión W del parche, y el eje x a la dimensión L . La dimensión en el eje z , que en nuestro caso es la altura, h , normalmente no se aplica para el cálculo de la frecuencia de resonancia del parche.

Localizando el punto de alimentación a un lado en la línea punteada que indica la posición del punto de alimentación de la figura 4-2, siendo ésta perpendicular al lado W , la frecuencia del primer modo dominante se determina a partir de la dimensión L . De manera que aplicando (16), podemos calcular en (17) la frecuencia del modo dominante TM001, $f_{r_{001}}$.

$$f_{r_{001}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{\nu_0}{2L\sqrt{\mu\epsilon_{eff}}} \quad (17)$$

Obteniendo la primera resonancia a la frecuencia de 2.38 GHz, cercana al primer mínimo de adaptación que se observa en la figura 4-4. Y calculando la frecuencia de la segunda resonancia, asociada a la dimensión W , $f_{r_{020}}$, se obtiene la frecuencia de 4.17 GHz, un 7% por encima del segundo mínimo en la simulación ya que en (16) no se tiene en cuenta el efecto *fringing*. Y sucesivamente podríamos relacionar cada mínimo de adaptación a un modo de funcionamiento del parche según los múltiplos de $\lambda/2$ de ambos lados, L y W .

Para entender mejor cómo asociar los modos de funcionamiento del parche con las frecuencias, en la figura 4-5 se muestra la distribución de corrientes y los diagramas de radiación 3D del parche a las frecuencias de 2.4, 3.8 y 6.9 GHz, respectivamente.

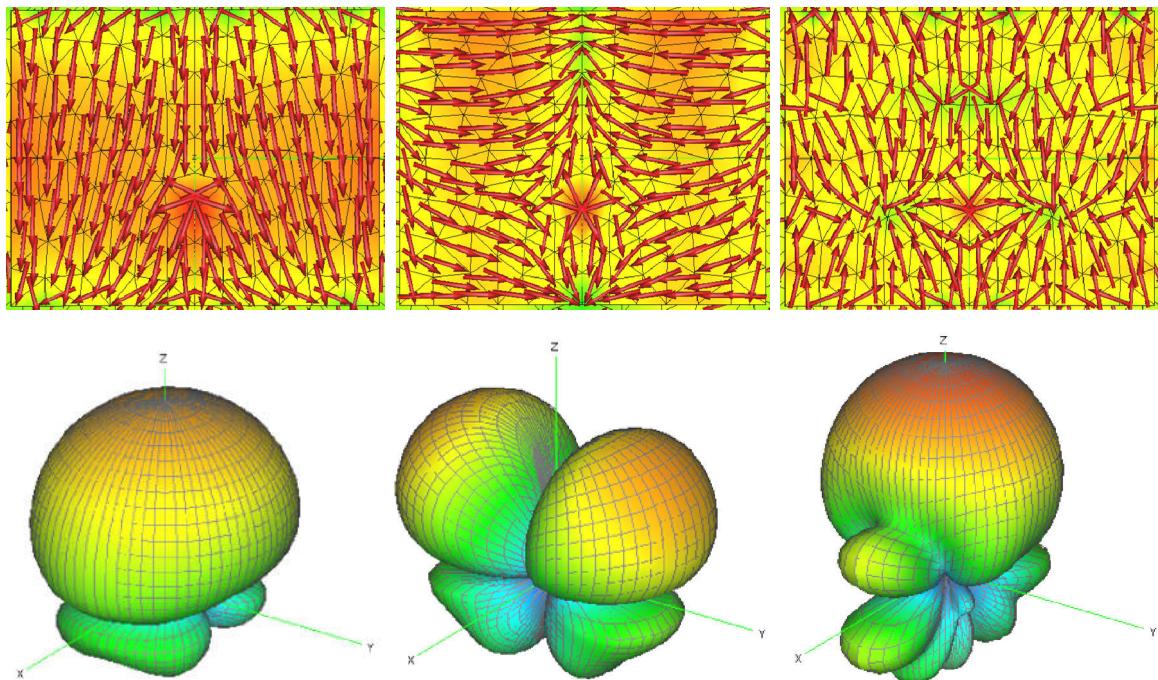


Figura 4-5 : Densidad superficial de corriente del parche en espacio libre (escala de 23 dBA/m en rojo a -48 dBA/m en azul) y diagramas de radiación de ganancia 3D (escala de 10 dB en rojo a -20 dB en azul) para las frecuencias de 2.4, 3.8 y 6.9 GHz, de izquierda a derecha

En el modo TM001, a 2.4 GHz, todas las corrientes generadas en la superficie superior del parche tienen la misma dirección, y en colores se observa un claro máximo en el medio de la longitud L . Esta forma de corrientes genera un diagrama de radiación directivo en dirección acimut, como se puede observar en el respectivo diagrama 3D.

A 3.8 GHz, se da el modo de radiación TM020, produciendo corrientes horizontales con dos máximos a ambos lados del centro del parche con sentidos opuestos. Esta distribución de corrientes genera un nulo de radiación en dirección cenit.

Volvemos a tener un máximo de ganancia a la frecuencia de 6.9 GHz, cuando se produce el modo de radiación TM003, ya que tenemos 3 máximos de corriente en la longitud L del parche, con corrientes en un sentido en dos de los máximos y en sentido opuesto en el máximo en el medio. Si calculamos mediante (16) este modo, la frecuencia de resonancia resulta 7.15 GHz, un 3.5% a frecuencias superiores del resultado de simulación.

Para validar la fabricación e implementación de los parches, antes de sumergir la antena en el líquido, utilizando el la configuración de medida de la figura 4-6 se caracterizan los parches implementados en espacio libre y se comparan con la simulación.

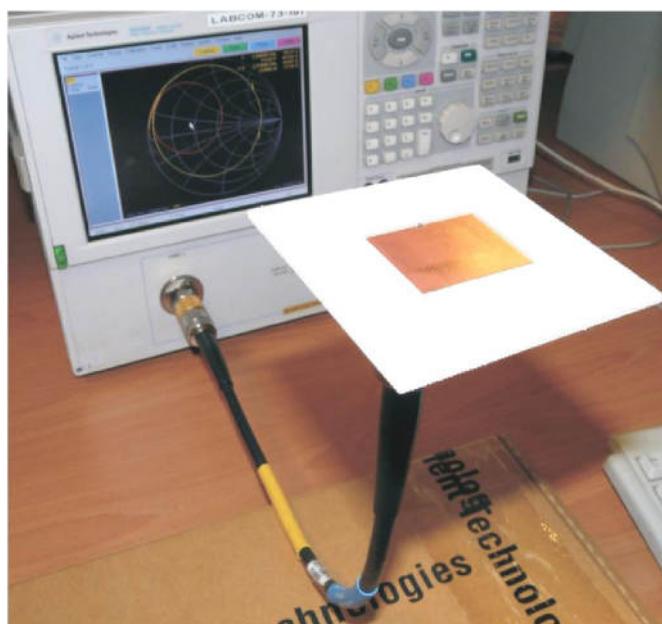


Figura 4-6 : Configuración de medida del parche en espacio libre

Para conseguir una buena medida de la impedancia del parche es necesario calibrar el cable coaxial de medida en el punto donde se conecta el conector de la antena. También es necesario tener la parte superior del parche libre de objetos para que el entorno no altere la impedancia que se mide.

En la figura 4-7 se muestran los resultados de simulación y medida de la impedancia en la carta de Smith y de la adaptación de los dos parches diseñados, el adaptado para espacio libre y el adaptado para el líquido.

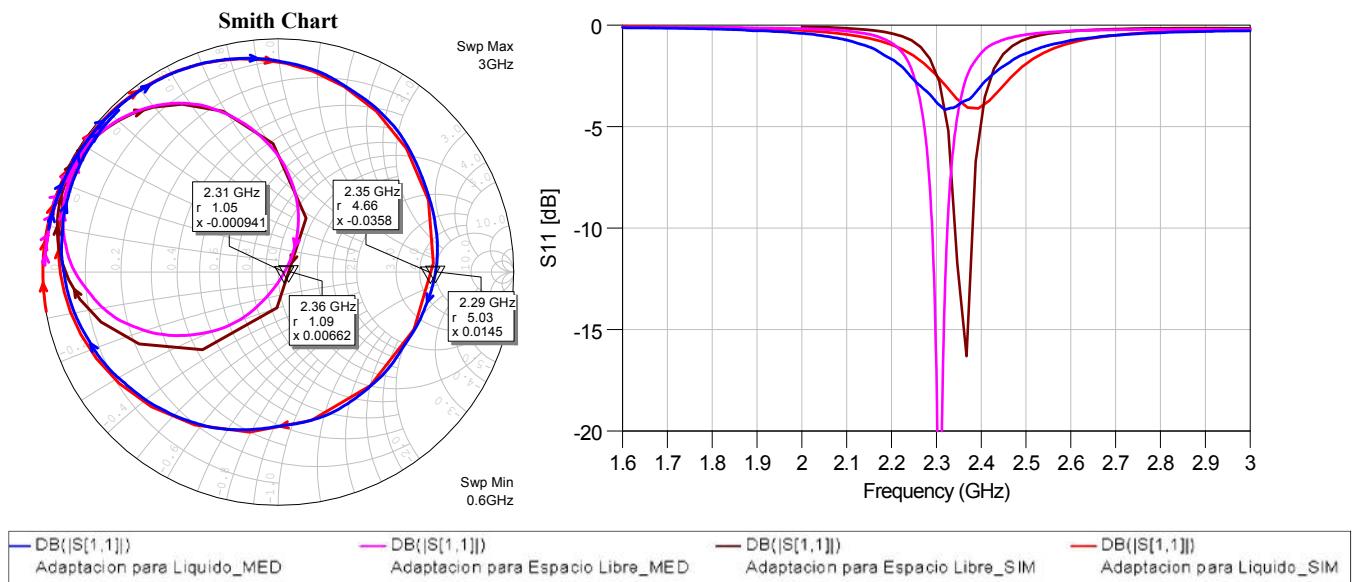


Figura 4-7 : Comparación entre simulación y medida del parche en espacio libre con alimentación a 9 mm del borde y con alimentación en el extremo

Los indicadores de la carta de Smith revelan un desplazamiento frecuencial entre la simulación y la medida empírica de entorno a un 3%. Este desplazamiento suele ser normal ya que, entre otras cosas, en el modelo de simulación no se ha tenido en cuenta de manera exacta ciertas cosas, como por ejemplo la forma de alimentar el parche mediante el conector de PCB SMA, el cual introduce una pequeña inductancia que desplaza el mínimo de adaptación a frecuencias algo inferiores. Otra causa que suele producir cierto desplazamiento frecuencial es que en la simulación se considera un dieléctrico homogéneo, y en la práctica, el sustrato utilizado suele tener imperfecciones además de cierta tolerancia de la permitividad. También se pueden dar diferencias entre la medida y la simulación debido a los errores o tolerancias del proceso de fabricación.

4.2.2. Características del parche embebido en el medio líquido

Este apartado presenta los resultados de simulación del parche embebido en el medio infinito en todas direcciones con las propiedades eléctricas del líquido simulador humano. Se aconseja estudiar el comportamiento de una antena en esta situación antes de implantarla en el modelo del cuerpo humano para conocer el efecto que tiene el medio sobre la antena, e independizar así el resultado de la profundidad de implante.

El parche diseñado en espacio libre con la alimentación en el borde, se ha simulado en tres casos diferentes, cuando no tiene ningún sustrato, el parche sólo está compuesto por los conductores, cuando tiene sustrato y cuando además del sustrato se añade otra capa de dieléctrico encima del parche, llamada superestrato.

De esta manera, y al igual que para el dipolo con el recubrimiento, se consigue aislar el conductor y evitar que entre en contacto con el líquido. Así se pueden encontrar coincidencias en el resultado del parche con el dipolo, cuando se implanta sin recubrimiento como cuando se protege con el aislante.

Comentar que en la implementación del parche con sustrato y superestrato es importante sellar ambas partes para evitar que haya agua entre capas y que llegue a tocar el conductor de la antena, además de evitar que exista separación entre planchas ya que no debe haber aire entre las dos partes, sino que la antena debe quedar lo más embebida posible dentro del dieléctrico.

En la figura 4-8 se muestran los resultados del parche por simulación embebido en el líquido simulador en los tres casos: sin dieléctricos, con sustrato, y con sustrato y superestrato.

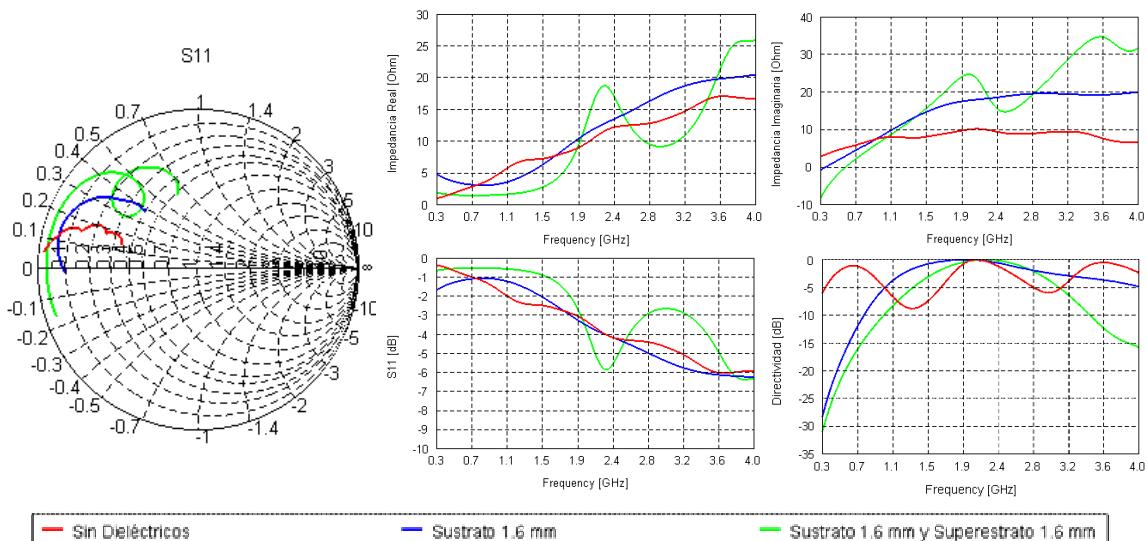


Figura 4-8 : Resultados por simulación del parche sin dieléctricos, con sustrato y también con superestrato, con alimentación en el borde, embebido en el medio infinito con propiedades del líquido simulador del cuerpo humano

El resultado de estas simulaciones pone de manifiesto las altas pérdidas que tiene el líquido ya que se suavizan las oscilaciones de las trazas en frecuencia. Pese a ello, en el caso del parche sin dieléctricos, se aprecia en la directividad cierta ondulación parecida a la que mostraba el dipolo sin recubrimiento en el mismo entorno, figura 3-5. Esto demuestra que los modos de funcionamiento del parche sin dieléctricos se dan a frecuencias más bajas, como ya veíamos con el dipolo.

El parche con sustrato y superestrato mantiene en cierta medida las características del parche en espacio libre, ya que se observa en la carta de impedancias un pequeño

bucle, frecuencia donde se produce el máximo de impedancia real, y el máximo y mínimo de la impedancia imaginaria, de manera que se da una adaptación de -6 dB y un pico de ganancia a la frecuencia de interés, 2.4 GHz.

En la figura 4-9 se muestran los resultados por simulación cuando las características del líquido simulador son las del agua destilada. Como ya se explicó anteriormente, el agua destilada tiene mayor permitividad y menos pérdidas que el líquido simulador del cuerpo humano, de manera que permite estudiar con mayor facilidad lo que le sucede a la antena al implantarla en un medio de las características del cuerpo humano, además de ser un líquido más barato y fácil de encontrar, idóneo para hacer pruebas en el laboratorio.

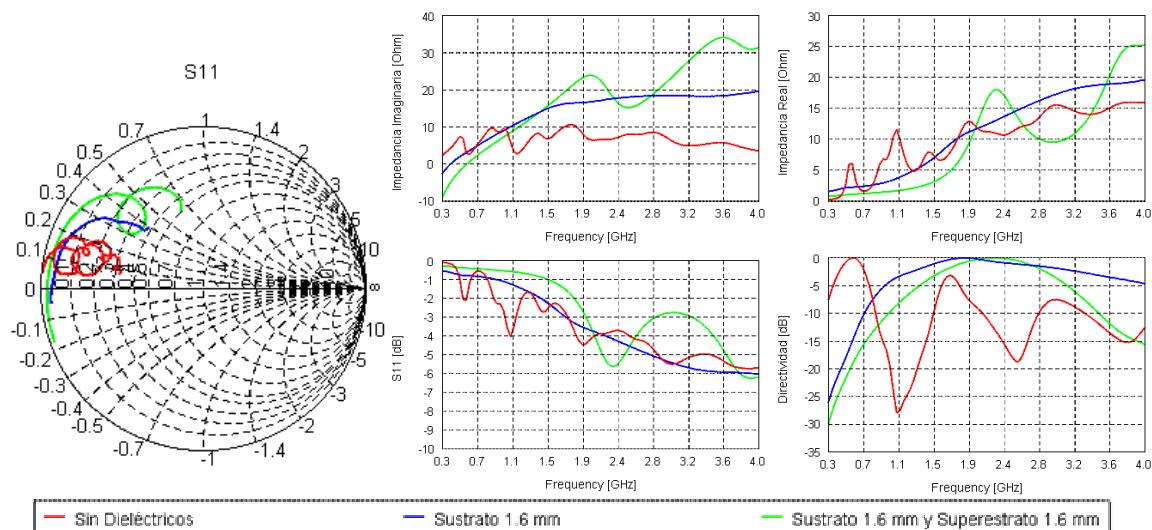


Figura 4-9 : Resultados por simulación del parche sin dieléctricos, con sustrato y también con superestrato, con alimentación en el borde, embebido en el medio infinito con propiedades del agua destilada

El líquido simulador del cuerpo humano ($\tan\delta = 0.27$) tiene casi tres veces más pérdidas que el agua destilada ($\tan\delta = 0.119$), por lo que en la figura 4-9 se puede apreciar con mayor facilidad, tanto en la impedancia como en la ganancia en el parche sin dieléctricos, que existe un desplazamiento a frecuencias bajas de todos los modos de funcionamiento que se veían en el espacio libre a frecuencias más altas. Esto es lógico ya que la permitividad relativa efectiva en el que se encuentra la antena es de 74, por lo que la antena resulta mucho más grande, en concreto el primer mínimo de adaptación y el primer máximo de ganancia se dan a 600 MHz. Para los otros dos casos, con sustrato y con sustrato y superestrato, el resultado es más parecido entre el líquido simulador del cuerpo humano y el agua destilada.

4.2.3. Características del parche implantado a 4 mm de profundidad

Una vez conocida la respuesta del parche embebido en el líquido, en este apartado se muestran los resultados para el parche implantado a 4 mm de profundidad, de manera que se puede conocer si existe algún efecto debido a la profundidad de implante.

El modelo de simulación para el parche implantado es el que se mostraba en la figura 2-18, en el que para cada caso de simulación del parche, la distancia desde la superficie superior del parche y la superficie del líquido es de 4 mm.

En la figura 4-10 se muestran los resultados de los tres casos de dieléctricos del parche cuando se implanta en el medio líquido simulador del cuerpo humano.

