

UNIVERSIDAD MIGUEL HERNÁNDEZ DE ELCHE



DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE SISTEMAS DE MEDIDA NO
INVASIVOS BASADOS EN MICROONDAS PARA APLICACIONES
MÉDICAS: DETECCIÓN DEL DESPLAZAMIENTO CEREBRAL,
DETECCIÓN DE ANEURISMAS DE AORTA ABDOMINAL Y
EVALUACIÓN DE LA CALIDAD DE LAS SUTURAS DE
ANASTOMOSIS INTESTINAL

TESIS DOCTORAL

Programa de Doctorado en Tecnologías Industriales y de Telecomunicación

Andrea Martínez Lozano

DIRECTOR:

Dr. D. Ernesto Ávila Navarro

CODIRECTOR:

Dr. D. José María Sabater Navarro

- Julio 2024 -



La presente Tesis Doctoral, titulada “Diseño e implementación de sistemas de medida no invasivos basados en microondas para aplicaciones médicas: detección del desplazamiento cerebral, detección de aneurismas de aorta abdominal y evaluación de la calidad de las suturas de anastomosis intestinal”, está sustentada por un compendio de trabajos que han sido publicados en revistas científicas internacionales de impacto, indexadas según el JCR (*Journal Citation Reports*) *Science Edition*. Los principales avances y hallazgos de dicha Tesis han sido expuesto en los artículos que se enumeran a continuación:

- *Toward intraoperative brain-shift detection through microwave imaging system*
A. Martínez-Lozano, C. Blanco-Angulo, A. Rodríguez-Martínez, C. G. Juan, H. García-Martínez, J. M. Sabater-Navarro and E. Ávila-Navarro
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 72, pp. 1–11, Sep. 2023.
ISSN: 0018-9456 (print); 1557-9662 (electronic). Publisher: IEEE.
JCR-SCI Impact Factor: 5.6, Quartile **Q1** (Engineering, Electrical & Electronic, and Instruments & Instrumentation)
Web: <https://doi.org/10.1109/TIM.2023.3315363>
DOI: 10.1109/TIM.2023.3315363
- *Microwave imaging system based on signal analysis in a planar environment for detection of abdominal aortic aneurysms*
A. Martínez-Lozano, R. Gutierrez, C. G. Juan, C. Blanco-Angulo, H. García-Martínez, G. Torregrosa, J. M. Sabater-Navarro and E. Ávila-Navarro
Biosensors, vol. 14, no. 3, p. 149, Mar. 2024.
ISSN: 2079-6374 (electronic). Publisher: MDPI.
JCR-SCI Impact Factor: 4.9, Quartile **Q1** (Instruments & Instrumentation)
Web: <https://doi.org/10.3390/bios14030149>
DOI: 10.3390/bios14030149



AUTORIZACIÓN PARA LA PRESENTACIÓN DE LA TESIS DOCTORAL POR COMPENDIO DE PUBLICACIONES

El Dr. D. Ernesto Ávila Navarro, director, y el Dr. D. José María Sabater Navarro, codirector de la Tesis Doctoral titulada “Diseño e implementación de sistemas de medida no invasivos basados en microondas para aplicaciones médicas: detección del desplazamiento cerebral, detección de aneurismas de aorta abdominal y evaluación de la calidad de las suturas de anastomosis intestinal”.

INFORMAN:

Que Dña. Andrea Martínez Lozano ha realizado bajo nuestra supervisión el trabajo titulado “Diseño e implementación de sistemas de medida no invasivos basados en microondas para aplicaciones médicas: detección del desplazamiento cerebral, detección de aneurismas de aorta abdominal y evaluación de la calidad de las suturas de anastomosis intestinal” conforme a los términos y condiciones definidos en su Plan de Investigación y de acuerdo con el Código de Buenas Prácticas de la Universidad Miguel Hernández de Elche, cumpliendo los objetivos previstos de forma satisfactoria para su defensa pública como Tesis Doctoral en la modalidad de compendio de publicaciones.

Lo que firmamos para los efectos oportunos, en Elche, en el mes de julio de 2024.

Director de la Tesis

Dr. D. Ernesto Ávila Navarro

Codirector de la Tesis

Dr. D. José María Sabater Navarro



PROGRAMA DE DOCTORADO EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

El Dr. D. Óscar Reinoso García, Coordinador del Programa de Doctorado en Tecnologías Industriales y de Telecomunicación de la Universidad Miguel Hernández de Elche.

INFORMA:

Que Dña. Andrea Martínez Lozano ha realizado bajo la supervisión de nuestro Programa de Doctorado el trabajo titulado “Diseño e implementación de sistemas de medida no invasivos basados en microondas para aplicaciones médicas: detección del desplazamiento cerebral, detección de aneurismas de aorta abdominal y evaluación de la calidad de las suturas de anastomosis intestinal” conforme a los términos y condiciones definidos en su Plan de Investigación y de acuerdo al Código de Buenas Prácticas de la Universidad Miguel Hernández de Elche, cumpliendo los objetivos previstos de forma satisfactoria para su defensa pública como Tesis Doctoral en la modalidad de compendio de publicaciones.

Lo que firmo para los efectos oportunos, en Elche, en el mes de julio de 2024.

Dr. D. Óscar Reinoso García

Coordinador del Programa de Doctorado en Tecnologías Industriales y de
Telecomunicación

FINANCIACIÓN

El desarrollo y la realización de la presente Tesis Doctoral ha sido financiada por:

- **Ayuda predoctoral de carácter competitivo**

Subvención para la contratación de personal investigador de carácter predoctoral (ACIF) de la Conselleria de Innovación, Universidades, Ciencia y Sociedad Digital, y el Fondo Social Europeo. Número de referencia: ACIF/2020/147.



- **Contratos asociados a Proyectos de Investigación**

Subvenciones a grupos de investigación consolidados (AICO) de la Conselleria de Innovación, Universidades, Ciencia y Sociedad Digital, con título “Diseños innovadores de sensores y dispositivos de microondas mediante técnicas de fabricación aditiva”. Número de referencia: CIAICO/2022/068.

Proyecto de I+D+i con título “Detección no invasiva de tumores de mama mediante señales de microondas”. Número de referencia: PID2022-139783OB-I00, financiado por MICIU/AEI/10.13039/501100011033 y por “FEDER Una manera de hacer Europa”.

Además, durante el período de la Tesis Doctoral se han recibido algunas ayudas para realizar la estancia internacional en la Universidad de Bretaña Occidental (UBO) y para la difusión de resultados de investigación, que han sido financiadas por:

- **Ayuda para estancias de investigación de carácter competitivo**

Subvención para estancias de contratados predoctorales en centros de investigación fuera de la Comunitat Valenciana (BEFPI) de la Conselleria de Innovación,

Universidades, Ciencia y Sociedad Digital, y el Fondo Social Europeo. Número de referencia: CIBEFP/2021/61.

- **Ayudas de la Universidad Miguel Hernández de Elche de carácter competitivo**

Ayudas y bolsas de viaje para la difusión de resultados de investigación en el marco del Programa de Doctorado en Tecnologías Industriales y de Telecomunicación en el curso 2021/2022, de la Universidad Miguel Hernández de Elche dentro del Programa de Doctorado de Tecnologías Industriales y de Telecomunicación. Resolución del Sr. rector 01858/2022.

Ayudas y bolsas de viaje para la difusión de resultados de investigación en el marco del Programa de Doctorado en Tecnologías Industriales y de Telecomunicación en el curso 2022/2023, de la Universidad Miguel Hernández de Elche dentro del Programa de Doctorado de Tecnologías Industriales y de Telecomunicación. Resolución del Sr. rector 03567/2023.



AGRADECIMIENTOS

El desarrollo de esta Tesis Doctoral ha supuesto años de trabajo, dedicación y esfuerzo, en el que claramente ha habido momentos buenos y malos. Para llevar a cabo este proceso he contado con la ayuda de mucha gente que, de una forma u otra, han contribuido en la realización de esta investigación y, por ello, les estoy sinceramente agradecida.

En primer lugar, me gustaría agradecer a mis directores Ernesto Ávila Navarro y José María Sabater Navarro todo el esfuerzo y la ayuda que he recibido de su parte, sin olvidar lo más importante, que es el tiempo que me han dedicado. Muchas gracias a ambos por el apoyo recibido y la confianza que habéis depositado en mí durante estos años. Ha sido un honor para mí trabajar de la mano de unos grandes investigadores que me han enseñado tanto y me han transmitido mucho conocimiento, incluso a día de hoy.

En segundo lugar, quiero agradecer el apoyo que he recibido por parte de mis compañeros del Área de Tecnología Electrónica, que además de acompañarme en este proceso, siempre han estado dispuestos a ayudarme en todo lo que he necesitado. En especial quiero agradecer la ayuda y el apoyo de Julia Arias y Héctor García. Por otro lado, también quiero agradecer la ayuda, el apoyo y los consejos recibidos por parte de Roberto Gutiérrez, Alberto Rodríguez, Carlos G. Juan, Germán Torregrosa y José María Vicente.

En tercer lugar, me gustaría agradecer especialmente a Benjamin Potelon y Cédric Quendo de la Universidad de Bretaña Occidental y del IMT Atlantique, por haberme acogido allí durante mi estancia, así como toda la amabilidad, ayuda y conocimiento que he recibido de vosotros. También quiero agradecer al resto de miembros del laboratorio Lab-STICC, especialmente a Alejandro Buitrago, el apoyo y la ayuda recibida durante mi estancia en Brest.

No puedo olvidarme de agradecer a Carolina Blanco y Álvaro Bernabéu la ayuda, el apoyo y la fuerza que he recibido de ellos durante este periodo. Espero que, al igual que yo, siempre recordéis con cariño todos los momentos que hemos vivido. Gracias por

amenizar y alegrar un poquito más los días. Asimismo, quiero agradecer a mis compañeros del laboratorio de al lado, Cristian Torres, Pablo Casado y Carlos Orts, el apoyo y la ayuda recibida, así como los buenos ratos y las risas que hemos compartido. Además, quiero agradecer a mis amigos la fuerza y el apoyo que siempre me han dado.

De igual forma, y no menos especial, me gustaría agradecer a todas las personas que me apoyan en el día a día y que me dan tanto la fuerza como la energía para seguir cumpliendo mis metas, una de las cuales ha sido realizar esta Tesis Doctoral.

Me gustaría dar las gracias a toda mi familia, que me ha acompañado en todo momento y me ha inculcado los valores que tengo a día de hoy. Sin duda sin su ayuda y sin su apoyo a lo largo de estos años no habría sido lo mismo. Muchas gracias por hacer de mí la persona que soy hoy. Quiero agradecer a mis padres Mari Trini y Andrés, y a mi hermana María el apoyo recibido a lo largo de mi vida. También a mis tíos, a mis primos, a mis abuelos Ramón y Consuelo, y a mis tíos abuelos Blas y María. Abuelo Ramón, gracias por muchas cosas, pero en especial por aquel día en el que me dijiste aquella frase “Todo lo que tú haces impresiona”, me ha servido cada día de mi vida para seguir adelante, sobre todo en aquellos momentos en los que he querido tirar la toalla. Blas, muchas gracias por entenderme como nadie lo ha hecho, por estar siempre ahí cuando te he necesitado, por acompañarme siempre en mis victorias y en mis derrotas, por ser un padre, un abuelo, un tío..., por ser todo. Siempre has sido la persona a la que más he admirado y a la que más me he querido parecer. Me has enseñado mucho y parte de quien soy es gracias a ti.

Por último, me gustaría agradecer a todas aquellas personas que, de una manera u otra, han contribuido a la realización de esta Tesis y que, por olvido o descuido, no he nombrado.

A mi familia,



RESUMEN

La imagen médica es una tecnología no invasiva que se utiliza para visualizar el interior del cuerpo humano con el fin de diagnosticar, monitorizar o detectar alguna anomalía. En los últimos años los sistemas de imágenes por microondas para aplicaciones médicas se han convertido en una técnica ampliamente investigada debido a su potencial para proporcionar herramientas de diagnóstico portátiles, seguras, de bajo coste y no ionizantes. Esta Tesis Doctoral está centrada en el desarrollo de tres sistemas de imagen médica por microondas basadas en radar para distintas aplicaciones de diagnóstico médico, en concreto la detección del desplazamiento cerebral, la detección de aneurismas de aorta abdominal y la evaluación de la calidad de las suturas de anastomosis intestinal mediante la determinación de fugas anastomóticas. Los sistemas desarrollados se han adaptado a cada una de las aplicaciones tanto a nivel hardware como software. En la parte software se ha utilizado un procesamiento de señal en el dominio del tiempo y algoritmos de imagen médica para obtener una mejor interpretación de los resultados. Con respecto a los elementos más importantes del sistema de la parte hardware, casi todo el esfuerzo se ha centrado en la realización de tres tipos distintos de antenas monopolo impresas de banda ancha de pequeño tamaño adaptadas a las necesidades del sistema y de la aplicación.

El primer sistema de imagen médica por microondas basado en radar presentado en este trabajo muestra una prueba de concepto para la detección del desplazamiento cerebral. Este sistema utiliza 12 antenas idénticas para la transmisión y recepción de señales de banda ancha hacia el objeto bajo estudio. Las antenas son de tipo monopolo impresas de banda ancha con alimentación coplanar y una geometría rectangular escalonada, que se sitúan sobre una especie de casco. Este sistema se basa en la estimación de las variaciones tanto de la posición como de la geometría del cerebro para detectar si se han producido variaciones destacables.

El segundo sistema desarrollado en esta Tesis muestra una prueba de concepto para la detección de aneurismas de aorta abdominal. Este sistema utiliza 16 antenas idénticas que se sitúan sobre una lámina de metacrilato que se ha posicionado encima de

un modelo de torso. La antena propuesta es una antena de parche rectangular monopolo impresa de banda ancha con alimentación microstrip y dos *slots* o ranuras en el plano de tierra. Este prototipo tiene la capacidad de generar imágenes en un plano que permite la detección, localización y la fácil identificación visual, de posibles aneurismas de aorta abdominal con un bajo error en su posicionamiento.

El ultimo sistema propuesto en este trabajo está centrado en la evaluación de la calidad de las suturas de anastomosis intestinal mediante la determinación de fugas anastomóticas. El sistema está compuesto de dos aplicadores y cada uno presenta cuatro antenas independientes. Las antenas son de tipo monopolo impreso de banda ancha con alimentación microstrip, la geometría seleccionada en este caso es de tipo rectangular y presenta una transición entre la línea de alimentación y el parche radiante. Los aplicadores han sido diseñados con distintos materiales para focalizar la radiación hacia la zona de medida. Se ha desarrollado un modelo digital de los aplicadores junto con un modelo de intestino, en el que se han analizado las distintas fases y procesos de la anastomosis. En base a los resultados obtenidos, tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia, se concluye que el sistema permite detectar las diferentes fases del proceso de anastomosis, así como una posible fuga anastomótica.

Palabras clave

Sistemas RADAR; sistemas de imagen médica por microondas; antenas impresas de banda ancha; antenas embebidas; procesado de señal; algoritmos de imagen médica.

ABSTRACT

Medical imaging is a non-invasive technology used to visualise the inside of the human body in order to diagnose, monitor or detect any abnormalities. In recent years, microwave imaging systems for medical applications have become a widely researched technique due to their potential to provide portable, safe, low-cost and non-ionising diagnostic tools. This Doctoral Thesis is focused on the development of three radar-based microwave medical imaging systems for different medical diagnostic applications, specifically the detection of the brain-shift effect, the detection of abdominal aortic aneurysms and the quality assessment of intestinal anastomosis sutures by determining anastomotic leaks. The systems developed have been adapted to each of the applications in both hardware and software level. In the software part, time domain signal processing and medical imaging algorithms have been used to obtain a better interpretation of the results. Regarding the most important elements of the hardware part of the system, almost all the effort has been focused on the realisation of three different types of small-sized broadband printed monopole antennas adapted to the needs of the system and the application.

The first radar-based microwave medical imaging system presented in this work shows a proof of concept for the detection of the brain-shift. This system uses 12 identical antennas for the transmission and reception of broadband signals towards the object under study. The antennas are broadband printed monopole type with coplanar feed and a stepped rectangular geometry, which are placed on a kind of helmet. This system is based on the estimation of variations in both the position and geometry of the brain to detect if there have been significant variations.

The second system developed in this Thesis shows a proof of concept for the detection of abdominal aortic aneurysms. This system uses 16 identical antennas that are placed on a methacrylate sheet on top of a torso model. The proposed antenna is a broadband printed monopole rectangular patch antenna with microstrip feed and two slots in the ground plane. This prototype has the capacity to generate images in a plane that

allows the detection, localisation and easy visual identification of possible abdominal aortic aneurysms with a low error in their positioning.

The last system proposed in this work focuses on the evaluation of the quality of intestinal anastomotic sutures by determining anastomotic leaks. The system is composed of two applicators and each one has four independent antennas. The antennas are broadband printed monopole type with microstrip feed, the geometry selected in this case is rectangular and has a transition between the feed line and the radiating patch. The applicators have been designed with different materials to focus the radiation towards the measurement area. A digital model of the applicators has been developed together with a model of the intestine in which the different phases and processes of the anastomosis have been analysed. Based on the results obtained, both in the time and frequency domain, it is concluded that the system allows the detection of the different phases of the anastomosis process, as well as a possible anastomotic leak.



Keywords

RADAR systems; microwave medical imaging systems; printed broadband antennas; embedded antennas; signal processing; medical imaging algorithms.

LISTADO DE ABREVIATURAS

2D	2 Dimensiones
3D	3 Dimensiones
AAA	Aneurisma Aórtico Abdominal
ABS	<i>Acrylonitrile Butadiene Styrene</i>
ADN	Ácido desoxirribonucleico
ADS	<i>Advanced Design System</i>
Campo E	Campo eléctrico
CEM	Electromagnetismo computacional (<i>Computational Electromagnetics</i>)
CF	Factor de coherencia (<i>Coherence Factor</i>)
CMOS	Semiconductor complementario de óxido metálico (<i>Complementary Metal-Oxide-Semiconductor</i>)
CW	Onda continua (<i>Continuous Wave</i>)
DAS	Algoritmo de retardo y suma (<i>Delay-And-Sum</i>)
DB-9	Conector común de 9 pines
DBS	<i>Deep Brain Stimulation</i>
DGS	Estructuras de tierra defectuosas (<i>Defected Ground Structure</i>)
EM	Electromagnético (<i>Electromagnetic</i>)
EMPro	<i>Electromagnetic Professional Software</i>
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
FDTD	Método del dominio del tiempo de diferencias finitas (<i>Finite Difference Time Domain</i>)
FDM	Modelado por deposición fundida (<i>Fused Deposition Modeling</i>)
FEM	Método de elementos finitos (<i>Finite Element Method</i>)

FF	Factor de fidelidad (<i>Fidelity Factor</i>)
FFS	Factor de fidelidad del sistema (<i>Fidelity Factor of the System</i>)
FFT	Transformada Rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>)
FR-4	<i>Flame Retardant 4</i>
FWHM	Ancho total a mitad de máximo (<i>Full Width at Half Maximum</i>)
HFSS	<i>High-Frequency Structure Simulator</i>
HT	Transformada de Hilbert
IDAS	Algoritmo de retardo y suma mejorado (<i>Improved Delay-And-Sum</i>)
IDE	Entorno de desarrollo integrado (<i>Integrated Development Environment</i>)
ICZT	Inversa de la transformada Chirp-Z (<i>Inverse Chirp Z Transform</i>)
IF	Frecuencia intermedia (<i>Intermediate Frequency</i>)
IFFT	Transformada Rápida de Fourier Inversa (<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>)
ISM	Industrial, Científica y Médica (<i>Industrial, Scientific and Medical</i>)
JCR	<i>Journal Citation Reports</i>
LAN	Red de área local (<i>Local Area Network</i>)
LCD	Pantalla de cristal líquido (<i>Liquid-Crystal Display</i>)
MATLAB	<i>MATrix LABoratory</i>
MoM	Método de los momentos (<i>Method of moments</i>)
MP	Pieza Metálica (<i>Metallic Piece</i>)
NFD	Directividad en campo cercano (<i>Near-Field Directivity</i>)
Parámetros S	Parámetros de Scattering
PCB	Placa de circuito impreso (<i>Printed Circuit Board</i>)
PLA	Ácido poliláctico (<i>Polylactic Acid</i>)
Q	Factor de calidad (<i>Quality Factor</i>)

Radar	<i>Radio Detection And Ranging</i>
RF	Radiofrecuencia
SAR	Tasa de absorción específica (<i>Specific Absorption Rate</i>)
SEEG	<i>Radiosurgery Stereo Electroencephalography</i>
SFF	Factor de fidelidad del sistema (<i>System Fidelity Factor</i>)
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
SNR	Relación señal a ruido (<i>Signal-to-Noise Ratio</i>)
SP	Precisión o resolución espacial
SVS	Sociedad de Cirugía Vasculuar (<i>Society for Vascular Surgery</i>)
TCP/IP	<i>Transmission Control Protocol/Internet Protocol</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
UV	Ultravioleta
UWB	<i>Ultra Wideband</i>
VNA	Analizador vectorial de redes (<i>Vector Network Analyzer</i>)

LISTADO DE SÍMBOLOS

EHz	Exahercio	σ	Conductividad eléctrica o ancho de pulso temporal a media potencia dependiendo del contexto
PHz	Petahercio		
THz	Terahercio		
GHz	Gigahercio	λ	Longitud de onda
MHz	Megahercio	f	Frecuencia
Hz	Hercio	c	Velocidad de la luz
μ s	Microsegundos	ω	Frecuencia angular
ns	Nanosegundo	dB	Decibelio
ps	Picosegundo	dB_i	Decibelio isotrópico
m	Metro	Ω	Ohmio
cm	Centímetro	V	Voltio
mm	Milímetro	mA	Miliamperio
μ m	Micrómetro	W/Kg	Vatio por kilogramo
ϵ	Permitividad	mW	Milivatio
ϵ_r	Permitividad relativa	J	Julios
tan δ	Tangente de pérdidas	eV	Electronvoltios
δ_p	Profundidad de penetración	$^{\circ}$ C	Grado Celsius

ÍNDICE

Financiación	IX
Agradecimientos	XI
Resumen	XV
Abstract	XVII
Listado de abreviaturas.....	XIX
Listado de símbolos	XXIII
Índice	XXV

Capítulo 1: Introducción.....	31
1.1. Introducción.....	31
1.2. Motivación.....	36
1.3. Objetivos.....	38
1.4. Materiales y métodos.....	41
1.4.1. Materiales	41
1.4.2. Métodos	44
1.5. Organización de la Tesis Doctoral	47
1.6. Referencias	50

Capítulo 2: Marco teórico.....	57
2.1. Introducción a las microondas	58
2.2. Descripción del electromagnetismo computacional	59
2.3. Sistemas de imagen médica por microondas	61
2.3.1. Ventajas e inconvenientes	69
2.3.2. Desafíos y direcciones futuras de investigación.....	72
2.4. Principios básicos del radar	74

2.5. Antenas de banda ancha.....	79
2.5.1. Parche	82
2.5.2. Substrato	83
2.5.3. Alimentación.....	83
2.5.4. Estructuras de tierra defectuosas	86
2.5.5. Efectos del cable en antenas monopolo pequeñas	88
2.5.6. Método de diseño de antenas.....	90
2.6. Propiedades dieléctricas de los tejidos biológicos.....	92
2.7. Modelo biológico o phantom.....	96
2.8. Fabricación aditiva	99
2.9. Conclusiones.....	100
2.10. Referencias	101

Capítulo 3: Sistema de detección de desplazamiento cerebral. Antena coplanar de banda ancha

3.1. Explicación de la problemática.....	110
3.2. Diseño de la antena.....	112
3.2.1. Diseño y optimización de la antena.....	112
3.2.2. Fabricación y medida de la antena	119
3.2.3. Análisis en el dominio del tiempo	123
3.3. Diseño del sistema (<i>set-up</i>).....	134
3.3.1. Hardware del sistema	134
3.3.1.1. Subsistema de conmutación y control	138
3.3.1.2. Conexión de los elementos del sistema hardware	143
3.3.2. Software del sistema.....	145
3.3.3. Características finales del sistema	149
3.4. Procesado de señal.....	156
3.5. Calibración del sistema.....	160

3.6. Prueba de concepto y resultados.....	167
3.6.1. Modelos y materiales utilizados	167
3.6.2. Resultados.....	169
3.7. Conclusiones.....	174
3.8. Referencias	175

Capítulo 4: Sistema de detección de aneurismas de aorta abdominal. Antena microstrip de banda ancha 183

4.1. Explicación de la problemática.....	184
4.2. Diseño de la antena.....	189
4.2.1. Diseño y optimización de la antena.....	189
4.2.2. Fabricación y medida de la antena	200
4.2.3. Análisis en el dominio del tiempo	204
4.3. Diseño del sistema (<i>set-up</i>).....	207
4.3.1. Parte hardware y software del sistema	208
4.3.2. Características finales del sistema	212
4.4. Procesado de señal y generación de imágenes	214
4.5. Calibración del sistema.....	222
4.6. Prueba de concepto y resultados.....	229
4.6.1. Modelos y materiales utilizados	229
4.6.2. Resultados.....	230
4.7. Conclusiones.....	238
4.8. Referencias	239

Capítulo 5: Evaluación de la calidad de las suturas de anastomosis intestinal mediante la determinación de fugas anastomóticas. Antena embebida y aplicador 245

5.1. Explicación de la problemática.....	246
5.2. Diseño de la antena embebida	255

5.2.1. Diseño y optimización inicial de la antena embebida	255
5.2.2. Caracterización dieléctrica de materiales	264
5.2.3. Diseño del material absorbente	266
5.2.4. Diseño del material focalizador	271
5.2.5. Rediseño de la antena embebida.....	281
5.2.6. Fabricación y medida de la antena embebida.....	292
5.2.7. Análisis en el dominio del tiempo	300
5.3. Diseño del aplicador	303
5.3.1. Diseño y optimización del aplicador	304
5.3.2. Fabricación y medida del aplicador.....	312
5.4. Modelo digital y prueba de concepto	315
5.5. Conclusiones.....	326
5.6. Referencias	328
Capítulo 6: Conclusiones	333
6.1. Conclusiones.....	333
6.2. Líneas futuras	341
6.2.1. Líneas generales de los sistemas implementados.....	341
6.2.2. Líneas específicas de los sistemas implementados	343
Chapter 6: Conclusions	347
6.1. Conclusions	347
6.2. Future research lines.....	354
6.2.1. General research lines of the implemented systems.....	355
6.2.2. Specific research lines of the implemented systems	356

Anexo: Publicaciones.....	359
A.1 Artículo publicado en la revista IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement	360
A.2 Artículo publicado en la revista Biosensors.....	371



CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presenta una introducción a la Tesis Doctoral para entender la importancia de los sistemas de imagen médica por microondas y el porqué del trabajo que se ha realizado a lo largo de estos años. La estructura de este capítulo está organizada de la siguiente manera: en la sección 1.1 se presenta una breve introducción al trabajo; a continuación, en la sección 1.2 se expone la motivación que hay detrás de esta Tesis Doctoral; los objetivos de la Tesis se muestran en la sección 1.3 y en la sección 1.4 se presentan los materiales y métodos que se utilizan para la realización de este trabajo; finalmente, en la sección 1.5 se muestra la estructura de la Tesis Doctoral con los capítulos que la forman, así como un breve resumen de cada uno de ellos.

1.1. INTRODUCCIÓN

La imagen médica es una herramienta no invasiva que se utiliza para visualizar el interior del cuerpo humano, ya sea para realizar un análisis clínico o para detectar alguna anomalía, permitiendo evitar las intervenciones quirúrgicas mediante el uso de tales sistemas de diagnóstico por imágenes. Existen distintas tecnologías que permiten obtener imágenes médicas, como pueden ser los rayos X, la resonancia magnética o los ultrasonidos, entre otros, siendo algunas de ellas costosas debido al mantenimiento que requieren y su implantación, voluminosos, no portátiles e incluso pueden utilizar radiación ionizante. Por otra parte, presentan la gran ventaja de ser unas tecnologías que proporcionan una gran resolución y precisión en las imágenes, existiendo una gran demanda de sistemas de imagen médica que sean seguros, confiables y de bajo

coste [1.1], [1.2]. En los sistemas de imágenes basados en radiación ionizante la dosis de exposición permitida está limitada, no pudiendo utilizarse de forma frecuente en pacientes sensibles, mujeres embarazadas ni en los niños. Por ello, se han dedicado muchos esfuerzos en encontrar una tecnología de imagen médica fiable que utilice radiación no ionizante. Una de estas tecnologías alternativas para la reconstrucción de imágenes son las basadas en energía electromagnética, y en concreto en la región de frecuencias de las microondas [1.2].

Las imágenes por microondas utilizan técnicas no invasivas y no destructivas que suelen emplearse para detectar materiales u objetivos, con el fin de recuperar algunas propiedades físicas y/o deducir información sobre las condiciones de las estructuras bajo estudio. Estas técnicas suelen basarse en sistemas de medida de campo cercano que son capaces de obtener el campo electromagnético resultante de la interacción entre las ondas incidentes y los materiales u objetivos en cuestión [1.3]. La imagen médica por microondas utiliza ondas electromagnéticas en el rango de frecuencia de los gigahercios (GHz), típicamente entre 1 y 10 GHz. El rango de frecuencias en el que trabajan estos sistemas se suele elegir para que sea lo suficientemente bajo como para que la profundidad de penetración de la señal sea la adecuada, pero que también sea lo suficientemente alta como para que las antenas del conjunto presenten un tamaño pequeño, el espacio entre ellas sea el menor posible y la resolución espacial sea la adecuada [1.4], [1.5]. La penetración profunda en el tejido es posible debido a que, dentro del rango de frecuencia de estos sistemas, las ondas electromagnéticas pueden penetrar en el tejido biológico de forma eficiente manteniendo una atenuación razonable. A frecuencias más altas de 10 GHz, las ondas pueden presentar efectos de dispersión en la superficie de la piel [1.5]. La imagen médica por microondas es una técnica alternativa a la obtención de imagen tradicional comentada, debido a sus grandes ventajas, como la utilización de señales no ionizantes de baja potencia, que hacen que sea un método de bajo riesgo para la salud, y que se puedan repetir de manera segura con más frecuencia en comparación con los sistemas de imagen convencional. Además, es una técnica rentable ya que el coste de los equipos utilizados es bajo, pudiendo incluso ser portátil. Por otra parte, también presentan algunas desventajas y desafíos, como por ejemplo la baja resolución espacial [1.1], [1.2].

Los sistemas de imagen médica por microondas están compuestos de una parte hardware y una parte software. La parte software se encarga de realizar el procesado de

los datos correspondientes y, desde el origen de las imágenes por microondas aplicadas a la medicina hasta ahora, se ha conseguido un gran avance en el desarrollo de algoritmos de imágenes robustos. La parte hardware se encarga de la adquisición de los datos y se compone de una fuente de microondas que mide los parámetros de Scattering (o parámetros S), un conjunto de antenas encargadas de transmitir y recibir las señales, y puede tener uno o varios conmutadores de radiofrecuencia para seleccionar la antena adecuada en cada momento o incluso ninguna, en caso de que las antenas se conecten directamente a la fuente. A lo largo de los años se ha investigado sobre estos sistemas de imagen médica por microondas por el gran interés en distintas afecciones patológicas [1.1]. Algunos ejemplos de las aplicaciones de estos sistemas se pueden ver en la detección del cáncer de mama [1.6], [1.7], en la monitorización de fracturas óseas [1.8], [1.9], en los sistemas de imagen portátil de rodilla [1.10], en la detección de tumores de cuello [1.11], en los escáner de torsos humanos [1.12], en la detección de cáncer de pulmón [1.13], en los sistemas de detección de latidos humanos [1.14], [1.15], en la detección de insuficiencia cardíaca congestiva [1.16], en la creación de imágenes dinámicas para sistemas cardiovasculares [1.17], en la clasificación de tumores cerebrales [1.18], [1.19] o en la detección de anomalías en el cerebro, como accidentes cerebrovasculares [1.20], [1.21], tumores cerebrales [1.22], [1.23] o hemorragias intracraneales [1.24], [1.25], entre otros. En la figura 1.1 se pueden observar algunos de los sistemas de imagen médica comentados.