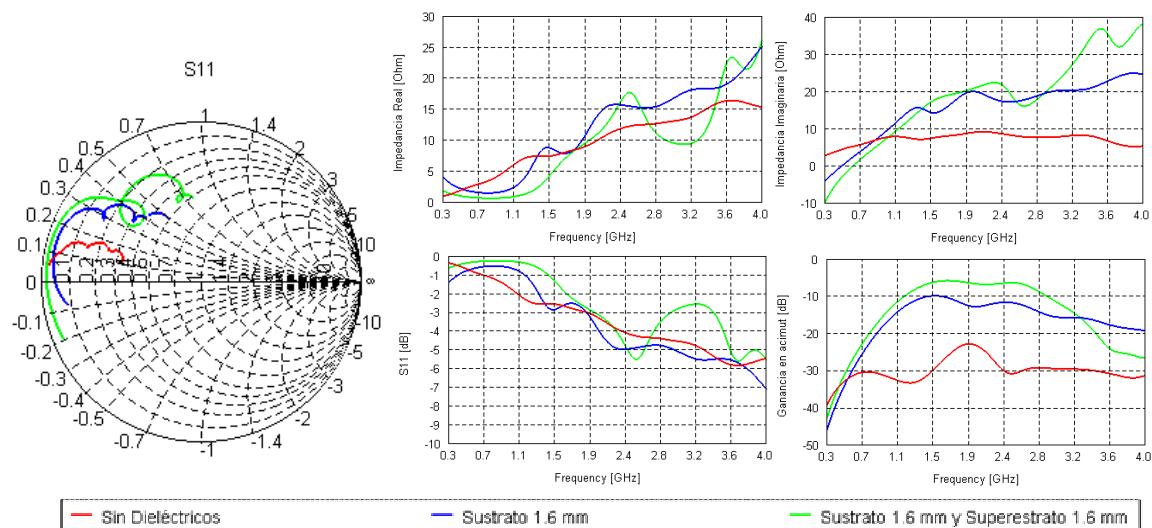


Figura 4-10 : Resultados por simulación del parche sin dieléctricos, con sustrato y también con superestrato, con alimentación en el borde, implantado a 4 mm de profundidad en el medio con propiedades del líquido simulador del cuerpo humano

Comparando con los resultados del parche embebido, figura 4-8, se aprecian pequeños cambios en diversas trazas. Para el parche sin dieléctricos, trazas rojas, la impedancia es prácticamente igual, pero en la traza de ganancia la oscilación ha cambiado. Para el parche con sustrato, trazas azules, hay mayor oscilación en la impedancia y en la ganancia también se da una leve oscilación en el parche implantado, cosa que no se daba en el parche embebido. Y para el parche con sustrato y superestrato, trazas verdes, también se observan unas ondulaciones algo diferentes en todas las trazas, que en el parche embebido no se veían, como por ejemplo en el primer mínimo de adaptación, que para el parche embebido se daba a 2.3 GHz, y para el parche implantado se da a 2.5 GHz.

Realizando las mismas simulaciones con las características del agua destilada, figura 4-11, se puede apreciar con mayor claridad dichos cambios debidos a la profundidad de implante.

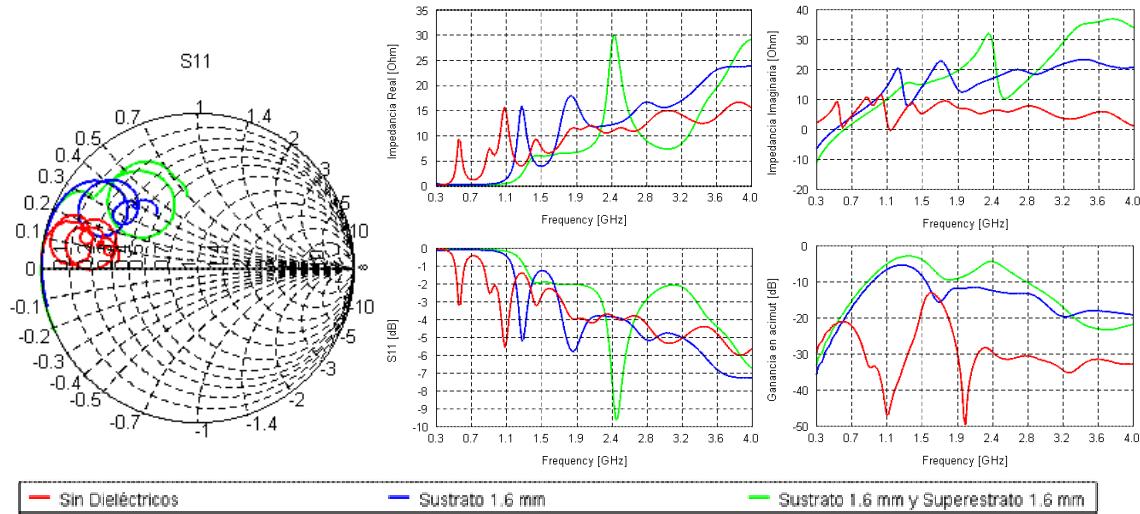


Figura 4-11 : Resultados por simulación del parche sin dieléctricos, con sustrato y también con superestrato, con alimentación en el borde, implantado a 4 mm de profundidad en el medio con las propiedades del agua destilada

Comparando con la simulación del parche embebido en el líquido simulador humano, figura 4-10, se puede apreciar mayor efecto de la profundidad de implante gracias a las menores pérdidas del agua destilada.

En especial, es en el parche con sustrato, trazas azules, donde se observa mayor cambio. En la carta de impedancias aparecen dos bucles, lo que se traduce en mayor oscilación de la parte real e imaginaria de la impedancia, y en los dos mínimos de adaptación a las frecuencias de 1.3 y 1.9 GHz. En la ganancia, la profundidad de implante parece romper la linealidad de la traza del parche embebido, provocando algunos máximos y mínimos.

Para el parche con sustrato y superestrato, trazas verdes, también se dan algunos cambios. La forma de la traza de adaptación del parche implantado ha cambiado respecto al parche embebido, sobretodo en el mínimo de adaptación, que se desplaza de 2.3 a 2.5 GHz y además mejora de -5 dB hasta -9 dB. Y en la ganancia se dan hasta tres picos desde 1.3 GHz hasta 2.5 GHz para el parche implantado, cuando para el parche embebido se da un único máximo en todo el rango de simulación.

4.2.3.1. Diagrama de radiación y distribución de corrientes para el parche sin dieléctricos implantado

Entrando en detalle en el parche sin dieléctricos, como ya se ha comentado antes, se da un mayor efecto del líquido en la antena ya que el parche no tiene ningún sustrato que lo aísle del líquido, por lo que debido a la alta permitividad del líquido, se obtiene mayor longitud eléctrica efectiva del parche, de manera que todos los modos de funcionamiento del parche bajan en frecuencia.

Para comprobar que esto es así, en la figura 4-12 se muestran los diagramas de radiación y distribución superficial de corrientes correspondientes a las frecuencias de 0.6, 1.1 y 1.6 GHz del parche sin dieléctricos implantado a 4 mm de profundidad en agua destilada.

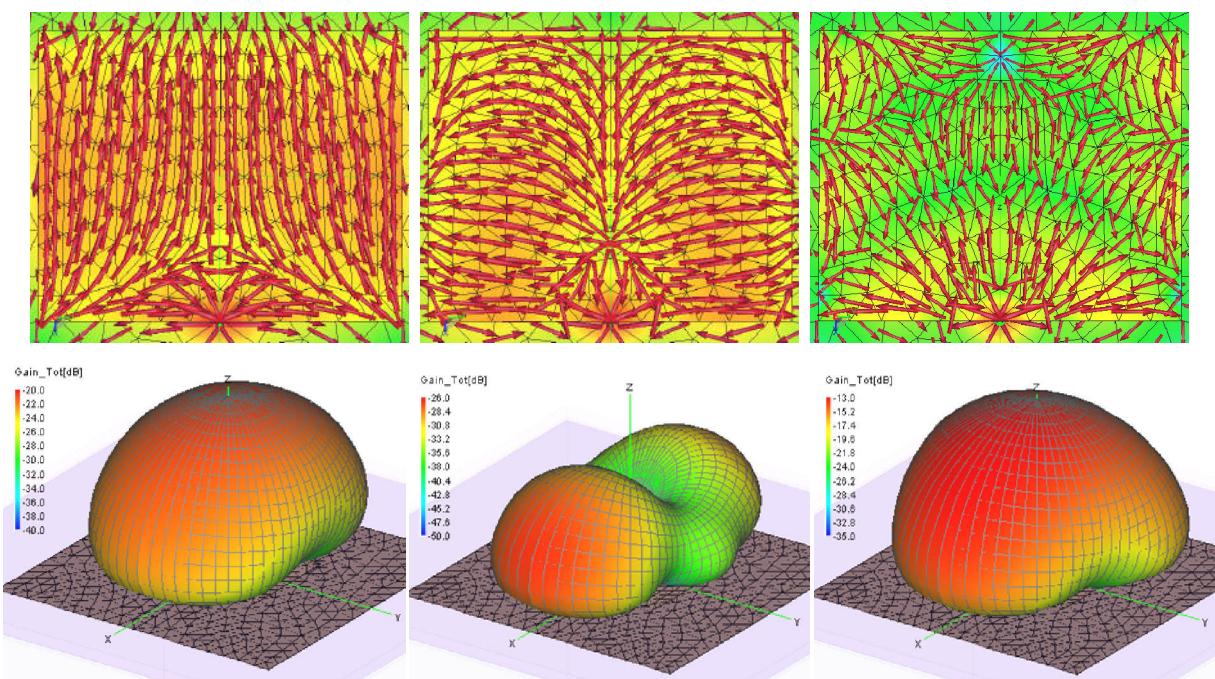


Figura 4-12 : De izquierda a derecha para las frecuencias de 0.6, 1.1 y 1.6 GHz, dirección e intensidad de corrientes superficiales (escala normalizada al máximo, en rojo es máximo y en azul es mínimo), arriba, y diagrama de radiación 3D, abajo, del parche sin dieléctricos con alimentación en el borde implantado a 4 mm de profundidad en el líquido agua destilada

La forma de los diagramas de radiación y la distribución de corrientes de las frecuencias mostradas en la figura 4-12 son parecidas a las formas mostradas en la figura 4-5 del parche en espacio libre, de manera que quedan relacionados los modos de radiación del parche implantado a las frecuencias 0.6, 1.1 y 1.6 GHz con los modos del parche en espacio libre a las frecuencias de 2.4, 3.9 y 6.9 GHz respectivamente.

4.2.3.1. Verificación experimental

Para realizar la medida del parche implantado, se recomienda proceder de la siguiente manera. Con el parche instalado en el *setup* de medida de la configuración *top*, figura 2-4, y antes de añadir el líquido, se recomienda validar el *setup* de medida para comprobar que el entorno donde se instala la antena no afecta en exceso a la impedancia de la antena comparando con el parche en espacio libre. Después de esto, se añade el líquido hasta cubrir el líquido 4 mm y se compara con la simulación.

En la figura 4-13 se muestran los resultados en espacio libre, en el *setup* sin líquido y con líquido agua destilada, de los dos parches implantados a 4 mm de profundidad, con alimentación a 9 mm del borde y en el borde, ambos con superestrato. Además se añade la simulación del parche implantado para comparar con la medida.

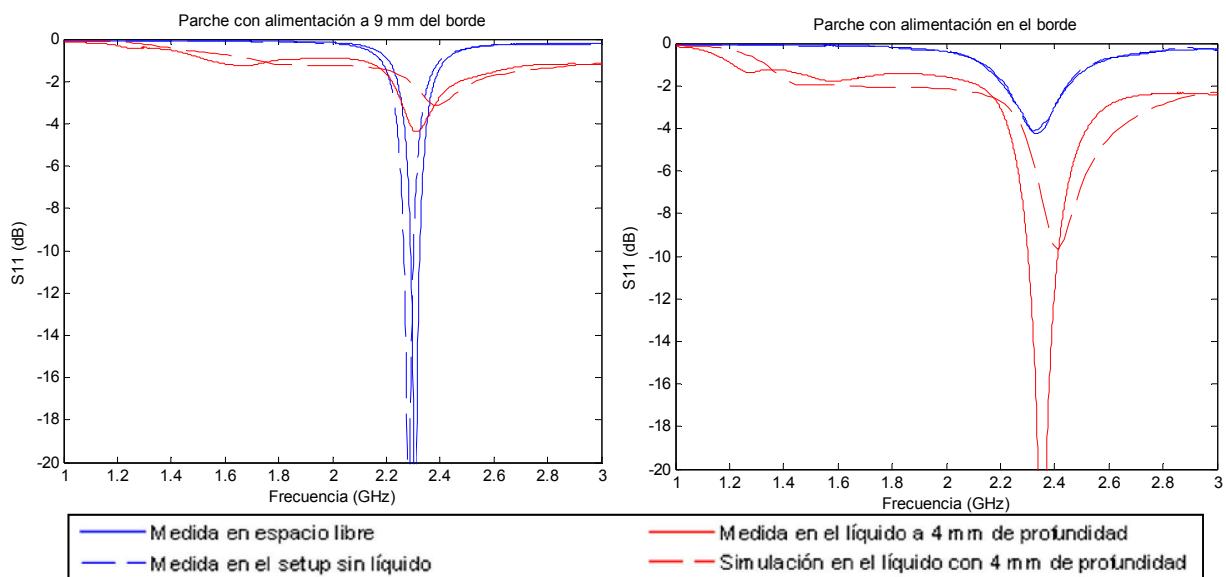


Figura 4-13 : Adaptación de los parches con superestrato en espacio libre, en la configuración *top* sin líquido e implantado en agua destilada a 4 mm de profundidad

En las trazas azules se puede observar como el entorno de medida de la configuración *top* desplaza de manera despreciable el mínimo de adaptación a frecuencias más bajas.

Al añadir el líquido hasta situar el parche a 4 mm de profundidad, la adaptación para el parche con alimentación a 9 mm del borde empeora considerablemente y mejora para el parche con alimentación en el borde, por lo que se justifica utilizar parches con alimentación en el borde para aplicaciones implantadas.

Para validar el sistema de medida tanto para el líquido con propiedades del cuerpo humano como para el agua destilada, y para comparar los resultados entre estos, en la

figura 4-14 se muestran los resultados de simulación y medida del parche implantado en los dos medios líquidos utilizados para emular el medio del cuerpo humano.

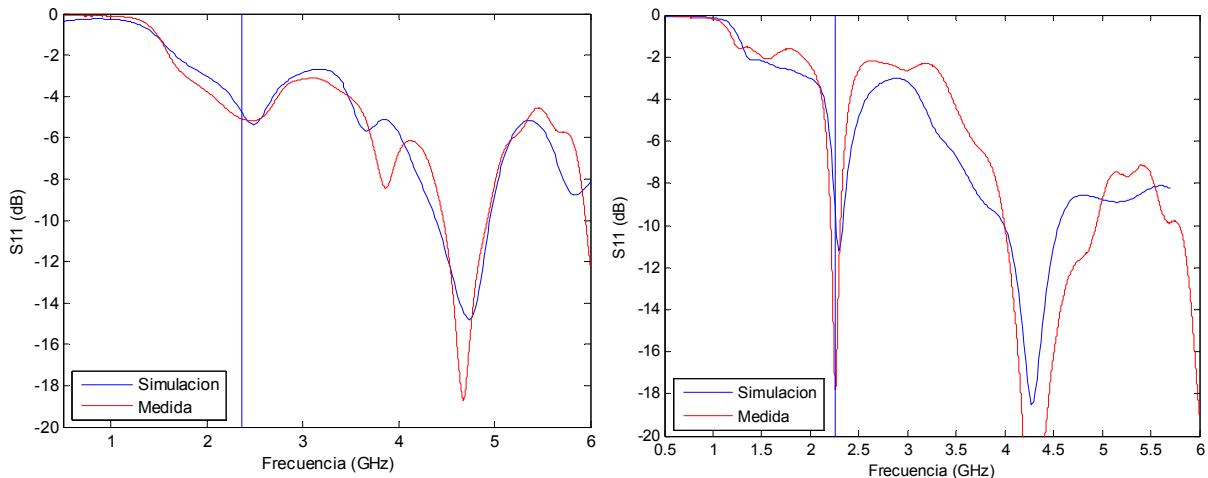


Figura 4-14 : Simulación y medida de adaptación del parche con superestrato con alimentación en el borde implantado a 4 mm de profundidad en el líquido simulador humano, a la izquierda, y en agua destilada, a la derecha

Comparando ambos medios se puede ver que hay cierta tendencia parecida entre los resultados de adaptación, por lo que en principio podemos validar el utilizar agua destilada como líquido para emular el líquido humano, por lo menos en la fase de diseño, pero teniendo siempre presente que la permitividad relativa del agua destilada es mayor, y que tiene menos pérdidas que el medio líquido humano.

Comparando simulación y medida, los resultados de adaptación de los parches implantados parecen tener gran correlación. En el análisis paramétrico de la profundidad del siguiente apartado se comparará también diversas medidas con la simulación para el parche, con y sin superestrato, a diferentes profundidades y también en ambos medios líquidos. Finalmente podremos corroborar la validez de las configuraciones de medida implementadas para la medida de los parches implantados.

4.3 Análisis paramétrico del parche implantado

En este apartado se estudia a fondo la respuesta de la antena parche implantada en el modelo simplificado del cuerpo humano de la figura 2-18, analizando algunos de los parámetros más significativos del entorno de aplicación y de la geometría que constituye la antena.

Los parámetros en cuestión son presentados en el siguiente orden: en primer lugar se muestran los resultados del parche sin y con superestrato en función de la permitividad del medio, donde conoceremos la dependencia de la respuesta del parche a esta característica.

En segundo lugar se realiza un amplio estudio de la profundidad de implante, comparando simulación y medida, donde se observa con mayor claridad qué le está sucediendo al parche implantado. En él se muestran los resultados para el parche sin superestrato en agua destilada y para el parche con superestrato tanto para el medio líquido humano como para el agua destilada.

Y en tercer lugar se estudia el papel que juega el grosor del sustrato y del superestrato del parche implantado.

4.3.1. Estudio de la permitividad relativa del líquido simulador del cuerpo humano

Para conocer la respuesta de la antena frente a las diversas permitividades del cuerpo humano, en la figura 4-15 se presenta el valor de adaptación y ganancia en dirección exterior del cuerpo a 2.4 GHz en función de la permitividad relativa del medio.

El estudio se ha realizado mediante simulación, ya que de forma muy sencilla y rápida podemos cambiar dicho parámetro.

El parche está implantado a 4 mm de profundidad y el grosor de sustrato y superestrato es de 1.6 mm. Para cada permitividad, la conductividad de medio que simula el líquido humano se ha mantenido constante ($\sigma = 1.95$ [S/m]).

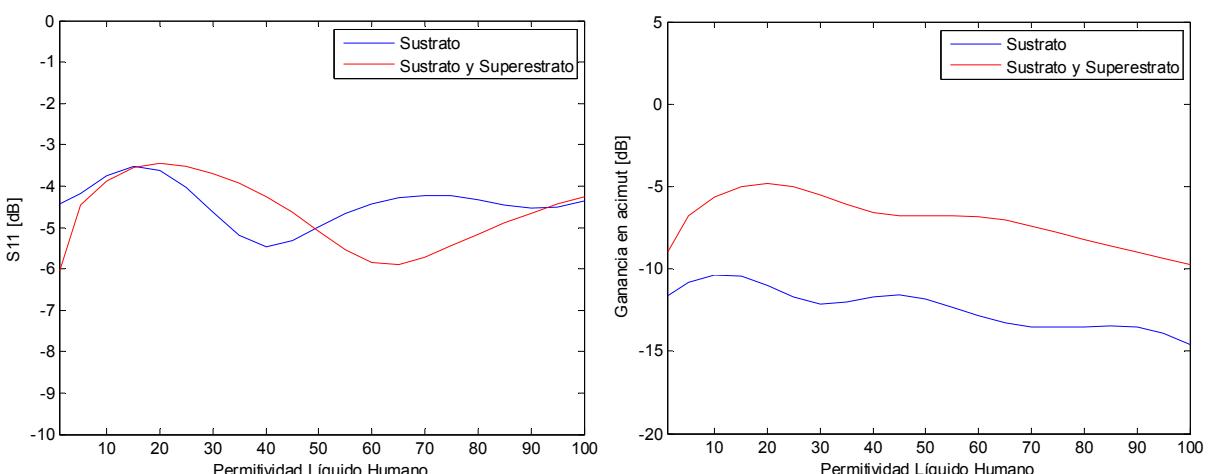


Figura 4-15 : Estudio de la permitividad relativa del medio. Adaptación, a la izquierda, y ganancia en acimut, a la derecha, a 2.4 GHz del parche implantado a 4 mm de profundidad

Claramente se observa una respuesta osculatoria con la permitividad del medio, tanto para la adaptación como en la ganancia, siendo para el parche con superestrato menos oscilante, además de tener 5 dB más de ganancia para todas las permitividades, por lo que se destaca el beneficio del superestrato en ambas características.

En la gráfica de la ganancia se puede observar cierta tendencia negativa con la permitividad, la cual se puede relacionar con las pérdidas del medio en función de la permitividad relativa, ϵ_r , como se indicaba en (9).

En los siguientes dos apartados se muestra con detalle las características de impedancia, adaptación y ganancia para el parche sin y con superestrato para algunas de las permitividades analizadas.

4.3.1.1. Parche sin superestrato

La figura 4-16 muestra la impedancia, adaptación y ganancia en función de la frecuencia para el parche sin superestrato implantado a 4 mm de profundidad para diferentes valores de permitividades relativas del medio.

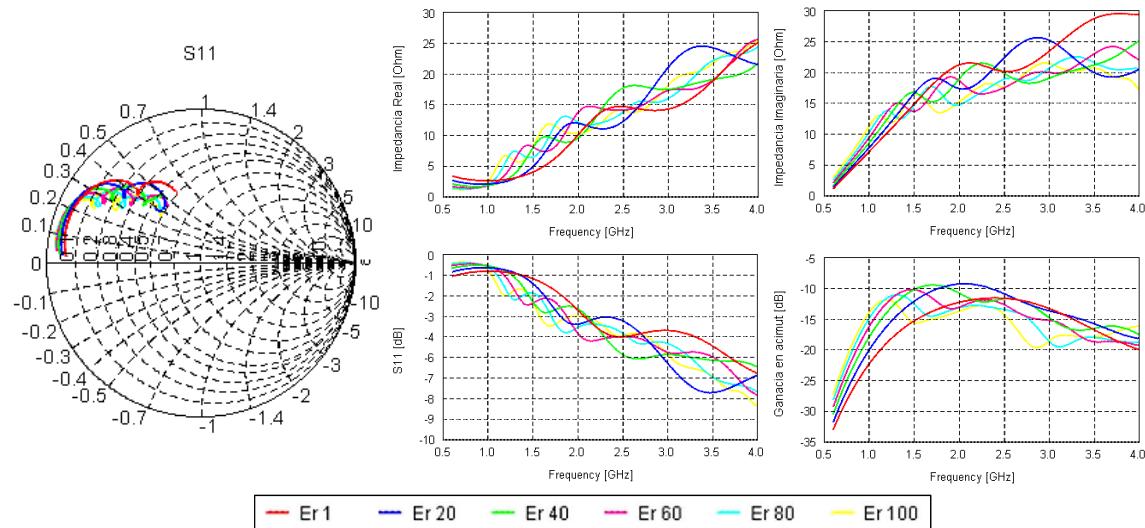


Figura 4-16 : Estudio de permitividad. Resultados por simulación del parche sin superestrato a 4 mm de profundidad con la conductividad del líquido simulador humano

Observando con detenimiento la frecuencia a la que se dan las oscilaciones de las trazas, se puede ver que a medida que aumenta la permitividad van apareciendo nuevas oscilaciones las cuales se van desplazando a frecuencias cada vez más bajas. A medida que las oscilaciones bajan en frecuencia, estas van perdiendo parte real de la impedancia y adaptación.

Es lógico pensar en que dicho desplazamiento es debido a que al no haber superestrato, el conductor del parche tiene por un lado el sustrato de Taconic, y por el otro lado el líquido, de manera que la permitividad relativa efectiva del parche es cada vez mayor a medida que aumenta la permitividad relativa del medio. Pero como veremos en el siguiente apartado, estudio de la profundidad de implante, también será necesario pensar en el papel que juega la profundidad de implante.

Veamos si sucede lo mismo para el parche con superestrato.

4.3.1.2. Parche con superestrato

La figura 4-17 muestra la impedancia, adaptación y ganancia en función de la frecuencia para el parche con superestrato implantado a 4 mm de profundidad para diferentes valores de permitividades relativas del medio.

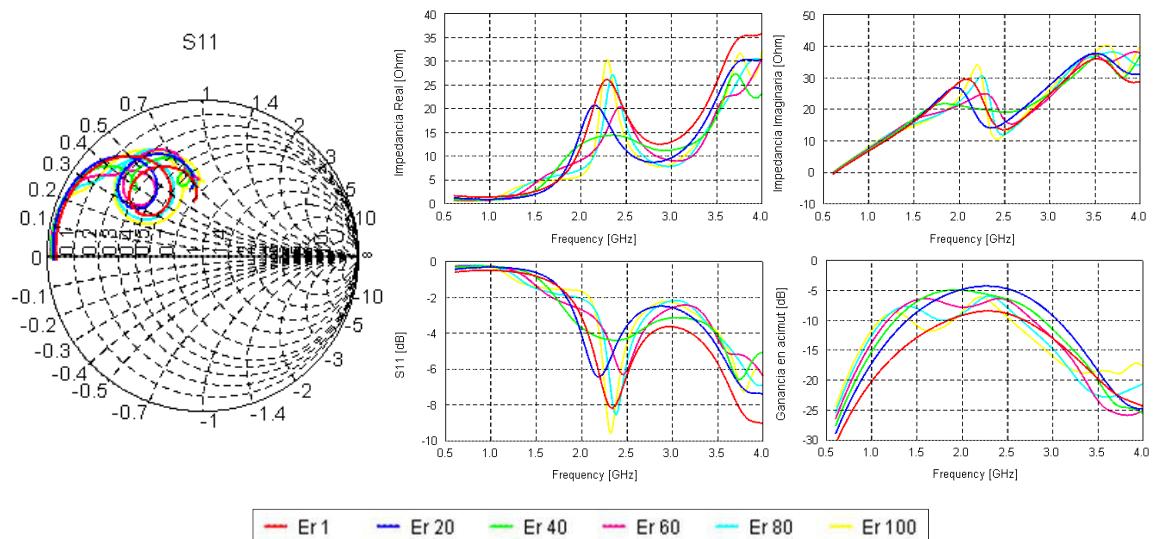


Figura 4-17 : Estudio de permitividad. Resultados por simulación del parche con superestrato implantado a 4 mm de profundidad con la conductividad del líquido simulador humano

Siguiendo los colores en la secuencia de permitividades, y centrándonos en la adaptación alrededor de 2.4 GHz, tenemos una respuesta diferente a la del parche sin superestrato. De $\epsilon_r = 1$ a 20, se observa como el mínimo de adaptación se desplaza de 2.4 a 2.2 GHz aproximadamente. Pero a $\epsilon_r = 40$, el pico de adaptación parece desaparecer, creándose uno nuevo a 2.5 GHz para $\epsilon_r = 60$. Éste se vuelve a situar a 2.4 GHz para $\epsilon_r = 80$, y a 2.3 GHz para $\epsilon_r = 100$.

Si realizamos el mismo ejercicio en la gráfica de ganancia, veremos que el máximo de ganancia que se da a 2.4 GHz para $\epsilon_r = 1$ mejora primero, $\epsilon_r = 20$, y después baja en

frecuencia a la vez que empeora, como se observa para $\epsilon_r = 40$. En $\epsilon_r = 60$, se da un primer máximo de ganancia a 1.5 GHz y un segundo a 2.4 GHz Ambos máximos se desplazan a frecuencias bajas y empeoran un poco para $\epsilon_r = 80$ y 100.

El comportamiento de la ganancia parece ser similar al parche sin superestrato. Pero en la adaptación, como así también en la parte real de la impedancia, la respuesta en función de la permitividad es diferente para ambos parches.

En el siguiente apartado se analiza con detenimiento el efecto de la profundidad de implante, manteniendo constante la permitividad del medio. En este estudio es más fácil entender el efecto de la profundidad y, de manera relacionada, el de la permitividad del medio.

4.3.2. Estudio de la profundidad de implante

Con idea de validar la configuración de medida *top* para diversas profundidades, el análisis paramétrico de la profundidad se ha realizado comparando simulaciones y medidas.

Para ello, los resultados de este análisis se centran en la adaptación en función de la frecuencia para ciertas profundidades. Además, la adaptación y la ganancia a la frecuencia de diseño son mostradas en función de la profundidad de implante.

En primer lugar se muestra la respuesta para el parche sin superestrato implantado en agua destilada. Seguidamente se muestran los resultados del parche con superestrato tanto el agua destilada como en el líquido simulador humano.

Las bajas pérdidas del agua destilada comparadas con el líquido simulador humano, permiten ver con mayor facilidad en los resultados el comportamiento del parche en función de la profundidad.

Es en este apartado donde se amplía este estudio de profundidad de implante para explicar con detalle cómo se comporta el parche implantado.

4.3.2.1. Parche sin superestrato

En la serie de gráficas de la figura 4-18 se muestra la adaptación $|S11|$ para algunas de las profundidades de agua más significativas. Las trazas de simulación han sido desplazadas un 5% a frecuencias bajas para corregir las diferencias que existen entre la simulación y la medida debido a la falta de exactitud de la profundidad de implante, de manera que se puede comparar mejor los resultados.

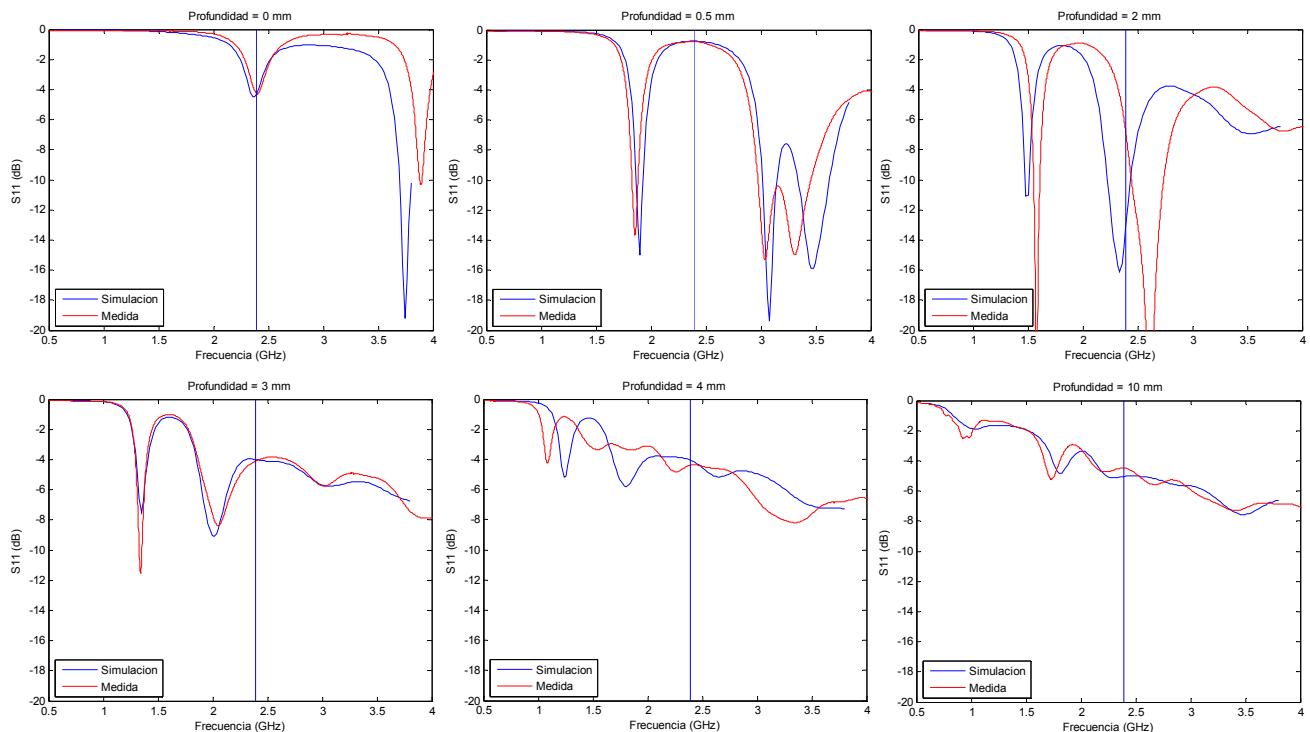


Figura 4-18 : Estudio de profundidad. Serie de resultados de adaptación en función de la frecuencia para diversas profundidades, comparando la simulación y la medida, para el parche sin superestrato implantado en agua destilada

En primer lugar, comentar el gran parecido de los resultados entre la simulación y la medida, pese a la dificultad de precisión de profundidad en la medida que en algunos casos provoca un desplazamiento frecuencial a veces mayor o a veces menor que la simulación.

Analizando la respuesta desde 0 hasta 4 mm de profundidad, se observa claramente cómo se desplazan los mínimos de adaptación a frecuencias inferiores, llegando a desplazarse el primer mínimo desde 2.4 GHz hasta 1.2 GHz, o el segundo mínimo desde casi 4 GHz hasta 1.6 GHz. A 10 mm, los mínimos de adaptación dejan de ser tan pronunciados de forma que la traza acaba pareciendo a la que se obtenía para el mismo parche embebido en el medio, figura 4-8.

Podemos comprobar que esto es así observando en la figura 4-19 la distribución superficial de corrientes y el diagrama de radiación que se da a 2 mm de profundidad a las frecuencias de 1.2 y 2.4 GHz.

En ella se puede apreciar como a 2 mm de profundidad, el modo fundamental TM001 del parche se encuentra a 1.6 GHz, ya que las corrientes en el parche tienen dirección vertical con máximo en el medio, mostrando un diagrama directivo hacia el exterior del cuerpo.

Y el modo TM020 se encuentra a 2.4 GHz donde las corrientes tienen dirección horizontal con dos máximos en el centro de cada lado dándose corrientes en sentidos opuestos, mostrando un nulo de radiación hacia el exterior del cuerpo.

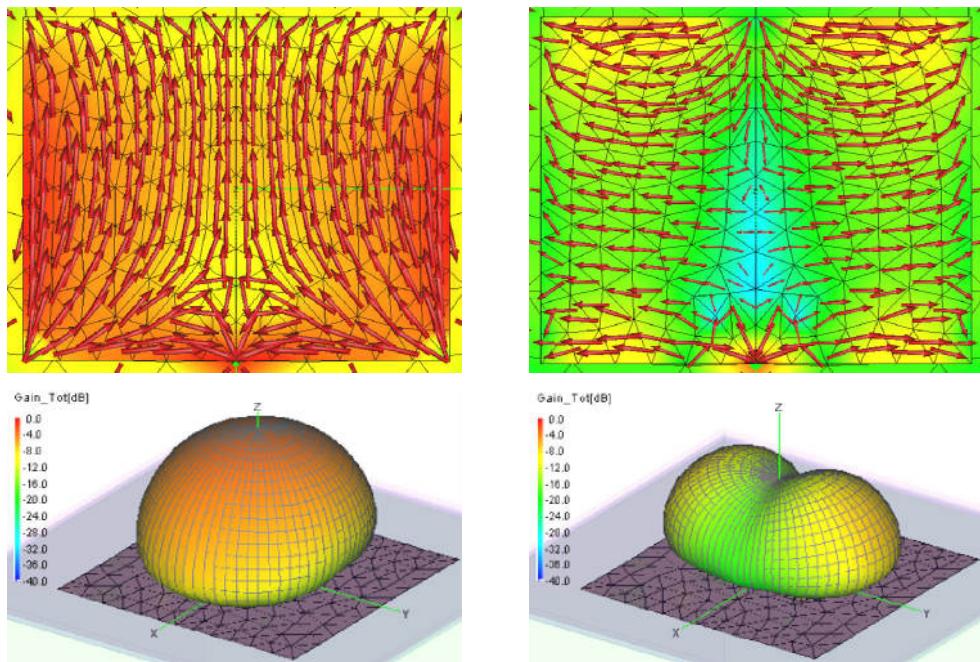


Figura 4-19 : Estudio de la profundidad. Dirección y distribución superficial de corriente (escala de 20 dB/A, en rojo, a -30 dB/A, en azul), arriba, y diagrama de radiación 3D, abajo, para el parche sin superestrato con alimentación en el borde implantado a 4 mm de profundidad en el líquido agua destilada. A la izquierda a 1.6 GHz y a la derecha a 2.4 GHz

Con este análisis del estudio de profundidad de implante del parche sin superestrato, se observa que la profundidad tiene un papel determinante en la frecuencia a la que se encuentran los modos de funcionamiento del parche.

Para grandes profundidades, las pérdidas del medio son el motivo por el que los mínimos de adaptación van desapareciendo de forma que la adaptación tiene una característica menos oscilatoria, o más suavizada, como se puede ver a 10 mm de profundidad.

En la figura 4-20 se muestra la adaptación y ganancia a 2.4 GHz (frecuencia del mínimo de $|S_{11}|$ indicado con la línea vertical azul de la figura 4-18) en función de la profundidad.

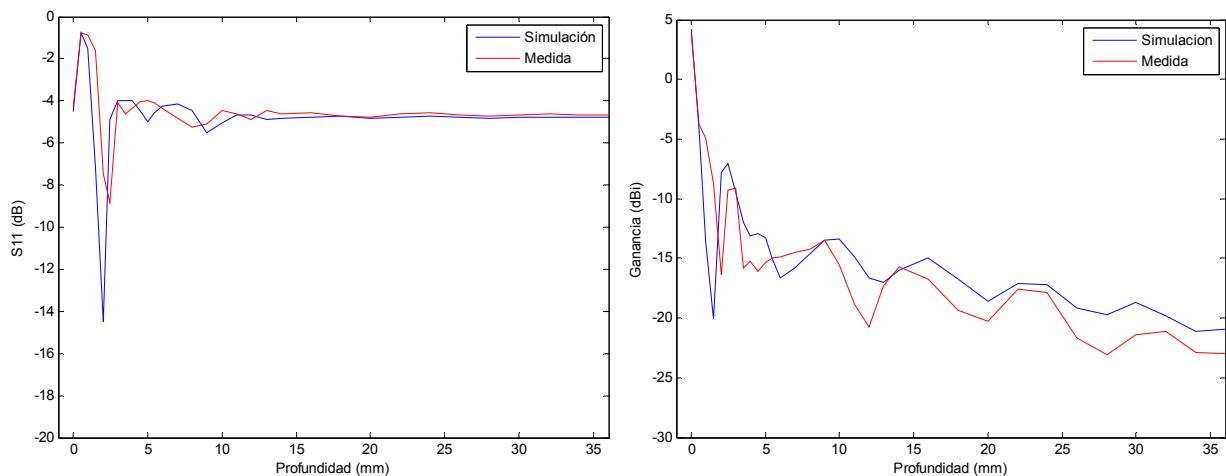


Figura 4-20 : Estudio de la profundidad. Resultados de adaptación y ganancia en función de la profundidad de implante a 2.4 GHz para el parche sin superestrato en medio agua destilada

Para profundidades menores a 5 mm, existen grandes variaciones tanto en la adaptación como en la ganancia, que como se ha explicado, se debe a la bajada frecuencial de los modos de funcionamiento del parche.

A partir de esta profundidad, la adaptación se empieza a estabilizar pero en la ganancia se aprecia cierta oscilación con un periodo de 7 mm aproximadamente, con menor amplitud a mayor profundidad.