El principio básico de las imágenes médicas por microondas es el contraste existente en los tejidos debido a su constante dieléctrica, que es utilizado para la reconstrucción de las señales y para realizar las imágenes correspondientes mediante los algoritmos de procesamiento, que varían en función de si es un sistema tomográfico o un sistema basado en radar [1.1]. Los distintos tejidos por los que pasa la señal electromagnética presentan diferentes propiedades dieléctricas (permitividad relativa y conductividad). Debido a la diferencia existente entre los tejidos, los algoritmos de reconstrucción de imágenes pueden mostrar los tejidos por los que pasa la señal e incluso ubicar dentro del cuerpo aquellos elementos extraños, como por ejemplo tejidos tumorales o malignos, que suelen dispersar las señales con mayor intensidad que otros tejidos sanos [1.1]. Esto se debe a que los tejidos biológicos sanos y malignos son morfológicamente distintos entre sí. Dicha diferencia es una consecuencia directa de la variación del contenido de agua total de la célula y de los cambios de las propiedades de

la membrana celular. Por ello, en los tejidos biológicos, además de presentar propiedades conductoras, se puede calcular su resistividad eléctrica en función de la frecuencia, así como el factor de dispersión dieléctrica que permite identificar los tejidos malignos [1.5]. Normalmente, en las frecuencias bajas la permitividad es alta, debido al efecto aislante de las membranas celulares, mientras que en las frecuencias más altas la permitividad se reduce, debido a los efectos de dispersión [1.2].

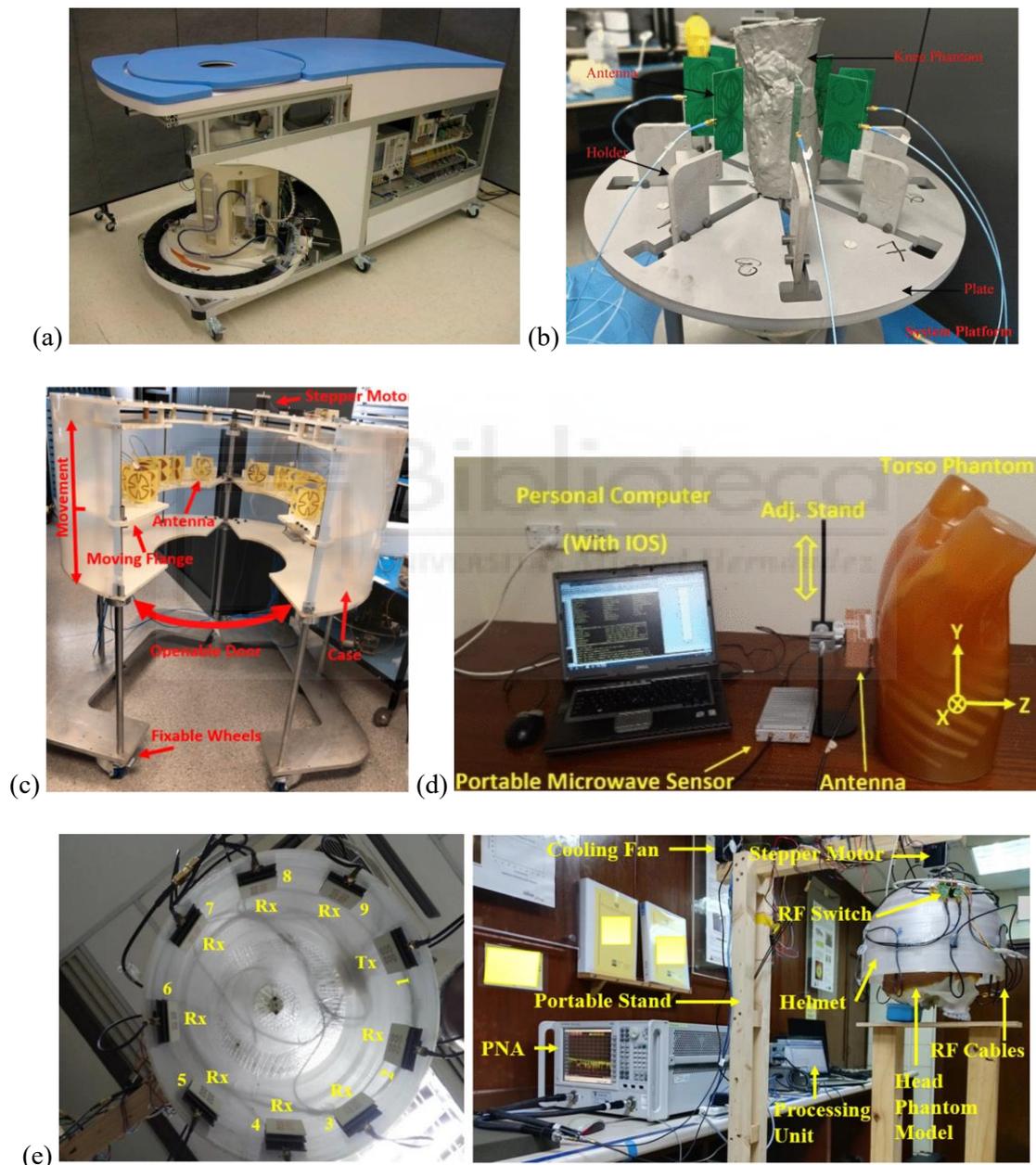


Figura 1.1. Ejemplos de sistemas de imagen médica: (a) Sistema de detección del cáncer de mama [1.6]; (b) Sistema de imagen portátil de rodilla [1.10]; (c) Sistema de escáner de torsos humanos [1.12]; (d) Sistema de detección de insuficiencia cardíaca congestiva [1.16]; (e) Sistema de detección de tumores cerebrales [1.23].



Figura 1.2. Ejemplos de antenas que se utilizan en los sistemas de imagen médica por microondas: (a) Antena monopolo [1.28]; (b) Antena fractal [1.30]; (c) Antena Vivaldi [1.31]; (d) Antena con ranuras [1.34]; (e) Antena flexible [1.36].

La detección de tejidos malignos se puede lograr con la caracterización eléctrica del tejido bajo estudio, que suele hacerse utilizando antenas que trabajan a frecuencias de microondas. Es por ello por lo que las antenas de un sistema de obtención de imágenes por microondas desempeñan un papel fundamental. Estos elementos radiantes se utilizan para detectar los cambios en la permitividad del tejido biológico, por tanto, deben cumplir requisitos específicos en términos de banda de frecuencias de operación y penetración de las señales en los tejidos para obtener una buena resolución de imagen, a la vez que los costes asociados no sean muy elevados. Diseñar unas antenas adecuadas a la aplicación y al sistema en cuestión es un desafío. Uno de los aspectos claves es la determinación del tamaño físico de la antena. Para ello, se debe tener en cuenta que las frecuencias bajas juegan un papel fundamental, ya que pueden penetrar de manera más eficiente en el tejido, tal y como se ha comentado anteriormente. Dicho requisito se ve comprometido con el tamaño total de la antena. Reducir el tamaño de la antena es esencial para poder incorporar una mayor cantidad de éstas dentro del sistema de imágenes, permitiendo de esta forma

recopilar más información de las señales dispersas para la posterior reconstrucción de las imágenes de alta resolución. Las antenas de gran ancho de banda son unas buenas candidatas para estos sistemas de imagen por microondas, ya que ofrecen una banda de operación muy amplia, propiedades de radiación estables y dimensiones compactas. Además, un ancho de banda de impedancia amplio permite obtener imágenes de alta resolución y minimizar la distorsión encontrada con la transmisión de trenes de pulsos de corta duración [1.2], [1.26]. Algunas de las antenas propuestas en la literatura que se utilizan en estos sistemas son las antenas monopolo [1.27], [1.28], las antenas fractales [1.29], [1.30], las antenas Vivaldi [1.31], [1.32], las antenas con ranuras [1.33], [1.34] o las antenas flexibles [1.35], [1.36] entre otras muchas. En la figura 1.2 se pueden observar algunas de las antenas comentadas. De las distintas geometrías propuestas para ser utilizados en estos sistemas, las antenas monopolo planas proporcionan un diseño miniaturizado de bajo perfil con un ancho de banda de impedancia adaptada muy amplio [1.26].



1.2. MOTIVACIÓN

En los últimos años se han hecho grandes progresos en la medicina gracias al avance tecnológico. Por ello, con el objetivo de ofrecer y mejorar la atención de los pacientes, es fundamental que los profesionales médicos se vayan actualizando constantemente sobre las tecnologías emergentes, así como sus diferentes usos y beneficios, con el fin de mejorar la precisión de los diagnósticos y tratamientos. Los actuales sistemas de imagen médica por microondas, aplicados al diagnóstico médico, tienen un gran potencial debido a que reúnen un conjunto de características valiosas que no ofrecen los métodos de imágenes tradicionales más utilizados, como puede ser el bajo riesgo para la salud, la portabilidad o el bajo coste. Además, es un área de investigación que puede cambiar la forma en la que se diagnostican y tratan diversas enfermedades, debido a la posibilidad de realizar diagnósticos precisos y no invasivos, brindando un impacto significativo en la atención médica y en la calidad de vida de los pacientes, reduciendo el riesgo y eliminando la necesidad de procedimientos dolorosos o invasivos. Este tipo de tecnología puede facilitar la detección temprana de enfermedades,

permitiendo no solo un tratamiento más efectivo, sino mejorar las tasas de supervivencia de los pacientes. Por tanto, la utilización de este tipo de tecnología puede ofrecer grandes beneficios tanto para los médicos, como para los pacientes. Por esta razón, con el interés de contribuir con la sociedad, en el Grupo de Investigación se desarrolló un sistema no invasivo de imagen médica por microondas basado en radar orientado a la detección del desplazamiento cerebral o *brain-shift* [1.37] y a la detección del cáncer de mama [1.38], ambos sistemas se muestran en la figura 1.3. Tras los resultados tan prometedores de estos trabajos iniciales, se siguió mejorando el sistema de imagen médica por microondas, tanto de la parte software como de la parte hardware. Respecto al software, las mejoras implementadas permitieron obtener unos buenos progresos en los algoritmos de procesado, tal y como se puede observar en [1.7], en [1.39] y en [1.40]. En la parte hardware también se obtuvieron buenos resultados con el diseño de antenas con un gran potencial para ser utilizadas en el sistema, tal y como se muestra en [1.28] y en [1.41]. Gracias a la experiencia adquirida a partir de estos trabajos y a las limitaciones encontradas, se desarrolló un nuevo sistema de imagen médica únicamente centrado en la detección del cáncer de mama [1.42].

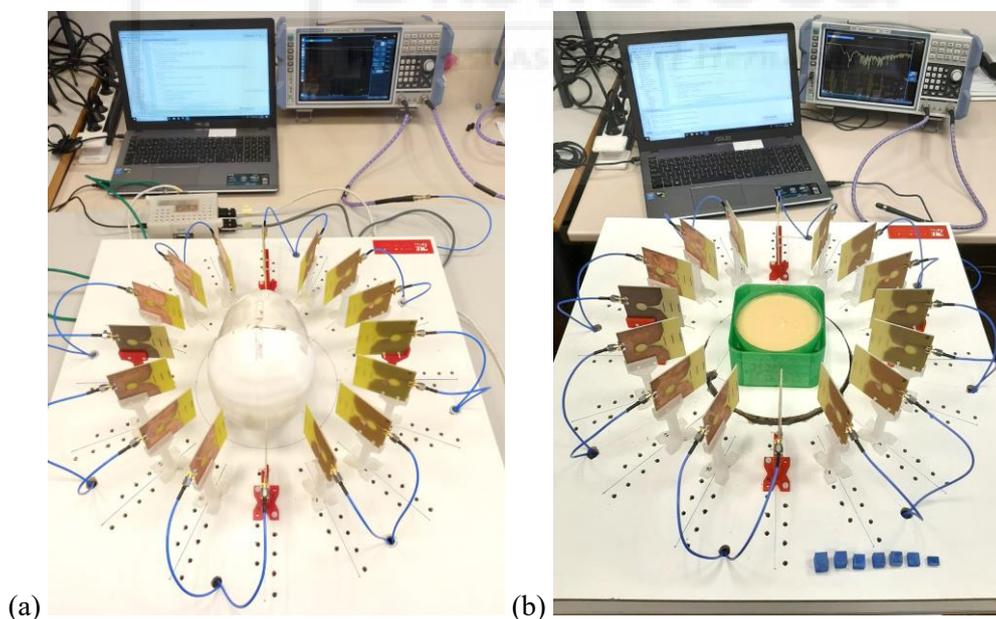


Figura 1.3. Sistema de imagen médica por microondas para la detección de: (a) Desplazamiento cerebral [1.37]; (b) Cáncer de mama [1.38].

La motivación de esta Tesis Doctoral radica en la continuación de la investigación iniciada por en el Grupo de Investigación en los sistemas de imagen médica por microondas, centrándose en distintas aplicaciones de diagnóstico médico gracias a la

experiencia adquirida. Por un lado, continuando con la mejora del sistema inicial de detección del *brain-shift* y, por otro lado, centrándose en dos problemáticas, que son la detección de aneurismas de aorta abdominal y la evaluación de la calidad de las suturas de anastomosis intestinal mediante la determinación de fugas anastomóticas. Con esto se pretende ofrecer a la sociedad unos sistemas complementarios a las técnicas convencionales que se utilizan hoy en día, ampliando las posibilidades y espacios de utilización de cara a mejorar las prestaciones ofrecidas a los pacientes, ya que dichos sistemas presentan un coste inferior a la vez que no son dañinos para la salud. Esto último es debido a que la potencia de emisión es muy baja (inferior a la emitida por los teléfonos actuales y a los límites impuestos por la normativa de la tasa de absorción específica [1.43], [1.44], [1.45]), lo que posibilita que puedan utilizarse de forma repetida. Con dicha motivación, el trabajo de esta Tesis está centrado en el diseño, fabricación, medida y puesta en marcha, en un entorno de laboratorio, de los distintos sistemas de imagen médica por microondas comentados anteriormente.

1.3. OBJETIVOS

El objetivo principal de esta Tesis Doctoral es el desarrollo y la implementación de distintos sistemas de medida de imagen médica por microondas basados en radar para aplicaciones de diagnóstico médico de detección del *brain-shift*, detección de aneurismas de aorta abdominal y evaluación de la calidad de las suturas de anastomosis intestinal mediante la determinación de fugas anastomóticas. Para cumplir con este objetivo, se debe tener en cuenta las diferentes partes que componen estos sistemas, tanto en el aspecto hardware como software, teniendo que adaptarlos en función de la necesidad de la aplicación a la que vayan destinadas. El elemento más importante del sistema son las antenas, que deben ser planas, compactas, con alta eficiencia de radiación y que presenten estabilidad en toda la banda de trabajo. Estas antenas tienen que presentar un tamaño lo más pequeño posible, un gran ancho de banda y la frecuencia mínima de funcionamiento debe ser lo más baja posible. Asimismo, se deben utilizar substratos económicos o en su defecto que el coste de las antenas sea el menor posible, distintos tipos de alimentación que permitan adaptarse a la aplicación en cuestión y unas buenas características de

radiación. Con respecto al funcionamiento de la antena en el dominio del tiempo, se requieren de antenas que permitan un alto factor de fidelidad del sistema para poder transmitir la señales sin que se produzca dispersión, o que sea la menor posible, asegurando la integridad de dichas señales. Además, uno de los factores a tener en cuenta en las antenas es su disposición en el sistema, por lo que es imprescindible que las antenas sean manejables y que su forma se adapte a la aplicación en cuestión. Asimismo, hay que tener en cuenta que el comportamiento de propagación y las pérdidas de retorno de las antenas que se diseñan en espacio libre es muy diferente a cuando posteriormente entran en contacto con el tejido biológico. Este cambio en las propiedades de la antena es debido a la gran diferencia que existe entre las características dieléctricas de los tejidos biológicos con respecto al aire, lo que provoca la desadaptación de impedancias del medio y la absorción de las señales [1.35]. Otra de las partes importantes del sistema es el procesamiento de las señales que se aplican a los datos obtenidos. Para ello, aunque los algoritmos tienen una base de procesamiento común, éstos tienen que adaptarse en función del sistema utilizado y la información que se quiera obtener de ellos. La correcta adaptación de estos algoritmos en función del sistema puede garantizar la precisión y la calidad de los datos obtenidos o de las imágenes generadas, siendo esencial para poder interpretar adecuadamente los resultados. De esta forma, se puede abrir un camino en la implementación de estas tecnologías en el ámbito médico/hospitalario.

Los objetivos de la Tesis Doctoral se han dividido en tres objetivos principales, que están relacionados con cada uno de los sistemas de microondas implementados, y una serie de objetivos específicos que complementan a los objetivos principales. Los objetivos para abordar este trabajo se presentan a continuación.

1. Diseño, implementación y puesta en marcha de un sistema de medida no invasivo basado en microondas para la detección del desplazamiento cerebral en intervenciones intracraneales.

Los objetivos específicos asociados a este objetivo principal son los siguientes:

- Diseño funcional del sistema e identificación de los subsistemas necesarios y sus características.
- Diseño, simulación, optimización, fabricación y medida de una antena impresa de banda ancha adaptable al soporte físico del sistema de tipo casco.

- Diseño e implementación del sistema electrónico de conmutación y control para realizar las conexiones entre la fuente de microondas y los elementos radiantes de forma automática.
 - Implementación de un *set-up* de medida realista y obtención de resultados.
 - Desarrollo de algoritmos de procesado de señal específicos para la determinación del desplazamiento cerebral.
2. Diseño, implementación y puesta en marcha de un sistema de medida no invasivo basado en microondas para la detección de aneurismas de aorta abdominal.

Los objetivos específicos son los siguientes:

- Diseño funcional del sistema e identificación de las necesidades y los elementos que lo componen.
 - Diseño, simulación, optimización, fabricación y medida de una antena impresa de pequeño tamaño y gran ancho de banda orientada a un sistema plano.
 - Implementación del *set-up* de medida realista para la problemática a analizar.
 - Desarrollo de algoritmos de detección y ubicación de objetos en entornos planos para un sistema horizontal donde la distancia antena-objeto es fija.
 - Implementación de algoritmos de imagen médica para la detección de aortas abdominales y posibles aneurismas.
3. Diseño de un sistema no invasivo basado en microondas para la evaluación objetiva de la calidad de anastomosis en intervenciones de intestino.

Este objetivo principal se divide en los siguientes objetivos específicos:

- Análisis de estructuras y materiales para mejorar las características de radiación de antenas planas de banda ancha.
- Diseño, simulación, optimización, fabricación y medida de una antena embebida que permita una radiación directiva manteniendo las propiedades de banda ancha.

- Diseño e implementación de un aplicador con antenas embebidas independientes optimizado para la medida de la calidad de anastomosis.
- Desarrollo de un modelo digital del sistema propuesto de evaluación de la calidad de las suturas de anastomosis intestinal con el software de simulación electromagnética HFSS.
- Análisis de los resultados obtenidos con el modelo digital en los diferentes estadios en los que se puede dividir los distintos procesos de una sutura de anastomosis.

1.4. MATERIALES Y MÉTODOS

En este apartado se describen de forma resumida los materiales y métodos utilizados para poder realizar esta Tesis Doctoral.



1.4.1. MATERIALES

La lista resumida de los principales materiales (tanto software como hardware) que se han utilizado durante el desarrollo de esta Tesis se describen a continuación.

El conjunto de programas utilizados en la parte software de este trabajo son:

- ***High-Frequency Structure Simulator*** (HFSS) de Ansys. Es un software de simulación electromagnética 3D de onda completa multipropósito para diseñar y simular productos electrónicos de alta frecuencia [1.46]. Este programa se utiliza para el diseño de las antenas, así como en el modelo digital desarrollado en el capítulo 5.
- ***MATrix LABoratory*** (MATLAB) de MathWorks. Es una plataforma de programación y cálculo numérico utilizada para analizar datos, desarrollar

algoritmos y crear modelos [1.47]. Este programa es utilizado para el procesamiento de los datos de las medidas realizadas con el sistema.

- ***Electromagnetic Professional*** (EMPro) de Keysight. Es un software de simulación electromagnética para analizar los efectos 3D de componentes [1.48]. Este programa es utilizado para el diseño de las antenas.
- ***Advanced Design System*** (ADS) de Keysight. Es un software de simulación electromagnética y de diseño electrónico de radiofrecuencia y microondas [1.49]. Este programa es utilizado tanto para el diseño de las dimensiones de las antenas y las líneas de transmisión, como para el análisis de los parámetros S y el procesamiento de las señales del capítulo 5.
- ***Spyder***. Es un entorno de desarrollo integrado gratuito y de código abierto escrito en Python para la realización de programas en el lenguaje Python [1.50]. Este programa se utiliza para el procesamiento de los datos correspondientes del sistema desarrollado en el capítulo 3.
- **PyCharm** de JetBrains S.R.O. Es un entorno de desarrollo integrado utilizado para la realización de programas en el lenguaje de programación Python [1.51]. Este programa se utiliza para automatizar el proceso de medida de los sistemas implementados.
- **Entorno de desarrollo integrado de Arduino**. Es un software de código abierto que facilita la escritura y la carga de programas en la placa de Arduino [1.52]. Este programa se utiliza para automatizar el control de la red de conmutación y la selección de las antenas de los sistemas.
- ***Eagle*** de Autodesk. Es un software de automatización de diseño electrónico que permite realizar placas de circuito impreso [1.53]. Este programa es utilizado para realizar las placas de circuito impreso necesarios en los sistemas de imagen médica y para conectar algunos de sus componentes.

Con respecto a la parte hardware, los materiales utilizados en el trabajo son:

- **Equipamiento para la fabricación de placas mediante la técnica de fotolitografía y ataque químico**. El material utilizado en este caso está compuesto de una lámpara de luz ultravioleta, un líquido revelador y los líquidos necesarios para realizar del ataque químico.

- **Impresoras 3D.** Para poder realizar algunas de las partes de los sistemas, los modelos biológicos utilizados en las pruebas de concepto y en parte de las antenas, se han utilizado distintas impresoras 3D en función del tipo de material necesario. Las impresoras de bajo coste que se han utilizado han sido la impresora P3STEEL DUAL de HTA3D [1.54], que se ha modificado, y la impresora Prusa i3 Hephastos de BQ. Además, se ha utilizado una impresora 3D de mayor coste, en concreto la impresora Tumaker NX Pro Dual con dos cabezales independientes Direct Drive HR – Direct Drive HR de Tumaker [1.55].
- **Microfresadora.** Para la fabricación de las antenas también se ha utilizado la ProtoMat 93s de LPKF en los substratos que no presentan una capa de resina fotosensible [1.56].
- **Equipamiento de taller.** Para fabricar las placas necesarias se ha utilizado un taladro de mesa que ha permitido realizar los agujeros correspondientes. Además, para soldar los componentes de las placas y los conectores de las antenas se ha utilizado una estación de soldadura compuesta de un soldador con temperatura regulable, una pistola de aire caliente que también permite regular la temperatura, un absorbedor de humos y una pistola desoldadora.
- **Analizador Vectorial de Redes (VNA).** Las medidas de los parámetros S para caracterizar las antenas se han realizado con el VNA E8363B de Agilent Technologies, que presenta un rango de medida de 10 MHz a 40 GHz [1.57]. Además, los sistemas de medida utilizan el VNA ZNLE6 de Rohde & Schwarz con un rango de medida de 1 MHz a 6 GHz [1.58]. También se ha utilizado el kit de calibración ZV-Z135 de Rohde & Schwarz para eliminar las posibles imperfecciones del sistema [1.59].
- **Cámara anecoica.** Para realizar correctamente la caracterización de las antenas se ha utilizado una cámara anecoica. Esta cámara es un espacio aislado del exterior que está diseñado para absorber las reflexiones de las ondas electromagnéticas. Las paredes exteriores de la cámara están recubiertas de un blindaje metálico que producen el efecto de jaula de Faraday, y el interior de sus paredes se encuentran recubiertas de materiales que absorben las ondas electromagnéticas, por lo que se pueden simular las condiciones de espacio libre en el interior. Además, en la cámara se utiliza una antena de bocina como

referencia y un soporte con motor giratorio paso a paso para posicionar la antena bajo estudio y realizar su caracterización, donde ambas antenas se conectan a cada uno de los puertos del VNA [1.56].

1.4.2. MÉTODOS

Los métodos más importantes que se han utilizado para realizar los distintos trabajos de esta Tesis Doctoral se presentan en esta sección de forma resumida.

- **Revisión bibliográfica de los sistemas de imagen médica por microondas no invasivos.** Antes de empezar a diseñar los sistemas, se debe realizar un estudio de distintos problemas médicos y cómo se pueden diagnosticar o prevenir. Tras seleccionar las posibles problemáticas, se debe estudiar si su diagnóstico puede ser sustituido por la utilización de sistemas de imagen médica por microondas, o ser un sistema complementario a los métodos utilizados tradicionalmente. A continuación, se debe hacer una revisión exhaustiva del funcionamiento de los sistemas de imagen médica por microondas para conocer el funcionamiento de éstos. Además, teniendo en cuenta la aplicación final, se deben seleccionar aquellas características del sistema que mejor se adapten a la aplicación.
- **Diseño del sistema y planteamiento inicial.** Tras realizar la búsqueda bibliográfica y saber el tipo de sistema que mejor se ajusta a la aplicación, se tiene que abordar el diseño conceptual del sistema. En este punto se deben seleccionar los componentes necesarios que se utilizan en el sistema, el número de antenas, la forma del sistema, la distribución de los elementos en el sistema para evitar las posibles interferencias y demás componentes que permitan montar un sistema válido en función de las características necesarias para la aplicación final.
- **Revisión bibliográfica de antenas.** El elemento más importante de los sistemas de imagen médica por microondas son las antenas, por ello el siguiente paso es realizar una búsqueda bibliográfica de las antenas que se han

utilizado en otros sistemas de imagen médica por microondas, así como distintos tipos de antenas que sean potencialmente válidas para su uso en el sistema a desarrollar, donde hay que tener cuenta la aplicación final, los objetivos establecidos y las características que se necesitan en las antenas y en el sistema.

- **Diseño, fabricación y medida de la antena.** A continuación, de forma teórica con las ecuaciones fundamentales se obtiene el diseño inicial de la antena y, con las herramientas de simulación electromagnética comentadas anteriormente, se implementa el diseño de la antena y se optimiza para conseguir los objetivos fijados. La utilización de estos simuladores permite obtener en simulación las características de la antena y detectar fallos en el diseño antes de su fabricación. Una vez terminado el proceso de diseño de la antena, con el equipamiento descrito en el apartado anterior, se procede a fabricarla y medirla para comprobar su correcto funcionamiento. Para validar el diseño de la antena se realiza una comparación de los resultados obtenidos en simulación y en medida, si ambos son parecidos el proceso de diseño de la antena queda finalizado. Por el contrario, si ambos resultados son distintos se analizan las posibles causas, que pueden ser debidas a problemas ligados a la fabricación, en cuyo caso se procede a la fabricación de una nueva antena, o también pueden ser debidas a que las simulaciones no se realicen adecuadamente o que no se haya acertado con las opciones del simulador, en ese caso se realizan de nuevo las simulaciones y optimizaciones necesarias.
- **Diseño del sistema en simulación.** Si fuera necesario, antes de proceder a la implementación del sistema, éste se diseña en el simulador electromagnético, se realizan diversas pruebas para comprobar su funcionamiento, se procesan las señales obtenidas y se hace el reajuste del sistema o del procesado si fuera necesario.
- **Diseño, fabricación y validación experimental de los demás elementos del sistema.** Además de las antenas, el sistema está compuesto de más elementos, siendo el siguiente paso el diseño y fabricación de los demás componentes, como la implementación de las placas, la soldadura de los componentes necesarios, la fabricación de los modelos biológicos o la fabricación del *set-up* donde se sitúan los sistemas. Tras la fabricación de los elementos

necesarios en los sistemas, se debe verificar el correcto funcionamiento de los mismos y recalcular las dimensiones y características que sean necesarias.

- **Validación de los dispositivos que no han sido fabricados en el laboratorio.** Después de validar el correcto funcionamiento de cada una de las partes del sistema que se han fabricado en el laboratorio, aquellos dispositivos que se han comprado deben de caracterizarse para asegurarse que funcionan correctamente y se asemejan a los resultados proporcionados por el fabricante.
- **Automatización del sistema de medida y programación de los algoritmos de procesado.** El siguiente paso en el desarrollo del sistema es realizar la programación necesaria para automatizar el activado o desactivado de la antena correspondiente y la toma de medidas. Asimismo, se debe realizar la programación de los algoritmos de procesado de las señales y la generación de las imágenes médicas.
- **Implementación del sistema y puesta en marcha.** En este punto en el que se dispone de todos los elementos del sistema y se tiene la certeza de su correcto funcionamiento por separado, se procede al montaje del sistema y a su puesta en marcha para probar que todo el conjunto de componentes opera como es debido.
- **Calibración del sistema.** Después de la puesta en marcha del sistema de medida se procede a validar el correcto funcionamiento de éste, para ello se realiza la calibración del sistema, que es esencial para realizar los ajustes necesarios del software antes de proceder a las medidas experimentales.
- **Medidas con modelos biológicos y extracción de resultados.** En esta fase se realizan las medidas correspondientes para poner a prueba el sistema en un entorno de laboratorio que simula un escenario real. Para ello, se utilizan distintos modelos biológicos situados en la misma posición o en otra para que el sistema sea capaz tanto de detectarlos como de ubicarlos. Después de realizar las medidas correspondientes se evalúan los resultados obtenidos, se extraen las conclusiones oportunas y, si fuera necesario, se realiza un reajuste de los algoritmos de procesado, un reajuste del sistema o se vuelven a realizar las medidas.
- **Redacción de un informe detallado del trabajo realizado.** Una vez que se ha terminado el proceso de medida y se ha validado correctamente los

resultados obtenidos, se procede a la redacción de un documento académico interno para dejar reflejado el trabajo realizado paso por paso por si hay que replicar alguna de las partes realizadas, ya sean del proceso de montaje de cada parte del sistema, de las medidas realizadas o de alguna otra.

- **Divulgación y transferencia de los resultados.** Como objetivo final de toda la investigación que se ha realizado, se redacta un trabajo científico de alto impacto para compartir con la comunidad científica los resultados obtenidos. Para ello, se publica dicho trabajo en una revista de investigación o en un congreso de ámbito nacional o internacional.