Como ya se explicó en el mismo estudio de la antena dipolo, dicho periodo tiene relación con $\lambda/2$ en el medio y se debe a la reflexión debida al cambio de medio líquido-aire en la superficie.

4.3.2.2. Parche con superestrato

Entendido el comportamiento del parche sin superestrato en función de la profundidad, en este apartado se realiza el mismo ejercicio para el parche con superestrato.

En la serie de gráficas de la figura 4-21 se muestran los resultados de adaptación para el parche en función de la frecuencia a diversas profundidades en medio agua destilada.

Al igual que para el parche sin superestrato, en las profundidades analizadas se aprecia gran similitud entre simulación y medida.

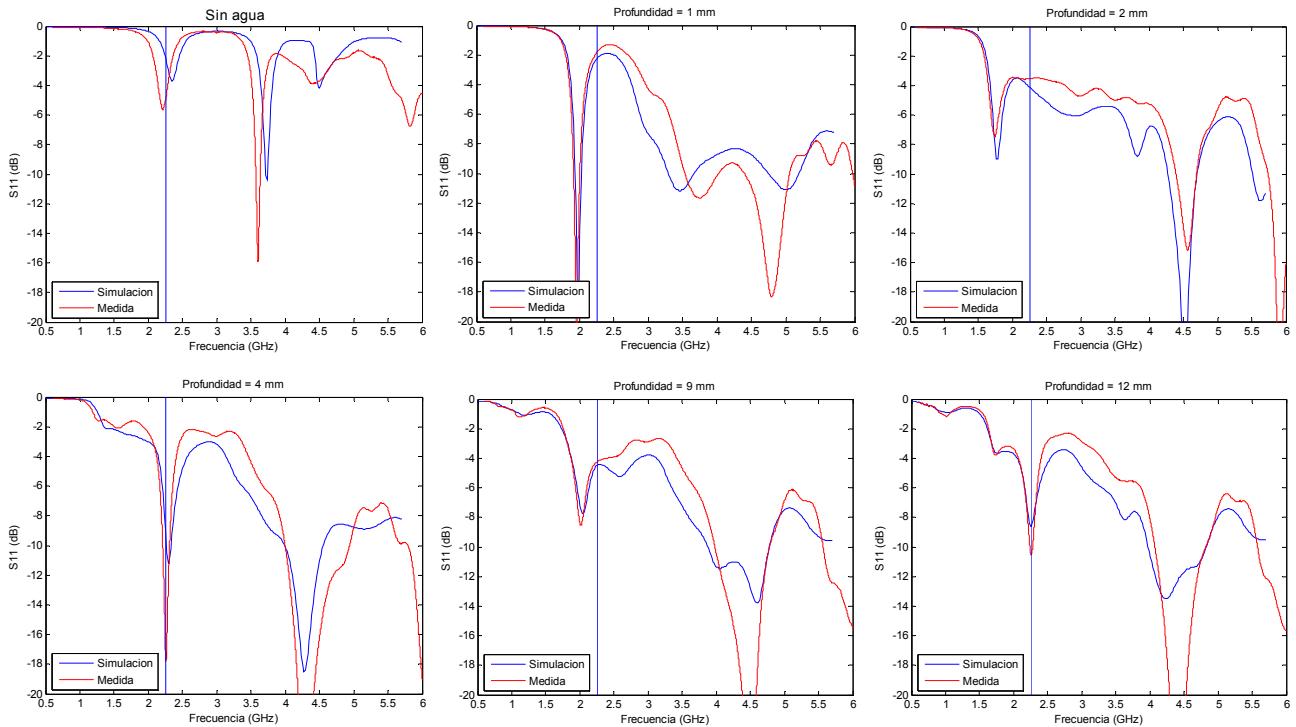


Figura 4-21 : Estudio de la profundidad. Serie de resultados de adaptación en función de la frecuencia para diversas profundidades, comparando la simulación y la medida, para el parche con superestrato implantado en agua destilada

Siguiendo la serie de profundidades, podemos ver que a medida que la profundidad es mayor, va bajando en frecuencia el primer mínimo de adaptación situándose a 2 GHz a 1 mm de profundidad donde se da mejor adaptación, -20 dB, gracias a que el parche tiene la alimentación en el extremo.

A 4 mm, el primer mínimo se encuentra a 1.5 GHz con tan sólo -2 dB de adaptación. A esta misma profundidad, a 2.3 GHz se da un segundo mínimo de -14 dB de adaptación.

A 9 mm de profundidad, se puede observar como el segundo mínimo ya ha bajado hasta 2 GHz empeorando la adaptación hasta -8 dB, y a 2.6 GHz se empieza a crear un nuevo mínimo con una adaptación de -5 dB.

A 12 mm de profundidad, el segundo mínimo que se encuentra a 1.7 GHz sigue empeorando hasta -4 dB, y el tercer mínimo ya se sitúa a 2.3 GHz, mejorando la adaptación hasta -9 dB.

Para entender qué está sucediendo, en el próximo apartado se ha analizado la distribución superficial de corrientes del parche a la frecuencia de los mínimos que van apareciendo alrededor de la frecuencia de diseño.

En las siguientes dos gráficas de la figura 4-22 podemos ver la adaptación y ganancia a la frecuencia de interés de 2.3 GHz con todos los valores de profundidades simulados y medidos.

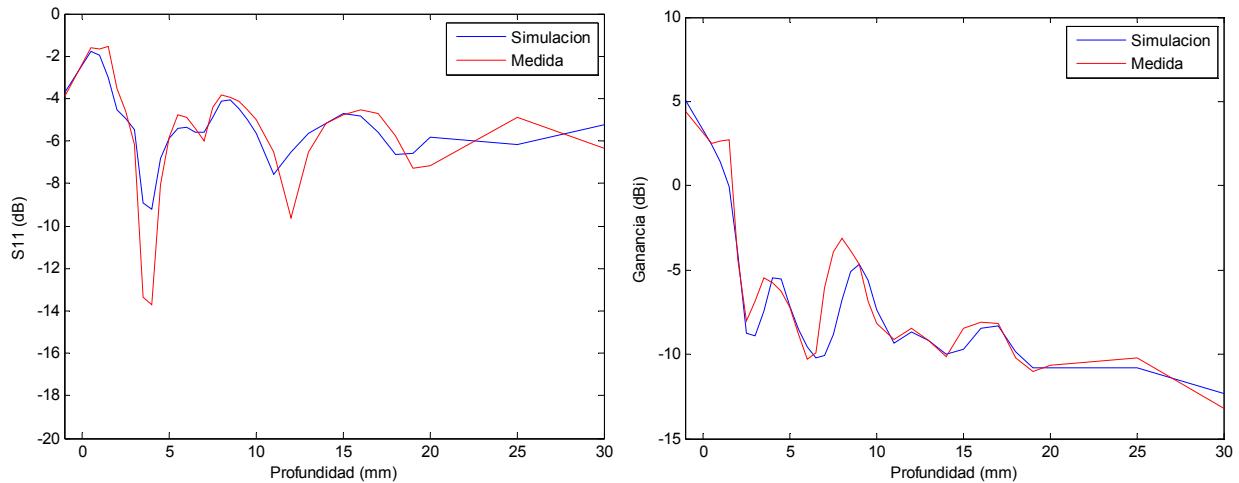


Figura 4-22 : Estudio de la profundidad. Resultados de adaptación y ganancia en función de la profundidad de implante a 2.3 GHz para el parche con superestrato en agua destilada

En la gráfica de adaptación se puede ver que existe una periodicidad en la adaptación cada 7-8 mm de profundidad.

Destacar que a 4 y 8 mm de profundidad, la ganancia en acimut es -5dBi, pero solo a 4 mm la adaptación es muy buena, por lo que resulta ser una profundidad interesante para implantar la antena.

Comparando los resultados a pocos milímetros de profundidad del parche sin superestrato de la figura 4-20 con los del parche con superestrato de la figura 4-22, con superestrato las oscilaciones se dan más tarde, mostrando un comportamiento menos dependiente de la profundidad de implante. Además, alrededor de los 4 mm, la adaptación es de -5dB para el parche sin superestrato y -7 dB para el parche con superestrato. Y comparando la ganancia, el superestrato mejora hasta en 10 dB la ganancia del parche sin superestrato. Por lo que, como era de esperar, el parche con superestrato muestra mejores prestaciones que sin superestrato.

En la siguiente serie de gráficas de la figura 4-23, se repite el estudio de profundidad para el parche con superestrato implantado en el líquido simulador humano, de forma que se podrá comparar las diferencias que existen en dicho estudio entre los dos líquidos utilizados.

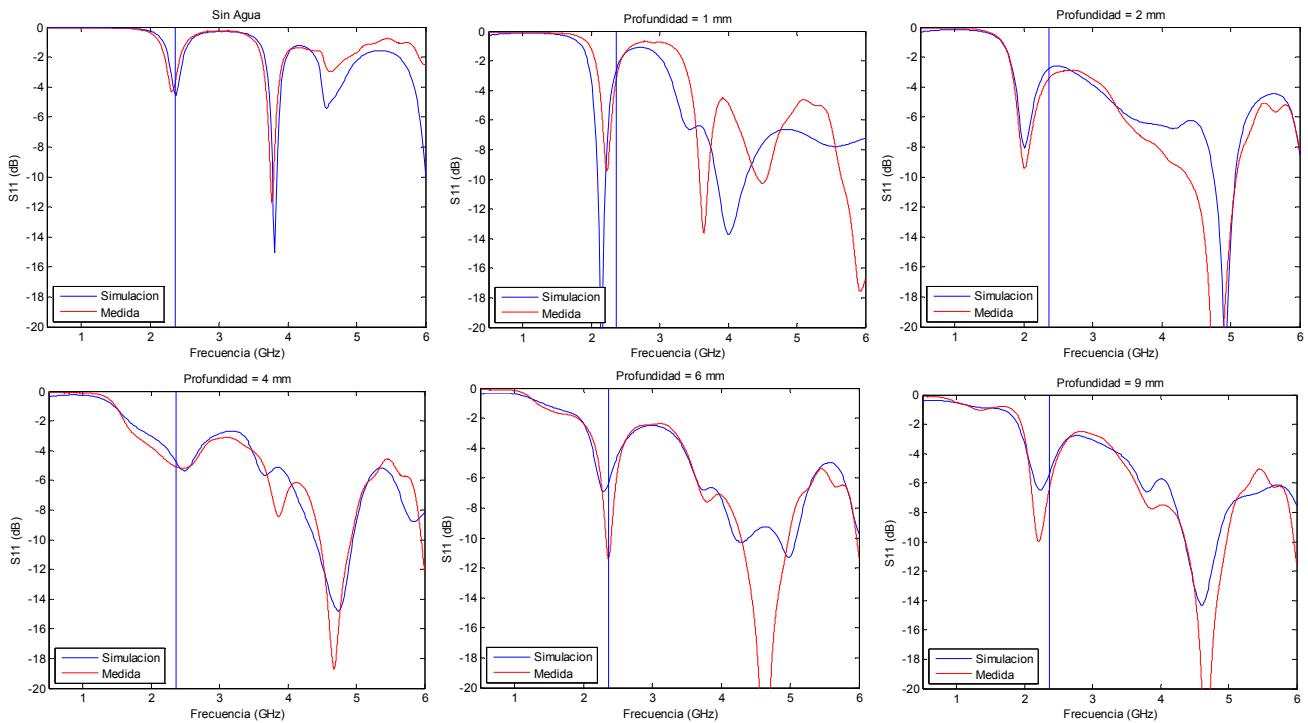


Figura 4-23 : Estudio de la profundidad. Serie de resultados de adaptación en función de la frecuencia para diversas profundidades comparando la simulación y la medida para el parche con superestrato implantado en el líquido simulador humano

Igual que en el medio agua destilada, para el líquido humano se consiguen también grandes similitudes entre simulación y medida, aunque en la medida los mínimos están más adaptados que en la simulación.

Con la serie de profundidades de la figura 4-23, vemos que en el líquido humano también se da el efecto de que el primer mínimo se desplaza en frecuencia. De igual forma que en agua destilada, van apareciendo nuevos mínimos entorno a 3 GHz, y estos van bajando en frecuencia de manera que al pasar por la frecuencia de diseño del parche en espacio libre, señalado con la línea vertical azul, estos mejoran la adaptación. Y una vez están por debajo de esta frecuencia, empeora la adaptación hasta casi desaparecer.

Como ya se comentó en apartados anteriores, las altas pérdidas del líquido humano suavizan la traza en mayor medida que para el agua destilada, de manera que, resulta más difícil encontrar los mínimos que van bajando en frecuencia y más cuanto mayor es la profundidad.

En la figura 4-24 se muestra la adaptación y la ganancia en acimut a 2.3 GHz, en función de la profundidad.

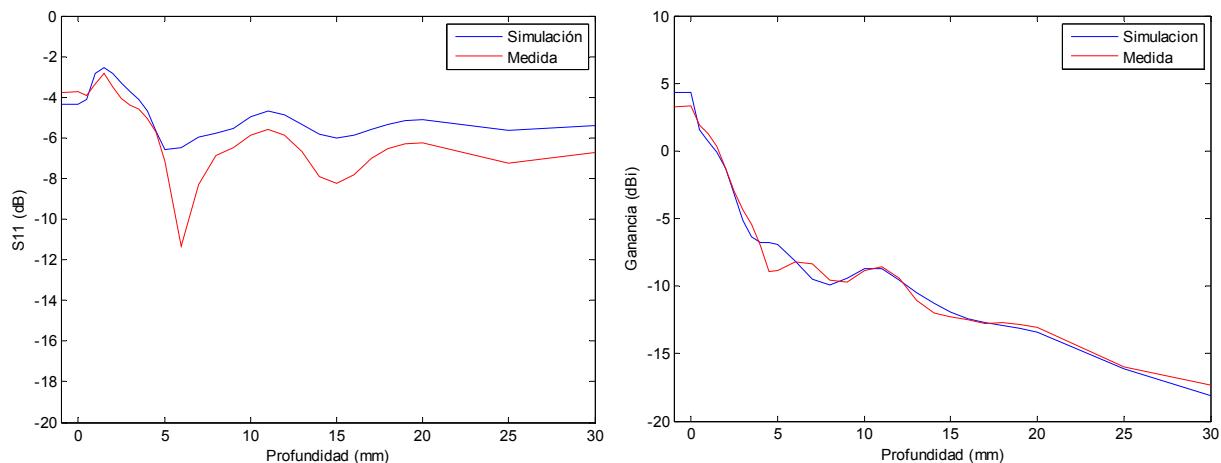


Figura 4-24 : Estudio de la profundidad. Resultados de adaptación y ganancia en función de la profundidad de implante a 2.3 GHz para el parche con superestrato en el líquido simulador humano

Comparando con las gráficas en agua destilada de la figura 4-22, en el líquido humano las oscilaciones parecen tener un periodo mayor, lo que se debe a que la permitividad relativa del líquido humano es menor a la del agua destilada.

Además, se puede apreciar menor amplitud de la oscilación de la traza tanto en adaptación como en ganancia en el medio líquido humano debido a que el líquido humano tiene mayores pérdidas que el agua destilada, provocando un efecto más suave de la profundidad de implante sobre la antena.

Hasta 4 mm de profundidad, la ganancia experimenta gran caída que después parece mantener hasta 14 mm entorno a -9 dBi. A partir de esta profundidad, la ganancia decae a mayor profundidad, con peor ganancia que en agua destilada ya que el líquido humano tiene más pérdidas.

4.3.2.2.1. Distribución superficial de corrientes en función de la profundidad de implante

A fin de entender mejor cómo se está comportando el parche con superestrato implantado en función de la profundidad, en este apartado se estudia la distribución superficial de corrientes del parche para diversas frecuencias a las profundidades en las que se obtiene un mínimo de adaptación a la frecuencia de diseño del parche en espacio libre, 2.4 GHz.

Para relacionar la adaptación y la ganancia con la distribución de corrientes del parche, en primer lugar se muestra en la figura 2-25 los resultados mediante simulación de la adaptación y de la ganancia a profundidades para las cuales se obtiene un mínimo de adaptación a la frecuencia de diseño del parche en espacio libre: 0, 4 y 12 mm.

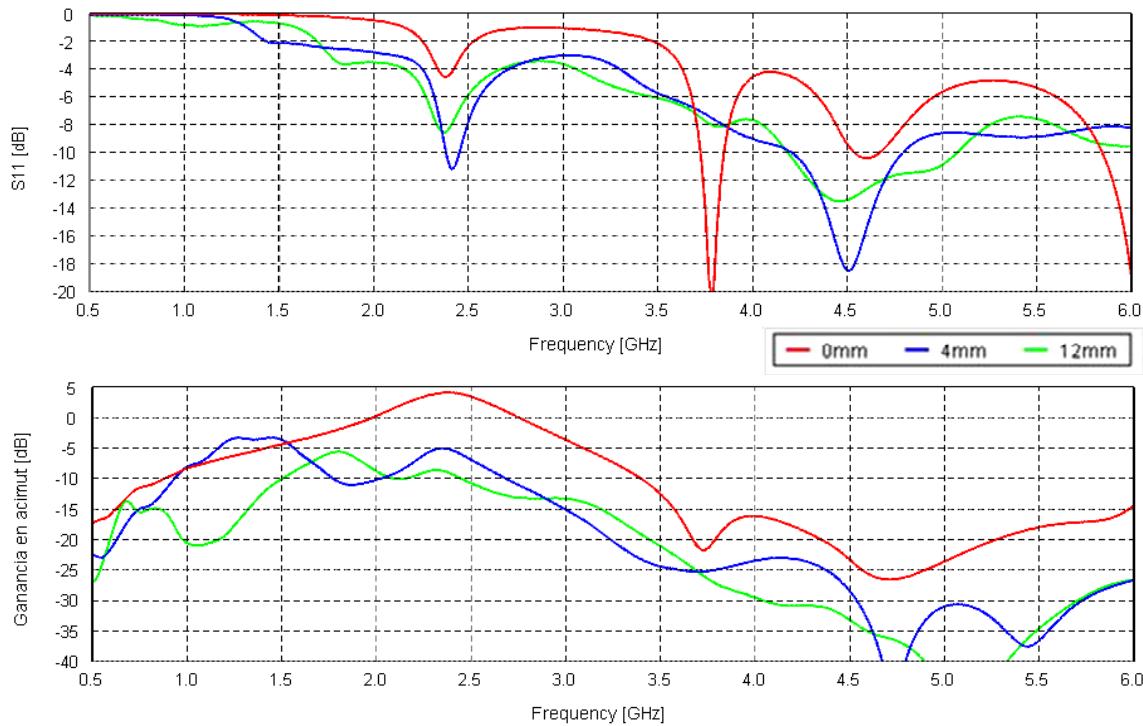


Figura 4-25 : Estudio de la profundidad. Adaptación y ganancia en función de la frecuencia a 0, 4 y 12 mm de profundidad para el parche con superestrato implantado en agua destilada

En la tabla 9 se muestra la distribución superficial de corrientes para las tres profundidades a las frecuencias de 1.4, 1.8, 2.4 y 3.8 GHz.