1.5. ORGANIZACIÓN DE LA TESIS DOCTORAL

La memoria de la Tesis Doctoral, presentada por la modalidad de compendio de publicaciones, se compone de seis capítulos y un anexo. La Tesis se puede estructurar en tres bloques, los cuales corresponden a un sistema de imagen médica distinto en función de la aplicación propuesta. Los capítulos dedicados a cada uno de los sistemas presentan la misma estructura, que está compuesta por una introducción a la problemática que da lugar al desarrollo de los sistemas para cada una de las aplicaciones, el diseño del elemento radiante, la presentación del sistema y las pruebas de concepto correspondientes. El contenido y la estructura de la Tesis se detalla en los siguientes párrafos.

En el **Capítulo 1** se ha realizado una introducción del documento para situar el contexto de la Tesis de forma resumida. Además, se expone la motivación detrás del trabajo realizado y los objetivos que deben cumplirse para poder abordar cada una de las partes de la investigación. Por último, se han mostrado los materiales necesarios para el desarrollo de la Tesis, así como la metodología seguida para conseguir completar todos los objetivos previstos y con el fin de mostrar los pasos a seguir si se necesita replicar la investigación llevada a cabo.

En el **Capítulo 2** se presenta el marco teórico de la imagen médica, enfocándose en los sistemas de imagen médica por microondas y algunos conceptos generales que

sirven para los posteriores capítulos. Para ello, primero se muestra una breve introducción a las microondas y a los conceptos del electromagnetismo computacional necesario para realizar las simulaciones de la Tesis. A continuación, se presenta una revisión de la imagen médica centrándose en los sistemas por microondas, donde se ha hecho hincapié en los conceptos en los que están basados los sistemas que se presentan en los siguientes capítulos, en concreto en los sistemas de imagen médica por microondas basados en radar. Como el elemento principal de estos sistemas son las antenas, las cuales tienen que presentar un tamaño pequeño y un gran ancho de banda, se ha presentado una descripción de los elementos que más influyen en el diseño de las mismas. También se muestra una descripción breve de las propiedades dieléctricas, ya que es necesario para saber qué características presentan los materiales que se utilizan, tanto en los modelos biológicos que se usan en las pruebas de concepto de los sistemas, como en el diseño de las antenas.

En el **Capítulo 3** se muestra el primer sistema de imagen médica por microondas no invasivo para la detección del efecto del *brain-shift* o desplazamiento cerebral. En este capítulo se detalla el diseño, optimización y medida de la antena de banda ancha propuesta en el dominio de la frecuencia y el tiempo. Además, se explica el funcionamiento del sistema especificando cada una de las partes que componen el hardware, el software y el procesamiento correspondiente. El sistema, de forma automática, obtiene las medidas y, los datos recopilados, se procesan para determinar si se ha producido o no un desplazamiento. También se muestra la puesta en marcha del sistema con la realización de una calibración dividida en dos partes, que permite no solo ajustar por software las distancias entre el cerebro y las antenas, sino también obtener los errores cometidos en las medidas. Por último, para comprobar el funcionamiento del sistema, se realizan unas pruebas de concepto con distintos modelos de cerebro.

En el **Capítulo 4** se presenta el segundo sistema de medida no invasivo de imagen médica por microondas para la detección de aneurismas de aorta abdominal. Al igual que en el capítulo 3, en este también se detalla el diseño, optimización y medida en el dominio de la frecuencia y el tiempo de la nueva antena de banda ancha utilizada en dicho sistema. Aunque la base para el desarrollo de este sistema es el mismo que el del capítulo anterior, se ha tenido que realizar modificaciones para adaptarlo a las necesidades requeridas, por lo que en este capítulo también se detallan las partes que componen el sistema, tanto hardware como software. En el caso del procesamiento, se han utilizado los fundamentos del otro sistema y se han añadido unos algoritmos de generación de imagen modificados para

las medidas en un plano, que permiten una detección tanto de la aorta como de la aneurisma. A continuación, se ha mostrado la puesta en marcha del sistema y el correspondiente proceso de calibración mediante dos experimentos que permiten hacer los ajustes necesarios. Finalmente, con un modelo sintético de aorta y aneurisma se han realizado unas pruebas de concepto para comprobar la funcionalidad del sistema frente a distintitos supuestos prácticos.

En el **Capítulo 5** se muestra el tercer sistema de imagen médica por microondas para la detección de fugas anastomóticas de forma no invasiva, cuyo objetivo final es ofrecer una métrica de la calidad de la anastomosis realizada. Este sistema está compuesto de dos aplicadores, y cada uno de ellos cuenta con cuatro antenas independientes. El diseño se ha realizado en dos partes, donde primero se ha presentado la estructura de las antenas y posteriormente el del aplicador. Para el diseño de la antena, se ha hecho un estudio de distintos tipos de materiales que se sitúan pegados a la misma y que permiten que la radiación sea más directiva hacia el espacio de medida. A continuación, se ha presentado el diseño, optimización y medida en el dominio de la frecuencia y el tiempo de la antena embebida. Posteriormente se ha realizado el diseño, optimización y medida del aplicador, donde se han unido cuatro antenas embebidas y se ha estudiado tanto su disposición en el aplicador, como la inclusión de material alrededor de las antenas para concentrar la radiación en cada una de ellas y hacia el objeto bajo estudio. Por último, se ha desarrollado un modelo digital del sistema compuesto por dos aplicadores enfrentados y entre medias se han situado dos intestinos. Las pruebas para comprobar el funcionamiento del sistema han consistido en replicar en simulación el proceso de anastomosis y de una fuga anastomótica.

En el **Capítulo 6** se resumen las principales tareas que se han realizado en la Tesis Doctoral y se exponen las conclusiones obtenidas. Además, se presentan las líneas futuras de investigación en las que se seguirá trabajando tras los resultados obtenidos, con el fin de mejorar los problemas encontrados y con el objetivo de mejorar los sistemas.

Finalmente, en el **Anexo** se incluyen las principales contribuciones, es decir, los artículos que sustentan esta Tesis Doctoral.

1.6. REFERENCIAS

- [1.1] P. M. de Azevedo-Marques, A. Mencattini, M. Salmeri and R. M. Rangayyan, *Medical Image Analysis and Informatics: Computer-Aided Diagnosis and Therapy*. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2018.
- [1.2] M. Alibakhshikenari et al., “Metamaterial-inspired antenna array for application in microwave breast imaging systems for tumor detection,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 174667–174678, Sep. 2020.
- [1.3] M. Pastorino and A. Randazzo, *Microwave Imaging Methods and Applications*. Norwood, MA, USA: Artech House, 2018.
- [1.4] F. S. Barnes and B. Greenebaum, *Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields - Two Volume Set*, 3rd ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2006.
- [1.5] B. Borja, J. A. Tirado-Méndez and H. Jardón-Aguilar, “An overview of UWB antennas for microwave imaging systems for cancer detection purposes,” *Prog. Electromagn. Res. B*, Vol. 80, pp. 173–198, May 2018.
- [1.6] J. Bourqui, M. Kuhlmann, D. J. Kurrant, B. R. Lavoie and E. C. Fear, “Adaptive monostatic system for measuring microwave reflections from the breast,” *Sensors*, vol. 18, no. 5, p. 1340, Apr. 2018.
- [1.7] C. Blanco-Angulo et al., “Non-invasive microwave-based imaging system for early detection of breast tumours,” *Biosensors*, vol. 12, no. 9, p. 752, Sep. 2022.
- [1.8] A. V. Boologam et al., “On the Design and Development of Planar Monopole Antenna for Bone Crack/Void Detection,” *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2022, pp. 1–12, May 2022.
- [1.9] S. Rizwan, K. V. P. Kumar and A. J. Alazemi, “A compact textile monopole antenna for monitoring the healing of bone fractures using un-supervised machine learning algorithm,” *IEEE Access*, vol. 11, pp. 101195–101204, Sep. 2023.
- [1.10] K. S. Sultan, B. Mohamed, M. Manoufali and A. Abbosh, “Portable electromagnetic knee imaging system,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, no. 10, pp. 6824–6837, Oct. 2021.
- [1.11] C. Dachena et al., “Microwave imaging of the neck by means of artificial neural networks for tumor detection,” *IEEE Open J. Antennas Propag.*, vol. 2, pp. 1044–1056, Oct. 2021.

- [1.12] S. A. Rezaeieh, A. Zamani, K. S. Bialkowski, G. A. Macdonald and A. M. Abbosh, “Three-dimensional electromagnetic torso scanner,” *Sensors*, vol. 19, no. 5, p. 1015, Feb. 2019.
- [1.13] A. Zamani, S. A. Rezaeieh, K. S. Bialkowski and A. M. Abbosh, “Boundary estimation of imaged object in microwave medical imaging using antenna resonant frequency shift,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 2, pp. 927–936, Feb. 2018.
- [1.14] S. Brovoll, T. Berger, Y. Paichard, Ø. Aardal, T. S. Lande and S.-E. Hamran, “Time-lapse imaging of human heart motion with switched array UWB radar,” *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 8, no. 5, pp. 704–715, Oct. 2014.
- [1.15] M. Seguin, J. Bourqui, E. Fear and M. Okoniewski, “Monitoring the heart with ultra-wideband microwave signals: Evaluation with a semi-dynamic heart model,” *Biomed. Phys. Eng. Express*, vol. 2, no. 3, pp. 1–10, May 2016.
- [1.16] S. A. Rezaeieh, A. Abbosh and Y. Wang, “Wideband unidirectional antenna of folded structure in microwave system for early detection of congestive heart failure,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 10, pp. 5375–5381, Oct. 2014.
- [1.17] T. Lauteslager, M. Tømmer, T. S. Lande and T. G. Constandinou, “Dynamic microwave imaging of the cardiovascular system using ultra-wideband radar-on-chip devices,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 69, no. 9, pp. 2935–2946, Sept. 2022.
- [1.18] A. Hossain et al., “Brain tumor segmentation and classification from sensor-based portable microwave brain imaging system using lightweight deep learning models,” *Biosensors*, vol. 13, no. 3, p. 302, Feb. 2023.
- [1.19] B. Taha, F. R. Liza, M. A. Masud, C. Bepery, M. T. Islam and M. Samsuzzaman, “BrainVisionNet: A deep learning-based approach to evaluate the potential of microwave imaging for classification of brain tumors,” in *2023 International Conference on Next-Generation Computing, IoT and Machine Learning (NCIM)*, Gazipur, Bangladesh, 2023, pp. 1–6.
- [1.20] O. Karadima et al., “Experimental validation of microwave tomography with the DBIM-TwIST algorithm for brain stroke detection and classification,” *Sensors*, vol. 20, no. 3, p. 840, Feb. 2020.
- [1.21] D. O. Rodriguez-Duarte, C. Origlia, J. A. T. Vasquez, R. Scapatucci, L. Crocco and F. Vipiana, “Experimental assessment of real-time brain stroke monitoring via a microwave imaging scanner,” *IEEE Open J. Antennas Propag.*, vol. 3, pp. 824–835, Jul. 2022.

- [1.22] A. Hossain et al., “A YOLOv3 deep neural network model to detect brain tumor in portable electromagnetic imaging system,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 82647–82660, Jun. 2021.
- [1.23] A. Hossain et al., “Microwave brain imaging system to detect brain tumor using metamaterial loaded stacked antenna array,” *Sci. Rep.*, vol. 12, Oct. 2022.
- [1.24] A. T. Mobashsher, K. S. Bialkowski, A. M. Abbosh and S. Crozier, “Design and experimental evaluation of a non-invasive microwave head imaging system for intracranial haemorrhage detection,” *PLoS ONE*, vol. 11, no. 4, pp. 1–29, Apr. 2016.
- [1.25] Q. Li et al., “A portable microwave intracranial hemorrhage imaging system based on PSO-MCKD-CEEMDAN method,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 71, no. 2, pp. 773–783, Feb. 2023.
- [1.26] G. Ruvio, M. J. Ammann, M. John, R. Solimene, A. D’Alterio and R. Pierri, “UWB breast cancer detection with numerical phantom and Vivaldi antenna,” in *2011 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, Bologna, Italy, 2011, pp. 8–11.
- [1.27] S. Subramanian, B. Sundarambal and D. Nirmal, “Investigation on simulation-based specific absorption rate in ultra-wideband antenna for breast cancer detection,” *IEEE Sensors J.*, vol. 18, no. 24, pp. 10002–10009, Dec. 2018.
- [1.28] A. Martínez-Lozano et al., “UWB-printed rectangular-based monopole antenna for biological tissue analysis,” *Electronics*, vol. 10, no. 3, p. 304, Jan. 2021.
- [1.29] M. A. Khan, U. Rafique, H. Ş. Savci, A. N. Nordin, S. H. Kiani and S. M. Abbas, “Ultra-wideband pentagonal fractal antenna with stable radiation characteristics for microwave imaging applications,” *Electronics*, vol. 11, no. 13, p. 2061, Jun. 2022.
- [1.30] H. T. Sediq, J. Nourinia, C. Ghobadi and B. Mohammadi, “A novel shaped ultrawideband fractal antenna for medical purposes,” *Biomed. Signal Process. Control*, vol. 80, no. 2, pp. 1–12, Feb. 2023.
- [1.31] M. Samsuzzaman, M. T. Islam, M. T. Islam, A. A. S. Shovon, R. I. Faruque and N. Misran, “A 16-modified antipodal Vivaldi antenna array for microwave-based breast tumor imaging applications,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 61, no. 9, pp. 2110–2118, Sep. 2019.
- [1.32] A. M. de Oliveira et al., “A fern antipodal Vivaldi antenna for near-field microwave imaging medical applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, no. 12, pp. 8816–8829, Dec. 2021.

- [1.33] A. Hossain, M. T. Islam, M. E. H. Chowdhury and M. Samsuzzaman, “A grounded coplanar waveguide-based slotted inverted delta-shaped wideband antenna for microwave head imaging,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 185698–185724, Oct. 2020.
- [1.34] F.-E. Zerrad et al., “Microwave imaging approach for breast cancer detection using a tapered slot antenna loaded with parasitic components,” *Materials*, vol. 16, no. 4, p. 1496, Feb. 2023.
- [1.35] H. Bahramiabarghouei, E. Porter, A. Santorelli, B. Gosselin, M. Popović and L. A. Rusch, “Flexible 16 antenna array for microwave breast cancer detection,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 62, no. 10, pp. 2516–2525, Oct. 2015.
- [1.36] H. Li, H. Zhang, Y. Kong and C. Zhou, “Flexible dual-polarized UWB antenna sensors for breast tumor detection,” *IEEE Sensors J.*, vol. 22, no. 13, pp. 13648–13658, Jul. 2022.
- [1.37] C. Blanco Angulo, H. García Martínez, R. Gutiérrez Mazón, E. Ávila Navarro, J. M. Vicente Samper and J. M. Sabater Navarro, “Sistema de imagen médica no invasiva basado en microondas para detección de brain-shift,” in *XXVI Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación*, Córdoba, Spain, 2019.
- [1.38] C. Blanco-Angulo et al., “Sistema no invasivo basado en microondas para detección de tumores mamarios,” in *XXXIV Simposio Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Sevilla, Spain, 2019.
- [1.39] C. Blanco Angulo, “Sistema no invasivo basado en microondas para la medida de distancias en material biológico. Aplicación en la detección del brain-shift y de tumores en cáncer de mama,” M.S. thesis, Escuela Politécnica Superior de Elche, Univ. Miguel Hernández de Elche, Elche, Spain, 2020.
- [1.40] C. Blanco-Angulo et al., “Validation of an RF image system for real-time tracking neurosurgical tools,” *Sensors*, vol. 22, no. 10, p. 3845, May 2022.
- [1.41] A. Martínez Lozano, “Diseño, simulación y medida de antenas monopolo impresas de banda ancha para la detección de tejido biológico,” M.S. thesis, Escuela Politécnica Superior de Elche, Univ. Miguel Hernández de Elche, Elche, Spain, 2020.
- [1.42] C. Blanco Angulo, “Detección no invasiva mediante microondas de tejido tumoral en estadios tempranos en casos de cáncer de mama,” Ph.D. dissertation, Programa de Doctorado en Tecnologías Industriales y de Telecomunicación, Univ. Miguel Hernández de Elche, Elche, Spain, 2023.
- [1.43] E. C. Fear, P. M. Meaney and M. A. Stuchly, “Microwaves for breast cancer detection?,” *IEEE Potentials*, vol. 22, no. 1, pp. 12–18, Feb. 2003.

- [1.44] K. N. Ketavath, D. Gopi and S. S. Rani, “In-vitro test of miniaturized CPW-fed implantable conformal patch antenna at ISM band for biomedical applications,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 43547–43554, Mar. 2019.
- [1.45] S. Kiani, P. Rezaei and M. Fakhr, “A CPW-fed wearable antenna at ISM band for biomedical and WBAN applications,” *Wireless Netw.*, vol. 27, no. 1, pp. 735–745, Jan. 2021.
- [1.46] *High-Frequency Structure Simulator (HFSS)*. (2021 R2). Ansys. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>
- [1.47] *MATrix LABORatory (MATLAB)*. (R2020a). MathWorks. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://es.mathworks.com/products/matlab.html>
- [1.48] *Electromagnetic Professional (EMPro)*. (2020). Keysight. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-em-design-software.html>
- [1.49] *Advanced Design System (ADS)*. (2021). Keysight. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system/pathwave-ads-software-bundles.html>
- [1.50] *Spyder*. (3.8). Spyder. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.spyderide.org/>
- [1.51] *PyCharm*. (2022.1.1). JetBrains S.R.O. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.jetbrains.com/es-es/pycharm/>
- [1.52] *Arduino IDE*. (1.8.19). Arduino. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.arduino.cc/en/software>
- [1.53] *Eagle*. (9.5.2). Autodesk. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.autodesk.com/products/eagle/overview?term=1-YEAR&tab=subscription>
- [1.54] “P3STEEL DUAL por HTA3D - Kit DIY personalizable.” HTA3D. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online.] Available: <https://www.hta3d.com/es/kit-p3steel-dual>
- [1.55] “Tumaker Pro Dual Direct Drive HR - Direct Drive HR.” Tumaker. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online.] Available: <https://tumaker.com/impresoras-3d/doble-cabezal/tumaker-pro-dual-direct-drive-hr-direct-drive-hr/>
- [1.56] E. Ávila Navarro, “Diseño, modelado, fabricación y medida de antenas impresas para comunicaciones inalámbricas,” Ph.D. dissertation, Departamento de Ingeniería de Sistemas Industriales, Univ. Miguel Hernández de Elche, Elche, Spain, 2008.

- [1.57] “E8363B PNA Network Analyzer, 10 MHz to 40 GHz.” Keysight. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online.] Available: <https://www.keysight.com/us/en/product/E8363B/pna-series.html>
- [1.58] “R&S®ZNLE vector network analyzer.” Rohde & Schwarz. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online.] Available: https://www.rohde-schwarz.com/es/productos/test-y-medida/analizadores-de-redes/rs-znle-vector-network-analyzer_63493-447936.html
- [1.59] Rohde & Schwarz. Technical Datasheet R&S®ZV-Z129/Z135/Z170 Calibration Kits. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_manuals/gb_1/z/zvx_1/ZV-Z170_Z135_Z129_TechnicalInformation_04.pdf



CAPÍTULO 2

MARCO TEÓRICO

Este capítulo presenta los conceptos teóricos básicos que son necesarios para la realización de cualquier sistema de imagen médica basado en microondas, así como los conceptos generales de algunas partes que son importantes para el desarrollo de este trabajo. La estructura de este capítulo está organizada de la siguiente manera: en la sección 2.1 se realiza una pequeña introducción a las microondas, ya que es la base de la tecnología utilizada en esta Tesis Doctoral; en la sección 2.2 se presenta la descripción del electromagnetismo computacional, que se utiliza para el diseño de las antenas y los sistemas; en la sección 2.3 se muestra un resumen de los sistemas de imagen médica por microondas, centrándose en la sección 2.4 en los principios básicos del radar, puesto que los sistemas que se desarrollan a lo largo de la Tesis son sistemas de imagen médica por microondas basados en esta tecnología, por lo que es importante saber el funcionamiento de los mismos; en la sección 2.5 se presenta una descripción de las antenas de banda ancha, que son los elementos más importantes de los sistemas, encargados de transmitir y recibir las señales; a continuación, en la sección 2.6 se muestra una descripción de las propiedades dieléctricas de los materiales, que pueden cambiar significativamente con la frecuencia; en la sección 2.7 se hace una pequeña introducción a los modelos biológicos que se utilizan en las pruebas de laboratorio; y, finalmente, en la sección 2.8, se muestra una breve introducción a la fabricación aditiva que se utiliza para desarrollar los modelos biológicos, algunos componentes de los sistemas y la última antena desarrollada en esta Tesis Doctoral.

2.1. INTRODUCCIÓN A LAS MICROONDAS

La denominación de microondas estuvo durante mucho tiempo dedicada a especialistas en radar, telecomunicaciones y electromagnetismo, pero con la llegada de los hornos microondas este término se empezó asociar también a la cocina, y ser ampliamente utilizado por la población en general. Es por ello, que en muchas ocasiones en ámbitos científicos se utilizan los términos radiofrecuencia (RF) y ondas milimétricas, ya que es más amplio y genérico. Además, últimamente el término radio se está sustituyendo por inalámbrico, que es una expresión adoptada y creada por Marconi. En 1932 Nello Carrara introdujo por primera vez en la literatura las microondas para denominar a las ondas electromagnéticas (EM) que presentaban una longitud de onda inferior a 30 cm, o lo que es lo mismo, las que presentaban, en el espectro EM, una frecuencia superior a 1 GHz [2.1]. La radiación tanto de microondas como de RF forma parte del espectro EM y cubren el rango de frecuencias que va de 100 MHz a 1 THz. El término de RF se refiere al rango de frecuencias que llega hasta los 300 MHz y el término microondas es utilizado para denominar las frecuencias comprendidas entre los 300 MHz y los 300 GHz, correspondiendo con una longitud de onda ($\lambda = c/f$) de 1 m y 1 mm respectivamente [2.1], [2.2] (figura 2.1).

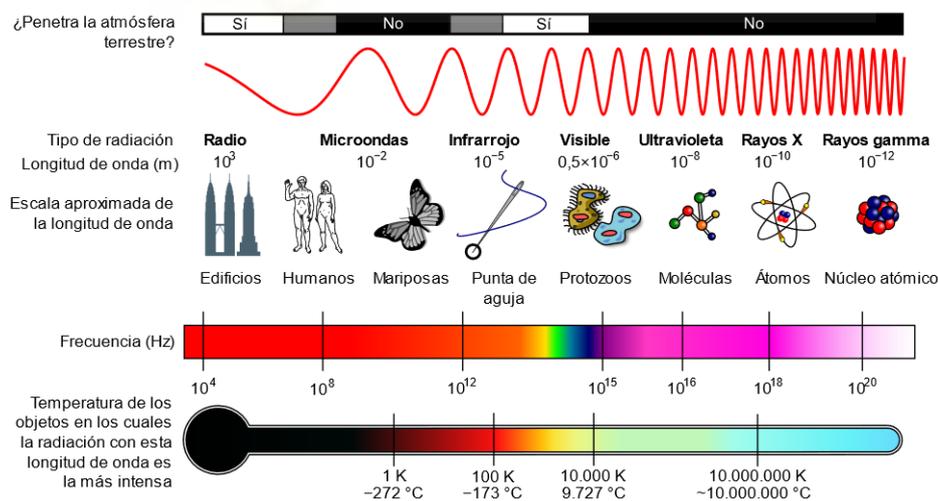


Figura 2.1. Espectro electromagnético [2.3].

En comparación con la radiación ultravioleta (UV) y los rayos X, que provocan ionización, los campos de RF se caracterizan por ser no ionizantes, es decir, que para RF en un solo cuanto (quantum) de energía, no hay suficiente energía para ionizar un átomo

o molécula. La energía de las ondas EM se cuantifica en cuantos de energía que se pueden expresar tanto en julios (J) como en electronvoltios (eV), donde $1 \text{ eV} \approx 1.6 \times 10^{-19} \text{ J}$ [2.4]. A modo de ejemplo en la Tabla 2.1 se muestran los cuantos de energía para algunas frecuencias del espectro EM. En dicha tabla se puede observar que la radiación de RF tiene energía cuántica muy pequeña, inferior al potencial de ionización de cualquier sustancia conocida [2.4]. Habitualmente, la radiación no ionizante alude a las ondas EM que se encuentren por debajo de las frecuencias de la radiación UV. Aun así, se debe tener en cuenta que, la radiación EM no ionizante puede tener otros efectos sobre los cuerpos biológicos que necesitan energías que están por debajo del nivel de los potenciales ionizantes, como puede ser el calentamiento de tejidos [2.4]. Con todo, el rango de frecuencias de microondas cubierto en los sistemas desarrollados en este trabajo es no ionizante, por eso, las señales y aplicaciones que utilizan las microondas son seguras desde este punto de vista.

Tabla 2.1. Comparación de las características cuánticas de distintos tipos de radiación [2.4].

Tipo de radiación o Aplicación	Frecuencia (Hz)	Longitud de onda (m)	Energía de 1 cuanto de radiación (eV)
TV UHF	7×10^8	0.43	2.88×10^{-6}
Radar de microondas	10^{10}	3×10^{-2}	4.12×10^{-5}
Ondas milimétricas	3×10^{11}	1×10^{-3}	1.24×10^{-3}
Luz visible	6×10^{14}	5×10^{-7}	2.47
UV ionizante	10^{16}	3×10^{-8}	41.2
Rayos X suaves	10^{18}	3×10^{-10}	4120
Rayos X penetrantes	10^{20}	3×10^{-12}	4.12×10^5

2.2. DESCRIPCIÓN DEL ELECTROMAGNETISMO COMPUTACIONAL

El electromagnetismo es el estudio de los campos eléctricos y magnéticos y su interacción, siendo las ecuaciones de Maxwell el núcleo de la ingeniería electromagnética moderna. La solución de las ecuaciones de Maxwell es compleja, por lo que se deben utilizar aproximaciones para los problemas reales. La aproximación numérica de las

ecuaciones de Maxwell se conoce como electromagnetismo computacional (CEM). Los métodos CEM de onda completa se aproximan numéricamente a las ecuaciones de Maxwell, sin tener que realizar unas aproximaciones físicas iniciales. De todas las técnicas de onda completa, las más utilizadas suelen ser el método del dominio del tiempo de diferencias finitas (FDTD), el método de los momentos (MoM) y el método de los elementos finitos (FEM) [2.5]. Estas técnicas suelen clasificarse en ecuaciones integrales o diferenciales y según el dominio en el que trabajen, donde se puede diferenciar entre el método en el dominio del tiempo, el cual utiliza una formulación temporal del problema electromagnético, o el método en el dominio de la frecuencia, que utiliza una formulación en régimen permanente senoidal [2.5], [2.6]. Respecto al método MoM, éste resuelve la ecuación integral de potencia mixta realizando una discretización del problema a simular. El método FEM realiza una discretización espacial del problema en elementos poligonales en dos o tres dimensiones, realiza un mallado del problema, y aplica las fórmulas necesarias para obtener una aproximación a la solución de las ecuaciones diferenciales con condiciones de contorno que definen los campos electromagnéticos, obteniendo las características del objeto a simular en el dominio de la frecuencia. Por último, el método FDTD resuelve las ecuaciones de Maxwell en el dominio del tiempo realizando una discretización temporal de las mismas, de forma que se obtienen ecuaciones en diferencias finitas [2.7].

Hay que tener en cuenta que al utilizar los métodos CEM, se reemplaza un problema de campo real por uno aproximado, por lo que las soluciones obtenidas con los simuladores se parecerán a las medidas, pero no tienen por qué ser iguales. Algunos ejemplos de posibles problemas que se pueden encontrar son las limitaciones del modelo matemático, problemas en las tolerancias que pueden no ser importantes o que pueden afectar directamente en el rendimiento del dispositivo, o incluso diferencias entre los tamaños de los dispositivos simulados y fabricados. Para poder verificar y validar los resultados obtenidos, es decir, garantizar que el simulador haya implementado correctamente todas las fórmulas y poder comprobar que dichas formulas implementadas en el software den resultados que concuerden con la realidad, existen varios métodos de uso generalizado que pueden ayudar a solucionar los posibles problemas surgidos al utilizar los simuladores. Entre ellos se puede encontrar la comparación de los resultados con: soluciones calculadas analíticamente, soluciones aproximadas, las medidas y otros códigos CEM, es decir, otros simuladores [2.5].

Una decisión importante en el diseño de las antenas y los sistemas de imagen médica es el simulador y, por ende, el método matemático de resolución de los campos electromagnéticos. Tal y como se ha expuesto en el capítulo anterior, los simuladores electromagnéticos que se utilizan en esta Tesis Doctoral son ADS, EMPro y HFSS. Estos simuladores ofrecen unas características similares en cuanto al entorno de trabajo (es decir, la interfaz), y los resultados obtenidos en la simulación de las antenas o los sistemas completos. Las principales diferencias entre ellos están relacionadas con el funcionamiento del método matemático que implementan, debido a la programación de las aproximaciones de los métodos. Además, es importante tener en cuenta la carga computacional utilizada por el simulador, ya que ésta depende directamente de la precisión de los resultados [2.7]. Teniendo esto en cuenta, el método que mejor se adapta a las necesidades requeridas dadas las opciones que presentan los simuladores, y por consiguiente el que se ha utilizado en esta Tesis, es el método FEM.

2.3. SISTEMAS DE IMAGEN MÉDICA POR MICROONDAS

Las imágenes médicas son un proceso de representación visual tanto de la estructura como de la función de los distintos tejidos y órganos del cuerpo humano. Estas imágenes se obtienen para realizar un estudio detallado de la anatomía y la fisiología normal y anormal del cuerpo, ya que las técnicas de imágenes médicas permiten no solo mostrar las estructuras internas que hay debajo de la piel y los huesos, sino también diagnosticar anomalías y tratar enfermedades [2.8]. Las imágenes de microondas son una modalidad de imagen médica prometedora que puede ser una alternativa rentable a las ya existentes [2.9]. Los métodos tradicionales de obtención de imágenes que proporcionan información sobre los tejidos, como pueden ser los rayos X, la tomografía computarizada, la resonancia magnética o la ecografía de diagnóstico, entre otros, han ido evolucionado a lo largo del tiempo, mejorando sus prestaciones. Aun así, estos métodos presentan diversas limitaciones, como su complejidad, su alto coste, la baja sensibilidad a los cambios tisulares o la exposición a radiación dañina y agentes de contraste nefrotóxicos [2.10]. En la figura 2.2 se muestran diferentes modalidades de imagen médica y sus correspondientes imágenes [2.11].

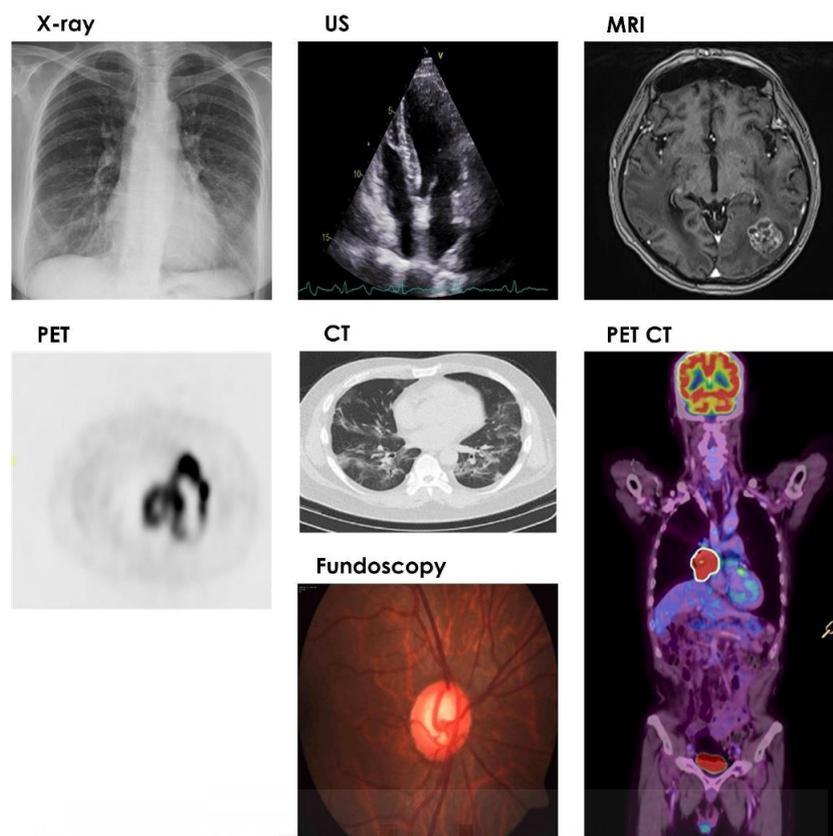


Figura 2.2. Modalidades habituales de imagen médica: rayos X, ultrasonido, resonancia magnética, tomografía por emisión de positrones, tomografía computarizada, tomografía por emisión de positrones-tomografía computarizada, fundoscopia [2.11].

La radiografía de rayos X utiliza campos EM a frecuencias muy altas o fotones con longitudes de onda de nanómetros para poder observar en el interior del cuerpo humano los objetos no uniformes. Para ello, se dirige un haz de rayos X hacia el objetivo y se absorbe una fracción de ellos, posteriormente los rayos X que consiguen atravesarlos se capturan con un detector, que puede ser una película sensible a los rayos X o un detector digital, proporcionando una representación 2D de aquellas estructuras que ha atravesado y que quedan superpuestas unas sobre otras [2.12]. La tomografía computarizada por rayos X, o tomografía axial computarizada, es un procedimiento que utiliza registros de rayos X procesados por un ordenador para producir imágenes tomográficas o segmentadas de áreas específicas del cuerpo. Esta técnica es utilizada con fines de diagnóstico y terapéutico. El procesado de la geometría digital es utilizado para generar una imagen 3D del interior del objeto a partir de una gran cantidad de imágenes de rayos X 2D tomadas alrededor de un solo eje de rotación. La tomografía computarizada elabora un archivo de datos manipulable que permite mostrar las distintas estructuras corporales en función de su capacidad para bloquear el haz de rayos X [2.12]. Los riesgos

de la tomografía computarizada son pequeños, pero el riesgo de cáncer debido a las ondas ionizantes utilizadas en la tomografía computarizada se encuentra en aumento [2.8].

La resonancia magnética es una técnica de imágenes médicas utilizada en radiología para visualizar en detalle las estructuras internas del cuerpo de forma no invasiva. Para ello utiliza la propiedad de la resonancia magnética nuclear con el fin de obtener imágenes de los núcleos de los átomos dentro del cuerpo. En un escáner de resonancia magnética se utilizan campos magnéticos, campos eléctricos y ondas de radio para producir imágenes de los órganos y la estructura del cuerpo. Además, proporciona un buen contraste entre los diferentes tejidos blandos del cuerpo, siendo útil para obtener imágenes del cerebro, los músculos, el corazón y los tumores en comparación con otras técnicas de imágenes médicas como la tomografía computarizada o los rayos X. Asimismo, la resonancia magnética no utiliza radiación ionizante a diferencia de las tomografías computarizadas o las radiografías tradicionales [2.8], [2.12].

La tecnología de imágenes por ultrasonido utiliza una onda de presión sonora cíclica con una frecuencia mayor que el límite superior del rango auditivo humano. Los dispositivos de ultrasonido para aplicaciones médicas suelen abarcar el rango de frecuencias de 2 a 18 MHz. La ecografía médica es una técnica de diagnóstico por imágenes médicas basada en ultrasonido que se utiliza para visualizar las estructuras internas del cuerpo y para capturar imágenes tomográficas en tiempo real. Esta tecnología es relativamente económica y portátil en comparación con otras técnicas como la resonancia magnética o la tomografía computarizada. La ecografía realizada correctamente no presenta riesgos conocidos para el paciente, además no utiliza radiación ionizante y los niveles de potencia utilizados para las imágenes son demasiado bajos como para causar efectos adversos de calentamiento o presión en el tejido. Aunque existen muchas aplicaciones útiles de la ecografía en el campo médico, ésta también presenta algunos efectos secundarios como el efecto de cambio hormonal, la rotura de cromosomas con muy baja frecuencia, los efectos químicos y otros problemas de salud [2.8], [2.12].

Analizando las técnicas tradicionales expuestas anteriormente, se puede observar que los rayos X y la tomografía computarizada utilizan radiación ionizante para penetrar en el cuerpo. De la radiación utilizada, una parte de la energía es absorbida por el tejido y la otra parte atraviesa al paciente hasta la placa de imágenes. Esta radiación ionizante puede dañar las estructuras celulares y el ADN (ácido desoxirribonucleico), de hecho, una sola tomografía computarizada lumbar de 2 minutos de duración puede tener tanta

radiación como 500 días de exposición a la radiación natural. Además, la resonancia magnética también es peligrosa para las personas con implantes médicos, como marcapasos, y pueden ser difíciles para pacientes con claustrofobia o alguna discapacidad mental [2.13]. Otro aspecto a destacar son los costes. El coste de la atención médica y los procedimientos de imágenes médicas utilizados en la exploración de los pacientes no son baratos. El precio de un examen básico de radiografía es más barato que el uso de resonancias magnéticas o tomografías computarizadas, pero hay que tener en cuenta el coste que supone el mantenimiento de los equipos, la capacitación de tecnólogos y el sueldo de los médicos dedicados a la interpretación de los resultados. En un esfuerzo por encontrar métodos de obtención de imágenes más seguros y menos costosos, las imágenes por microondas tienen el potencial de superar algunas de estas limitaciones y, por ello, se están convirtiendo rápidamente en un área de interés y de estudio [2.10], [2.13].

Las imágenes por microondas son técnicas no invasivas y no destructivas que están destinadas a detectar materiales u objetivos, con el fin de obtener sus propiedades físicas y/o la información sobre las condiciones de las estructuras bajo estudio [2.14]. Aunque los sistemas de imagen médica por microondas son una técnica emergente en la que todavía es muy difícil obtener reconstrucciones dieléctricas precisas y efectivas, en los últimos años están tomando un gran interés. Actualmente la comunidad médica busca nuevas herramientas de diagnóstico con alta sensibilidad y especificidad, por ello cada vez más se proponen nuevos enfoques y sistemas, como los basados en microondas [2.14], [2.15]. Esta tecnología se basa en sistemas de medida de corto alcance, que son capaces de recoger el campo EM resultante de la interacción entre las ondas a frecuencias de microondas y los materiales u objetivos a evaluar [2.14].

En la literatura, se han explorado tres métodos de sistemas de imagen médica por microondas que pueden clasificarse como métodos pasivos, híbridos y activos. El método pasivo utiliza un dispositivo de radiometría para medir las diferencias de temperatura entre los tejidos sanos y malignos. Los tejidos malignos presentan una temperatura más alta en comparación con los tejidos normales circundantes. El método híbrido, denominado método termoacústico, utiliza sensores de microondas y transductores ultrasónicos para detectar la presencia de un tejido maligno. En este caso se iluminan los tejidos mediante ondas EM a la frecuencia de microondas, que serán absorbidas por el tejido. Los tejidos malignos van a absorber más energía que los tejidos normales e irradiarán ondas acústicas más fuertes debido a la mayor conductividad eléctrica que

presentan con respecto a la de los tejidos normales circundantes. A continuación, un transductor de ultrasonido mide las señales acústicas reflejadas y las procesa para construir una imagen. El método activo utiliza señales de microondas para iluminar los tejidos y la variación de las propiedades dieléctricas entre los tejidos normales y malignos se mide dentro de un rango de frecuencia de microondas específico. Con ello, se estima las señales retrodispersadas de los tejidos para construir una imagen que indica la presencia de un tejido maligno en función de las señales reflejadas, que son más fuertes con respecto a las de los tejidos sanos [2.16].

Las técnicas para obtener imágenes por microondas utilizando métodos activos se pueden dividir en dos grupos principales: la tomografía por microondas y las imágenes basadas en radar. La tomografía por microondas aplica señales de microondas que “iluminan” el tejido bajo estudio, y proporciona la información cuantitativa de las propiedades dieléctricas de dicho tejido con el fin de poder identificar tejidos malignos. Para ello se genera un mapa de permitividad y conductividad mediante la inversión de esas señales. Este método generalmente se realiza con algoritmos iterativos de reconstrucción de imágenes y puede representarse mediante un problema inverso no lineal que lleva mucho tiempo, debido a que el proceso de cálculo es complicado, por lo que se requieren importantes recursos computacionales para obtener una solución. Si se plantean mal estos enfoques de dispersión inversa, los resultados pueden carecer de unicidad, por lo que requieren una regularización para lograr la convergencia hacia una solución significativa. Las imágenes del tejido bajo estudio se pueden construir a partir del archivo de datos de microondas utilizando algoritmos de dispersión inversa, que estiman los parámetros constitutivos de los tejidos mediante el análisis de las señales de microondas absorbidas y reflejadas. Los pasos que deben seguirse, para reconstruir una imagen con el método de tomografía por microondas, incluyen la recopilación de los datos con este método, el análisis de los datos y, finalmente, la visualización de las imágenes [2.16], [2.17]. Algunos ejemplos de sistemas de imagen médica que utilizan el método de tomografía por microondas se pueden encontrar en [2.18], [2.19], [2.20] y [2.21]. Estos sistemas se muestran en la figura 2.3.

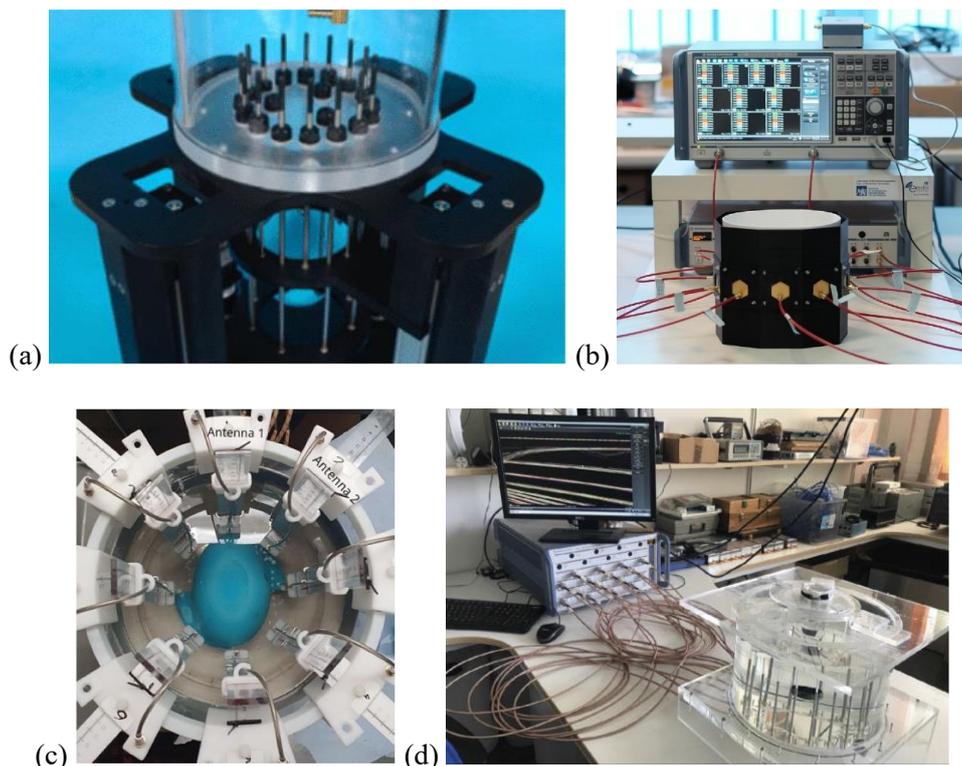


Figura 2.3. Ejemplos de sistemas de tomografía por microondas: (a) Sistema para la detección de cáncer de mama [2.18]; (b) Sistema para la detección de accidentes cerebrovasculares [2.19]; (c) Sistema para la detección y clasificación de accidentes cerebrovasculares [2.20]; (d) Sistema para la obtención de imágenes rápidas de cáncer de mama [2.21].

Con respecto a las técnicas basadas en radar, éstas utilizan una fuente de microondas externa para iluminar el objeto de interés con señales de gran ancho de banda, y las señales reflejadas en dicho objeto se utilizan para detectar las diferencias en las propiedades dieléctricas entre los tejidos normales y malignos, permitiendo identificar la presencia y ubicación de los posibles tejidos malignos [2.9], [2.16]. El método basado en radar, al utilizar señales de gran ancho de banda, permite satisfacer el requisito de resolución manteniendo una penetración adecuada de la señal a medida que la conductividad del tejido aumenta con la frecuencia. El rango de frecuencia óptimo para este tipo de sistemas se sitúa entre 1 y 10 GHz. Al irradiar con la antena transmisora ráfagas de energía de microondas de corta duración hacia el objeto bajo estudio, toda discontinuidad dieléctrica que encuentre la onda en el camino se reflejará. Dichas señales reflejadas serán captadas por la antena receptora que estimará la existencia, ubicación y características de la estructura que está causando la discontinuidad dieléctrica [2.9]. Este método es más cómodo y seguro en comparación con la tomografía por microondas [2.17]. Las técnicas de imagen médica basadas en radar implican métodos y

algoritmos de formación de haces de imagen médica basados en radar. Estos métodos se pueden clasificar en cinco enfoques: microondas confocal, radar adaptativo de detección de tejidos, imagen médica vía espacio-tiempo, adaptativo multiestático y datos adaptativos en el dominio del tiempo. Los algoritmos de formación de haces se pueden agrupar en varios tipos, como pueden ser los algoritmos de retardo y suma, algoritmos de inversión de tiempo, algoritmos de eliminación de artefactos, algoritmos de tiempo de llegada, algoritmo de dispersión inversa, algoritmo de retardo, filtrado y suma, algoritmo de retardo y suma mejorado o algoritmo de retardo, multiplicación y suma, entre otros [2.16]. Algunos ejemplos de sistemas de imagen médica basados en radar se pueden encontrar en [2.22], [2.23], [2.24] y [2.25]. Dichos sistemas se muestran en la figura 2.4.

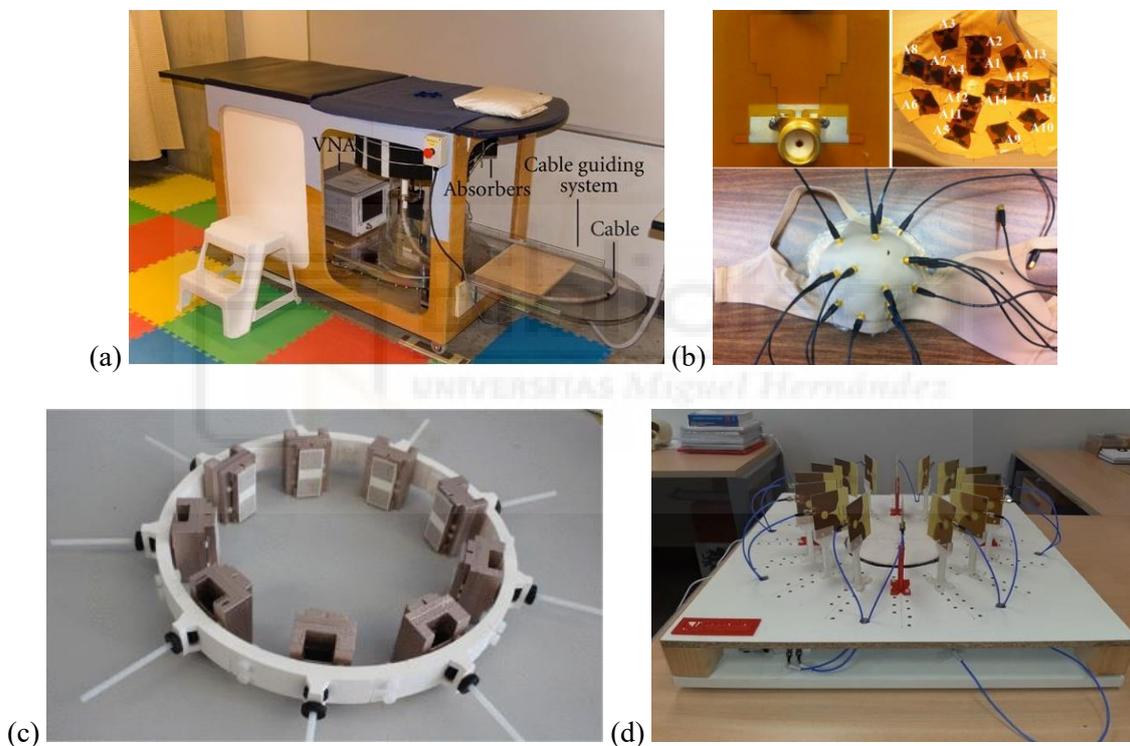


Figura 2.4. Ejemplos de sistemas de imagen médica por microondas basados en radar:
 (a) Sistema para la obtención de imágenes de la mama [2.22]; (b) Sistema para la detección de cáncer de mama [2.23]; (c) Sistema de obtención de imágenes dinámicas cardiovasculares [2.24]; (d) Sistema para la detección de cáncer de mama [2.25].

Los sistemas de imágenes de microondas basados en radar están compuestos por sensores de RF, que permiten transmitir señales de microondas hacia el objeto bajo estudio y medir las señales de reflexión retrodispersadas del objeto, que juega un papel importante en el sistema. La resolución de la imagen se puede mejorar aplicando frecuencias más altas, desarrollando un sensor de alta sensibilidad y aumentando la

cantidad de sensores del sistema. Hay varios tipos de sensores de RF para aplicaciones biomédicas que pueden dividirse en dos grupos: los sensores de microondas para la implementación de sistemas de imágenes por microondas y los biosensores de microondas para la detección de biomarcadores como el cáncer. Con respecto a los sensores de microondas, se han desarrollado una gran variedad de antenas planas de microondas monopolo impresas y de banda ancha, donde la antena microstrip es uno de los tipos más populares de sensores desarrollados. Por otro lado, los biosensores de RF ofrecen un nuevo enfoque prometedor para el diagnóstico rápido, seguro, preciso y sin etiquetas de biomarcadores como biomoléculas y células cancerosas. Los biosensores de RF se pueden clasificar en biosensores de campo cercano y de campo lejano. Comparando los sensores y los biosensores de RF, el biosensor ofrece una opción de bajo coste, desechable y de alta sensibilidad para sistemas de diagnóstico de biomoléculas [2.17]. Con respecto a las imágenes de microondas basadas en radar, éstas se pueden obtener mediante dos enfoques como son el análisis en el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo. El análisis en el dominio de la frecuencia requiere equipos como un Analizador Vectorial de Redes (VNA) que suele ser costoso. Por el contrario, los sistemas de medida en el dominio del tiempo tienen la ventaja de ser rentables, debido a que utilizan un osciloscopio y requieren menos tiempo de escaneo [2.26], [2.27]. En los sistemas de medida en el dominio de la frecuencia se miden los parámetros S en varias frecuencias discretas y luego se utilizan para sintetizar señales en el dominio del tiempo. En los sistemas de medida en el dominio del tiempo, el osciloscopio utiliza una técnica de muestreo de tiempo equivalente que construye una señal con gran ancho de banda basada en medidas durante varios ciclos de onda repetitivos. Comparando los sistemas en el dominio de la frecuencia y el tiempo, los del tiempo tienen la ventaja de una rápida adquisición de datos de las señales de banda ancha, pero tienen relaciones señal-ruido más bajas, lo que puede producir distorsión en las imágenes [2.27].

La calidad de la imagen obtenida con los sistemas de imagen médica puede determinar la precisión de la prueba e influir en la decisión de diagnóstico de los médicos. Las mejoras tanto en las técnicas como en la instrumentación de las imágenes han podido mejorar el diagnóstico y el tratamiento temprano, aunque es necesario un método cuantitativo que permita evaluar los avances tecnológicos. Las evaluaciones cuantitativas de la calidad de las imágenes de diagnóstico generalmente se obtienen en términos de resolución espacial, relación señal-ruido y relación contraste-ruido. Hay ciertos

parámetros operativos y de diseño que afectan a la calidad de las imágenes reconstruidas, como puede ser la frecuencia operativa y el número de antenas del sistema. Se han realizado estudios para determinar cómo los diferentes parámetros de diseño y funcionamiento afectan la calidad de la imagen reconstruida, considerándose que una vez que se resuelvan estos desafíos, los sistemas de imagen por microondas se convertirían en un gran competidor dentro de los dispositivos de imagen médica [2.9].

Las imágenes médicas por microondas se utilizan en diferentes aplicaciones, como por ejemplo para detectar tumores en los casos de cáncer, donde gracias al contraste existente en las propiedades dieléctricas de los materiales se puede distinguir entre el tejido sano y el tejido tumoral. Hay que tener en cuenta que a medida que aumenta la frecuencia, la resolución de la imagen también lo hace, así como la absorción del tejido. Por tanto, la obtención de una imagen clara se complica, ya que es necesario un límite frecuencial lo más alto posible, en la banda de funcionamiento de las antenas, para que la penetración de las señales en el tejido sea aceptable. Por ello, las señales de banda ancha son las más apropiadas. A modo de ejemplo, si se transmite una señal y se recibe con otra antena que está situada en el lado posterior de un objeto, la pérdida de penetración del tejido adiposo sano es inferior a 4 dB/cm con una señal de microondas centrada en la frecuencia de 6 GHz [2.26]. Las frecuencias que se encuentran en el rango de 100 MHz hasta 1 GHz son utilizadas para las comunicaciones con implantes médicos, debido a que la profundidad de penetración a la frecuencia de 100 MHz es considerable. Cuando la frecuencia aumenta, se reduce la profundidad de penetración, obteniendo por ejemplo una profundidad de 113 mm y 21 mm para grasa y músculo respectivamente, a una frecuencia de 2.45 GHz. Por tanto, como la penetración a esas frecuencias es pequeña, la propagación se quedará en torno a la superficie del cuerpo [2.28].

2.3.1. VENTAJAS E INCONVENIENTES

Las ventajas de un sistema de imagen médica por microondas sobre los métodos de imágenes tradicionales son notables. Los sistemas por microondas utilizan radiación EM no ionizante y de baja potencia, por lo que no suponen un riesgo para la salud de los pacientes [2.9], además de ofrecer una forma no invasiva para el diagnóstico de

afecciones tisulares funcionales y patológicas [2.29]. Como requieren de menor energía para funcionar, el coste del sistema es menor en comparación con otras técnicas que son más caras, como por ejemplo la resonancia magnética, que requiere de helio líquido para sobreenfriar el imán, o la tomografía computarizada, cuya calibración de los elementos de detección de imágenes es costosa. Además, las ondas EM, que son necesarias en los sistemas de microondas para reconstruir una imagen, tienen no solo una frecuencia mucho más baja, sino también una menor capacidad para dañar las células y el ADN, por lo que no causa daños celulares en el área de interés, es decir, que son no ionizantes. En comparación con las imágenes radiográficas convencionales, el rango de frecuencia de las microondas es de 300 MHz a 300 GHz, siendo mucho menor que el rango de frecuencia de los rayos X que va de 30 PHz a 30 EHz. Como las microondas presentan una frecuencia más baja, la mayoría de las ondas se reflejan en los tejidos, en lugar de penetrar completamente a través del objetivo, además de no tener suficiente energía para ionizar moléculas y provocar daños en el ADN [2.13].

Otra ventaja importante de estos sistemas es que no necesitan de una adecuación específica de la sala donde se utilizan, como sí ocurre en los sistemas basados en tomografía computarizada y resonancia magnética. Esta ventaja abre la posibilidad de la utilización de estos sistemas en entornos ambulatorios o en zonas aisladas y poco pobladas, por su facilidad de portabilidad, pudiendo utilizarse (como se plantea con los sistemas de detección de tumores mamarios) en campañas de cribado. El coste de estos sistemas es varios órdenes inferiores al coste de los sistemas de imagen médica tradicionales. Por último, otra de las ventajas de este tipo de sistemas es que son muy rápidos en realizar las medidas y obtener las imágenes, por lo que se pueden utilizar en aplicaciones casi en tiempo real [2.25].

Los sistemas de imagen médica por microondas también presentan algunas desventajas como la resolución de imagen o resolución espacial, que es inferior a la de los otros métodos convencionales [2.13]. Dicha resolución espacial, asociada con la precisión de la localización de los tejidos analizados es inferior a la de los sistemas de imagen médica actuales, por lo que se debe seguir investigando en estos sistemas para mejorar sus prestaciones. En todo caso, cabe destacar, que los sistemas de imagen médica por microondas no se conciben como un futuro sustituto de los sistemas de imagen médica tradicionales, sino más bien, como una tecnología que puede complementar a los actuales

sistemas, ampliando las posibilidades y espacios de utilización de cara a mejorar las prestaciones ofrecidas a los pacientes.

Otra desventaja de los sistemas de microondas está relacionada con los posibles errores cometidos, es decir, en un sistema tan complejo, puede haber varias fuentes y causas de error que deben tenerse en cuenta para eliminar, o bien minimizar, su influencia y así obtener mejores resultados. Algunas posibles causas de error de los sistemas se presentan a continuación:

- El error en el posicionamiento de las propias antenas. Se trata de un error pequeño y controlado, ya que depende del error del propio sistema de posicionamiento de las antenas, que influye poco en los resultados y que puede eliminarse al hacer el procesado posterior de los datos.
- Error en las medidas por la precisión de posicionamiento del sistema. Esta precisión viene determinada por la resolución del sistema, que se obtiene como media longitud de onda en el medio en el que se transmiten las señales calculadas a la frecuencia más alta de funcionamiento del sistema.
- Otra posible causa de error es debida a la diferencia entre la permitividad y espesor de los tejidos entre unos pacientes y otros. Este error podría afectar a la determinación de la distancia del objeto bajo estudio, ya que influye en la velocidad de la onda. En cualquier caso, este error no suele ser demasiado importante en términos relativos.
- Error debido al efecto del propio sistema. Este error se consigue reducir al realizar dos medidas diferenciales (una en vacío y otra con el objeto bajo estudio).
- Otra posible fuente de error podría ser que el paciente se moviera durante las medidas, ya que cambiaría la distancia relativa del objetivo a las antenas. En un caso general, este efecto se podría evitar si se elimina el movimiento relativo del objetivo respecto de las antenas, el cual se podría conseguir sujetando al paciente. También hay que considerar que el tiempo necesario para la medida de los sistemas es bajo, por lo que el posible movimiento que pueda haber en ese espacio de tiempo de medida puede ser pequeño, lo que hace que también se minimice esta posible causa de error.
- Otra fuente de error a tener en cuenta puede venir dada por el ruido del sistema y la relación señal a ruido que se tenga en el mismo. Estos deben determinarse

para asegurar que la recepción de señales tenga suficiente calidad para cumplir satisfactoriamente los requisitos de las aplicaciones de imágenes médicas.

- Respecto a las interferencias, se puede distinguir entre las generadas por el entorno del propio sistema y las generadas por otros sistemas electrónicos. Las generadas por el propio sistema se eliminan o minimizan con la medida del sistema en vacío. Las interferencias del resto de sistemas suelen ser de banda estrecha, por lo que su influencia en un sistema de banda muy ancha suele ser pequeño.

2.3.2. DESAFÍOS Y DIRECCIONES FUTURAS DE INVESTIGACIÓN

Todavía hay muchos desafíos para los sistemas de imagen médica por microondas que deben abordarse para mejorar esta técnica y alcanzar su máxima capacidad, algunos de los cuales se presentan a continuación [2.9], [2.29]. Un gran desafío que hay en los sistemas tomográficos y los de detección es el acoplamiento eficiente de la señal de microondas transmitida al tejido bajo estudio, que puede atribuirse a las grandes diferencias existentes entre las propiedades dieléctricas del tejido y el medio en el que están situadas las antenas. Como resultado, la señal que penetra en el tejido se debilita debido a las fuertes reflexiones en el límite entre éste y el medio, por lo que al obtener las imágenes correspondientes algunas señales de baja frecuencia se atenúan o se pierden por completo. Para minimizar los efectos del acoplamiento una posible solución es utilizar un líquido de acoplamiento entre los elementos radiantes y el objeto bajo estudio, o incluso utilizar una antena que esté diseñada específicamente para la aplicación deseada y que pueda situarse muy cerca del tejido bajo estudio.

Las imágenes por microondas están basadas en la diferencia significativa en las propiedades eléctricas de los tejidos sanos y malignos. No obstante, si la diferencia entre ambos tejidos es pequeña, detectar cualquier tejido maligno mediante imágenes por microondas es mucho más complicado. Una solución a dicho problema es utilizar agentes de contraste que puedan mejorar la diferencia entre los tejidos, sobre todos los malignos. La detección de tejidos malignos en las imágenes por microondas se realiza midiendo las reflexiones en los tejidos bajo estudio, las cuales pueden incluir señales no deseadas que

requieren un procesamiento para eliminarlas. Existen numerosos algoritmos para obtener las imágenes. Cada uno de ellos presenta sus propias limitaciones, y su utilización depende de los recursos computacionales disponibles. El desarrollo de algoritmos de inversión computacionalmente eficiente y preciso es un campo en el que debe investigarse. Además, el uso de algoritmos de aprendizaje automático y aprendizaje profundo para crear sistemas inteligentes de apoyo a la toma de decisiones puede ayudar a los médicos a reconocer los tejidos malignos.

Aumentar el número de antenas utilizadas en los sistemas para adquirir un conjunto de datos más grande puede ser una buena opción para obtener más resolución en las imágenes, pero hay que tener en cuenta las limitaciones físicas en el número de antenas que se pueden utilizar en los sistemas. Situar las antenas demasiado cerca puede suponer un problema debido al alto acoplamiento mutuo que puede haber entre ellas, ya que introduciría errores en el campo disperso medido. Para evitar este problema, los métodos más utilizados consisten en insertar una pieza de desacoplamiento entre las antenas radiantes, incluir el uso de cavidades, estructuras de tierra defectuosas, aislantes de metamateriales, resonadores de anillos divididos complementarios ranurados, estructuras de paredes defectuosas y el empleo de estructuras de banda prohibida electromagnética entre antenas. También hay que tener en cuenta el error que se puede introducir en la medida debido a las pérdidas en los cables, los cambios de fase o el desajuste en los conectores, efectos que habitualmente son corregidos con la calibración. Otro tema importante en las imágenes de microondas es elegir una frecuencia de imagen adecuada. Elegir el ancho de banda frecuencial adaptado a la aplicación es un compromiso entre la profundidad de penetración y la resolución. La profundidad de penetración disminuye con la frecuencia debido a la mayor atenuación en los tejidos a frecuencias altas, por el contrario, la resolución aumenta con la frecuencia.