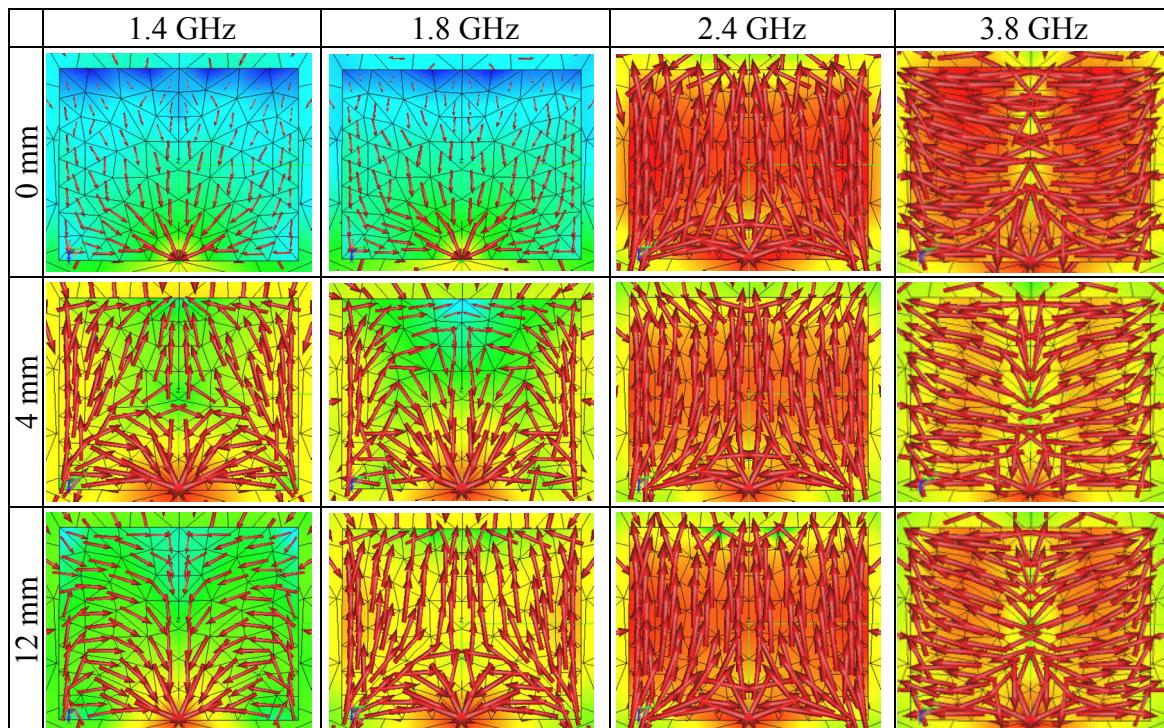


Tabla 9 : Distribución superficial de corrientes del parche con superestrato implantado en agua destilada a 0, 4 y 12 mm de profundidad a 1.4, 1.8, 2.4 y 3.8 GHz. Escala de 10 dBA/m, en rojo, a -50 dBA/m en azul

En los tres puntos siguientes se describe lo que sucede en cada una de las tres profundidades analizadas.

- 0 mm de profundidad: los resultados cuando solo hay agua por debajo del parche son como en espacio libre. Desde 500 MHz hasta 2.3 GHz todas las corrientes tienen la misma dirección y sentido. A 2.4 GHz se encuentra el modo fundamental de excitación, modo TM001, donde encontramos el primer mínimo de adaptación y el máximo de ganancia. En este modo, como se vio en el parche en espacio libre, figura 4-5, las corrientes son verticales con máximo en el centro de la dimensión L . A 3.8 GHz, frecuencia a la que se da el segundo mínimo de adaptación y el primer mínimo de ganancia, se observa una nueva distribución de corrientes, modo TM020 de resonancia del parche.

- 4 mm de profundidad: lo más destacable de los resultados de esta profundidad es que a la frecuencia de 1.4 GHz las corrientes superficiales han cambiado con respecto a la profundidad de 0 mm. Las corrientes tienen una forma parecida a las del modo TM001 a 2.4 GHz a 0 mm de profundidad, aunque con menor intensidad, con dirección vertical y máximo también en el centro. Por esta razón, a esta frecuencia mejora levemente la adaptación hasta -2 dB, y se da el primer máximo de ganancia de -4dB. A 1.8 GHz las corrientes se parecen a las del modo TM020 a 3.7 GHz a 0 mm de profundidad, con corrientes en dirección de la dimensión W , horizontales, y con sentidos opuestos. Es por ello por lo que se da el mínimo de ganancia, como sucedía a 3.8 GHz a 0 mm de profundidad. A la frecuencia de 2.4 GHz se sigue excitando el parche en el modo TM001, con la misma forma de las corrientes que a 0 mm de profundidad, por lo que se vuelve a dar un mínimo de adaptación y el segundo máximo de ganancia. Y a 3.7 GHz se puede observar como el modo original TM020 se siguen dando como a 0 mm de profundidad. En la adaptación ya no se da un mínimo tan profundo pero la ganancia es parecida a 0 mm de profundidad.

- 12 mm de profundidad: a 1.2 GHz se observan la forma de las corrientes del modo TM020, causando un mínimo de ganancia. A la frecuencia de 1.8 GHz se da una forma de corrientes como las del modo TM001, consecuencia de la segunda mejora en adaptación y del segundo máximo de ganancia. A 2.4 GHz se sigue excitando la forma de las corrientes del parche del modo TM001, por lo que mejora la adaptación y se da un tercer máximo de ganancia. A esta profundidad, se sigue dando el modo TM002 original a 3.8 GHz, por lo que la ganancia sigue siendo mala.

A pesar de que en la tabla 9 parece que a 2.4 GHz se mantenga siempre la misma distribución de corrientes, es interesante analizar a esta frecuencia las corrientes a una profundidad en la que el parche no muestre un mínimo de adaptación. Como muestra la figura 4-21, el primer mínimo se encuentra a 1.9 GHz, y a 2.4 GHz no se aprecia un mínimo de adaptación. Por ello, en la figura 4-26 se muestra la distribución superficial de corrientes a 2 mm de profundidad a estas dos frecuencias.

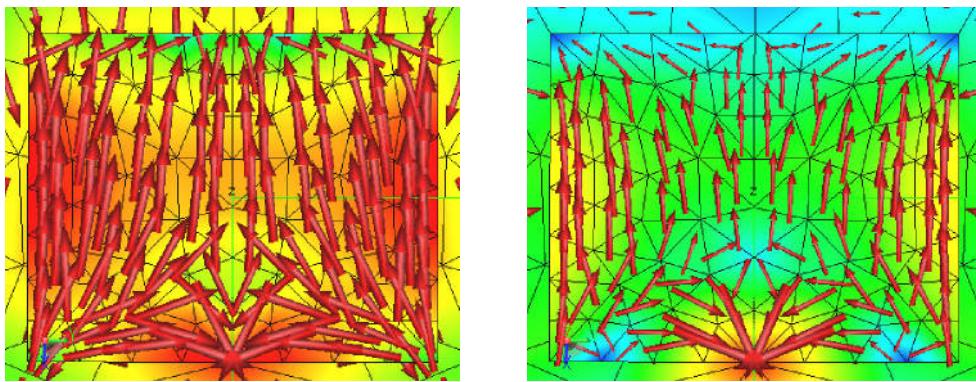


Figura 4-26 : Distribución superficial de corrientes para el parche con superestrato implantado a 2 mm de profundidad en agua destilada. A la izquierda a 1.9 GHz y a la derecha a 2.4 GHz. Escala de 10 dBA/m, en rojo, a -20 dBA/m, en azul

A esta profundidad, el modo TM001 se da de forma más clara a 1.9 GHz, y no a 2.4 GHz, donde la intensidad es mucho menor. Pese a ello, la forma y dirección de las corrientes se mantienen igual a las originales.

Con los resultados de la adaptación, de la ganancia y de la distribución superficial de corrientes del parche con superestrato implantado mostrados hasta ahora, se concluye que el líquido que se encuentra sobre el parche está cargando la antena, provocando que se obtengan a frecuencias más bajas la misma distribución superficial de corrientes, y en consecuencia, la misma característica de adaptación y de ganancia de los modos de radiación del parche en espacio libre.

Esta misma explicación es la que se utilizó para justificar el comportamiento del parche sin superestrato. Pero a diferencia del parche sin superestrato, como se ha podido comprobar con la distribución de corrientes, cíclicamente cada $\lambda/2$ de profundidad se va excitando nuevamente los modos fundamentales alrededor de la frecuencia de diseño del parche en espacio libre. Esto sucede a partir de 2 mm, cuando se vuelve a excitar el modo fundamental alrededor de la frecuencia de interés el cual va bajando también con la profundidad mejorando la adaptación cuando se sitúa a la frecuencia de diseño del parche en espacio libre, y empeorando después de pasar por esa frecuencia.

Todo eso vuelve a suceder a partir de 9 mm de profundidad. Es por ello que de manera cíclica, cada 7-8 mm de profundidad, se obtiene una buena adaptación a la frecuencia de diseño del parche en espacio libre.

4.3.2.2. Cálculo de las frecuencias de los modos en función de la profundidad de implante

En este apartado se calcula la frecuencia a las que se dan los múltiples mínimos de adaptación en función de la profundidad de implante. Antes de mostrar dicho cálculo, en la figura 4-27 se muestran los resultados, mediante simulación, de adaptación y ganancia, para algunas profundidades del parche con superestrato en agua destilada con pérdidas y sin pérdidas ($\tan \delta = 0$).

Gracias al caso del medio sin pérdidas, los mínimos de adaptación y máximos de ganancia se dan de forma más acentuada, de manera que se observa con mayor claridad cómo se van creando nuevos mínimos de adaptación y máximos de ganancia los cuales se van desplazando hacia frecuencias bajas. Estas frecuencias serán comparadas con los resultados de los cálculos.

Además, en la figura 4-27 se incluye también los resultados para el mismo parche en agua destilada con pérdidas pero con menor grosor de superestrato, 0.5 mm. Este caso se ha incluido para ver si existe mayor desplazamiento a frecuencias bajas de los modos debido al menor grosor del superestrato a medida que la profundidad es mayor.

A la profundidad de 2.5 mm se puede ver como el modo fundamental ha bajado hasta 1.7 GHz y tiene mejor adaptación y ganancia en el medio sin pérdidas que con pérdidas. Y a 2.9 GHz, se observa que está apareciendo un nuevo mínimo de adaptación y el segundo máximo de ganancia.

Este segundo modo va bajando en frecuencia a medida que la profundidad aumenta, a la vez que mejora tanto en adaptación como en ganancia cuando se sitúa a la frecuencia de diseño de 2.4 GHz.

A 9 mm tenemos el tercer mínimo creado a la frecuencia de diseño, y a 12 mm ya tenemos el cuarto.

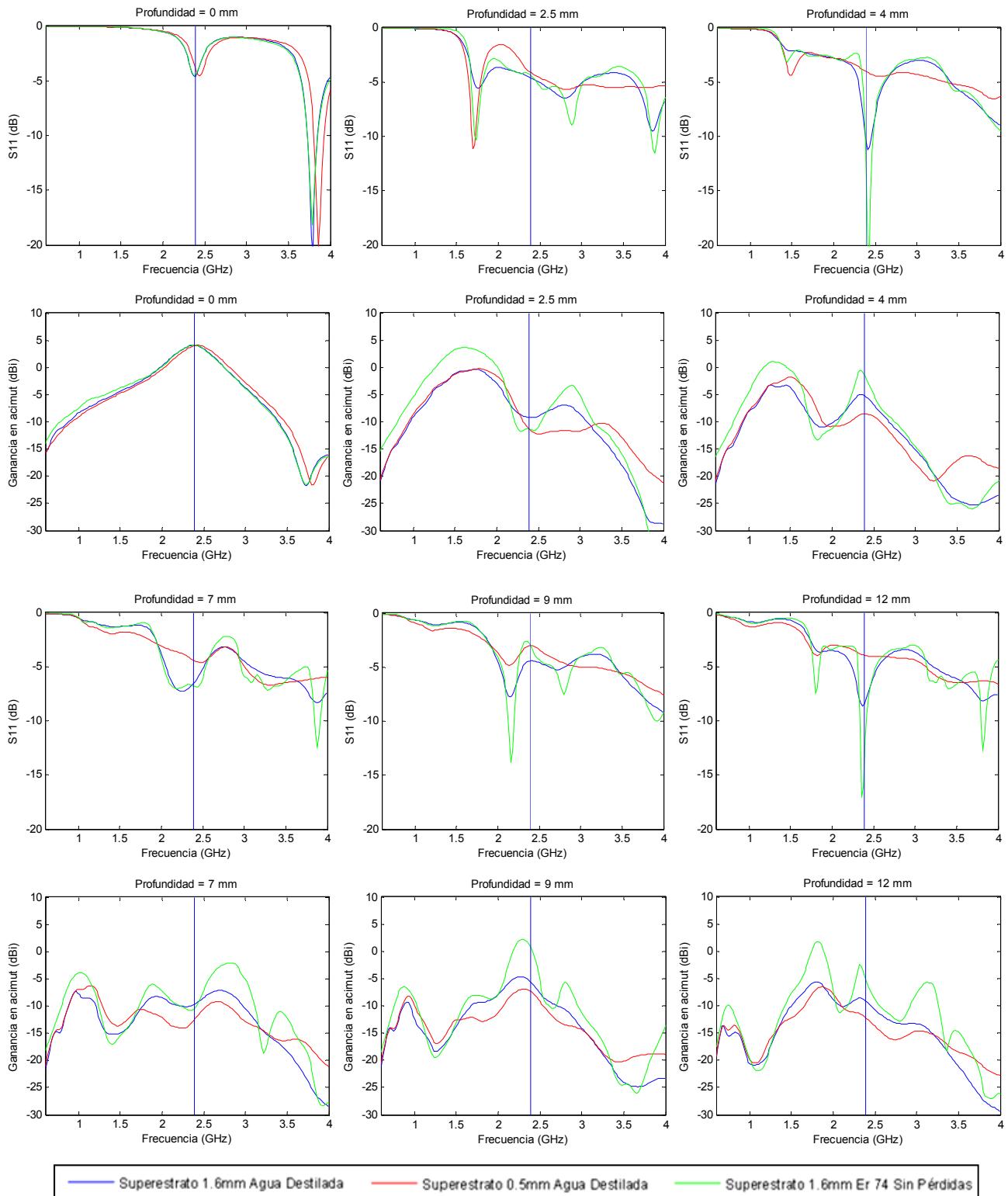


Figura 4-27 : Estudio de la profundidad. Serie de resultados de adaptación y ganancia por simulación en función de la frecuencia para diversas profundidades para el parche con superestrato

Observando la serie de resultados del parche con superestrato de 0.5 mm, vemos que, pese a tener menor aislamiento al líquido, las frecuencias de los mínimos de adaptación y de los máximos de ganancia, son las mismas que para el parche con

superestrato de 1.6 mm. Por lo tanto, se puede concluir para el parche con superestrato que el desplazamiento a frecuencias bajas del mínimo de adaptación del parche no se debe a la permitividad relativa efectiva entre el dieléctrico del parche y del líquido, sino a la profundidad de implante.

Seguidamente, la figura 4-28 muestra en función de la profundidad la adaptación y la ganancia a la frecuencia de 2.4 GHz (frecuencia indicada en la figura 4-27 mediante la línea vertical azul).

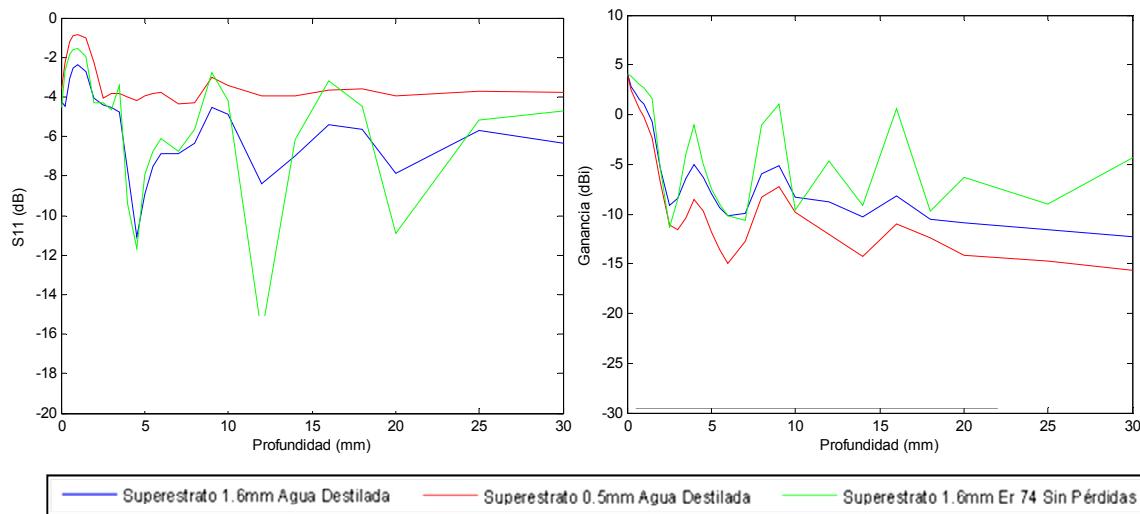


Figura 4-28 : Estudio de la profundidad. Resultados de adaptación y ganancia en función de la profundidad de implante a 2.4 GHz para el parche con superestrato en agua destilada con y sin pérdidas

En esta representación se puede observar como en el medio sin pérdidas la adaptación y la ganancia tiene mayor amplitud de oscilación, mostrando mejor adaptación y mayor ganancia que en el medio con pérdidas.

Para calcular la frecuencia aproximada de los mínimos de adaptación en función de la profundidad de implante, en primer lugar hay que calcular la longitud de antena efectiva según (19). En ella se suman la longitud efectiva del elemento radiante del parche, más el grosor del superestrato y la profundidad de implante.

$$LAE = LPef + GSef + PIef = L * \sqrt{\epsilon_{rDieléctrico}} + G * \sqrt{\epsilon_{rDieléctrico}} + P * \sqrt{\epsilon_{rLíquido}} \quad (19)$$

Donde LAE es la longitud de antena efectiva, $LPef$ es la longitud del parche efectiva, $GSef$ es el grosor del superestrato efectivo, $PIef$ es la profundidad de implante efectiva, L es la longitud del parche, G es el grosor del superestrato y P la profundidad de implante.

A continuación, se van a realizar los cálculos de las frecuencias de los mínimos de adaptación para dos ejemplos de profundidad. Antes, se presentan las longitudes efectivas del parche y del grosor del superestrato:

$LPef \Rightarrow 28$ mm de longitud del elemento radiante del parche embebido en dieléctrico de Taconic, con ϵ_r 4.5, corresponden a 59.4 mm en espacio libre.

$GSef \Rightarrow 1.6$ mm de grosor de superestrato de Taconic, corresponden a 3.4 mm en espacio libre.

Cálculo de la frecuencia de los mínimos de adaptación del parche implantado a 2.5 mm de profundidad:

- En primer lugar, se calcula la longitud efectiva de la profundidad:

$PIef_{2.5mm} \Rightarrow 2.5$ mm de profundidad en el líquido agua destilada, con ϵ_r 74, corresponden a 21.5 mm en espacio libre.

- Despues se suman las tres distancias para calcula la longitud de antena efectiva:

$$LAE_{2.5mm} = LPef + GSef + PIef_{2.5mm} = 59.4 + 3.4 + 21.5 = 84.3 \text{ mm}$$

- Y finalmente se calcula la frecuencia del primer y segundo mínimo de adaptación para $\lambda/2$ y $3\lambda/4$:

$$LAE_{2.5mm} = \lambda/2; \lambda = LAE_{2.5mm} * 2 = 168.6 \text{ mm}; freq_{1er min} = c/\lambda = 1.78 \text{ GHz}$$

$$LAE_{2.5mm} = 3\lambda/4; \lambda = LAE_{2.5mm} * 4/3 = 112.4 \text{ mm}; freq_{2ndo min} = c/\lambda = 2.7 \text{ GHz}$$

Si observamos el gráfico de adaptación y ganancia a la profundidad de 2.5 mm de la figura 4-27, el primer mínimo de adaptación se encuentra a 1.75 GHz, y el segundo se está empezando a crear a 2.8 GHz.

Cálculo de la frecuencia de los mínimos de adaptación del parche implantado a 4 mm de profundidad.