En un entorno clínico hay cantidades significativas de interferencia EM, por lo que utilizar un sistema de imágenes por microondas es una tarea complicada, debido no solo a la gran cantidad de interferencia EM sino también al ruido, ya que puede provocar errores en las medidas. El origen de las interferencias y el ruido que puede haber en un entorno clínico son causadas por las emisiones de RF de dispositivos inalámbricos, como los teléfonos móviles, la telemetría médica, los ordenadores o los equipos de radiología, entre otros. También pueden contribuir a las interferencias y el ruido los suministros de energía eléctrica y las conexiones a tierra, los campos magnéticos (estáticos y alternos) y

las sobretensiones (descargas estáticas o rayos). Por ello, es necesario que los sistemas de imagen médica sean robustos a esas interferencias EM, a la vez que sean electromagnéticamente compatibles con otros sistemas médicos. Otra área que ha despertado mucho interés es el desarrollo de dispositivos de imagen por microondas portátiles, ya que los beneficios de estos equipos, para la comodidad de los pacientes y la preparación médica, es alta, incluso permiten llevarlos a cualquier parte donde se necesiten. Uno de los desafíos no técnicos de los sistemas de imagen por microondas es la competencia que tienen con los sistemas de imágenes tradicionales, ya que éstos están muy establecidos. Aunque la imagen por microondas presenta grandes ventajas como bajo riesgo, movilidad, resolución temporal y rentabilidad, carece de resolución espacial en comparación con las técnicas tradicionales, algo que puede ser necesario para obtener una interpretación clara de las imágenes reconstruidas.

2.4. PRINCIPIOS BÁSICOS DEL RADAR

El término radar es un acrónimo de detección y alcance de radio (*Radio Detection And Ranging*) [2.30]. Un radar es un sistema eléctrico que transmite ondas EM de RF hacia una región de interés, después de reflejarse dichas ondas EM en los objetos de esa región, los ecos reflejados son detectados por el sistema y permite obtener información sobre la presencia, posición y movimiento de los objetos [2.30], [2.31]. Los avances en el hardware y el software de los sistemas radar han permitido que éstos detecten, diferencien, clasifiquen, obtengan imágenes y rastreen el alcance, la altitud, la dirección o la velocidad de múltiples objetivos fijos o móviles simultáneamente [2.30].

El sistema radar transmite un pulso de RF y una pequeña parte de esa energía es reflejada por los objetos situados en la trayectoria del pulso transmitido. Como la velocidad de las ondas EM en el espacio libre es la misma que la velocidad de la luz, se puede calcular la distancia de los objetos a partir del tiempo transcurrido entre el momento en que se transmite y recibe el pulso. Además, si el sistema mide la frecuencia de la señal EM reflejada, se puede calcular la velocidad del objeto a partir del cambio de frecuencia existente entre la señal transmitida y recibida. El tamaño, la geometría y la composición

del objeto es información que se puede obtener de la potencia de la señal reflejada. Una ventaja importante de los sistemas radar de RF y microondas es que las ondas EM en este rango de frecuencia permiten detectar objetos que no son visibles [2.30].

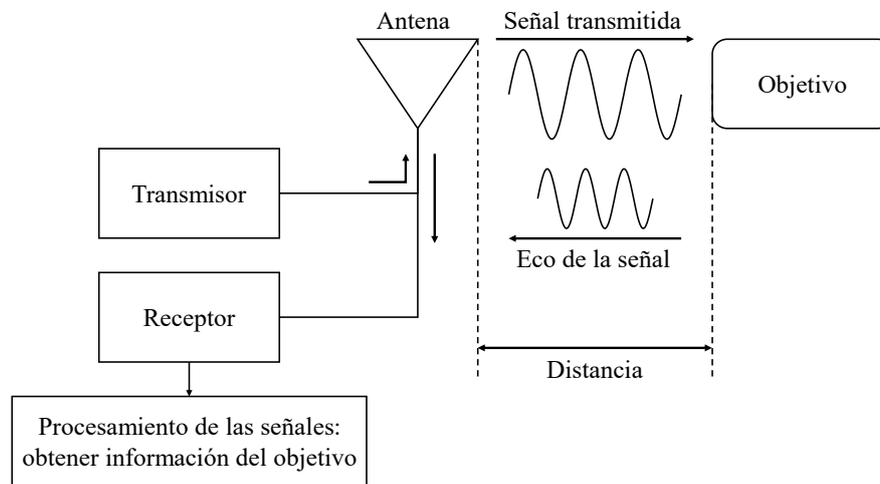


Figura 2.5. Diagrama de bloques del principio básico del radar.

En la figura 2.5 se muestra un diagrama de bloques de un sistema radar general, donde se observan los elementos principales que están involucrados en el proceso de transmisión de una señal radar, la propagación de dicha señal por el aire, la reflexión de la señal en el objetivo y, finalmente, la recepción de las señales reflejadas. Aunque los elementos de un sistema radar determinado varían, los subsistemas principales, que se pueden ver en los diagramas de bloques, deben incluir un transmisor, un receptor, una antena y una unidad de procesamiento de señales. El transmisor genera la onda EM y la amplifica a la potencia requerida. La antena es el subsistema que toma como entrada esa onda EM y la introduce en el medio de propagación. La señal transmitida se propaga a través del entorno hasta el objetivo y la onda EM induce corrientes en el objeto, que las vuelve a irradiar al medio. Estas señales contienen la información del objeto deseado, así como de otras superficies, como puede ser del suelo o de la atmósfera. Estas señales no intencionadas y no deseadas, pero legítimas, se denominan desorden. Parte de esta nueva señal que se ha visto alterada por su propagación en el medio, se irradia hacia la antena del receptor del radar, que recibe las ondas EM que se reflejan desde el objeto donde se encuentra la información de interés, así como la que no lo es, como el desorden. El receptor convierte la señal de la frecuencia de transmisión a una frecuencia intermedia o banda base, separa la señal tanto del ruido como de la interferencia y amplifica la señal lo suficiente para su digitalización y/o visualización. El procesamiento de señales se utiliza

para rechazar el desorden y otros ruidos, discriminando al mismo tiempo la señal deseada de la interferencia y extrayendo información de la señal [2.30], [2.31]. Las interferencias en las señales recibidas se pueden encontrar de cuatro formas distintas: el ruido electrónico interno y externo, las ondas EM reflejadas de objetos que no son de interés (es decir, el desorden), las ondas EM externas no intencionadas creadas por otras fuentes artificiales (es decir, interferencia EM), y las interferencias intencionadas de un sistema de contramedidas electrónicas en forma de ruido u objetivos falsos [2.31].

A primera vista se puede observar que un sistema radar es similar, al menos funcionalmente, a un sistema de comunicación, debido a que los sistemas radar hacen un uso extensivo de la teoría de comunicaciones, pero ambos sistemas no son iguales. En un sistema radar, la fuente de información (es decir, el objetivo) está ubicada dentro del canal, en lugar de en la entrada del transmisor como en el caso de un sistema de comunicación. La antena de un sistema radar contribuye de manera importante al rendimiento general y, en la mayoría de los casos, utilizan la misma antena para transmitir y recibir la señal. Además, la información que se busca en un sistema radar es simplemente la presencia de la señal reflejada por el objetivo. En el sistema radar el receptor está muy cerca del transmisor, pero en un sistema de comunicación los dos subsistemas suelen estar ubicados lejos uno del otro. La parte del procesado de señales de RF es similar en ambos sistemas, pero difiere significativamente una vez que se ha completado la demodulación [2.32].

Existen diferentes tipos de radares y la forma en la que se clasifican se basa en las características específicas del radar, como la misión del radar, el tipo de antena, la banda de frecuencia, las medidas específicas que debe realizar, las formas de onda que utiliza, el entorno físico en el que debe operar y las interferencias que se espera que encuentre [2.33]. La configuración física de las antenas transmisoras y receptoras clasifica a los radares en monoestáticos, biestáticos y multiestáticos, los cuales se muestran en la figura 2.6. Los radares que utilizan la misma antena para transmitir y recibir se denominan monoestáticos. En los radares biestáticos se utiliza una antena transmisora y otra antena receptora, que se encuentran en una ubicación distinta y donde la distancia de separación entre ellas es significativa. Por sí solo el uso de dos antenas no determina si un sistema es monoestático o biestático. Si las dos antenas están muy juntas o en la misma estructura o ubicación, entonces el sistema se considera monoestático o incluso puede denominarse pseudo-monoestático. Se considera que el sistema es

biestático sólo si hay suficiente separación entre las dos antenas, de modo que los ángulos o distancias hacia el objetivo son suficientemente diferentes. Por último, un radar multiestático debe tener al menos dos transmisores y un receptor, o al menos un transmisor y dos receptores, o múltiples transmisores y múltiples receptores. Las funciones de los elementos de los radares biestáticos/multiestáticos son las mismas que las de los radares monoestáticos, con la principal diferencia en la ausencia del diplexor [2.30], [2.31], [2.33].

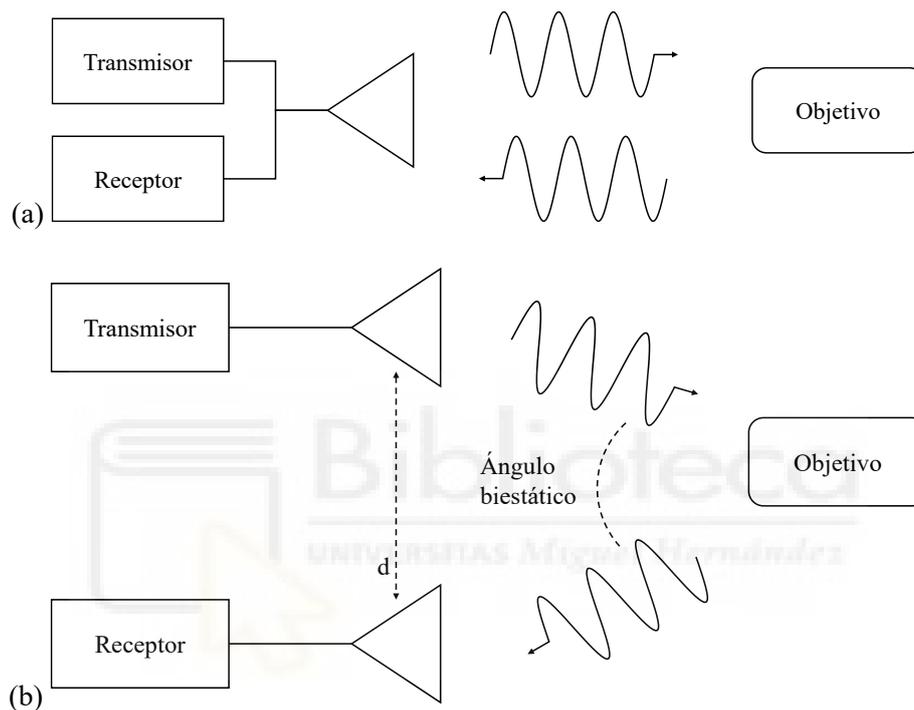


Figura 2.6. Configuración básica del radar: (a) Monoestática; (b) Biestática.

Los radares también se pueden clasificar por el tipo de forma de onda, que son dos, la onda continua (CW) y la pulsada. En los radares CW el transmisor se encuentra continuamente transmitiendo una señal, generalmente sin interrupción, y el receptor también se encuentra funcionando continuamente para recibir dicha señal. El transmisor de forma de onda pulsada emite una secuencia de pulsos de duración finita, que están separados por tiempos durante los cuales el transmisor se encuentra apagado para que el receptor se pueda encender y detectar las señales del objetivo. Los radares de CW suelen emplear la configuración biestática para efectuar el aislamiento del transmisor/receptor. El tiempo de transmisión de las ondas EM en los radares pulsados es muy corto y típicamente es de 0.1 a 10 μ s, aunque a veces es incluso de unos pocos nanosegundos o tan largos como 1 milisegundo [2.31].

El radar Doppler detecta todo movimiento en el campo de visión del radar mediante la detección de variaciones de fase en la señal recibida. Los radares utilizan la frecuencia Doppler para extraer la velocidad radial del objetivo y para distinguir entre objetivos u objetos en movimiento y estacionarios, como el desorden. El efecto Doppler es el cambio en la frecuencia central de una forma de onda incidente debido al movimiento del objetivo con respecto a la fuente de radiación. Este fenómeno fue descubierto por el físico alemán Christian Doppler y se aplica a todos los movimientos ondulatorios, incluidos el sonido, la luz y las ondas EM. Dependiendo de la dirección del movimiento del objetivo, el cambio de frecuencia puede ser positivo o negativo. Una forma de onda que incide sobre un objetivo tiene frentes de onda con la misma fase separados por la longitud de onda. Si la frecuencia de una onda procedente de una fuente se mantiene constante, y tanto la fuente como el objetivo permanecen estacionarios, dicha onda permanece a la misma frecuencia, ya que el objetivo recibe la misma cantidad de ondas por segundo que transmite la fuente. Si la fuente y el objetivo se acercan, el objetivo percibirá la onda a una frecuencia más alta (longitud de onda más pequeña) que aquella a la que se generó, debido a que el objetivo detecta más ondas por segundo. Por el contrario, si la fuente y el objetivo se alejan uno del otro, el objetivo percibirá una frecuencia más baja (longitud de onda más grande) porque detectará menos ondas por segundo. El desplazamiento de frecuencia Doppler es la diferencia entre la frecuencia de la onda recibida y la de la onda transmitida, que viene dada aproximadamente por (2.1), donde v_r es la componente radial del vector de velocidad del objetivo hacia el radar y λ es la longitud de onda de la onda EM transmitida. Esta aproximación es óptima siempre que la componente radial de la velocidad del objetivo sea mucho menor que la velocidad de la luz. Si la velocidad radial es negativa a menudo se denomina índice de alcance. La velocidad radial es positiva para objetivos que se acercan al radar y negativa para objetivos que se alejan del radar [2.30], [2.31], [2.32].

$$f_d \approx \frac{2v_r}{\lambda} \quad (2.1)$$

Las formas de onda que se pueden encontrar en los radares de efecto Doppler son tres: los de CW, los de CW de frecuencia modulada y los radares de efecto Doppler de pulso. El radar de pulsos es comúnmente el más utilizado. En el sistema de radar de pulsos se transmiten pulsos estrechos con una gran potencia máxima a una frecuencia de repetición de pulsos constante, y se analizan los ecos recibidos que se han reflejado en

los objetivos, los cuales presentan un retardo de tiempo. Para medir el alcance con un radar, el método comúnmente utilizado es medir el tiempo de demora que hay entre la transmisión de un pulso y la recepción. Como la energía de RF viaja a la velocidad de la luz (c), el retardo total de ida y vuelta entre la transmisión de un pulso y la recepción es (2.2), donde R es el alcance del objetivo y τ es el tiempo de ida y vuelta. La principal ventaja del radar pulsado sobre el radar de CW o de CW de frecuencia modulada, es la discriminación temporal entre la transmisión y la recepción, de forma que, las fugas del transmisor y las señales fuertes de los ecos parásitos de corto alcance se separan temporalmente de los ecos más débiles de los objetivos de largo alcance. Si el ancho del pulso del radar es bastante largo y si la velocidad del objetivo es lo suficientemente alta, en el caso del radar de pulso es posible detectar el cambio de frecuencia Doppler basándose en la variación de frecuencia dentro de un solo pulso [2.30].

$$\tau = \frac{2R}{c} \quad (2.2)$$

En esta Tesis Doctoral se plantea el uso de los sistemas radar monoestáticos de transmisión de pulsos de banda ancha en el dominio de la frecuencia. Entre los desafíos que conciernen estos sistemas, se debe tener en cuenta la configuración de las distintas antenas que se utilizan en los sistemas, las cuales son independientes, funcionan como transmisoras y receptoras, y únicamente se encuentra una antena activa en cada momento, estando las demás apagadas. Además, para todos los casos, se ha realizado un estudio de la disposición de las antenas, con el fin de minimizar en las señales recibidas el efecto del acoplamiento mutuo entre los elementos radiantes, así como obtener la menor cantidad de ecos parásitos.

2.5. ANTENAS DE BANDA ANCHA

Una antena se puede definir como un dispositivo electromecánico que puede transmitir o recibir ondas EM, siendo una estructura de transición entre el espacio libre y el dispositivo de guía [2.34]. Las antenas impresas y microstrip ofrecen la ventaja de ser pequeñas, livianas y, en aplicaciones biológicas, son capaces de adaptarse a la forma del

cuerpo humano. En este caso, su rendimiento eléctrico se ve alterado de forma significativa en las proximidades del cuerpo humano, lo que hace que el diseño de la antena se complique [2.35]. Las antenas de parche microstrip es un tipo de antena plana que es importante y básica. Muchos de los conceptos y técnicas utilizados en esta clase de antena pueden aplicarse en otras tecnologías de antenas planas [2.36]. La necesidad de utilizar elementos radiantes que sean lo más pequeños posibles, especialmente en aplicaciones donde se requiere un número importante de antenas, hace que la antena plana sea una buena candidata dadas las ventajas que presentan por su tamaño compacto, su perfil bajo, su bajo coste, su facilidad de fabricación y su fácil integración con circuitos de RF. Entre las diferentes antenas planas, la antena monopolo es una de las mejores candidatas, puesto que presenta la estructura más simple, con un tamaño compacto, una radiación omnidireccional y un ancho de banda grande [2.37].

Principalmente existen dos tipos de antenas microstrip, que son, las de onda viajera u onda progresiva (*traveling wave*) y las de tipo resonante. Las antenas microstrip de onda viajera, en su mayor parte, presentan algunas formas de líneas impresas que han sido modificadas para irradiar de una manera más eficiente, por tanto, presentan anchos de banda de impedancia amplios, aunque se ven afectadas de forma negativa por la dependencia de la frecuencia en sus características de radiación, como son por ejemplo el estabismo del haz (*beam squint*, cambio en la dirección del haz en función de la frecuencia) y el lóbulo lateral. Las antenas resonantes microstrip muestran unas características de radiación que están bien definidas, pero sufren de anchos de banda estrechos. En las antenas resonantes microstrip la forma del parche se puede determinar arbitrariamente, aunque hay formas que son más comunes, generalmente regulares (cuadrada, rectangular, circular...). El parche almacena carga eléctrica y energía porque suele estar encima del plano de tierra conductor, por tanto, éste actúa como un elemento de circuito reactivo. Por ello, el ancho de banda de impedancia del parche microstrip suele ser muy pequeño, siendo el ancho de banda inferior que el presentado en otros tipos de antenas, e insuficiente para la mayoría de las aplicaciones actuales de comunicación y teledetección, o de áreas como las microondas y las imágenes médicas. Por esta razón surge la necesidad de ampliar el ancho de banda de las antenas de parche microstrip, existiendo una serie de técnicas efectivas para realizar dicho aumento. Al incrementar el ancho de banda de este tipo de antenas, éstas dejarían de presentar una banda estrecha y perderían la topología de antenas microstrip. Además, debería tenerse en cuenta que las

características de ganancia, polarización o complejidad de la configuración de la antena se podrían ver afectadas [2.38].

Tabla 2.2. Técnicas de banda ancha para antenas de parche microstrip [2.36].

Enfoque	Técnicas
Bajar el Q	Seleccionar la forma del parche radiante Espesor del sustrato Bajar la constante dieléctrica Aumentar las pérdidas
Utilizar adaptación de impedancia	Insertar una red de adaptación Agregar elementos de ajuste Utilizar parches para hacer aperturas y muescas
Introducir resonancias múltiples	Utilizar elementos parásitos (multicapa o coplanares) Utilizar parches de aperturas, insertar redes de impedancia Utilizar un acoplamiento de apertura y proximidad

La forma del parche, la estructura de la alimentación e incluso las propiedades del sustrato, se pueden utilizar para lograr el rendimiento deseado en la antena para la aplicación específica. Utilizando los enfoques de bajar el factor de calidad (Q), utilizar la adaptación de impedancias e introducir resonancias múltiples en antenas de parche microstrip, se pueden desarrollar una variedad de técnicas que permiten aumentar su ancho de banda. Los factores que afectan al ancho de banda de una antena de parche microstrip principalmente son el parche radiante, la alimentación, el sustrato y la disposición de los elementos radiantes y parásitos. Un bajo valor Q y las múltiples resonancias simultáneas que se han excitado bien en una antena de parche microstrip, se pueden atribuir a un gran ancho de banda. Si se considera a la antena como un filtro que presenta una alta Q, reduciendo la Q mediante la disminución de la energía alrededor del parche radiante o aumentando las pérdidas, se puede ampliar el ancho de banda en su resonancia. Además, si se incorpora una red de adaptación de impedancias de banda ancha entre la antena y la parte de alimentación, se obtiene una buena adaptación en un gran rango de frecuencias. Igualmente, el ancho de banda puede ser el doble o superior al de la resonancia única si dos o más modos adyacentes se excitan adecuadamente de forma simultánea. Las técnicas de banda ancha que se pueden encontrar en una antena de parche

microstrip en función de los enfoques comentados anteriormente se muestran en la Tabla 2.2 [2.36].

2.5.1. PARCHE

El parche radiante de la antena debe ser un material que presente una baja pérdida óhmica y una alta conductividad a la frecuencia de funcionamiento, como por ejemplo el que presenta el cobre. Además, debe poder fijarse a un sustrato dieléctrico y poder presentar cualquier forma, como puede ser un rectángulo, un cuadrado, un círculo o un triángulo, entre otros (figura 2.7). Para poder cumplir con las especificaciones particulares del diseño, en vez de utilizar las típicas formas básicas en el parche, se recurre con frecuencia a unas variaciones más complejas de éste, teniendo en cuenta que la forma particular seleccionada para el parche dependerá de los requisitos específicos en términos de polarización, ancho de banda, ganancia, etc. Las características de la antena generalmente están definidas por los modos de operación excitados, que dependen de la forma y las dimensiones del parche, el espesor y constante dieléctrica del sustrato, y la disposición de la alimentación [2.36].

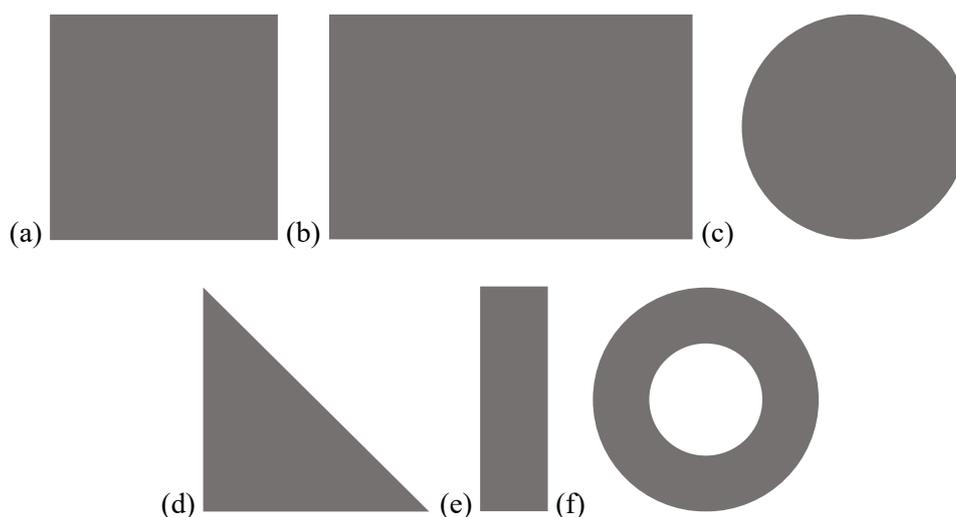


Figura 2.7. Formas representativas de elementos de parche microstrip: (a) Cuadrado; (b) Rectángulo; (c) Círculo; (d) Triángulo; (e) Dipolo; (f) Anillo.

2.5.2. SUBSTRATO

Actualmente en el mercado existe una multitud de materiales dieléctricos disponibles para poder ser utilizados como substratos de antenas. Los parámetros más importantes de los substratos son la constante dieléctrica, la tangente de pérdidas, el espesor y el coste. Generalmente en las bandas de RF y microondas se suelen utilizar materiales plásticos debido a su bajo coste, su facilidad de fabricación y su buena adhesión superficial, aunque éstos tienen grandes coeficientes de expansión térmica, malas propiedades dieléctricas, mala estabilidad dimensional y mala conductividad térmica en comparación con otros materiales, como pueden ser la cerámica y el zafiro. Asimismo, para seleccionar el material del substrato, hay que tener en cuenta el efecto de la constante dieléctrica sobre las características de radiación, ya que cuando la constante dieléctrica es alta es más probable que haya una baja eficiencia de radiación de la antena de parche microstrip [2.36]. Igualmente, de forma general, incrementando el espesor del substrato y disminuyendo la constante dieléctrica se puede aumentar el ancho de banda de impedancia de la antena, pero hay que tener en cuenta que este enfoque únicamente es útil hasta un espesor menor de 0.02λ [2.39]. Por tanto, la constante dieléctrica y el espesor del substrato influyen en el ancho de banda de la antena. Para espesores pequeños, los efectos en la antena se pueden estimar de forma intuitiva porque la antena de parche puede verse como un condensador con pérdidas, donde la energía almacenada en la antena aumenta al incrementar la constante dieléctrica del substrato y reducir su espesor. Esto aumenta la Q de la antena de parche y reduce su ancho de banda [2.38].

2.5.3. ALIMENTACIÓN

En el diseño de una antena, lo primero que se realiza es el parche radiante, donde se debe tener en cuenta el tipo de substrato que se pretende utilizar. A continuación, es importante tener en cuenta la alimentación de la antena, puesto que las señales van a transmitirse por esa vía en forma de ondas EM hacia el espacio libre [2.34]. La impedancia de entrada de la antena tiene que coincidir con la impedancia de la fuente,

que habitualmente es de 50Ω para las fuentes de RF y de microondas. Como la antena radia hacia el espacio libre, ésta actúa como un transductor de impedancia entre la fuente de 50Ω y el espacio libre de 377Ω . Por tanto, se debe tener en cuenta el punto de alimentación en la antena, para que en ese punto la antena tenga una impedancia de entrada de 50Ω [2.40]. Las técnicas de alimentación se pueden dividir en dos tipos, que son los métodos de alimentación con y sin contacto. En el método con contacto la energía se suministra a través de una ruta directa, es decir, se alimenta directamente el parche radiante mediante un elemento conector, como una línea microstrip o un conector coaxial. El método sin contacto suministra energía a través de un acoplamiento EM, donde se transfiere energía entre la línea microstrip y el parche radiante [2.35], [2.40]. Existen diferentes técnicas de alimentación que son utilizadas en el diseño de las antenas y que pueden englobarse dentro de los dos tipos de métodos comentados. Tras un estudio de la alimentación que podría utilizarse en las antenas que se proponen en esta Tesis Doctoral, para cada uno de los sistemas, se comprobó que la alimentación microstrip y coplanar eran aquellas que mejor se adaptaban a las necesidades requeridas por los sistemas de imagen médica implementados. En la figura 2.8 se presentan los métodos de alimentación que se han utilizado en las antenas de este trabajo.

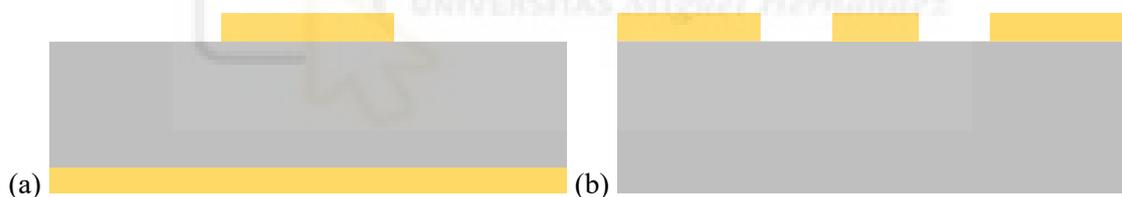


Figura 2.8. Métodos de alimentación utilizados en el diseño de las antenas (la parte gris corresponde al sustrato y la parte amarilla al metal conductor): (a) Microstrip; (b) Coplanar.

La técnica de alimentación de línea microstrip presenta una tira metálica conductora que conecta directamente el elemento radiante con una fuente de energía de RF, siendo estas líneas estructuras que están abiertas en la parte superior [2.35], [2.41]. Este tipo de alimentación presenta la ventaja de que la tira conductora se puede fabricar en la misma cara de sustrato que el parche radiante para proporcionar una estructura plana, presentando un ancho de la línea de alimentación menor en comparación con el parche, y pudiendo realizar distintas configuraciones de la línea [2.35]. En la figura 2.9 se muestran distintos tipos de antenas monopolo de banda ancha con alimentación microstrip.

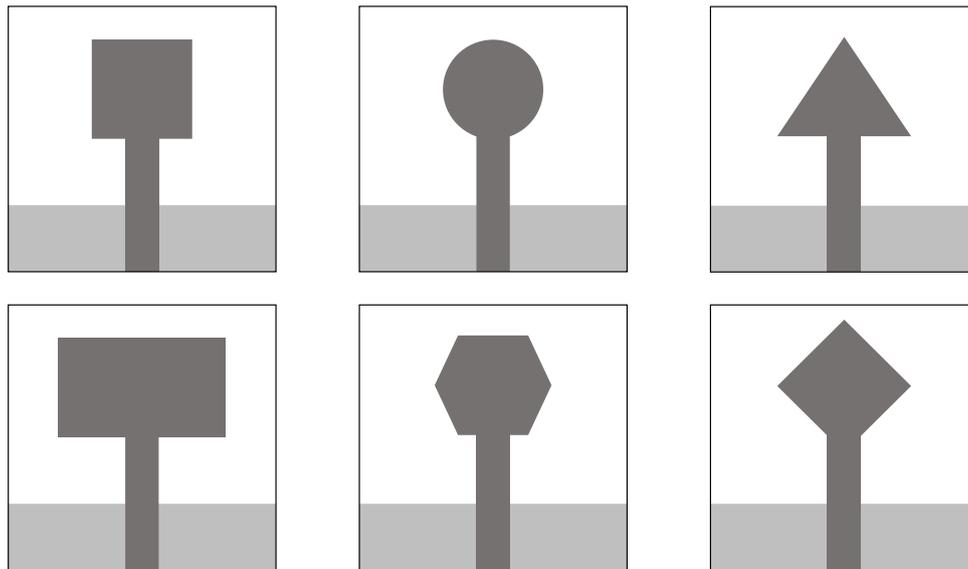


Figura 2.9. Ejemplos de antenas monopolo de banda ancha con alimentación microstrip (la parte gris clara es el plano de tierra y la parte gris oscura es la línea de alimentación y el parche radiante).

El término coplanar se refiere a aquellas líneas de transmisión/guías de ondas donde todos los conductores están situados en el mismo plano, es decir, en la superficie superior del sustrato, y engloban a las líneas ranuradas, guías de ondas coplanares, tiras coplanares y sus variantes. Algunas ventajas que presenta este tipo de líneas es que el montaje agrupado de los componentes es mucho más fácil, no es necesario realizar orificios a través del sustrato para llegar al plano de tierra, siendo el rendimiento de las líneas coplanares comparables, y a veces incluso mejores, que el de las líneas microstrip en términos de longitud de guía de onda, dispersión y pérdidas. Este tipo de líneas coplanares también muestra algunas desventajas, como es la posible generación de modos parásitos, una menor capacidad de manejo de energía y falta de confinamiento de campo [2.41]. En la figura 2.10 se muestran distintos tipos de antenas monopolo de banda ancha con alimentación coplanar.

En general el diseño de la estructura de alimentación gobierna directamente la adaptación de impedancias, los modos de funcionamiento, la radiación espuria, las ondas superficiales y la geometría de la antena. Por ello, ésta estructura de alimentación es muy importante, sobre todo a la hora de aumentar el ancho de banda de impedancia y mejorar el rendimiento de la radiación. En este sentido, el desarrollo de técnicas de banda ancha depende en gran medida de la mejora de las estructuras de alimentación, reflejándose en el avance del diseño de otros tipos de antenas, así como de las antenas de parche. Además,

existen muchas técnicas para la adaptación de impedancias, como hacer muescas en el parche cerca de la línea de alimentación, o agregar una red de adaptación de impedancia entre la línea y el parche [2.36].

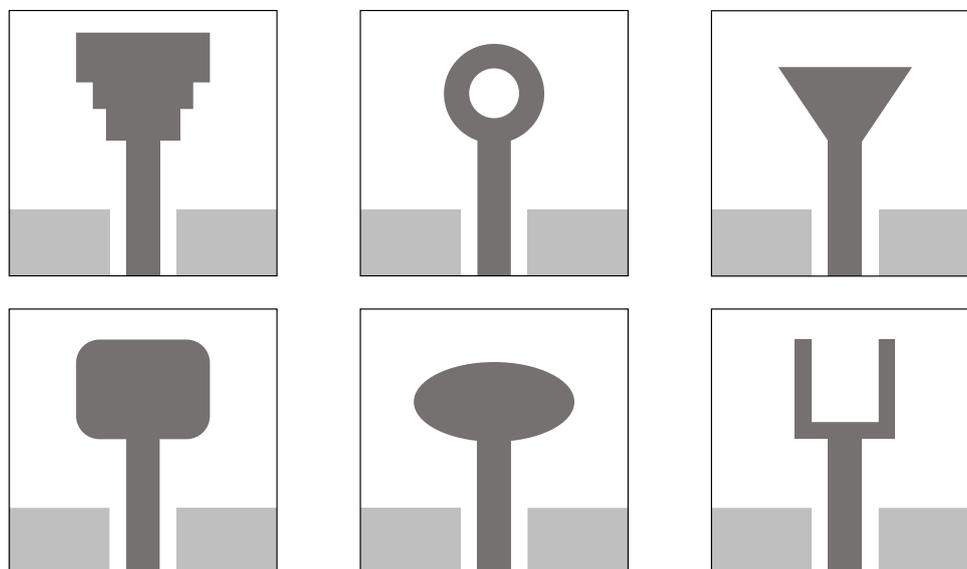


Figura 2.10. Ejemplos de antenas monopolo de banda ancha con alimentación coplanar (la parte gris clara es el plano de tierra y la parte gris oscura es la línea de alimentación y el parche radiante).

2.5.4. ESTRUCTURAS DE TIERRA DEFECTUOSAS

Las estructuras de tierra defectuosas (del inglés *Defected Ground Structure*, DGS) ofrecen una alternativa en la mejora del rendimiento de una gran variedad de circuitos impresos de microondas (componentes pasivos, circuitos activos y antenas), ya que el plano de tierra se modifica intencionalmente para mejorar la respuesta en frecuencia del componente con un mínimo aumento en la complejidad de fabricación. Estas modificaciones en el plano de tierra toman el nombre de “defectos”, y consisten en una ranura o una apertura en el plano de tierra, que se encuentra ubicada debajo de la línea microstrip o al lado de la guía de onda coplanar. La geometría de dicha apertura/ranura se elige para crear la perturbación adecuada en la distribución de corriente del plano de tierra y que así se logre el efecto EM deseado [2.41]. Además, las DGS también influyen

en la impedancia de entrada y la distribución de corriente de la antena, minimizando así el tamaño de la antena con respecto a la frecuencia de resonancia de esta [2.42].

Las DGS se pueden clasificar en dos clases principales, que son, las estructuras basadas en un solo defecto y las estructuras basadas en un pequeño número de defectos que pueden presentar una disposición periódica o no periódica. Las DGS que están basados en un solo defecto, aprovechan el efecto adicional de inductancia y capacidad de una apertura en el plano de tierra para modificar la respuesta en frecuencia de un circuito impreso. Por el contrario, las DGS basados en un pequeño número de defectos (ya sean periódicos o no periódicos) permiten mejorar las características de defectos individuales. Para los casos de pequeños conjuntos periódicos de defectos, éstos utilizan la banda prohibida de propagación con el fin de modificar las características de un circuito impreso o una antena de parche. En la mayoría de los casos, se prefiere el uso de componentes basados en un solo defecto (o pocos defectos), ya que el modelado es más sencillo, su tamaño es más compacto y presenta menos problemas de radiación. La principal ventaja de las DGS está relacionada con su fácil implementación tecnológica y la principal desventaja es el aumento de la fuga de radiación, siendo necesario dejar un poco de espacio libre debajo del plano de masa defectuoso para no perturbar el comportamiento EM de las aperturas [2.41]. A modo de ejemplo en la figura 2.11 se muestran algunas formas específicas de DGS que pueden utilizarse en el plano de tierra.

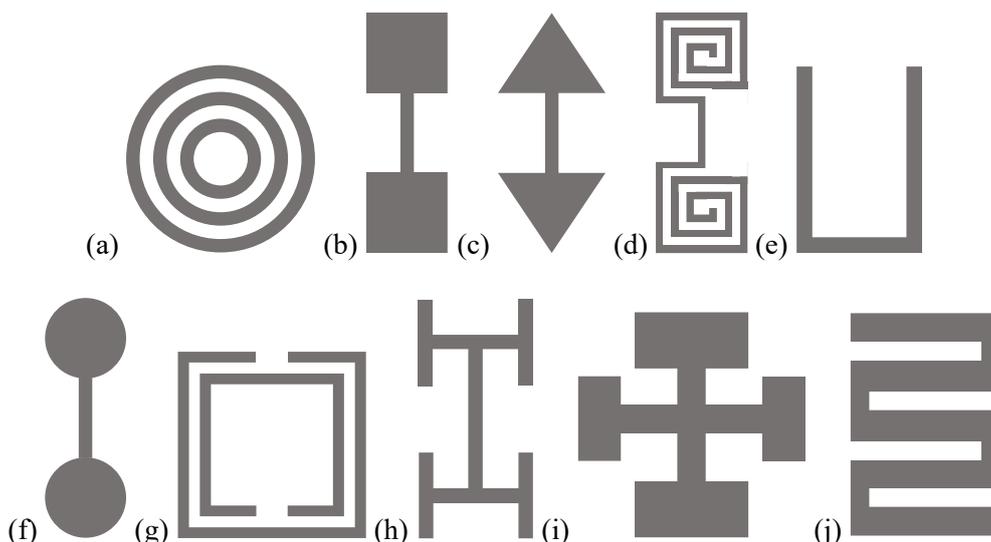


Figura 2.11. Ejemplos de DGS: (a) En forma de anillo concéntrico; (b) En forma de mancuerna; (c) En forma de mancuerna con punta de flecha; (d) En forma de espiral; (e) En forma de U; (f) Con cabeza circular; (g) Resonadores de anillo dividido; (h) En forma de mancuerna en H; (i) En forma de cruz; (j) Línea de meandro [2.43].

Algunos avances que se pueden observar de las DGS en el campo de las antenas microstrip, que hacen mejorar algunos parámetros de éstas, abarcan la reducción del tamaño de la antena, como se ha comentado anteriormente, la reducción de armónicos, la reducción de la polarización cruzada, la reducción del acoplamiento mutuo, su utilización en diseños que requieren polarización circular, la reducción de la sección transversal del radar de banda ancha, la eliminación del ángulo ciego en arrays de antenas y la mejora de las propiedades de radiación [2.44]. En la figura 2.12 se pueden observar algunas geometrías de antenas monopolo con defectos en el plano de tierra. Gracias a las ventajas que presenta la utilización de las DGS en las antenas, en esta Tesis Doctoral, se han probado distintas geometrías durante el proceso de diseño de las mismas, donde en algunos casos se ha encontrado una mejora sustancial en las características finales de la antena.

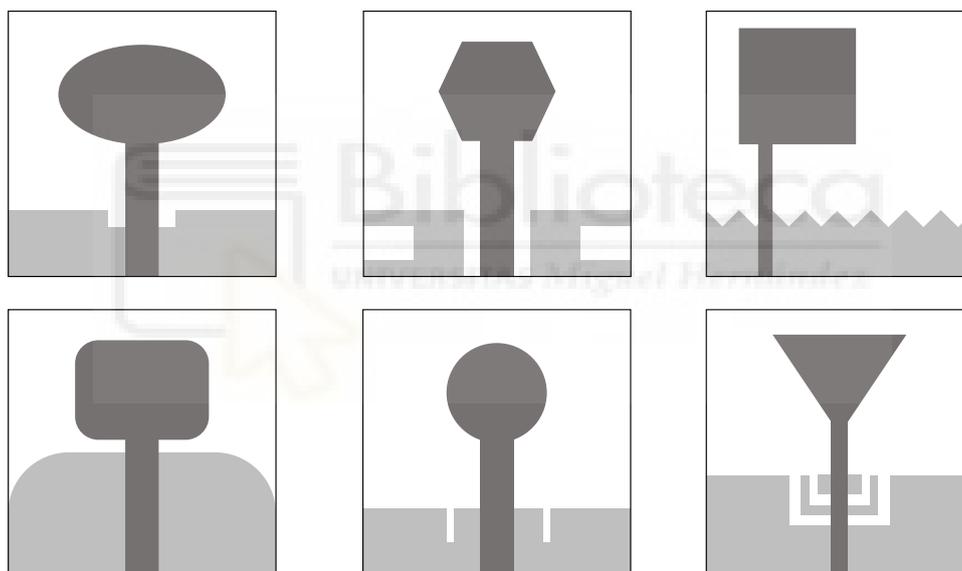


Figura 2.12. Ejemplos de antenas monopolo de banda ancha con defectos en el plano de tierra (la parte gris clara es el plano de tierra y la parte gris oscura es la línea de alimentación y el parche radiante).

2.5.5. EFECTOS DEL CABLE EN ANTENAS MONOPOLO PEQUEÑAS

Para que funcione correctamente una antena monopolo plana, el plano de tierra debe ser lo suficientemente grande para que se conforme correctamente la onda en la línea

de alimentación, lo que lleva a planos de masa grandes que ocupan gran parte del tamaño total de la antena. Para diseñar una antena monopolo plana de banda ancha y que ésta sea compacta, el plano de tierra debe ser pequeño. El diseño de las antenas se hace mediante simulación, donde éstas se alimentan directamente con una fuente de señal sin necesidad del uso de conectores o cables coaxiales. Esto supone un problema a la hora de realizar las medidas, puesto que en este caso es necesario utilizar tanto conectores coaxiales como cables de alimentación para conectar la antena al sistema de medida. Este conjunto conector-cable tiene una influencia en los resultados medidos de dos maneras posibles, donde generalmente a las frecuencias más bajas es donde más discrepancia hay entre los resultados simulados y medidos. Por un lado, hay que tener en cuenta que el conector-cable de alimentación está muy cerca del parche radiante y de la región de campo cercano de la antena, por tanto, los campos EM irradiados que inciden en el cable se dispersan y se reflejan, convirtiendo al cable en un elemento parásito, aunque debido a su pequeño tamaño el efecto del cable es relativamente pequeño en la medida de la antena. Por otro lado, al tener en la antena monopolo plana un plano de tierra pequeño, éste no se puede aproximar bien a un plano infinito, por lo que algunos de los campos EM del plano de tierra pequeño no se reflejan como en el caso de tener un plano infinito. Sin embargo, los campos EM que llegan a los bordes del plano de tierra son difractados, por lo que se induce a que las corrientes superficiales vuelvan de regreso a la superficie exterior del cable de alimentación, dando como resultado una radiación secundaria. Por tanto, dependiendo del tamaño eléctrico del plano de tierra este efecto puede ser bastante significativo en las medidas. Además, esto puede ser un problema, ya que puede haber diferencias entre la simulación y la medida que hagan dudar de la validez del diseño realizado mediante simulación [2.37].

Como solución a este problema puede considerarse el uso de un elemento simetrizador o balun en el extremo del cable para evitar que las corrientes regresen al cable de alimentación, pero al ser un dispositivo de banda estrecha, no son adecuados para las antenas de banda ancha. Por ello, una posible solución para dispositivos de banda ancha y que trabajen a alta frecuencia, sería cubrir el cable de alimentación con un material que suprimiera la interferencia EM, de forma que absorbiera la radiación EM no deseada. Utilizando este tipo de materiales los diagramas de radiación simulados y medidos serían similares, pero la eficiencia y la ganancia no, ya que se obtendrían valores más bajos en la medida debido a que el material que suprime la interferencia EM

absorbería la energía emitida por la antena, lo que produciría incertidumbres en el diseño de la antena [2.37].

Para cada uno de los sistemas desarrollados se ha realizado el diseño de una antena de tipo monopolo, impresa y de un tamaño pequeño. Por ello, teniendo en cuenta las consideraciones que se han comentado y para aproximar aún más los resultados simulados y medidos, de forma que la diferencia entre ambas sea mínima, se ha optado por incluir en las simulaciones del diseño de las antenas el conector de tipo SMA (*SubMiniature version A*). De esta forma, el efecto de los problemas comentados que se asocian a los conectores y cables de medida son los más bajos posibles, debido a que en simulación se han tenido en cuenta y se han intentado minimizar.

2.5.6. MÉTODO DE DISEÑO DE ANTENAS

El método de diseño que se ha seguido durante el proceso de optimización de las antenas propuestas se ha basado en la realización de un análisis paramétrico mediante la modificación de cada una de las dimensiones de la antena en cuestión, así como en la evaluación de los resultados obtenidos. Concretamente, como punto de partida se ha utilizado una antena rectangular sencilla a la que se le han aplicado diferentes modificaciones, es decir, se ha evaluado el efecto de aumentar y disminuir las dimensiones para ver cómo afectan dichos cambios a la respuesta de la antena. Tras hacer dichas modificaciones, se han realizado pruebas añadiendo o eliminando nuevas dimensiones con el fin de poder obtener la mejor respuesta posible de la antena en función de la aplicación a la que vaya destinada. De hecho, se espera ver de cada una de las antenas un cambio que permita seleccionar no solo una antena que cumpla el objetivo de ser lo más pequeña posible, sino que también proporcione un ancho de banda lo más grande posible, así como una frecuencia mínima de funcionamiento lo más baja posible. El hecho de realizar el diseño de las antenas mediante un estudio paramétrico se debe a que este método permite conocer tanto las diferentes características de la antena, como también saber de qué manera afecta cada una de las variables en la respuesta de ésta, siendo algo esencial en el diseño de cualquier antena.

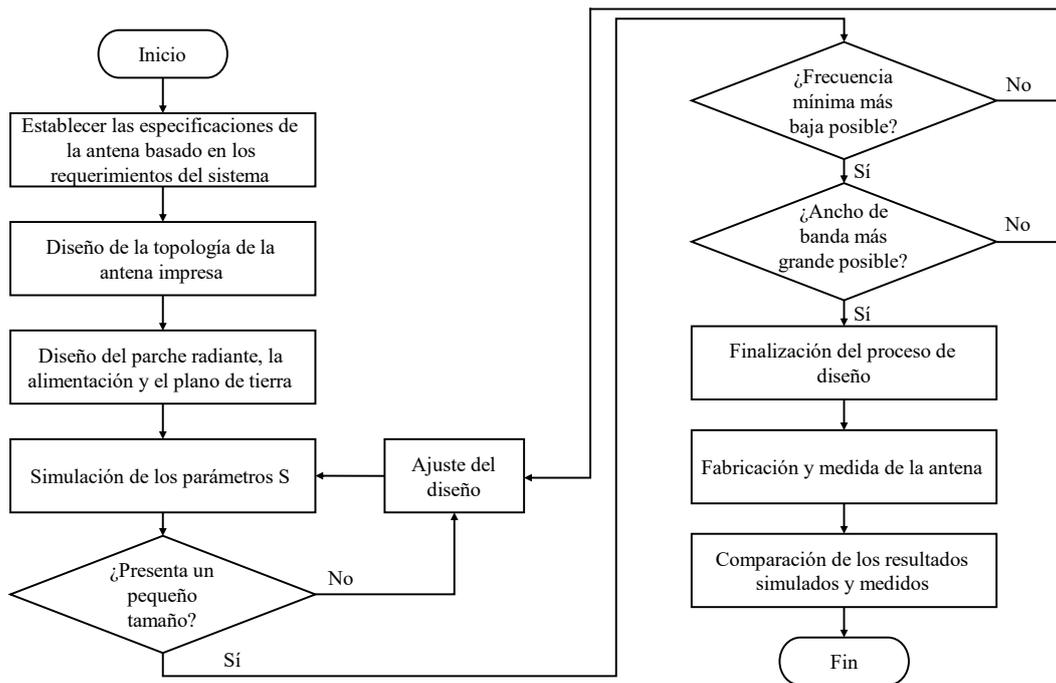


Figura 2.13. Diagrama de flujo utilizado en el proceso de diseño de las antenas.

En la figura 2.13 se muestra el diagrama de flujo que se ha utilizado en el proceso de diseño y fabricación de las antenas. En la parte del establecimiento de las especificaciones de la antena basado en los requerimientos del sistema, los esfuerzos deben centrarse en la frecuencia de operación de la antena, el ancho de banda, la ganancia, los diagramas de radiación, la polarización y el tamaño de la antena, sobre todo pensando en la aplicación final. Con respecto al diseño de la topología de la antena, se debe buscar el tipo de antena a diseñar de pequeño tamaño, la configuración de los materiales utilizados en el sustrato, el simulador EM donde se realizará el diseño, el análisis de las herramientas del simulador y el rendimiento de la antena en el sistema final. Por último, en el diseño de la antena, primero se realiza el diseño del parche basado en las fórmulas de diseño, a continuación, se procede al diseño de la alimentación y finalmente el plano de tierra. Si cumple con las especificaciones de pequeño tamaño, frecuencia mínima de funcionamiento más baja posible y mayor ancho de banda posible se puede pasar a su fabricación y medida. Por el contrario, si no cumple con estas especificaciones se realiza un ajuste del diseño de forma iterativa hasta poder alcanzar los objetivos de diseño. El método de diseño escogido se ha basado en el utilizado en el trabajo [2.45], donde se emplea dicho método para la optimización de antenas impresas destinadas a aplicaciones médicas. Asimismo, se ha podido observar que en otros trabajos emplean un procedimiento similar para la optimización de las antenas [2.7], [2.35], [2.46], [2.47].

Debido a la gran cantidad de optimizaciones que se han realizado en esta Tesis Doctoral para llegar a las dimensiones finales de las antenas, únicamente se van a presentar aquellas que han tenido una mayor influencia en la respuesta de la antena.

2.6. PROPIEDADES DIELECTRICAS DE LOS TEJIDOS BIOLÓGICOS

Las comunicaciones utilizadas en sistemas que involucran materiales biológicos implican que haya una interacción de las ondas EM con el cuerpo. Cuando se estudia dicha interacción, es crucial la comprensión de las distintas propiedades EM de los tejidos biológicos involucrados, ya que dichas propiedades varían considerablemente según el tipo de tejido y la frecuencia utilizada [2.28]. Las propiedades dieléctricas de los materiales biológicos son una medida de su interacción con los campos EM. El campo eléctrico, o campo E, induce corrientes de conducción y polarización sobre las cargas libres y ligadas que se encuentran en el interior de los sistemas biológicos [2.48], [2.49]. El movimiento de las cargas induce un efecto de conducción y la polarización de los dipolos da como resultado el fenómeno de relajación dieléctrica [2.50], siendo la relajación el mecanismo por el cual la polarización disminuye, de forma que permite devolver el sistema al estado impuesto por su energía térmica. Las interacciones con el cuerpo humano que se encuentra expuesto a radiaciones no ionizantes tienen lugar en diferentes niveles de organización, incluidos el celular, el molecular y el iónico, pudiendo derivar en respuestas biológicas. El estudio de la dependencia de la frecuencia de las propiedades dieléctricas evalúa los mecanismos de polarización y relajación de la materia, además de aclarar los mecanismos de interacción a nivel celular y molecular. Siendo la permitividad eléctrica no solo el parámetro físico asociado con este fenómeno, sino una propiedad intrínseca de los materiales dieléctricos. Tanto la composición como la estructura de los tejidos indican la naturaleza y el alcance de su interacción con los campos EM, así como el espectro dieléctrico resultante [2.48], [2.49]. De hecho, los tejidos biológicos pueden considerarse materiales no magnéticos cuyas propiedades eléctricas son consecuencia de su composición y estructura. Principalmente los iones son los componentes más importantes que influyen en las propiedades dieléctricas de los tejidos, y las moléculas de agua de los tejidos son la fuente más importante de los

momentos dipolares, junto con las proteínas y los lípidos que forman las membranas y las interfaces celulares [2.50].

En las aplicaciones biomédicas las propiedades dieléctricas de los materiales biológicos, como son la permitividad y la conductividad, son de gran importancia, ya que se utilizan en la caracterización del tejido, observándose una disminución de la permitividad y un aumento de la conductividad a medida que aumenta la frecuencia [2.51], debido a que la mayoría de los tejidos dependen de la frecuencia de la forma en la que se puede observar en la figura 2.14 [2.52].

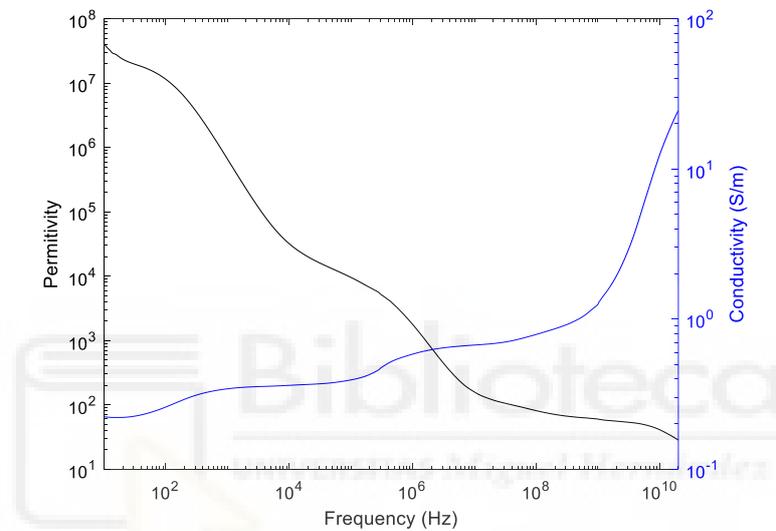


Figura 2.14. Variación de la permitividad y la conductividad con la frecuencia para un tejido biológico típico (tejido muscular) [2.52].

La permitividad compleja (ε), cuya expresión se presenta en (2.3) [2.53], es adimensional y está compuesta de una parte real, que es la permitividad dieléctrica (ε'), y una parte imaginaria, que es el factor de pérdida dieléctrica asociado (ε''), siendo $j = \sqrt{-1}$. La permitividad dieléctrica es la capacidad que tiene el material para almacenar energía, y el factor de pérdida dieléctrica es la capacidad que tiene de disipar energía en forma de calor debido al movimiento de fricción de los elementos que transportan cargas eléctricas [2.54]. La parte imaginaria de la permitividad siempre es mayor que cero y suele ser mucho menor que la parte real, además de incluir los efectos de las pérdidas dieléctricas y de la conductividad [2.55].

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (2.3)$$

En la figura 2.15 se muestra un diagrama vectorial simple de la permitividad compleja, donde las componentes reales e imaginarias de la permitividad están desfasados 90°. La suma vectorial de ambos factores forma un ángulo δ con el eje de la parte real, y el ratio entre la parte real e imaginaria representa la tangente de pérdidas, cuya expresión se presenta en (2.4), y que denota la relación entre la energía disipada y almacenada de un material [2.55], [2.56].

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (2.4)$$

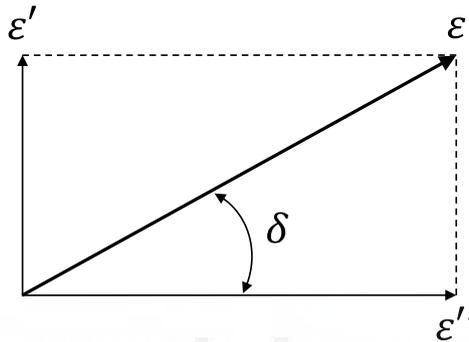


Figura 2.15. Diagrama del vector de la tangente de pérdidas.

El factor de pérdida ε'' equivale a una conductividad por desplazamiento σ_d , siendo una conductividad iónica σ_i debida a la deriva de iones libres bajo la acción del campo en el caso de materiales biológicos. La conductividad total del material σ medido en S/m viene dado por la expresión mostrada en (2.5), y está relacionada con el factor de pérdida medido por la expresión (2.6), donde ε_0 es la permitividad en espacio libre ($\varepsilon_0 \cong \frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9}$ F/m [2.55]) y ω es la frecuencia angular del campo [2.48]. De esta forma, la conductividad y la tangente de pérdidas quedan relacionadas mediante el factor de pérdidas, tal y como se observa en (2.7), que se obtiene combinando las ecuaciones (2.4) y (2.6).

$$\sigma = \sigma_d + \sigma_i \quad (2.5)$$

$$\varepsilon'' = \frac{\sigma}{\varepsilon_0 \omega} \quad (2.6)$$

$$\sigma = \tan \delta \cdot \varepsilon' \cdot \varepsilon_0 \cdot \omega \quad (2.7)$$

Cuando se aplica a un material dieléctrico polar un campo eléctrico, en comparación con la escala de tiempo de la orientación molecular, se establecen casi inmediatamente las polarizaciones electrónicas y atómicas. La polarización total adquiere

un estado estacionario caracterizado por la constante de tiempo de la rotación dipolar. El proceso se revierte cuando se elimina el campo, primero disminuyen las polarizaciones electrónicas y atómicas, y después la polarización dipolar se descompone lentamente [2.4]. Para una polarización que exponencialmente se aproxima a su valor final con una constante de tiempo τ , la respuesta a un campo dependiente del tiempo viene determinada por (2.8) [2.48], que es la ecuación de la dispersión de Debye. Dicha expresión de Debye, define el comportamiento ideal de un material dieléctrico perfecto que está caracterizado únicamente por un mecanismo de interacción, siendo muy pocos los materiales que presentan un comportamiento así. En la ecuación (2.8) ϵ_s es la permitividad estática y ϵ_∞ es la permitividad infinita, siendo, para la dispersión que se esté considerando, ϵ_∞ y ϵ_s los valores limitantes de alta y baja frecuencia respectivamente [2.49], [2.57]. Además, τ es el tiempo de relajación, que mide el movimiento de las moléculas (dipolos) que hay en un material, determinando el tiempo requerido por los dipolos para orientarse en un campo eléctrico. Cuando se aplica un campo eléctrico en materiales líquidos y sólidos, las moléculas tienen una libertad limitada para moverse, lo que provoca una fricción interna debida a los constantes choques, por lo que las moléculas giran lentamente, a la vez que se van acercando de forma exponencial al estado final de polarización de orientación con un tiempo de relajación constante. Sin embargo, cuando se deja de aplicar el campo, se invierte la secuencia y la distribución aleatoria se restablece con la misma constante de tiempo, estando la frecuencia de relajación relacionada con el tiempo de relajación mediante la expresión $f_r = 1/(2\pi\tau)$. Para las frecuencias que se encuentran por debajo de la relajación, el campo eléctrico alterno es lo bastante lento para que los dipolos puedan ir a la par de las variaciones del campo. A medida que la frecuencia va en aumento, la ϵ'' también lo hace, pero la ϵ' disminuye debido al desfase entre el campo eléctrico y la alineación dipolar. Para las frecuencias superiores a la frecuencia de relajación, ϵ' y ϵ'' disminuyen debido a que el campo eléctrico va tan deprisa como para influir en la rotación del dipolo, por lo que desaparece la polarización de la orientación [2.55].

$$\epsilon = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (2.8)$$

Con respecto a las expresiones de la componente real e imaginaria de la permitividad, su componente real (ϵ') tiene una dependencia de la frecuencia que viene dada

por la ecuación (2.9) y la componente imaginaria (ϵ'') da una medida de la energía que es absorbida por el proceso de relajación dieléctrica, cuya expresión es (2.10) [2.57].

$$\epsilon' = \epsilon_{\infty} + \frac{\epsilon_S - \epsilon_{\infty}}{1 + \omega^2\tau^2} \quad (2.9)$$

$$\epsilon'' = \frac{(\epsilon_S - \epsilon_{\infty})\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2} \quad (2.10)$$

La expresión de Debye puede utilizarse para modelar aquellos materiales que únicamente tienen una constante de tiempo de relajación [2.55]. Cuando aparece más de un mecanismo de relajación y no se pueden distinguir, se puede utilizar una distribución de los tiempos de relajación, de forma que, empleando una deconvolución numérica se derive la dependencia de la frecuencia. Para ello, se utiliza el modelo semiempírico de Cole-Cole que se muestra en (2.11), donde α es una medida de la distribución. Dicho modelo describe una dispersión dieléctrica con una distribución de tiempos de relajación centrada en el tiempo de relajación principal τ [2.49].

$$\epsilon = \epsilon_{\infty} + \frac{\epsilon_S - \epsilon_{\infty}}{1 + (j\omega\tau)^{1-\alpha}} \quad (2.11)$$

Todos los tejidos presentan distintas características de relajación, lo que deriva en que se diferencien entre ellos por los propios valores de conductividad y permitividad que presentan, pudiendo realizar su caracterización mediante las ecuaciones de Debye o de Cole-Cole [2.51].

2.7. MODELO BIOLÓGICO O PHANTOM

Un phantom es un modelo biológico que reproduce las características de los tejidos biológicos, y cuya finalidad es poder analizar las interacciones existentes entre los campos EM y los tejidos biológicos. Los phantoms en general son utilizados en investigaciones médicas para estudiar los efectos que tienen las radiaciones EM en la salud, además de realizar diferentes métodos de diagnóstico y tratamiento médico. Asimismo, son una herramienta fundamental para constatar la seguridad de los dispositivos de comunicación utilizados cerca del cuerpo humano [2.28]. De hecho,

existen diferentes normas de seguridad, como las definidas por la Comisión Internacional de Protección contra Radiaciones No Ionizantes [2.58] o el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos [2.59], donde se establecen los niveles de radiación aceptables, en términos de Tasa de Absorción Específica (SAR), que se pueden medir cuando se utilizan distintos métodos que involucran los modelos biológicos. Asimismo, los phantoms también se utilizan para estudiar la propagación de las ondas tanto alrededor del cuerpo humano como en su interior, concediendo un entorno de propagación estable y controlable que es más difícil de realizar con sujetos humanos, y permitiendo diseñar dispositivos de comunicación portátiles robustos, potentes y económicos [2.28].

Según la literatura en el campo de los phantoms, existen diferentes clasificaciones en función de las motivaciones de cada estudio, como puede observarse en [2.60], [2.61], [2.62] y [2.63]. Los phantoms pueden clasificarse de diferentes formas, como por ejemplo dependiendo de la frecuencia (es decir, los que presentan un comportamiento frecuencial constante o dependiente de la frecuencia), o en función del proceso de fabricación utilizado, o del tipo de tejidos que represente el modelo. Dentro del tipo de tejido existen dos categorías que destacan entre las demás, que son, los tejidos con bajo o alto contenido en agua. Los tejidos con bajo contenido en agua presentan permitividades y pérdidas bajas, donde se encuentran por ejemplo los huesos y la grasa. Por el contrario, los tejidos con alto contenido de agua tienen permitividades y pérdidas mayores, como son por ejemplo el cerebro, los músculos y la piel. No obstante, la clasificación más utilizada de los phantoms se basa en el estado final que presenta después de su fabricación, siendo líquido, semisólido (gel) o sólido (secos) [2.28].