- En primer lugar, se calcula la longitud efectiva de la profundidad:

$PIef_{4mm} \Rightarrow 4$ mm de profundidad en el líquido agua destilada, con ϵ_r 74, corresponden a 34.4 mm en espacio libre.

- Despues se suman las tres distancias para calcula la longitud de antena efectiva:

$$LAE_{4mm} = LPef + GSef + PIef_{4mm} = 59.4 + 3.4 + 34.4 = 97.2 \text{ mm}$$

- Y finalmente se calcula la frecuencia de los siguientes mínimos de adaptación que se dan para $\lambda/2$ y $3\lambda/4$:

$$LAE_{4mm} = \lambda/2; \lambda = LAE_{4mm} * 2 = 194.4 \text{ mm}; freq_{1er min} = c/\lambda = 1.54 \text{ GHz}$$

$$LAE_{4mm} = 3\lambda/4; \lambda = LAE_{4mm} * 4/3 = 129.6 \text{ mm}; freq_{2ndo min} = c/\lambda = 2.3 \text{ GHz}$$

Si observamos el gráfico de adaptación y de ganancia a la profundidad de 4 mm de la figura 4-27, encontramos el primer mínimo a 1.5 GHz, y el segundo se da a 2.4 GHz.

Como se ha comprobado, la frecuencia de los mínimos de adaptación depende de la longitud de antena efectiva sumando la longitud del parche, el grosor de superestrato y la profundidad de implante.

Para una profundidad dada, se da un mínimo de adaptación para aquellas frecuencias a las que la longitud efectiva de antena corresponde a $\lambda/2$, $3\lambda/4$, λ , $5\lambda/4$, etc. Es decir, a partir de $\lambda/2$ cada $\lambda/4$.

Estos mínimos de adaptación y máximos de ganancia tienen menor intensidad a frecuencias altas y a frecuencias bajas, y cuando se encuentran alrededor de la frecuencia de diseño del parche en espacio libre, ambos parámetros se intensifican.

De esta forma, se pueden calcular para el parche con superestrato las frecuencias de los múltiples mínimos de adaptación que van apareciendo a medida que se va aumentando la profundidad de implante.

4.3.3. Estudio del grosor del sustrato para el parche sin superestrato

Gracias al simulador, podemos conocer fácilmente la respuesta del parche implantado en función del grosor del sustrato.

En la figura 4-29 se presentan los resultados de diversos grosores de sustrato para el parche sin superestrato implantado en agua destilada.

El modelo de simulación sigue siendo el de la figura 2-18, pero sin superestrato. Para todos los grosores de sustrato, la profundidad o distancia desde la superficie superior de la antena hasta la superficie del líquido es siempre 4 mm.

Como se puede observar en la impedancia, en la adaptación y en la ganancia de la antena, a mayor grosor de sustrato la frecuencia del mínimo de adaptación y del máximo de ganancia baja prácticamente 400 MHz desde 1 hasta 3 mm de grosor.

Observando la carta de Smith, así como también la parte imaginaria de la impedancia, se puede ver que a mayor grosor el parche es cada vez más inductivo. Además, en la parte real de la impedancia va aumentando a mayor grosor, por lo que la resistencia de radiación también es mayor, mejorando la adaptación, y el máximo de ganancia se desplaza a frecuencias cada vez más bajas.

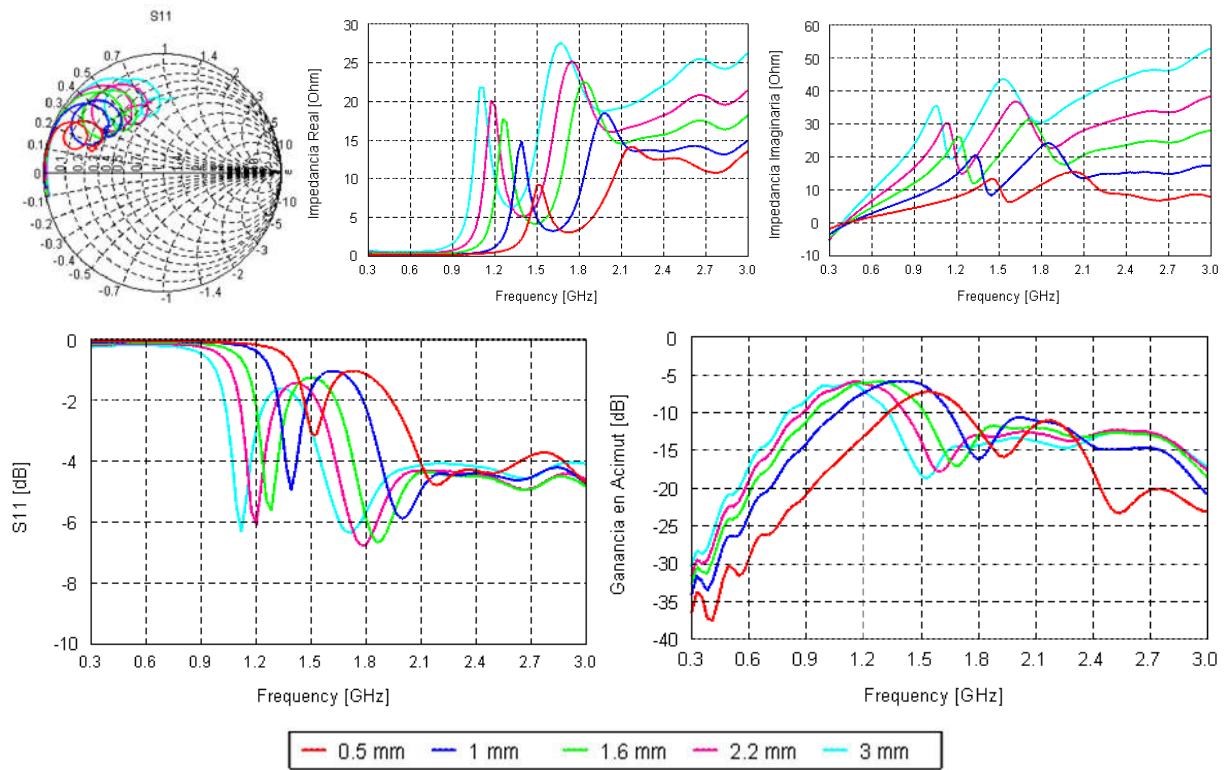


Figura 4-29 : Estudio del grosor del sustrato. Resultados por simulación del parche sin superestrato implantado a 4 mm de profundidad en el medio agua destilada

Viendo los resultados del parche con 3 mm de grosor, se podría utilizar tal geometría de antena para aplicaciones entorno a 1.1 GHz, ya que la ganancia es de casi -5 dB, aunque la adaptación sea de tan solo -6 dB.

Al segundo mínimo de adaptación no le acompaña un segundo máximo de ganancia de igual forma que para el parche con superestrato, como se muestra en el estudio de la profundidad de implante.

En resumen, a mayor grosor los modos de radiación del parche bajan en frecuencia, mostrando mejores prestaciones de adaptación y ganancia a frecuencias más bajas.

4.3.4. Estudio del grosor del superestrato

En la siguiente figura 4-30 se muestran los resultados del parche implantado para diversos grososres de superestrato. Además se muestra también el resultado del parche sin superestrato.

De igual forma que para el estudio del grosor del sustrato, para cada grosor de superestrato se mantiene la profundidad de 4 mm de la antena desde la superficie superior de la antena hasta la superficie del líquido.

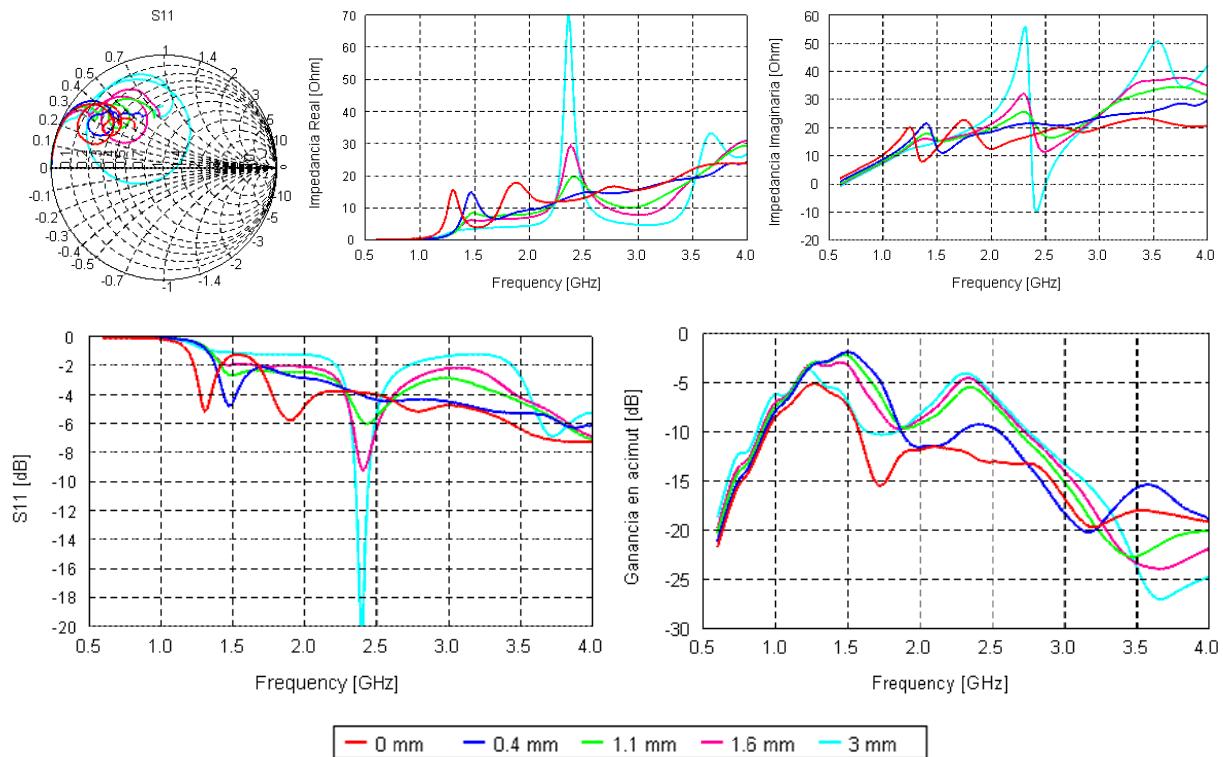


Figura 4-30 : Estudio del grosor del superestrato. Resultados por simulación del parche con superestrato implantado a 4 mm de profundidad en el medio agua destilada

En los resultados se puede ver como cambios en el grosor del superestrato prácticamente no desplazan en frecuencia los mínimos de adaptación, pero sí que aumenta el máximo de la impedancia real a la frecuencia de diseño del parche.

Recordando el efecto del recubrimiento del dipolo, los mínimos de adaptación se desplazaban en función del grosor del recubrimiento, a menor grosor, los mínimos de adaptación se desplazan a frecuencias bajas. En cambio, en el parche con superestrato, la frecuencia del mínimo de adaptación parece no depender del grosor del superestrato.

Como parece lógico, el grosor de superestrato está controlando en nivel de aislamiento con el medio líquido, consiguiendo resultados cada vez más parecidos al parche en espacio libre a mayor grosor, como se puede observar en la impedancia y en la ganancia en acimut.

Pese a ello, el efecto de carga del líquido sobre la antena hace que entorno a 1.4 GHz haya siempre un máximo de ganancia, aparte del que se encuentra a la frecuencia de diseño, 2.4 GHz. Este efecto no sucede para el dipolo con recubrimiento, figura 3-13, ya que el efecto de carga del líquido sobre la antena es menor porque el diagrama de radiación del dipolo se da en todas las direcciones.

4.3.5. Resumen del estudio paramétrico del parche implantado

Gracias a todas las medidas y simulaciones realizadas estudiando la respuesta del parche implantado se ha podido conocer cómo se comporta el parche en función de la permitividad del medio o de la profundidad de implante, así como también saber qué papel juegan los grosos de los dieléctricos del sustrato y del superestrato.

En el estudio de la permitividad se ha visto que el parche con superestrato es menos sensible a la permitividad del medio, característica importante sabiendo que el cuerpo humano muestra gran variación de permitividades según la zona del cuerpo o la profundidad de implante.

Con las diversas profundidades analizadas se ha podido ver la diferente respuesta que ofrece el parche sin superestrato y con superestrato. Sin superestrato se observa claramente que los modos de funcionamiento del parche bajan en frecuencia, ya que el líquido entra en contacto directo con el conductor, dependiendo las frecuencias de los mínimos de adaptación de la profundidad de implante, a mayor profundidad, mayor desplazamiento.

Gracias al superestrato, que hace de aislante entre el conductor y el líquido, el parche consigue mantener unas características más parecidas a la respuesta del mismo en espacio libre, mejorando claramente la ganancia en acimut. Pese a ello, la profundidad de implante sigue condicionando la frecuencia de los mínimos de adaptación.

Debido la capa del superestrato, alrededor de la frecuencia del primer modo de funcionamiento, y para ciertas profundidades de implante, el parche se vuelve a excitar a la frecuencia de diseño con la misma distribución de corrientes que tiene el parche en espacio libre debido al efecto de carga del medio líquido de alta permitividad que se encuentra sobre el parche.

Los nuevos modos que se van creando, van bajando en frecuencia mejorando las prestaciones cuando se encuentran alrededor de la frecuencia de diseño del parche en espacio libre.

El grosor del sustrato tiene gran efecto sobre la parte real de la impedancia, por lo que resulta un parámetro interesante de diseño, ya que además afecta en la frecuencia de trabajo del parche, desplazando los modos de funcionamiento en frecuencia.

En cambio, el grosor del superestrato no cambia la frecuencia de adaptación, principalmente afecta a la parte real de la impedancia solo a la frecuencia de diseño.

4.4 Reducción de tamaño del parche implantado

El parche hasta ahora estudiado está diseñado a 2.4 GHz en espacio libre, resultando un tamaño de parche de 32 x 28 mm sobre un plano de masa de 80 x 80 mm. Tal tamaño puede resultar demasiado grande para implantarlo en el cuerpo humano, aplicación que requiere un tamaño de antena cuanto más pequeño mejor, consiguiendo a la vez las mejores prestaciones posibles.

Con esta idea, en este apartado se estudian dos posibilidades para reducir la dimensión del parche, escalando el parche diseñado en espacio libre y la estructura de antena PIFA.

4.4.1. Escalado del parche

Como se ha presentado en el estudio paramétrico del parche, al implantarlo a 4 mm de profundidad, el modo fundamental se desplaza hasta 1.5 GHz, perdiendo adaptación, y se crea uno nuevo con mejor adaptación que se encuentra a 2.4 GHz a esa profundidad.

Podemos pensar que si se reduce el tamaño del parche, el primer modo de funcionamiento podría desplazarse a frecuencias altas desde 1.5 a 2.4 GHz. Para ello, en la figura 4-31 se muestran los resultados mediante simulación del parche con superestrato implantado a 4 mm de profundidad escalando el tamaño de la geometría del parche, manteniendo los grosores de sustrato y superestrato, los cuales son de 1.6 mm cada uno.

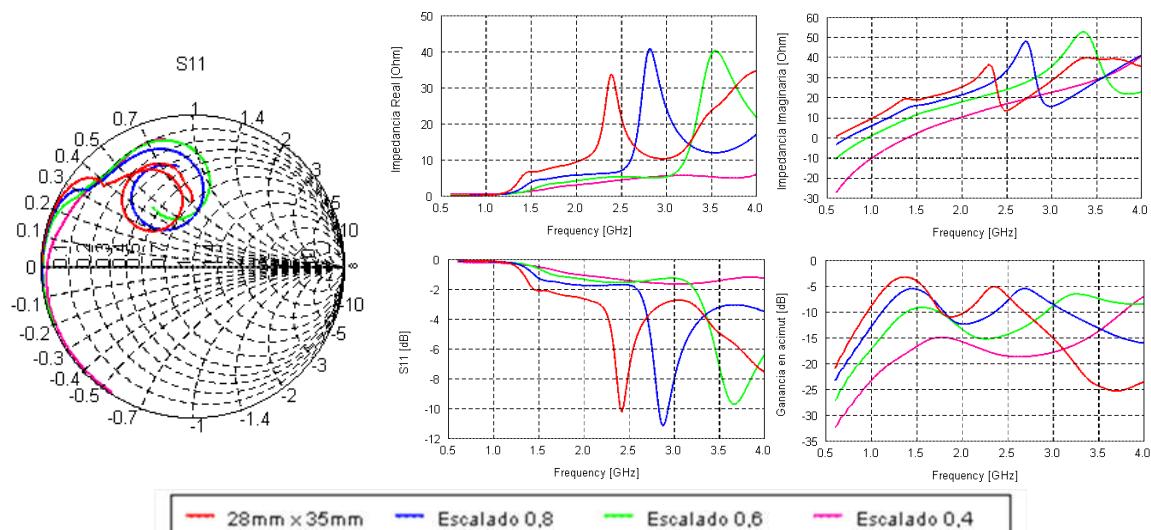


Figura 4-31 : Resultados por simulación del parche con superestrato implantado a 4 mm de profundidad en agua destilada escalando la geometría del parche

Como podemos ver en los resultados del parche original, traza roja, pese a no tener buena adaptación, sí se da un máximo de ganancia a 1.4 GHz. Al reducir la geometría del elemento radiante, los dos modos parecen desplazarse a frecuencias altas, pero el primero no va mejorando en adaptación y además empeora hasta 10 dB en ganancia.

Observando la tendencia de la adaptación y la ganancia, reducir el tamaño no tiene beneficios sobre el primer modo, por lo que se entiende que éste depende más de la profundidad de implante que del tamaño del parche.

En cambio, el segundo modo sí que se desplaza desde 2.4 a 3.6 GHz al reducir un 40% el tamaño, y lo hace manteniendo además manteniendo la adaptación y la ganancia.

Con los resultados de la reducción del tamaño del parche, vemos que este parámetro resulta ser muy importante si se diseña el parche implantado para que trabaje en el segundo mínimo de adaptación.

4.4.2. Parche PIFA

Como se explica ampliamente en la literatura, la antena PIFA, *planar inverted F antenna*, es popular en dispositivos *wireless* gracias a su bajo perfil y tamaño pequeño [23]. Otras de las mayores ventajas es la fácil fabricación, bajo coste y estructura simple [24].

La antena PIFA básica se diferencia del parche convencional de tamaño $\lambda/2$ por ser una antena parche cortocircuitada de longitud $\lambda/4$. Esta consiste en un plano de masa en la cara *bottom* de una PCB, un elemento conductor en la cara *top*, una vía de alimentación que se conecta con la estructura *top*, y otra vía que cortocircuita la masa con la estructura *top* en el borde del parche.

Este tipo de antena también es comúnmente utilizado para aplicaciones implantadas ya que permiten mayor control de la parte real de la impedancia que el parche convencional, por lo que se consigue muy buena adaptación a la frecuencia deseada además de permitir diseños de antena realmente reducidos [5].

En la siguiente figura 4-32 se muestran las geometrías con dimensiones de los diseños de dos parches basados en estructuras PIFA utilizados para implantarlos en el cuerpo humano.

Las dos geometrías tienen un grosor de superestrato y sustrato de 1.6 mm cada uno.