Los phantoms líquidos son aquellos en los que se utiliza un recipiente que se rellena de un líquido que presenta unas propiedades dieléctricas similares al tejido a estudiar. El recipiente que cubre el phantom suele tener la misma forma que los tejidos a evaluar, además debe presentar una permitividad relativa y una tangente de pérdidas sensiblemente inferior a la del tejido que se pretende analizar, así como un grosor lo más pequeño posible [2.64]. Estos phantoms permiten estudiar la distribución de los campos en el interior del modelo, pero no la medida de la SAR cerca de la superficie. Asimismo, también posibilita la realización de estudios de la propagación alrededor del modelo, siempre que las pérdidas en el cuerpo sean grandes y que el recipiente del phantom sea lo suficientemente delgado como para que su efecto sea despreciable en la propagación. Una ventaja de este tipo de phantom es que son fáciles de fabricar, pero presentan varias

desventajas como la dificultad de manipulación del modelo, que han de tenerse en cuenta las propiedades dieléctricas del recipiente, ya que son distintas a las del líquido interior, y que existe un rango de frecuencias limitado sobre las que el líquido empleado puede tener las propiedades dieléctricas requeridas de la aplicación [2.28].

Los phantoms semisólidos son adecuados para simular tejidos que presenten un alto contenido en agua, como pueden ser los músculos o el cerebro. Estos modelos presentan el problema de un control limitado de las propiedades dieléctricas en un rango de frecuencia amplio, pueden remodelarse fácilmente y son fáciles de producir. Además, dichos materiales se degradan con el paso del tiempo por causa de la pérdida de agua y/o del crecimiento de hongos [2.28].

Los phantoms sólidos se realizan con materiales que son capaces de conservar su forma a lo largo de un periodo de tiempo. Este tipo de modelos son utilizados cuando se necesita mantener la estructura interna del phantom o incluso para realizar medidas de la SAR en la superficie. Además, como pueden representar la estructura no homogénea del tejido bajo estudio con precisión, son perfectos para realizar estudios de la propagación tanto en el interior como alrededor del tejido. La ventaja de estos modelos reside no solo en las propiedades mecánicas y dieléctricas tan buenas que presentan, sino en que, al no contener agua, los modelos no se degradan con el paso del tiempo [2.28].

Los materiales que se utilizan para realizar los phantoms se seleccionan en función de las características de la aplicación final, además, el proceso de fabricación empleado en los phantoms tiene un efecto significativo en el diseño, debido a que la geometría depende del proceso de fabricación seleccionado [2.63]. La fabricación aditiva con impresión 3D posibilita la fabricación de phantoms con geometrías complejas, donde se puede observar en [2.65], [2.66] y [2.67] el potencial que ofrece este proceso de fabricación en el desarrollo de phantoms. Una de las ventajas que proporciona la fabricación aditiva es que pueden realizarse estructuras que son anatómicamente realistas, puesto que para el diseño se pueden emplear los datos de los pacientes. En la fabricación de los phantoms con impresión 3D se pueden distinguir dos producciones, la directa o la indirecta. La producción indirecta de un phantom está basada en la utilización de un molde de fabricación aditiva para realizar el modelo. Por el contrario, en la producción directa con impresión 3D se fabrica la pieza deseada o un molde completo, para ello se imprime un modelo de tejido o un modelo hueco, el cual posteriormente se rellena con un material que imite a los tejidos bajo estudio [2.63].

2.8. FABRICACIÓN ADITIVA

La fabricación aditiva, comúnmente conocida como impresión 3D, es un grupo de procesos por el cual se unen materiales capa por capa con el fin de crear objetos a partir de modelos digitales tridimensionales [2.68]. Este tipo de tecnología se ha popularizado en diferentes sectores debido al rápido diseño y fabricación de los objetos 3D, a su bajo coste, fácil manejo y a la posibilidad de crear estructuras complejas que no son viables de implementar mediante técnicas de mecanizado tradicionales [2.69]. La fabricación aditiva aporta diferentes soluciones en una amplia variedad de industrias tecnológicas, como la medicina, la aeroespacial, la educación o la electrónica, entre otras [2.70], [2.71], [2.72], donde ofrece nuevas líneas de investigación científica, así como la capacidad de crear prototipos innovadores a un coste de fabricación muy bajo [2.69]. Además, la impresión 3D también puede utilizarse en el desarrollo de dispositivos de alta frecuencia, donde esta tecnología proporciona una solución para fabricar dispositivos de microondas livianos y económicos, pudiéndose reducir significativamente el volumen, el peso y el consumo de los equipos donde se implementen. Asimismo, se pueden utilizar en aplicaciones como antenas o filtros [2.73]. Algunas características que puede ofrecer la fabricación aditiva es el uso de diferentes densidades en un mismo material para obtener distintas permitividades dieléctricas. También permite el uso de dispositivos multicapa con múltiples capas dieléctricas, donde cada una presente la altura necesaria. Además, permite el diseño del substrato dieléctrico para una aplicación específica e incluso el uso de diferentes materiales [2.74].

Existen distintas tecnologías de fabricación aditiva que varían en función del material utilizado en la impresión, la forma de implementación y el procedimiento final de curado de la pieza. En este caso se puede encontrar la siguiente clasificación de los procesos de fabricación: extrusión de material, deposición de energía directa, fusión por lecho de polvo, fotopolimerización, inyección de material, inyección de aglutinante y laminación de hojas [2.75]. Dentro de la categoría de extrusión de material se encuentra la técnica de modelado por deposición fundida (FDM), utilizada en esta Tesis Doctoral para fabricar tanto los phantoms necesarios en las distintas aplicaciones, como los materiales necesarios para el desarrollo de las antenas y algunas estructuras de los sistemas. Se ha seleccionado la tecnología FDM debido a que permite utilizar impresoras 3D de muy bajo coste, así como una amplia variedad de filamentos convencionales que

están basados en plástico o que presentan la combinación de plásticos y otros materiales, pudiendo tener un gran interés en los diseños que se realicen. Asimismo, hay que tener en cuenta que los filamentos comerciales disponibles en el mercado para este tipo de impresoras 3D no proporcionan los valores de las propiedades dieléctricas del material, es decir, la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas, a no ser que sean materiales destinados a aplicaciones específicas de alta frecuencia donde es más probable encontrar estos datos [2.74]. Por este motivo, es importante realizar la caracterización de cada pieza antes de su utilización en los diseños finales, ya sean en los phantoms para saber cuál es el material biológico que se intenta imitar, como en el caso de su utilización en las antenas para saber cómo afectará el material y sus características en la radiación y en la respuesta de la antena.

2.9. CONCLUSIONES

En este capítulo se ha presentado un resumen sobre los tipos de sistemas de imagen médica por microondas que hay en la actualidad, prestando una atención especial a los sistemas monoestáticos basados en radar. También se han mostrado las ventajas y desventajas de los sistemas de generación de imágenes médicas por microondas, así como los desafíos que actualmente tienen este tipo de sistemas y sus líneas futuras de investigación. Además, se ha realizado una pequeña revisión sobre los elementos más importantes del sistema, destacando las antenas de microondas de banda ancha, donde se ha podido profundizar en aquellos componentes que más influyen en su diseño, así como el método que se utiliza para la realización de las antenas de esta Tesis Doctoral. Asimismo, se ha podido observar la importancia de conocer las características dieléctricas de los objetos bajo estudio para su utilización en los sistemas, así como unos modelos biológicos que permitan realizar en el laboratorio unas medidas lo más realistas posibles. Es cierto que las investigaciones en sistemas de imagen médica por microondas son muy interesantes, puesto que son ondas EM no ionizantes, de bajo riesgo para la salud y bajo coste, pero todavía es necesario abordar muchos desafíos antes de poder implementarlos en entornos clínicos y complementar los sistemas de imagen médica utilizados actualmente.

2.10. REFERENCIAS

- [2.1] R. Sorrentino and G. Bianchi, *Microwave and RF Engineering*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2010.
- [2.2] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [2.3] “Espectro electromagnético.” Wikipedia. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online.] Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Espectro_electromagn%C3%A9tico
- [2.4] F. S. Barnes and B. Greenebaum, *Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields - Two Volume Set*, 3rd ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2006.
- [2.5] D. B. Davidson, *Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering*. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2005.
- [2.6] Á. Cardama Aznar et al., *Antenas*. Barcelona, Spain: El Tinter, SAL, 2002.
- [2.7] E. Ávila Navarro, “Diseño, modelado, fabricación y medida de antenas impresas para comunicaciones inalámbricas,” Ph.D. dissertation, Departamento de Ingeniería de Sistemas Industriales, Univ. Miguel Hernández de Elche, Elche, Spain, 2008.
- [2.8] S. Hussain et al., “Modern diagnostic imaging technique applications and risk factors in the medical field: A review,” *BioMed Res. Int.*, vol. 2022, pp. 1–19, Jun. 2022.
- [2.9] N. AlSawaftah, S. El-Abed, S. Dhou and A. Zakaria, “Microwave imaging for early breast cancer detection: Current state, challenges, and future directions,” *J. Imag.*, vol. 8, no. 5, p. 123, Apr. 2022.
- [2.10] K. Gopalakrishnan et al., “Applications of microwaves in medicine leveraging artificial intelligence: Future perspectives,” *Electronics*, vol. 12, no. 5, p. 1101, Feb. 2023.
- [2.11] P. Kora et al., “Transfer learning techniques for medical image analysis: A review,” *Biocybernetics Biomed. Eng.*, vol. 42, no. 1, pp. 79–107, Jan. 2022.
- [2.12] G. G. Cheng, Y. Zhu and J. Grzesik, “Microwave medical imaging techniques,” in *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Gothenburg, Sweden, 2013, pp. 2669–2673.
- [2.13] N. Alsbou, K. Espinosa, N. Ashley, N. Wickware and I. Ali, “Microwave imaging system for soft tissue imaging of cancer patients,” in *2021 IEEE 21st Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, Sand Key, FL, USA, 2021, pp. 1–4.

- [2.14] M. Pastorino and A. Randazzo, *Microwave Imaging Methods and Applications*. Norwood, MA, USA: Artech House, 2018.
- [2.15] M. Pastorino, *Microwave Imaging*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2010.
- [2.16] M. A. Aldhaeabi, K. Alzoubi, T. S. Almoneef, S. M. Bamatraf, H. Attia and O. M. Ramahi, “Review of microwaves techniques for breast cancer detection,” *Sensors*, vol. 20, no. 8, p. 2390, Apr. 2020.
- [2.17] L. Wang, “Microwave sensors for breast cancer detection,” *Sensors*, vol. 18, no. 2, p. 655, Feb. 2018.
- [2.18] T. M. Grzegorzcyk, P. M. Meaney, P. A. Kaufman, R. M. di Florio-Alexander and K. D. Paulsen, “Fast 3-D tomographic microwave imaging for breast cancer detection,” *IEEE Trans. Med. Imag.*, vol. 31, no. 8, pp. 1584–1592, Aug. 2012.
- [2.19] I. Merunka, A. Massa, D. Vrba, O. Fiser, M. Salucci and J. Vrba, “Microwave tomography system for methodical testing of human brain stroke detection approaches,” *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2019, pp. 1–9, Mar. 2019.
- [2.20] O. Karadima et al., “Experimental validation of microwave tomography with the DBIM-TwIST algorithm for brain stroke detection and classification,” *Sensors*, vol. 20, no. 3, p. 840, Feb. 2020.
- [2.21] S. Hosseinzadegan, A. Fhager, M. Persson, S. D. Geimer and P. M. Meaney, “Discrete dipole approximation-based microwave tomography for fast breast cancer imaging,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 69, no. 5, pp. 2741–2752, May 2021.
- [2.22] J. Bourqui, J. M. Sill and E. C. Fear, “A prototype system for measuring microwave frequency reflections from the breast,” *Int. J. Biomed. Imag.*, vol. 2012, pp. 1–12, Apr. 2012.
- [2.23] E. Porter, H. Bahrami, A. Santorelli, B. Gosselin, L. A. Rusch and M. Popović, “A wearable microwave antenna array for time-domain breast tumor screening,” *IEEE Trans. Med. Imag.*, vol. 35, no. 6, pp. 1501–1509, Jun. 2016.
- [2.24] T. Lauteslager, M. Tømmer, T. S. Lande and T. G. Constandinou, “Dynamic microwave imaging of the cardiovascular system using ultra-wideband radar-on-chip devices,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 69, no. 9, pp. 2935–2946, Sep. 2022.
- [2.25] C. Blanco-Angulo et al., “Non-invasive microwave-based imaging system for early detection of breast tumours,” *Biosensors*, vol. 12, no. 9, p. 752, Sep. 2022.

- [2.26] S. Kwon and S. Lee, “Recent advances in microwave imaging for breast cancer detection,” *Int. J. Biomed. Imag.*, vol. 2016, pp. 1–26, Oct. 2016.
- [2.27] X. Zeng, A. Fhager, M. Persson, P. Linner and H. Zirath, “Accuracy evaluation of ultrawideband time domain systems for microwave imaging,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 11, pp. 4279–4285, Nov. 2011.
- [2.28] P. S. Hall and Y. Hao, *Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications*. Norwood, MA, USA: Artech House, 2012.
- [2.29] R. Chandra, H. Zhou, I. Balasingham and R. M. Narayanan, “On the opportunities and challenges in microwave medical sensing and imaging,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 62, no. 7, pp. 1667–1682, Jul. 2015.
- [2.30] O. Boric-Lubecke, V. M. Lubecke, A. D. Droitcour, B.-K. Park and A. Singh, *Doppler Radar Physiological Sensing*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2016.
- [2.31] M. A. Richards, J. A. Scheer and W. A. Holm, *Principles of Modern Radar: Basic Principles*. Raleigh, NC, USA: SciTech Publishing, Inc., 2010.
- [2.32] B. R. Mahafza, *Introduction to Radar Analysis*. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2017.
- [2.33] H. Rahman, *Fundamental Principles of Radar*. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2019.
- [2.34] A. Bansal, and R. Gupta, “A review on microstrip patch antenna and feeding techniques,” *Int. J. Inf. Technol.*, vol. 12, no. 1, pp. 149–154. Mar. 2020.
- [2.35] A. Pandey, *Practical Microstrip and Printed Antenna Design*. Boston, MA, USA: Artech House, 2019.
- [2.36] Z. N. Chen and M. Y. W. Chia, *Broadband Planar Antennas: Design and Applications*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2006.
- [2.37] L. Liu, S. W. Cheung, Y. F. Weng, and T. I. Yuk, “Cable effects on measuring small planar UWB monopole antennas,” in *Ultra Wideband - Current Status and Future Trends*. London, UK: InTech, 2012.
- [2.38] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2007.
- [2.39] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Norwood, MA, USA: Artech House, 2001.
- [2.40] S. S. Chakravarthy, N. Sarveshwaran, S. Sriharini and M. Shanmugapriya, “Comparative study on different feeding techniques of rectangular patch antenna,” in *2016 Thirteenth*

- International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN)*, Hyderabad, India, 2016, pp. 1–6.
- [2.41] R. Garg, I. Bahl and M. Bozzi, *Microstrip Lines and Slotlines*, 3rd ed. Boston, MA, USA: Artech House, 2013.
- [2.42] M. Kumar and V. Nath, “Analysis of low mutual coupling compact multi-band microstrip patch antenna and its array using defected ground structure,” *Eng. Sci. Technol. Int. J.*, vol. 19, no. 2, pp. 866–874, Jun. 2016.
- [2.43] R. Er-rebyiy, J. Zbitou, A. Tajmouati, M. Latrach, A. Errkik and L. El Abdellaoui, “A new design of a miniature microstrip patch antenna using defected ground structure DGS,” in *2017 International Conference on Wireless Technologies Embedded and Intelligent Systems (WITS)*, Fez, Morocco, 2017, pp. 1–4.
- [2.44] A. K. Arya, M. V. Kartikeyan and A. Patnaik, “Defected ground structure in the perspective of microstrip antennas: A review,” *Frequenz*, vol. 64, nos. 5–6, pp. 79–84, Jun. 2010.
- [2.45] A. Martínez Lozano, “Diseño, simulación y medida de antenas monopolo impresas de banda ancha para la detección de tejido biológico,” M.S. thesis, Escuela Politécnica Superior de Elche, Univ. Miguel Hernández de Elche, Elche, Spain, 2020.
- [2.46] A. Martínez-Lozano et al., “UWB-printed rectangular-based monopole antenna for biological tissue analysis,” *Electronics*, vol. 10, no. 3, p. 304, Jan. 2021.
- [2.47] J. Kerminen, B. Xie, L. Mela, A. Karakoç, K. Ruttik and R. Jäntti, “Low-cost thin film patch antennas and antenna arrays with various background wall materials for indoor wireless communications,” *Flex. Print. Electron.*, vol. 8, no. 2, p. 025013, Jun. 2023.
- [2.48] C. Gabriel, “The dielectric properties of biological materials,” in *Radiofrequency Radiation Standards*. Boston, MA, USA: Springer, 1995.
- [2.49] C. Gabriel and A. Peyman, “Dielectric properties of biological tissue; Variation with age,” in *Conn's Handbook of Models for Human Aging*. Cambridge, MA, USA: Academic Press, 2018.
- [2.50] M. Castro-Giráldez, P. Botella, F. Toldrá and P. Fito, “Low-frequency dielectric spectrum to determine pork meat quality,” *Innov. Food Sci. Emerg. Technol.*, vol. 11, no. 2, pp. 376–386, Apr. 2010.
- [2.51] J. Ó. Casas Piedrafita, “Contribución a la obtención de imágenes paramétricas en tomografía de impedancia eléctrica para la caracterización de tejidos biológicos,” Ph.D.

- dissertation, Departamento de Ingeniería Electrónica, Univ. Politécnica de Cataluña, Barcelona, Spain, 1998.
- [2.52] H. P. Schwan, “Electrical properties of tissue and cell suspensions,” in *Adv. Biol. Med. Phys.*, vol. 5. New York, NY, USA: Academic Press, 1957, pp. 147–209.
- [2.53] A. C. Metaxas and R. J. Meredith, *Industrial Microwave Heating*. London, UK: Peter Peregrinus Ltd, 1983.
- [2.54] F. Bibi, M. Villain, C. Guillaume, B. Sorli and N. Gontard, “A review: Origins of the dielectric properties of proteins and potential development as bio-sensors,” *Sensors*, vol. 16, no. 8, p. 1232, Aug. 2016.
- [2.55] Keysight Technologies, “Basics of measuring the dielectric properties of materials,” Santa Rosa, CA, USA, Appl. Note, Aug. 20, 2020.
- [2.56] M. Castro-Giráldez, P. J. Fito, F. Toldrá and P. Fito, “Physical sensors for quality control during processing,” in *Handbook of Meat Processing*. Ames, IA, USA: Blackwell Publishing, 2010, pp. 443–456.
- [2.57] R. Pethig, “Dielectric properties of biological materials: Biophysical and medical applications,” *IEEE Trans. Electr. Insul.*, vol. EI-19, no. 5, pp. 453–474, Oct. 1984.
- [2.58] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), “Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz),” *Health Physics*, vol. 74, no. 4, pp. 494–522, Apr. 1998.
- [2.59] *IEEE Recommended Practice for Determining the Peak Spatial-Average Specific Absorption Rate (SAR) in the Human Head from Wireless Communications Devices: Measurement Techniques*, IEEE Std 1528-2003, Dec. 2003.
- [2.60] A. Valladares, T. Beyer and I. Rausch, “Physical imaging phantoms for simulation of tumor heterogeneity in PET CT and MRI: An overview of existing designs,” *Med. Phys.*, vol. 47, no. 4, pp. 2023–2037, Apr. 2020.
- [2.61] C. K. McGarry et al., “Tissue mimicking materials for imaging and therapy phantoms: A review,” *Phys. Med. Biol.*, vol. 65, no. 23, Dec. 2020.
- [2.62] E. Lennie, C. Tsoumpas and S. Sourbron, “Multimodal phantoms for clinical PET/MRI,” *EJNMMI Phys.*, vol. 8, no. 62, pp. 1–24, Aug. 2021.
- [2.63] M. Wegner, E. Gargioni and D. Krause, “Classification of phantoms for medical imaging,” *Procedia CIRP*, vol. 119, pp. 1140–1145, Jul. 2023.

- [2.64] M. Y. Kanda, M. Ballen, S. Salins, C.-K. Chou and Q. Balzano, “Formulation and characterization of tissue equivalent liquids used for RF densitometry and dosimetry measurements,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 8, pp. 2046–2056, Aug. 2004.
- [2.65] F. Rengier et al., “3D printing based on imaging data: Review of medical applications,” *Int. J. Comput. Assist. Radiol. Surg.*, vol. 5, no. 4, pp. 335–341, Jul. 2010.
- [2.66] V. Filippou and C. Tsoumpas, “Recent advances on the development of phantoms using 3D printing for imaging with CT, MRI, PET, SPECT, and ultrasound,” *Med. Phys.*, vol. 45, no. 9, pp. e740–e760, Sep. 2018.
- [2.67] E. Silvestro, K. N. Betts, M. L. Francavilla, S. Andronikou and R. W. Sze, “Imaging properties of additive manufactured (3D printed) materials for potential use for phantom models,” *J. Digit. Imag.*, vol. 33, no. 2, pp. 456–464, Apr. 2020.
- [2.68] S. L. Sing, J. An, W. Y. Yeong and F. E. Wiria, “Laser and electron-beam powder-bed additive manufacturing of metallic implants: A review on processes, materials and designs,” *J. Orthop. Res.*, vol. 34, no. 3, pp. 369–385, Mar. 2016.
- [2.69] G. Torregrosa-Penalva, H. García-Martínez, Á. E. Ortega-Argüello, A. Rodríguez-Martínez, A. Busqué-Nadal and E. Ávila-Navarro, “Implementation of microwave circuits using stereolithography,” *Polymers*, vol. 14, no. 8, p. 1612, Apr. 2022.
- [2.70] T. S. Srivatsan and T. S. Sudarshan, *Additive Manufacturing: Innovations, Advances, and Applications*. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2015.
- [2.71] O. Abdulhameed, A. Al-Ahmari, W. Ameen and S. H. Mian. “Additive manufacturing: Challenges, trends, and applications,” *Adv. Mech. Eng.*, vol. 11, no. 2, pp. 1–27, Feb. 2019.
- [2.72] O. F. Beyca, G. Hancerliogullari and I. Yazici, “Additive manufacturing technologies and applications,” in *Industry 4.0: Managing The Digital Transformation*. Cham, Switzerland: Springer International Publishing, 2018.
- [2.73] C. Bachiller et al., “Additive manufacturing and metallization of high-frequency communication devices,” *Prog. Addit. Manuf.*, vol. 8, no. 1, pp. 3–8, Feb. 2023.
- [2.74] H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, A. Rodríguez-Martínez, C. Blanco-Angulo and M. A. de la Casa-Lillo, “Low-cost additive manufacturing techniques applied to the design of planar microwave circuits by fused deposition modeling,” *Polymers*, vol. 12, no. 9, p. 1946, Aug. 2020.

- [2.75] H. García-Martínez, “Circuitos de microondas mediante técnicas de fabricación aditiva,” Ph.D. dissertation, Programa de Doctorado en Tecnologías Industriales y de Telecomunicación, Univ. Miguel Hernández de Elche, Elche, Spain, 2021.



CAPÍTULO 3

SISTEMA DE DETECCIÓN DE DESPLAZAMIENTO CEREBRAL. ANTENA COPLANAR DE BANDA ANCHA

En este capítulo se presenta el desarrollo de un sistema de imagen médica por microondas basado en radar de campo cercano para detectar el efecto del *brain-shift* de forma no invasiva. Este sistema se encarga de detectar las variaciones tanto de la posición como de la geometría del cerebro para determinar si ha habido un cambio del mismo. En particular, en la sección 3.1 se introduce la problemática relacionada con el efecto del *brain-shift* que ha dado lugar a desarrollar una alternativa a los métodos tradicionales para la detección de los desplazamientos cerebrales en intervenciones quirúrgicas. En la sección 3.2 se explica el proceso de diseño, optimización, fabricación y medida de las antenas que componen el sistema. El funcionamiento del sistema se presenta en la sección 3.3, donde se entra en detalle en la parte hardware y software que compone el sistema, así como de las características finales de éste. En la sección 3.4 se describe la parte del procesado utilizado en las señales obtenidas de cada una de las antenas. Tras ello, en la sección 3.5 se muestra el proceso de puesta en marcha y calibración del sistema mediante dos experimentos para comprobar su buen funcionamiento. Por último, en la sección 3.6 se presenta la correcta funcionalidad del sistema, mostrando los resultados obtenidos con varios modelos de cerebro que imitan distintos grados de desplazamiento cerebral.

3.1. EXPLICACIÓN DE LA PROBLEMÁTICA

Desde la aparición de las actuales técnicas de neurocirugía, los requerimientos para realizar una cirugía exitosa han ido haciéndose más estrictos, puesto que se ha reducido el campo quirúrgico para minimizar el daño producido en los tejidos sanos, de forma que en los tejidos cerebrales se preserve tanto su funcionalidad como su conectividad. Las necesidades de precisión y escala microscópicas requeridas en neurocirugía hacen que cada vez más se usen herramientas robóticas [3.1]. Los sistemas robóticos encontrados en [3.2] han permitido la modificación de los procedimientos de neurocirugía [3.3], principalmente debido a la introducción de la cirugía guiada por imagen [3.4]. En concreto, la neurocirugía estereotáctica ha permitido realizar varios procedimientos quirúrgicos conocidos como *keyhole surgeries*, donde utilizan un orificio de entrada trepanado en el exterior del cráneo, como por ejemplo sería el caso de las biopsias, resección quirúrgica, SEEG (*Radiosurgery Stereo Electroencephalography*) o procedimientos como del DBS (*Deep Brain Stimulation*).

A pesar de los grandes avances en la neurocirugía robótica, sigue habiendo problemas relacionados con la naturaleza deformable de los tejidos biológicos involucrados. Uno de estos problemas es el *brain-shift* o desplazamiento cerebral, que es la deformación geométrica que sufre el cerebro durante el transcurso de una operación. Incluso también se pueden ver modificadas las posiciones de los objetivos quirúrgicos, como pueden ser los tumores. Las razones principales de las deformaciones no lineales del cerebro tienen que ver, por un lado, con la apertura de la duramadre, que es una membrana que recubre y protege el cerebro, y, por otro, con los propios procedimientos quirúrgicos de resección, corte o extirpación de partes del tejido. La mayoría de estas intervenciones se realizan con sistemas de neuronavegación que están configurados y preparados con imágenes preoperatorias [3.5]. El *brain-shift* se plantea como una de las principales causas de fracaso en neurocirugía. Esto es debido a que la estrategia de intervención de un tumor cerebral se establece en base a imágenes médicas de alta resolución previas a la intervención. Si una vez que comienza la intervención se produce un desplazamiento del cerebro, la posición del tumor puede cambiar, por lo que las estrategias inicialmente establecidas ya no son válidas. Esto puede ocasionar que se extirpe tejido sano o incluso que no se extirpe todo el tejido tumoral, con los problemas que eso puede conllevar [3.6].

La solución clínica actual para poder monitorizar los desplazamientos durante la operación se aborda desde dos estrategias principales. Por un lado, se suelen utilizar modelos biomecánicos predictivos que intentan prever y compensar el posible desplazamiento [3.7]. Por otro lado, cuando el desplazamiento es severo, la intervención quirúrgica debe ser interrumpida para obtener nuevas imágenes intraoperatorias de alta resolución del cerebro mediante resonancia magnética [3.8], de forma que se pueda posicionar de nuevo el cerebro y definir la nueva estrategia de intervención. Esta estrategia consume mucho tiempo, por lo que aumenta considerablemente el riesgo de la intervención, ya que con el paciente sedado y con el orificio de trepanación de entrada abierto, éste debe trasladarse a las instalaciones donde se realiza la resonancia magnética, que se encuentra fuera del quirófano, para obtener las imágenes correspondientes, que son muy costosas en tiempo. Por ello, en algunos hospitales se ha considerado utilizar una sala adyacente al quirófano para realizar las resonancias magnéticas intraoperatorias en cirugías cerebrales [3.9]. La determinación de la existencia de *brain-shift* y la gravedad del mismo se obtiene a partir de la interpretación y experiencia previa del equipo de neurocirujanos, no existiendo ningún método de medida objetiva del desplazamiento del cerebro en el momento de la intervención quirúrgica.

Diversos autores han propuesto soluciones para abordar este problema. En [3.10] se propone el uso de un sistema de ecografía 3D que permite obtener una imagen 3D del volumen del cerebro. En [3.11] han hecho uso de sistemas ópticos para “trackear” los puntos anatómicos. Y en [3.12], [3.13], [3.14] utilizan aproximaciones que hacen uso de un modelo matemático de deformaciones para predecir los desplazamientos de todos los puntos del cerebro. Estas investigaciones, requieren de un proceso de validación del modelo que no es fácil de realizar, debido a la dificultad de medir los desplazamientos reales para comprobar el modelo generado.

Considerando los beneficios que proporcionan los sistemas de imagen por microondas, en este capítulo se propone utilizar las técnicas de imágenes médicas por microondas para determinar la posición de la parte externa del cerebro, así como detectar y ubicar, en tiempo real durante la operación quirúrgica, el posible desplazamiento cerebral que se pueda producir. Para ello, se muestra una prueba de concepto de un prototipo de un sistema basado en radar para la detección intraoperatoria de cambios cerebrales casi en tiempo real. Pudiendo integrarse, un sistema de este tipo, con el resto de equipamiento quirúrgico utilizado en la detección y caracterización instantánea del

brain-shift, de forma que pudiera proporcionar la información adecuada al sistema de neuronavegación para realizar las correcciones necesarias.

3.2. DISEÑO DE LA ANTENA

3.2.1. DISEÑO Y OPTIMIZACIÓN DE LA ANTENA

El elemento principal de los sistemas de imagen médica por microondas son las antenas, puesto que transmiten y reciben las señales necesarias para obtener la información correspondiente del entorno bajo estudio, por tanto, deben adaptarse a la aplicación final. Para ello, se propone realizar una antena monopolo impresa de tipo rectangular con alimentación coplanar. Con este fin, inicialmente se comienza el diseño con una geometría rectangular, que marca la frecuencia mínima de funcionamiento de la antena. Para cumplir con los objetivos de diseño, es decir, una antena que presente un tamaño compacto, una frecuencia mínima de funcionamiento lo más baja posible y el mayor ancho de banda posible, se ha realizado en simulación un estudio paramétrico basado en la modificación de la geometría de la antena, donde se ha dividido el parche rectangular en secciones rectangulares más pequeñas con el objetivo de ir incrementando el ancho de banda. Asimismo, se ha simulado la antena para diferentes valores de la dimensión a optimizar, se han analizado los resultados y se ha seleccionado el valor que ofrece un mejor comportamiento. Además, se ha seguido un procedimiento similar para el diseño del plano de tierra. La optimización de la antena se ha realizado con el software de simulación electromagnética EMPro 3D (versión 2020) de Keysight Technologies utilizando el método FEM.