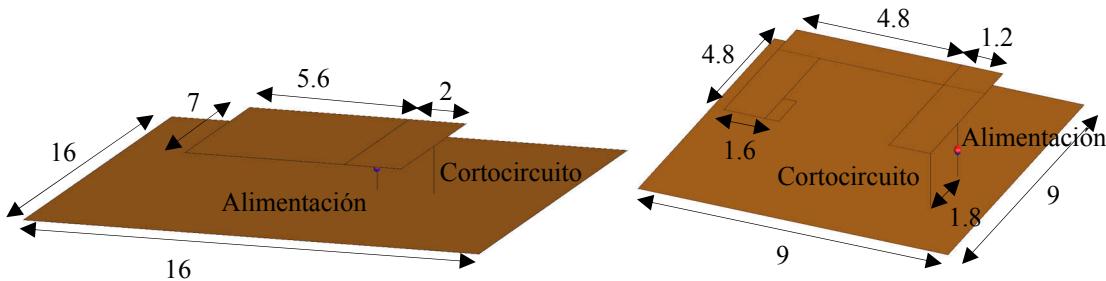


Figura 4-32 : Geometría y dimensiones, en mm, de los parches PIFA implantados a 4 mm de profundidad. A la izquierda, geometría rectangular y a la derecha, geometría en espiral de [25]

En la figura 4-33 se presentan los resultados de las PIFAs además del parche original grande y el mismo escalado hasta un 20 % a fin de comparar resultados en función del tamaño de las antenas.

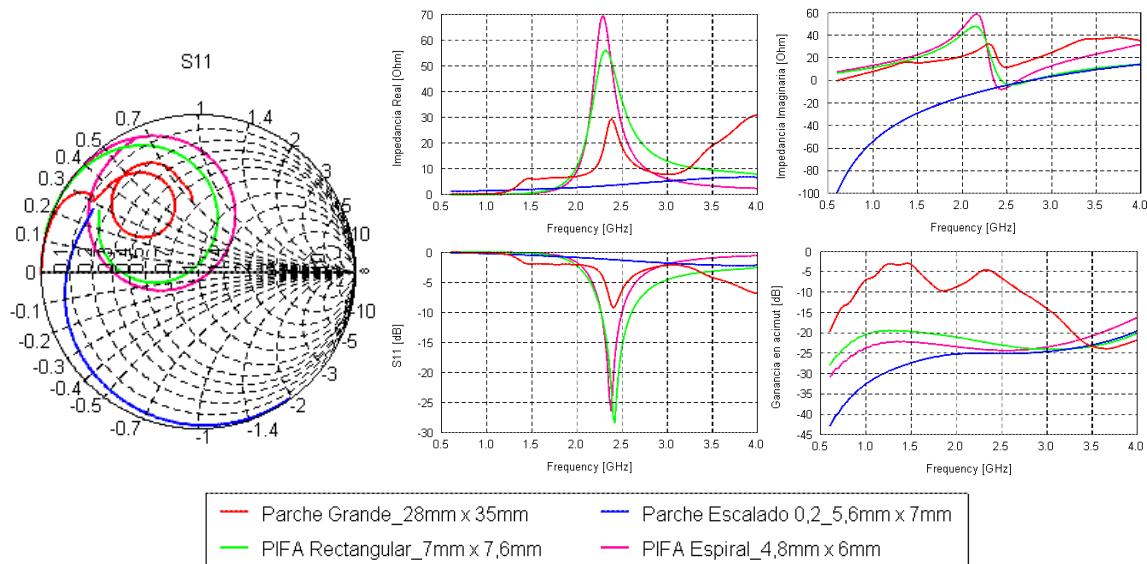


Figura 4-33 : Resultados de las PIFAs, del parche original y del parche escalado implantado a 4 mm de profundidad en el medio agua destilada

Viendo estos resultados está claro que el mejor parche en ganancia a 2.4 GHz es el parche grande, con una adaptación aceptable. Entre los parches pequeños, está claro que es necesario el diseño de geometrías PIFA para conseguir una perfecta adaptación a la frecuencia de interés, mucho mejor que el parche escalado. Aunque los tres parches pequeños prácticamente tienen la misma ganancia en dirección exterior al cuerpo.

Comparando los resultados de la geometría PIFA con el dipolo recto de tamaño $\lambda/2$ en el medio, figura 3-29, en ambos tenemos prácticamente la misma ganancia, pero la adaptación es mucho mejor para la antena PIFA.

4.4.3. Verificación experimental

Diseñados los parches PIFA implantados a 4 mm de profundidad mediante simulación, éstos son implementados y medidos en función de la profundidad en agua destilada.

La figura 4-34 se muestra una fotografía con tamaños de las antenas PIFA, sin superestrato y con conectores SMA, comparados con una moneda de 1 euro. En la medida y la simulación las antenas tienen superestrato.



Figura 4-34 : Parches PIFA implementados con tamaños en mm

Debido al reducido tamaño de las PIFAs, se ha adaptado en la configuración de medida *top* el soporte de las antenas, sustituyendo la tapa del bote de crema por la parte superior de una botella de agua pequeña, para reducir el efecto del plástico por debajo de la antena. Además, para conseguir mayor precisión de la profundidad de implante se ha implementado un nivel con marcas cada 0.5 mm, y con una corona circular de plástico que reduce el efecto de tensión superficial entre el agua y la regla.

En la figura 4-35 se muestran dos fotografías de la instalación de la antena PIFA en la configuración de medida *top*.



Figura 4-35 : Parche PIFA instalado en la configuración de medida *top*, con y sin líquido

En los siguientes dos apartados se analizan los resultados de la antena PIFA rectangular y espiral en función de la profundidad de implante comparando la medida con la simulación.

4.4.3.1. PIFA rectangular

En la figura 4-36 se muestra la serie de adaptaciones para el parche PIFA rectangular con superestrato en agua destilada para algunas de las profundidades estudiadas.

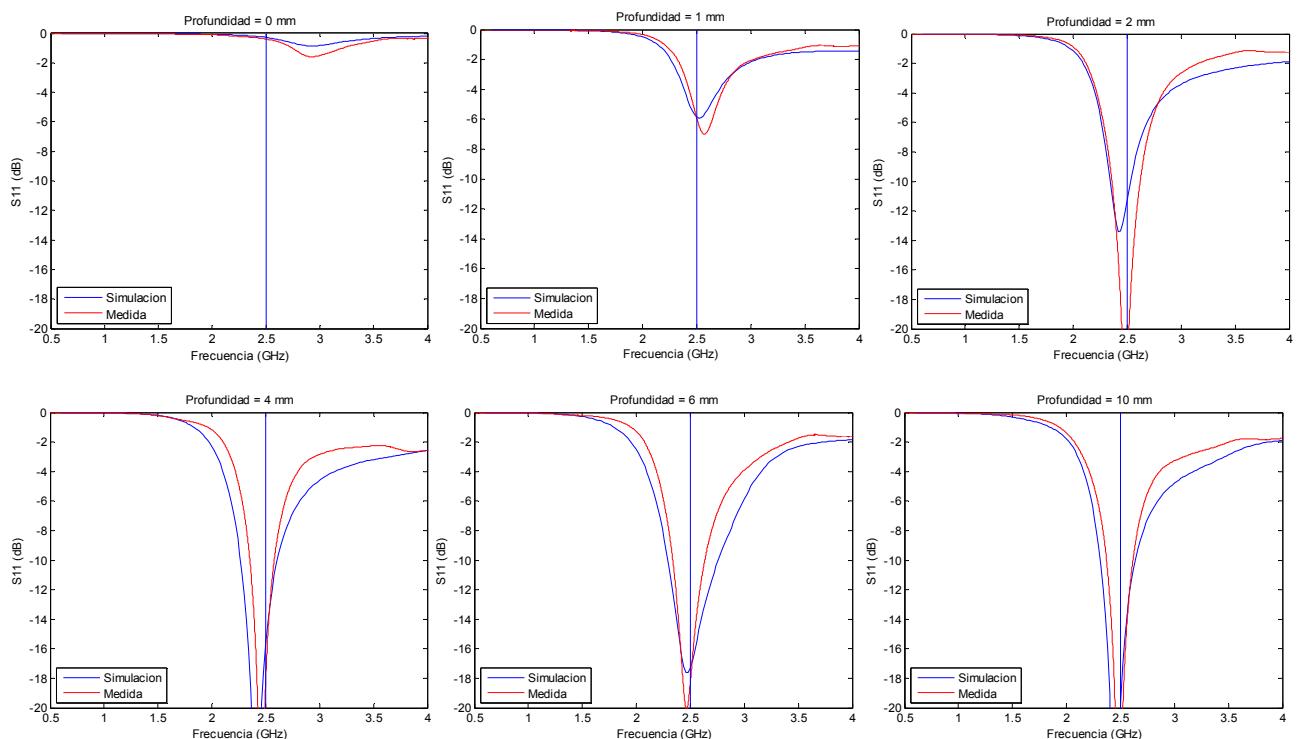


Figura 4-36 : Estudio de profundidad. Serie de resultados de adaptación en función de la frecuencia para diversas profundidades comparando la simulación y la medida para el parche PIFA rectangular con superestrato implantado en agua destilada

Como se puede ver en las gráficas, la PIFA rectangular mantiene muy buena adaptación ya desde los 2 mm de profundidad, y se mantiene para profundidades superiores sin apenas movimiento frecuencial y valor gracias al diseño de la misma cortocircuitando la antena a una distancia determinada del pin de alimentación, de manera que se fija la impedancia, por lo que se destaca que la posición del mínimo de adaptación es menos sensible a la profundidad de implante.

En la medida se puede ver que a 4 mm de profundidad, el mínimo de adaptación se encuentra a 2.4 GHz. Pero en el estudio paramétrico de la profundidad se observa que

para casi todas las profundidades el mínimo se encuentra a 2.5 GHz, frecuencia señalada con la línea vertical azul.

En la figura 4-37 se muestra resumidamente el comportamiento de adaptación y ganancia con las profundidades analizadas en función de la profundidad a la frecuencia de 2.5 GHz.

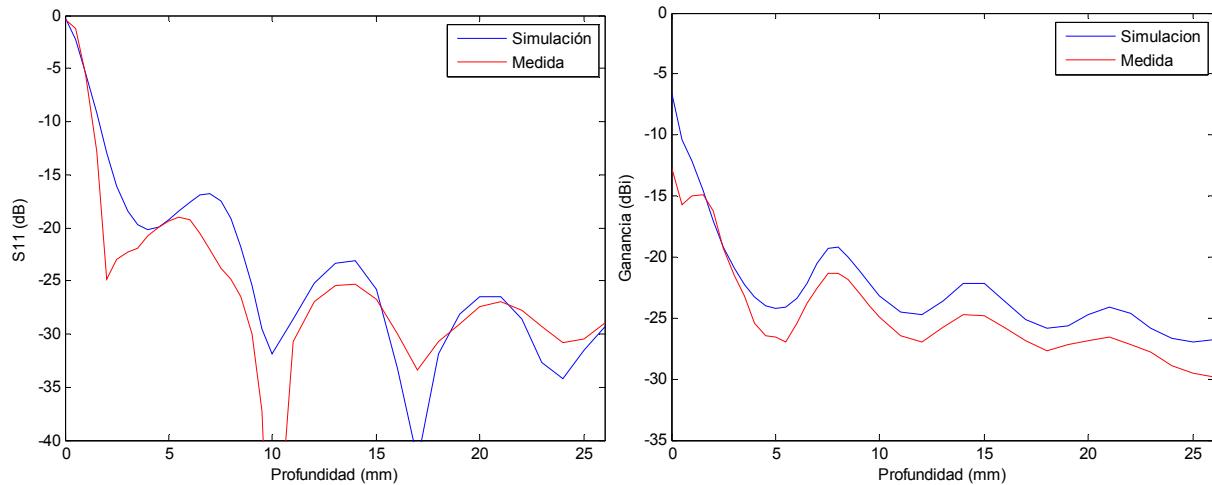


Figura 4-37 : Estudio de la profundidad. Resultados de adaptación y ganancia en función de la profundidad de implante a 2.5 GHz para el parche PIFA rectangular con superestrato en medio agua destilada

La diferencia en la adaptación entre la medida y la simulación se puede considerar muy pequeña ya que se trata de valores de $|S11|$ negativos muy grandes.

En la ganancia, comentar que en las primeras profundidades no se consigue medir bien la medida de ganancia ya que existe gran desadaptación de la antena implantada, por lo que hay tanta diferencia entre simulación y medida.

Además se aprecia también de 1 a 2 dB menos de ganancia en la medida que en la simulación, lo que puede ser debido a la mala alineación de polaridades entre la antena transmisora y la PIFA, ya que el pequeño tamaño de la PIFA hace difícil conseguir una buena alineación y orientación entre antenas. Otro efecto que puede provocar esta diferencia entre simulación y medida es la presencia del cable coaxial y del conector SMA en la medida, y no en la simulación. Debido al tamaño de la PIFA, $\lambda/4$, el plano de masa está también actuando como antena, de forma que al conectar el conector SMA y el cable coaxial en la parte inferior de la antena, podría cambiar la radiación en dirección al exterior del cuerpo.

Pese a estas diferencias entre simulación y medida, el periodo de oscilación con la profundidad es el mismo tanto en la adaptación como en la ganancia, así como también la amplitud de la oscilación de la ganancia.

Dicha oscilación de la adaptación, junto con la oscilación observada en la ganancia a profundidades mayores a 4 mm, revelan el mismo efecto de reflexión en la interficie líquido - aire que en el dipolo con recubrimiento, figura 3-22.

Podemos realizar dicha asociación porque al igual que en el dipolo con recubrimiento, el parche PIFA mantiene el modo de funcionamiento fundamental a una frecuencia constante, como desvela el mínimo de adaptación, de forma que en los resultados de adaptación y ganancia de ambos casos se puede observar el efecto de la reflexión de la onda en la superficie del agua. Dicha oscilación es periódica cada 7 mm de profundidad, que corresponde a $\lambda/2$ en el medio agua destilada, $\epsilon_r = 74$.

Dicha reflexión también es observable para la PIFA en función de la frecuencia en el gráfico de la ganancia. En la figura 4-38 podemos comprobar cómo a mayor profundidad tenemos mayor oscilación en la ganancia en función de la frecuencia.

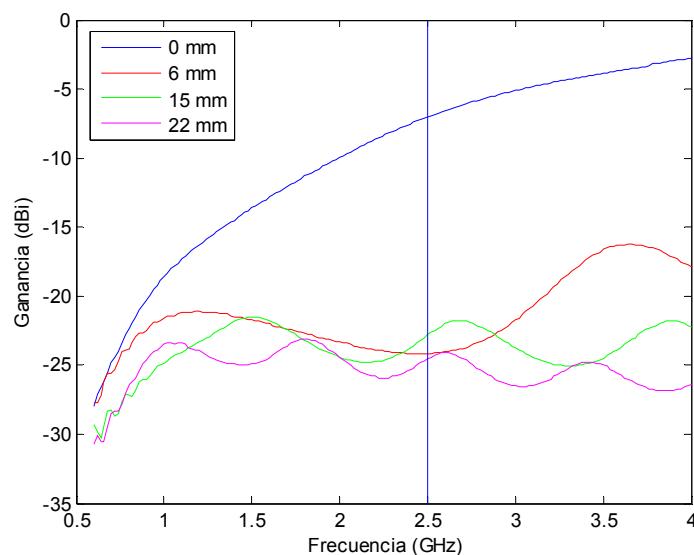


Figura 4-38 : Estudio de la profundidad. Simulación de ganancia en acimut en función de la frecuencia para diversas profundidades de implante para el parche PIFA rectangular con superestrato en agua destilada

Comparando la traza azul, PIFA rectangular sin líquido sobre la antena, con el parche grande en las mismas condiciones, figura 4-22, podemos ver que la ganancia es 10 dB peor a la frecuencia de diseño. Esto se debe a que la dimensión de la antena PIFA es muy pequeña a esta frecuencia comparado con λ , por lo que la resistencia de radiación es muy pequeña.

4.4.3.2. PIFA espiral

Al ser muy parecida la respuesta de la PIFA espiral a la PIFA rectangular para las profundidades analizadas, en la figura 4-39 se muestra de forma resumida los resultados de adaptación y ganancia del parche PIFA espiral en función de la profundidad, comparando los resultados de simulación y medida.

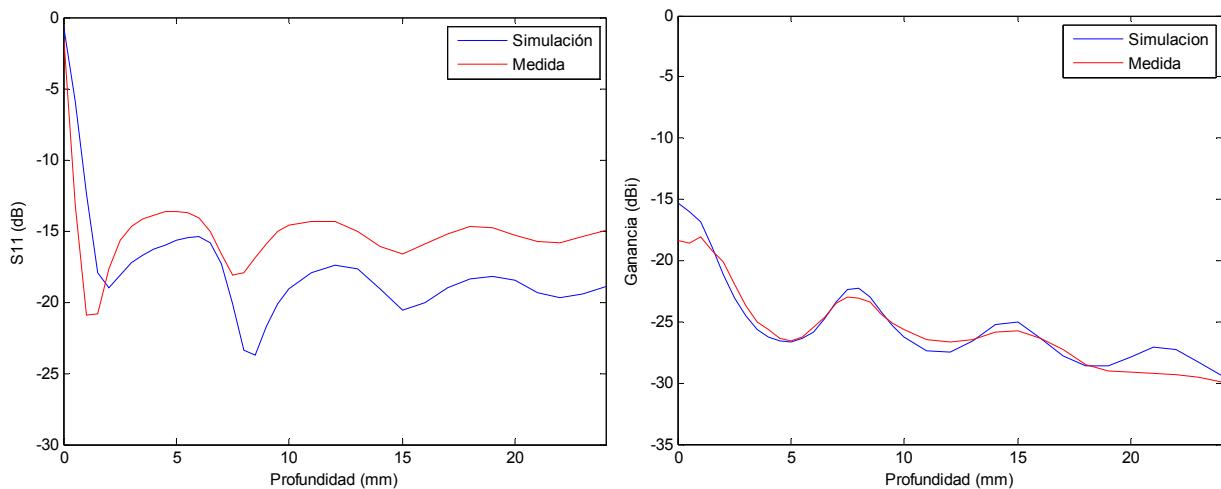


Figura 4-39 : Estudio de la profundidad. Resultados de adaptación y ganancia en función de la profundidad de implante a 2.5 GHz para el parche PIFA espiral con superestrato en agua destilada

En este caso parece haber mayor diferencia en la adaptación entre simulación y medida, lo que se puede justificar por la dificultad de implementación de la PIFA espiral debido al reducido tamaño de la antena y a la cercanía entre la vía de conexión a masa y el pin de alimentación. Además, el grosor del radio de la vía es algo mayor en la medida que en la simulación, lo que provoca también un cambio en la adaptación.

Pese a este inconveniente, la PIFA espiral muestra como la PIFA rectangular buena adaptación a partir de 2 mm de profundidad, mejor que -14 dB.

Respecto a la ganancia, para la PIFA espiral se ha obtenido mayor coincidencia entre la medida y la simulación.

4.5 Conclusiones

En primer lugar, comentar que los resultados de impedancia y ganancia medidos para las antenas parche analizadas, ponen de manifiesto gran correspondencia entre los modelos de simulación y el *setup* implementado en la medida para cualquier profundidad de implante y para los dos medios líquidos estudiados.

Como resumen principal de lo experimentado durante todo este capítulo, el parche implantado presenta algunas características diferentes respecto al dipolo. Al tratarse de una antena directiva, y gracias al plano de masa que independiza la antena del ancho del torso de un cuerpo, la profundidad de implante tiene gran protagonismo en los resultados tanto de adaptación como de ganancia. Por lo que es importante conocer este parámetro a la hora de diseñar una antena parche para una aplicación implantada.

Para el parche sin superestrato, debido a que el líquido está en contacto con el conductor del parche por uno de los lados, se da un claro desplazamiento de todos los modos de funcionamiento a frecuencias bajas a medida que la profundidad de implante es mayor.

Para el parche con superestrato, sucede algo similar pero en menor medida ya que el líquido no está en contacto con el conductor de la antena. Pero además, a ciertas frecuencias, como se ha podido comprobar en el estudio paramétrico de la profundidad mediante el análisis de la distribución superficial de corrientes en función de la frecuencia y de la profundidad, el líquido que se encuentra por encima del parche carga la antena de manera que provoca sobre él una periodicidad de comportamiento cada 4-5 mm de profundidad, es decir cada $\lambda_{ef}/2$ en el medio. Ese efecto repetitivo se manifiesta en los resultados del parche como nuevas excitaciones, con las mismas características de los modos del parche originales, que son acentuados cuando, al ir bajando en frecuencia, éstos se sitúan a la frecuencia de diseño del parche en espacio libre.

Cabe destacar también, que al igual que pasa con el dipolo, la importancia de la utilización de algún material que aíslle el parche del líquido. En [5] se demuestra que el aislamiento de la antena con el líquido aumenta la densidad de corriente en la antena, ya que se reduce el acoplamiento con el cuerpo y se guía a la corriente por toda la longitud de la antena. Lo que hace que el parche con superestrato sea más inmune a los cambios de permitividad del medio y tiene mejores prestaciones en adaptación y ganancia que el parche sin superestrato.

Como se ha visto en el diseño de los parches implantados, resulta buena alternativa trabajar con parches PIFA, ya que la vía que cortocircuita el parche permite un diseño

de antena mucho más pequeño manteniendo gran adaptación en el líquido, además de ser más independiente de la profundidad que el parche grande. A cambio, debido a las reducidas dimensiones, la ganancia es bastante peor. Por ejemplo, a 4 mm, la ganancia hacia el exterior del cuerpo del parche grande es -5 dBi, cuando para la PIFA rectangular es inferior a -20 dBi.

Gracias a que la antena PIFA mantiene claramente la misma adaptación a diferentes profundidades, se puede apreciar la oscilación en las trazas de adaptación y ganancia debidas a la reflexión en la interficie líquido - aire, que como también sucede en el dipolo con recubrimiento, tiene un periodo de oscilación de $\lambda_{\text{ef}}/2$ del medio.

Visto el comportamiento de los parches estudiados en este capítulo, para realizar un buen diseño de una antena parche implantada se recomienda que la antena tenga tanto sustrato como superestrato, siendo estos los más gruesos posibles y de un material de baja conductividad, siempre y cuando sea biocompatible.

En función de cada aplicación implantada concreta, se podrá utilizar una tamaño de antena más grande o más pequeño.

En el caso de poder utilizar un parche grande, o de dimensiones parecidas a las del mismo en espacio libre, en primer lugar habrá que ajustar el punto de alimentación de la antena para obtener el máximo de parte real de la impedancia, y tener presente en la dimensión de la antena la profundidad de implante y la permitividad relativa del medio, ya que esto cambia la frecuencia de adaptación de los modos de funcionamiento del parche.

Si la aplicación de implante requiere un tamaño de antena lo más reducido posible, la alternativa del parche PIFA es una buena solución ya que asegura muy buena adaptación para cualquier profundidad. Pese a ello, la geometría también tiene que ser ajustada teniendo en cuenta la permitividad relativa del líquido.

CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y FUTURAS INVESTIGACIONES

5.1 Conclusiones

Una vez estudiadas las diversas características los dos tipos de antenas implantadas analizadas en este proyecto, el dipolo y el parche, se puede establecer una clasificación de los cuatro tipos de antenas en función del efecto que tiene el medio sobre ella, o dicho de otra manera, cómo de independiente es cada antena a un medio de alta permitividad y altas pérdidas, y de igual manera a la profundidad de inmersión (figura 5-1).

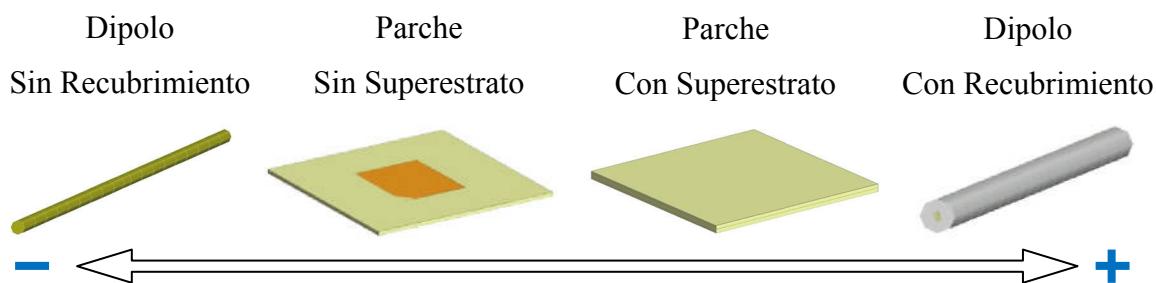


Figura 5-1: Representación gráfica de la independencia de las estructuras de antena analizadas a la profundidad de implante y a un medio de alta permitividad y altas pérdidas

Al introducir el dipolo sin recubrimiento en el líquido, inmediatamente bajan en frecuencia todos los modos de radiación del dipolo. En cambio para el dipolo con recubrimiento, existe un desplazamiento frecuencial pero mucho menor, el cual se mantiene para profundidades más grandes.

Entre estos dos ‘extremos’ de comportamiento, se encuentra los dos parches. Los modos de funcionamiento del parche sin superestrato van bajando sin cesar a frecuencias bajas a medida que aumenta la profundidad de implante. Esto también sucede para el parche con superestrato pero a su vez se van creando nuevos mínimos con la misma característica del modo fundamental TM001. Estos nuevos modos aparecen a algunos cientos de megahercios por encima de la frecuencia de diseño del parche en espacio libre. A medida que la profundidad aumenta van bajando en frecuencia, de manera que al situarse a la frecuencia de diseño mejora la adaptación y la ganancia.

La diferencia de comportamiento de cada antena implantada hace que el diseño de cada una sea diferente.

Para el dipolo sin recubrimiento el diseño se basa prácticamente en definir la longitud en función de la permitividad del medio. En cambio para el dipolo con recubrimiento, el diseño juega tanto con la longitud como con el radio de recubrimiento. En ambos, el papel principal del grosor del conductor es el de controlar la parte real de la impedancia.

Para el parche sin superestrato habrá que diseñar el tamaño del parche en función de la profundidad de implante, con un grosor de sustrato lo mayor posible. Al igual que para el parche con superestrato, aunque gracias al superestrato, se puede diseñar la antena para que trabaje en uno de los nuevos modos de funcionamiento que aparecen en función de la profundidad de implante.

Cabe no olvidar otras opciones de diseño para el dipolo como es la estructura meandro, que en el caso sin recubrimiento se obtiene buena ganancia gracias a que la distribución de corrientes en la geometría a altas permitividades beneficia la radiación en dirección al exterior del cuerpo humano. Y en el caso del recubrimiento, se pueden conseguir tamaños más pequeños con la misma frecuencia de trabajo ya que el recubrimiento guía las corrientes a lo largo de toda la geometría y las altas pérdidas del líquido reducen el acoplamiento entre segmentos paralelos contiguos.

Y para el parche, la estructura PIFA permite fijar la impedancia consiguiendo gran adaptación y mayor independencia de la profundidad de implante con un tamaño realmente reducido.

Comentar que para cada antena cambia en cierta medida su posición lateral en el eje de independencia de la antena al medio de la figura 5-1 en función del radio del conductor para el dipolo sin recubrimiento; del grosor del recubrimiento para el dipolo con recubrimiento; del grosor del sustrato para el parche sin superestrato; y del grosor de tanto el sustrato como superestrato para el parche con recubrimiento.

Al margen de las antenas analizadas, comentar que a lo largo del capítulo 4 se ha demostrado que la configuración de medida *top* ha resultado ser muy fiel a los resultados obtenidos por simulación tanto para la medida de adaptación como para la ganancia. Por lo que se puede seguir utilizando para futuras investigaciones. Pese a haber utilizado menos la configuración de medida *bottom*, ésta también es de gran utilidad para antenas en las que el grosor del cuerpo pueda afectar a la antena.

Referente a los dos medios líquidos utilizados en este proyecto, el líquido simulador del cuerpo humano y el agua destilada, éstos han sido caracterizados correctamente en el simulador ya que se ha conseguido gran similitud con la medida. El uso del agua destilada ha permitido revelar ciertas características del comportamiento de las antenas analizadas, gracias a tener menores pérdidas que el líquido simulador humano. Por este motivo, además de resultar ser muy accesible y barato, es positiva su utilización en el laboratorio, y también en la simulación.

Para cerrar las conclusiones de este proyecto, decir que a diferencia del comportamiento de las antenas en espacio libre, en una aplicación implantada en un medio con alta permitividad relativa y altas pérdidas, las antenas se comportan de forma no tan esperada, por lo que habrá que analizar con detalle y perseverancia cada tipo de antena para saber cómo se comporta en este entorno.

5.2 Futuras investigaciones

Durante el desarrollo de este proyecto han ido surgiendo diversas posibles ampliaciones que no se han llegado a trabajar para no perder el hilo del proyecto y centrarse en los objetivos del mismo.

A continuación se listan las posibles ampliaciones o continuidades de este proyecto que se podrían tratar en futuras investigaciones. Para ello, las configuraciones para la medida de las antenas implantadas implementadas en el laboratorio y la experiencia adquirida en este proyecto pueden ser de gran ayuda.

- Implementación del dipolo: en este proyecto se ha estudiado el comportamiento del dipolo implantado mediante simulación, pero no se ha llegado a validar los resultados empíricos debido a dificultad que presenta. Pese a esto, si se realizan medidas empíricas del dipolo implantado se podría verificar que los resultados obtenidos por simulación son correctos.

- Modelo genérico de cálculo de la frecuencia de adaptación para el dipolo implantado: así como se ha realizado con el parche con recubrimiento, se podría establecer un ecuación que ayude en el cálculo de las frecuencias de adaptación del dipolo con y sin recubrimiento en función de los parámetros que en este proyecto han

sido analizados, como son la longitud del dipolo, la permitividad del líquido, el grosor del radio y el grosor del recubrimiento.

- Estudio del comportamiento del dipolo en tecnología PCB: vista la geometría dipolo recto y del dipolo meandro cilíndricos, puede ser interesante conocer la respuesta de estos implementados en plano sobre un sustrato con tecnología PCB, analizando otras características como el ancho o grosor de la pista o el grosor del sustrato y del superestrato, comparando los resultados con el dipolo cilíndrico y con las estructuras tipo parche analizadas en este proyecto.
- Estudio paramétrico de la conductividad del medio: tanto para el dipolo como para el parche, ha quedado pendiente el análisis paramétrico de la conductividad del medio, por lo que se puede completar el estudio de las antenas con este análisis ya que en el cuerpo humano se dan diversos medios con conductividades diferentes.
- Optimización de la geometría del dipolo meandro: en este proyecto se ha propuesto una geometría de dipolo meandro la cual no ha sido optimizada para la frecuencia de trabajo, con lo que se podría encontrar una geometría con una distribución de corrientes que ofrezca mejor ganancia en dirección al exterior del cuerpo.
- Mejora de adaptación del parche con superestrato: algunas técnicas de adaptación podrían ser utilizadas para aumentar la impedancia del parche, ya que en el entorno implantado la impedancia del parche es mucho menor a la impedancia característica, así como también reducir la alta inductancia.
- Diseño de antena parche para pequeñas profundidades: en el estudio de profundidad del parche se observa una mejoría de adaptación para profundidades entorno a 2 mm, a la vez que un desplazamiento a frecuencias bajas del modo fundamental. Partiendo de este resultado, se podría estudiar si reduciendo el tamaño del parche se pueden obtener buenos resultados de adaptación y ganancia a la frecuencia de diseño a esa profundidad.

- Antena parche con geometría meandro: vistos los beneficios de la geometría meandro en el dipolo sin recubrimiento, podrían aplicarse geometrías parecidas en el parche comparando los resultados en función de la adaptación, de la ganancia, del tamaño de la geometría con el parche estándar.
- Estudio de las antenas dipolo y parche en un modelo de cuerpo humano basado en tres capas: piel, grasa y músculo: este proyecto ha estudiado el comportamiento de estas antenas en el modelo más simplificado del cuerpo humano compuesto de un único medio con las propiedades del músculo. Puede ser interesante conocer si la respuesta de las antenas es la misma al ser analizadas con el modelo de tres capas.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] “Cambridge Consultants predicts significant growth in wireless implantable antenna devices”, http://www.cambridgeconsultants.com/news_pr226.html.
- [2] C. M. Furse, “Design of an Antenna for Pacemaker Communication”, *Microwaves RF*, vol. 39, no. 3, 2000.
- [3] R. D. Beach, R. W. Conlan, M. C. Godwin, and F. Moussy, “Towards a Miniature Implantable in Vivo Telemetry Monitoring System Dynamically Configurable as a Potentiostat or Galvanostat for Two- and Threeelectrode Biosensors”, *IEEE Trans. Instr. Meas.*, vol. 54, no. 1, 2005.
- [4] “Implantable, Solar-Powered Chip Monitors Blood Sugar Levels”, <http://inhabitat.com/implantable-solar-powered-chip-monitors-blood-sugar-levels>.
- [5] P. Soontornpipit, C. M. Furse, and Y. C. Chung, “Design of Implantable Microstrip Antennas for Communication with Medical Implants”, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 8, 2004.
- [6] K. Gosalia, M. S. Humayun, and G. Lazzi, “Impedance Matching and Implementation of Planar Space-Filling Dipoles as Intraocular Implanted Antennas in a Retinal Prosthesis”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 8, 2005.
- [7] Constantine A. Balanis, “Antenna Theory. Analysis and Design”, Third Edition, Wiley-Interscience, 2005.
- [8] Jaehoon Kim, “Implanted Antennas for Medical Wireless Communications. Characterizations, Designs and Performance Evaluations”, Doctoral Thesis, University of California, Los Angeles, 2005.

- [9] Gabriel, C., “Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies”, Brooks Air Force Base Tech. Rep. AL/OE-TR-1996-0037, Armstrong Lab., Brooks Air Force Base, TX, 1996.
- [10] “SPEAG, Schmid & Partner Engineering AG”, <http://www.speag.com/products/dasy/tissue-simulating-liquids-gels-and-solids>.
- [11] “Complex Dielectric Constant of Water”, http://www.random-science-tools.com/electronics/water_dielectric.htm.
- [12] Balanis, Constantine A., “Advanced Engineering Electromagnetics”, John Wiley & Sons, 1989.
- [13] D. Valderas, C. Schmidt, and X. Chen, “RF Implanted Antenna Gain Characterization: Procedures and Challenges”, *Microwave and Optical Technology Letters* / Vol. 49, No. 8, 2007.
- [14] Tuba Yilmaz, Tutku Karacolak and Erdem Topsakal, “Characterization and Testing of a Skin Mimicking Material for Implantable Antennas Operating at ISM Band (2.4 GHz–2.48 GHz)”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, 2008.
- [15] J. Glimm, R. Harms, Klaus Münter, Meinhard Spitzer, and Reiner Pape, “A Single-Antenna Method for Traceable Antenna Gain Measurement”, *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, vol. 41, no. 4, 1999.
- [16] Jaume Anguera, Alfonso Sanz, Young-Jik Ko, Carmen Borja, Carles Puente and Jordi Soler, “Theoretical and Practical Experiments for a Single Antenna Gain Testing Method: Application to Wireless Communication Devices”, *Microwave and Optical Technology Letters* / Vol. 49, No. 8, 2007.
- [17] FEKO User’s Manual for Suite 5.5, 2009.

- [18] Ángel Cardama, Aznar Lluís, Jofre Roca, Juan Manuel Rius Casals, Jordi Romeu Robert, Sebastián Blanch Boris, Miguel Ferrando Bataller, “Antenas”, Edicions UPC, 2002.
- [19] Edward E. Altshuler, “A Review of Electrically Small Genetic Antennas”, Air Force Research Laboratory Electromagnetics Technology Division.
- [20] F. Merli, B. Fuchs, and A. K. Skrivervik, “Influence of Insulation for Implanted Antennas”, 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2009.
- [21] “Taconic, Advanced Dielectric Division”, <http://www.taconic-add.com>.
- [22] “Laser and Electronics. Prototyping PCB”, www.lpkf.es.
- [23] F. Wang, Z. Du, Q. Wang and K. Gong, “Enhanced-Bandwidth PIFA with T-Shaped Ground Plane”, Electronic Letters, vol. 40, no. 23, 2004.
- [24] B. Kim, J. Hoon and H. Choi, “Small Wideband PIFA for Mobile Phones at 1800 MHz”, Vehicular Technology Conference, vol.-1, 2004.
- [25] J. Kim and Y. Rahmat-Samii, “Implanted Antennas Inside a Human Body: Simulations, Designs, and Characterizations”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 52, no. 8, 2004.

Resum:

En els darrers anys, els sistemes de telemetria per a aplicacions mèdiques han crescut significativament en el diagnòstic i en la monitorització de, per exemple, la glucosa, la pressió de la sang, la temperatura, el ritme cardíac... Els dispositius implantats amplien les aplicacions en medicina i incorpora una millora de qualitat de vida per a l'usuari.

Per aquest motiu, en aquest projecte s'estudien dues de les antenes més comunes, com son l'antena dipol i el *patch*, aquesta última és especialment utilitzada en aplicacions implantades. En l'anàlisi d'aquestes antenes s'han parametritzat característiques relacionades amb l'entorn de l'aplicació, així com també de la pròpia antena, explicant el comportament que, a diferència amb l'espai lliure, les antenes presenten a canvis d'aquests paràmetres.

Al mateix temps, s'ha implementat una configuració per a la mesura d'antenes implantades basat en el model del cos humà d'una capa. Comparant amb els resultats de les simulacions realitzades mitjançant el software FEKO, s'ha obtingut gran correspondència en la mesura empírica d'adaptació i de guany de les antenes *microstrip*.

Gràcies a l'anàlisi paramètric, aquest projecte també presenta diversos dissenys de les antenes optimitzant el guany realitzable amb l'objectiu d'aconseguir la millor comunicació possible amb el dispositiu extern o estació base.

Resumen:

En los últimos años, los sistemas de telemetría para aplicaciones médicas han crecido significativamente en el diagnóstico y en la monitorización de, por ejemplo, la glucosa, la presión de la sangre, la temperatura, el ritmo cardíaco... Los dispositivos implantados amplían las aplicaciones en medicina y proporciona una mejora de calidad de vida para el usuario.

Por este motivo, en este proyecto se estudian dos de las antenas más comunes, como son la antena dipolo y parche, esta última especialmente utilizada en aplicaciones implantadas. En el análisis de dichas antenas se han parametrizado tanto las características relacionadas con el entorno de la aplicación como las de la propia antena, explicando el comportamiento que, a diferencia con el espacio libre, las antenas presentan a cambios de esos parámetros.

A su vez, se ha implementado una configuración para la medida de antenas implantadas basado en el modelo de cuerpo humano de una capa. Comparando con los resultados de las simulaciones realizadas mediante el software FEKO, se ha obtenido gran correspondencia en la medida empírica de la adaptación y de la ganancia de las antenas *microstrip*.

Gracias al análisis paramétrico, este proyecto también presenta diversos diseños de las antenas optimizando la ganancia realizable con el fin de conseguir la mejor comunicación posible con el dispositivo externo o estación base.

Overview:

In the last years, telemetric systems for medical applications have significantly grown in diagnostic and monitorization, for instance, glucose, blood pressure, temperature, cardiac rhythm and so on. Implanted devices increase medical applications in medicine and provide an improvement in the quality of live for the user.

For that reason, this project studies two of the most common antennas such as dipole and patch. The last one is specially used for implanted applications. During the analysis of these antennas, the characteristics related to the environment, where the antenna is located, and the own antenna is parameterized explaining the different behaviour with the free space response.

At the same time, a setup for the measurement of implanted antennas based on a single layer model of human body has been implemented. Comparing the results with the simulations made by FEKO software, it has obtained good matching in the empiric measurements of impedance and gain of microstrip antennas.

Thanks to the parametric analysis, several antenna designs have been presented optimizing the real gain in order to achieve the best possible communication with an external device or base station.