Con respecto a las características de diseño iniciales de la antena, se ha seleccionado una alimentación coplanar, cuyas ecuaciones teóricas de diseño se presentan en [3.15]. Para el diseño del parche de la antena se han seguido las ecuaciones que pueden verse en (3.1) y (3.2), donde L es la longitud del parche, W es el ancho del parche, c es velocidad de la luz en espacio libre, f_r es la frecuencia de resonancia y ϵ_r es la constante dieléctrica del substrato [3.16], [3.17].

$$L = W = \frac{c}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (3.1)$$

$$\epsilon_{reff} \cong \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (3.2)$$

Se debe tener en cuenta que la utilización de estas fórmulas proporciona unos valores iniciales para la antena de partida, por lo que estas variables se han incluido en el proceso de optimización para poder lograr unas dimensiones finales que cumplan con el objetivo deseado. Para una frecuencia de diseño de 3 GHz, los valores de los parámetros teóricos que se han utilizado inicialmente, antes de comenzar con el proceso de optimización de la antena, se pueden observar en la Tabla 3.1. En la figura 3.1 se puede ver la configuración de la antena inicial. Para el diseño de la antena se ha utilizado un sustrato FR-4 (*Flame Retardant 4*) de bajo coste con un espesor de 0.4 mm ($\epsilon_r = 4.4$, $\tan \delta = 0.02$).

Tabla 3.1. Parámetros y dimensiones de la antena de partida.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
W_{sub}	40.00	L_{LT}	15.00
L_{sub}	50.00	W_{PT}	15.00
W_1	30.43	L_{PT}	12.00
L_1	30.43	G	1.00
W_{LT}	1.00		

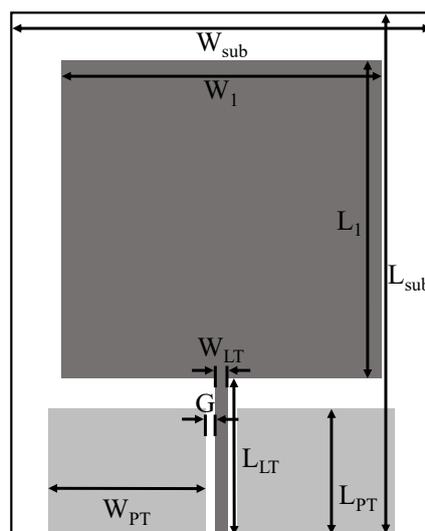


Figura 3.1. Geometría de la antena de partida (la parte gris clara es el plano de tierra y la parte gris oscura es la línea de alimentación y el parche radiante).

Tras la obtención de las dimensiones iniciales y la configuración de la antena en el programa de simulación, se procede a su simulación para observar cómo es inicialmente la respuesta de la antena diseñada de forma teórica. En la figura 3.2 se puede observar el resultado obtenido del módulo del coeficiente de reflexión o pérdidas de retorno ($|S_{11}|$).

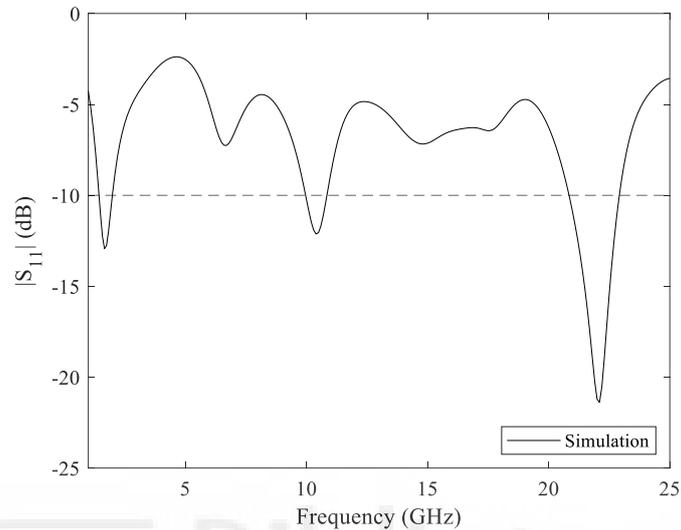


Figura 3.2. Módulo del coeficiente de reflexión de la antena monopolo rectangular inicial con dimensiones teóricas.

Como se puede observar en la figura, la antena no cumple con las especificaciones de diseño requeridas, por tanto, se ha realizado una optimización de la misma siguiendo el proceso de diseño explicado en el capítulo anterior (apartado 2.5.6). La geometría de la antena propuesta se muestra en la figura 3.3, siendo las dimensiones finales de ésta las que pueden verse en la Tabla 3.2.

Dentro del proceso de diseño, primero se ha realizado la optimización del parche, en el que se han incluido escalones para reducir el tamaño de la antena, así como conseguir un ancho de banda mayor. Posteriormente, para cumplir con las especificaciones, se ha realizado la optimización el plano de tierra de la antena, insertando también un escalón para mejorar la respuesta de ésta. Por último, se ha introducido una especie de transición (*taper*) entre la línea de transmisión y el parche, con el que se ha logrado incrementar el ancho de banda y mejorar la adaptación de la antena. A modo de ejemplo, en la figura 3.4 se muestran los resultados obtenidos con las variables W_1 y W_7 , puesto que ambas han ejercido una gran influencia en el diseño de la antena con respecto

a otras variables empleadas. Asimismo, en ambos casos, se ha remarcado con un grosor mayor la dimensión seleccionada.

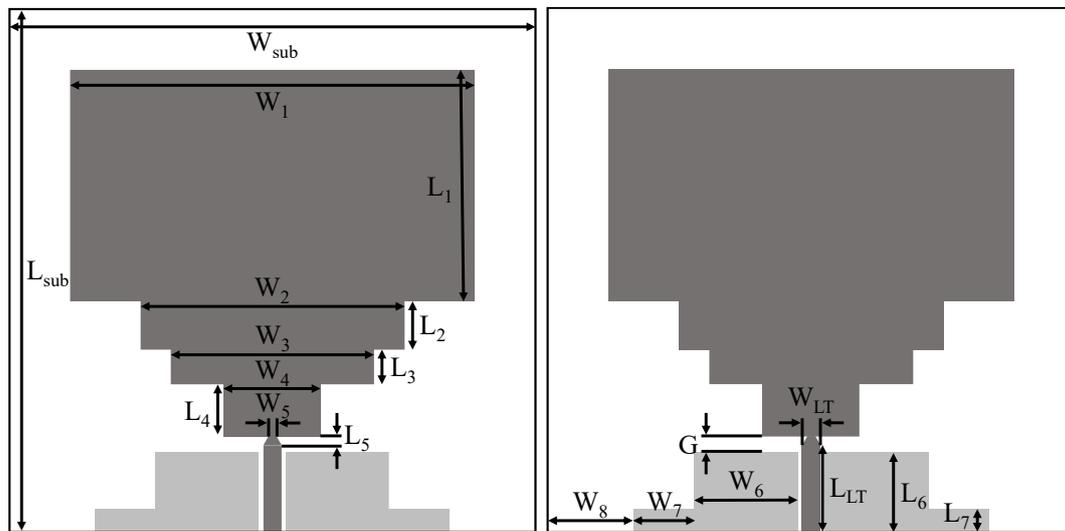


Figura 3.3. Antena propuesta (la parte gris clara es el plano de tierra y la parte gris oscura es la línea de alimentación y el parche radiante).

Tabla 3.2. Parámetros y dimensiones de la antena propuesta.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
W_{sub}	30.00	L_3	2.00	W_7	3.50
L_{sub}	30.00	W_4	5.50	L_7	1.30
W_1	23.00	L_4	3.00	W_8	4.90
L_1	13.20	W_5	0.40	W_{LT}	1.00
W_2	15.00	L_5	0.50	L_{LT}	5.00
L_2	2.80	W_6	5.80	G	0.90
W_3	11.50	L_6	4.60		

Considerando las respuestas obtenidas con la variable W_1 (ancho del parche rectangular más grande), se puede observar la gran influencia que ejerce en la adaptación de la antena en torno a los 8 – 11 GHz, ya que cuanto menor es esta dimensión peor es la adaptación y, por consiguiente, menor ancho de banda presenta la antena. Si se analizan las bandas de baja y alta frecuencia, se puede observar que cuanto menor sea el valor de esta variable menor ancho de banda se consigue, es decir, la frecuencia mínima de funcionamiento es más alta y la frecuencia máxima es más baja. Viendo los resultados, las posibles dimensiones que podrían cumplir con los objetivos propuestos serían las dimensiones de 21, 23 y 25 mm.

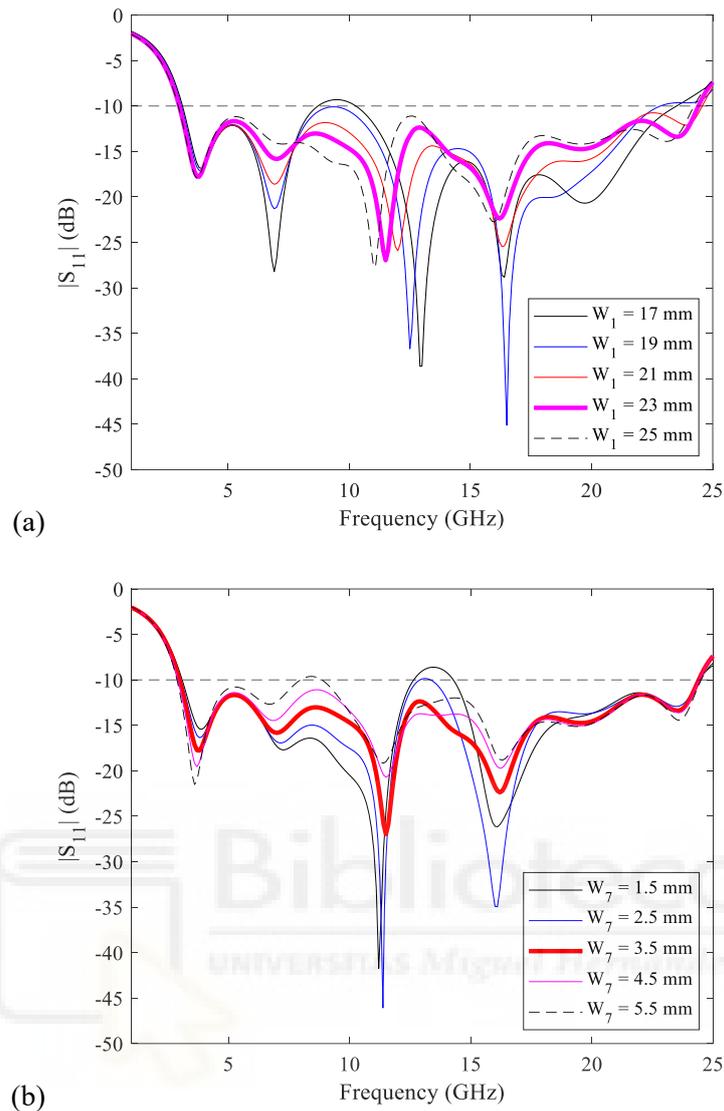


Figura 3.4. Módulo del coeficiente de reflexión de la antena para diferentes valores de las variables: (a) Ancho del parche rectangular más grande (W_1); (b) Ancho del escalón más pequeño del plano de tierra (W_7).

Analizando la respuesta cuando W_1 es igual a 21 mm, se puede ver que la frecuencia mínima de funcionamiento es la más alta en comparación con las otras dimensiones. En torno a los 8 – 11 GHz y los 21.5 – 23.5 GHz la señal está más cercana a los -10 dB (referencia que se toma para un buen funcionamiento de la antena), por lo que la utilización de esta dimensión en el proceso de optimización podría hacer que la señal de otra variable de la antena sobrepasara de los -10 dB, perdiendo así ancho de banda. Por el contrario, en torno a los 12 – 15 GHz esta dimensión presenta una buena adaptación. Respecto a la frecuencia máxima de funcionamiento se puede observar que es la dimensión que proporciona el valor más alto. Considerando la respuesta de 23 mm,

la señal presenta una frecuencia mínima de funcionamiento más baja que en el caso anterior. La adaptación de la antena mejora para las bandas alrededor de los 8 – 11 GHz y los 21.5 – 23.5 GHz, pero empeora en la banda de 12 – 15 GHz, acercándose más la señal a los -10 dB. Con respecto a la frecuencia máxima de funcionamiento se puede observar que es menor que el caso anterior, aun así, se consigue un buen ancho de banda y una buena adaptación. Por último, evaluando el resultado obtenido con una dimensión de 25 mm, se puede observar que ésta presenta una buena adaptación, excepto en las bandas en torno a los 4.5 – 6.5 GHz y 12 – 15 GHz, ya que la señal se acerca demasiado a los -10 dB. La frecuencia mínima de funcionamiento es la más baja con respecto a las demás dimensiones, algo que es muy positivo, puesto que es lo que se anda buscando con la optimización. Por el contrario, la frecuencia máxima es la más baja, por lo que dicha dimensión proporcionaría un ancho de banda inferior con respecto a los otros casos. Por tanto, teniendo en cuenta la adaptación de la antena, la frecuencia mínima de funcionamiento y el ancho de banda, se ha determinado que el mejor resultado posible para la variable W_1 se consigue con una dimensión de 23 mm.

Si se analizan los resultados obtenidos con la variable W_7 (ancho del escalón más pequeño del plano de tierra), puede observarse un comportamiento similar al estudiado con la variable anterior. Dependiendo de la zona bajo estudio se puede conseguir una mejor adaptación con las dimensiones más pequeñas, pero por el contrario en otras zonas la adaptación empeora haciendo que disminuya el ancho de banda, por ello, con esta variable también se debe llegar a un compromiso entre los diferentes factores a evaluar para llegar al objetivo establecido. Si se evalúan las dimensiones más pequeñas de la variable W_7 , es decir la de 1.5 y 2.5 mm, la respuesta obtenida no proporciona un gran ancho de banda con respecto a las otras, por lo que ambas se descartan como posibles soluciones. Lo mismo sucede con la dimensión de 5.5 mm, ya que el módulo del coeficiente de reflexión de la antena supera los -10 dB por lo que se reduce el ancho de banda y, por consiguiente, sería mejor utilizar otra dimensión. Por tanto, quedarían dos dimensiones de la variable W_7 , en concreto la de 3.5 y 4.5 mm, las cuales pueden cumplir con los objetivos propuestos. Se puede observar que ambas dimensiones presentan tanto una frecuencia mínima de funcionamiento como una máxima parecida, pero con respecto a la adaptación de la antena se pueden apreciar algunas diferencias. En torno a las bandas de 4.5 – 6.5 GHz y 7.5 – 10 GHz se consigue una mejor adaptación con la dimensión de 3.5 mm, ya que la señal está más alejada de la referencia de los -10 dB en comparación

con la otra dimensión. Por el contrario, en la banda de 12 – 13.5 GHz hay una mejor adaptación de la señal en la dimensión de 4.5 mm. Considerando los resultados obtenidos de las diferentes dimensiones para la variable W_7 , así como las especificaciones de diseño, se ha llegado a un compromiso entre el ancho de banda y la adaptación de la antenna, determinando que el mejor resultado posible para esta variable se consigue con la dimensión de 3.5 mm. En la figura 3.5 se puede observar una comparación de las respuestas de la antenna inicial, con las dimensiones teóricas, y la antenna propuesta tras el proceso de optimización de ésta. Como se muestra en la figura, tras la optimización se ha conseguido en simulación un rango de funcionamiento de 3.0 a 24.4 GHz para un $|S_{11}| < -10$ dB, lo que supone un ancho de banda de 21.4 GHz.

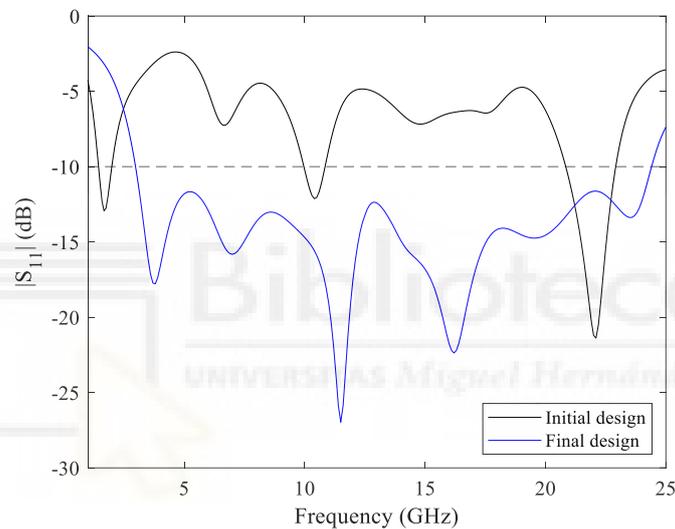


Figura 3.5. Comparación de la respuesta inicial y final de la antenna propuesta.

Para poder comprender mejor el funcionamiento de la antenna propuesta, así como para ver su principio de radiación, se ha simulado la distribución de la densidad de corriente superficial de la antenna. En la figura 3.6 se muestran los resultados obtenidos para algunas frecuencias dentro del rango de funcionamiento de la antenna, en concreto se han seleccionado las frecuencias de 3, 5, 10, 15, 20 y 25 GHz. Analizando los resultados obtenidos, se puede observar que a bajas frecuencias hay una mayor concentración de la corriente en los escalones del parche que están más cercanos a la línea de transmisión. Conforme aumenta la frecuencia se observa que la corriente se distribuye a lo largo del parche de la antenna y, posteriormente, se va concentrando en el plano de tierra. A la frecuencia más alta, se puede observar como el parche vuelve a tener una mayor

influencia, puesto que la densidad de corriente se concentra alrededor de los bordes de los escalones que conforman el parche radiante.

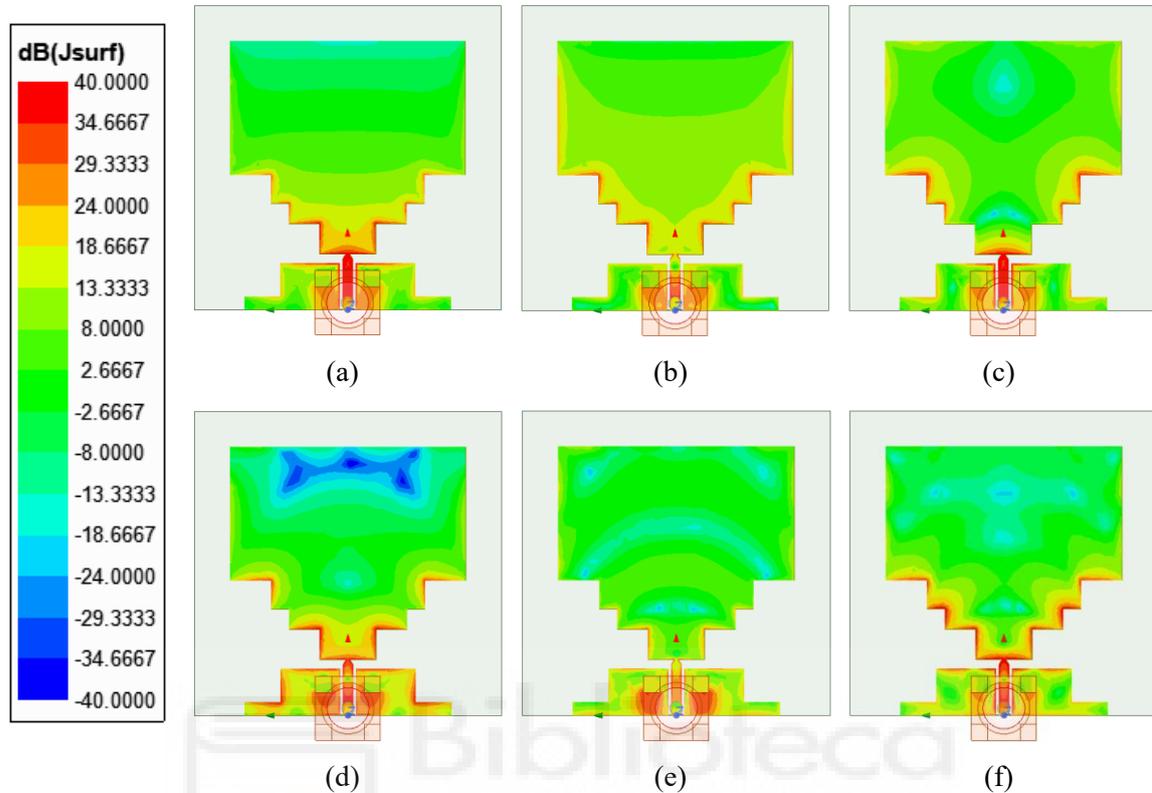


Figura 3.6. Distribución de la densidad de corriente superficial simulado de la antena propuesta para las frecuencias más significativas: (a) 3 GHz; (b) 5 GHz; (c) 10 GHz; (d) 15 GHz; (e) 20 GHz; (f) 25 GHz.

3.2.2. FABRICACIÓN Y MEDIDA DE LA ANTENA

Una vez diseñada la antena, se ha procedido a su fabricación sobre un sustrato FR-4 de bajo coste siguiendo la técnica de fotolitografía y ataque químico. En la figura 3.7 se muestra una fotografía de la antena fabricada, siendo el tamaño final de ésta de 30 x 30 mm².

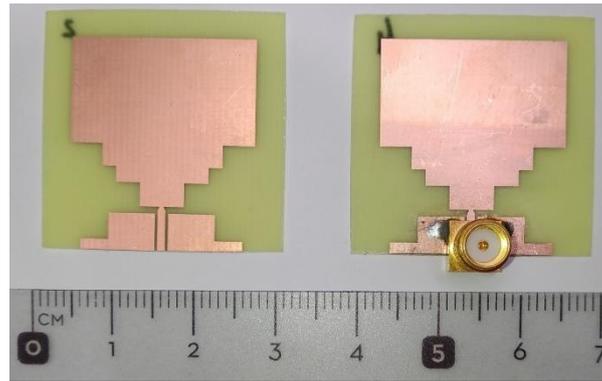


Figura 3.7. Fotografía de la antena fabricada con y sin conector.

En la figura 3.8 se muestra el módulo del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena propuesta. Las medidas se han realizado con el VNA E8363B de Agilent Technologies, que presenta un rango de medida de 10 MHz a 40 GHz. Tal y como se puede observar, los resultados obtenidos en la medida muestran una gran similitud con los simulados, por lo que se valida el proceso de diseño y optimización desarrollado en base a simulaciones paramétricas. El rango de funcionamiento de la antena medido para un $|S_{11}| < -10$ dB se encuentra entre 2.5 y 24.9 GHz, lo que supone un ancho de banda de 22.4 GHz, que es superior al obtenido en simulación. Por tanto, se cubren los requisitos de los sistemas de gran ancho de banda, así como de las aplicaciones de imagen médica por microondas.

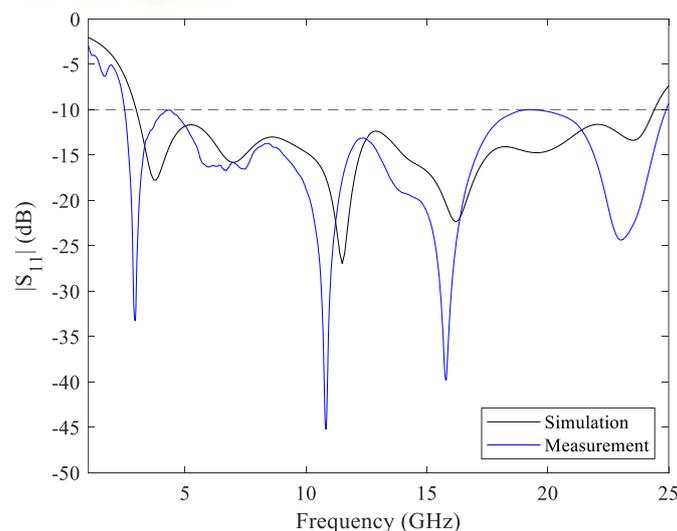


Figura 3.8. Módulo del coeficiente de reflexión simulado y medido para la antena propuesta.

Tras realizar la medida del coeficiente de reflexión de la antena, se ha procedido a medir los diagramas de radiación. Para ello, se ha utilizado una cámara anecoica, así

como una antena de bocina como referencia para las frecuencias inferiores a 10 GHz, y una antena idéntica a la propuesta como referencia para las frecuencias superiores a 10 GHz. En la figura 3.9 se muestra una comparación de los diagramas de radiación simulados y medidos en los planos E y H de la antena, para algunas frecuencias representativas que están incluidas en el ancho de banda de la antena, en concreto: 5, 10, 15 y 20 GHz. Como se puede ver, los diagramas muestran un comportamiento prácticamente omnidireccional en el plano H y bidireccional en el plano E, típico de este tipo de antenas monopolo, observándose un deterioro del diagrama en las frecuencias más alta, y siendo estas propiedades de radiación aceptables en todo el gran ancho de banda que presenta la antena. Asimismo, los diagramas simulados y medidos presentan una buena concordancia entre sí.

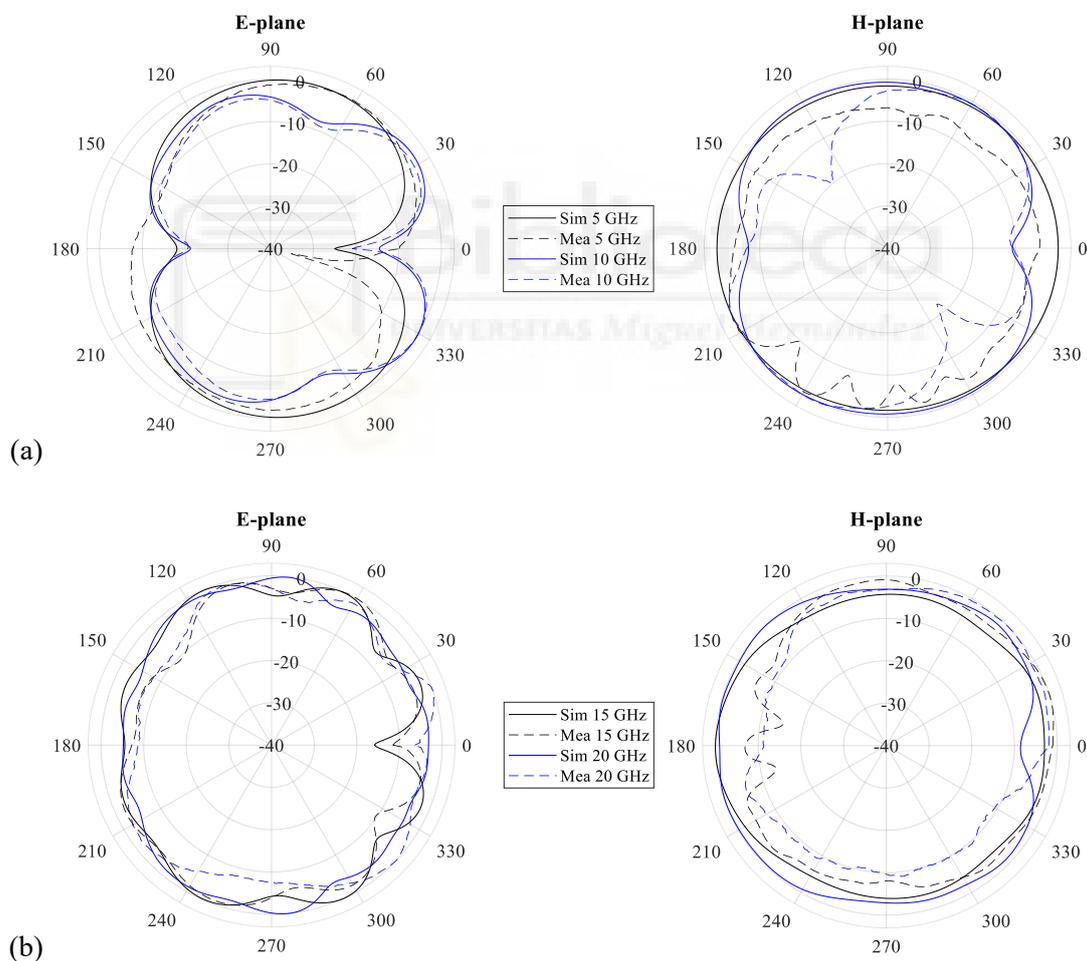


Figura 3.9. Diagramas de radiación de los planos E y H simulados y medidos de la antena propuesta: (a) 5 y 10 GHz; (b) 15 y 20 GHz.

Otra de las medidas que se ha realizado en el proceso de caracterización de la antena es la ganancia. En la figura 3.10 se muestran los resultados obtenidos de la

ganancia tanto en simulación como en medida, siendo similares entre sí, puesto que ambas respuestas siguen la misma tendencia. Además, se puede observar que la ganancia medida varía entre 2.1 y 5.4 dBi para todo el ancho de banda. Debido a la complejidad en la medida de la eficiencia, únicamente se han obtenido sus valores en simulación, mostrándose también en la figura 3.10. La eficiencia de radiación simulada se mantiene en todo el rango por encima del 50%, y presenta un valor típico de este tipo de antenas monopolo impresas de banda ancha. Además, la eficiencia está en torno al 80% en el rango de frecuencias hasta los 6 GHz, que es donde se va a utilizar la antena en la aplicación propuesta.

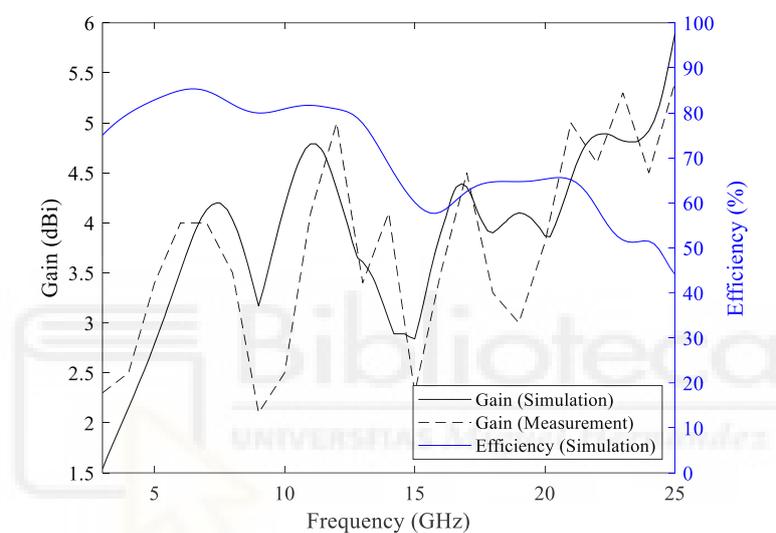


Figura 3.10. Ganancia simulada y medida, y eficiencia de radiación simulada de la antena propuesta.

Una vez obtenidos los diagramas de radiación y la ganancia, se ha calculado, en simulación, la polarización de la antena para determinar hacia donde se propaga la energía electromagnética de ésta. Este parámetro es fundamental, ya que debe tenerse en cuenta la polarización a la hora de situar las antenas en el sistema final, así como los objetos bajo estudio. En la figura 3.11 se muestra tanto la polarización de la antena propuesta para algunas frecuencias contenidas en el ancho de banda de la misma, como una imagen obtenida del software de diseño, donde se puede observar la polarización de la antena a una frecuencia de 3 GHz para una fase de 0 grados, así como la orientación que presenta la antena en el eje X e Y. Como la antena presenta un ancho de banda muy grande, únicamente se han representado las siguientes frecuencias: 3, 5, 10, 15, 20 y 25 GHz. En la figura 3.11 (a) se puede observar la polarización para algunas de las frecuencias del

ancho de banda de la antena. En este caso la representación de la polarización se ha obtenido en campo lejano con el valor escalar del vector de campo E en el eje X e Y, donde en las gráficas los ejes no presentan magnitud. Además, siguiendo la orientación que presenta el diseño de la antena de la figura 3.11 (b), las gráficas se han ajustado para que presenten la misma orientación y sea más fácil interpretar la polarización. Esta antena presenta una polarización lineal con orientación vertical en todo el rango.

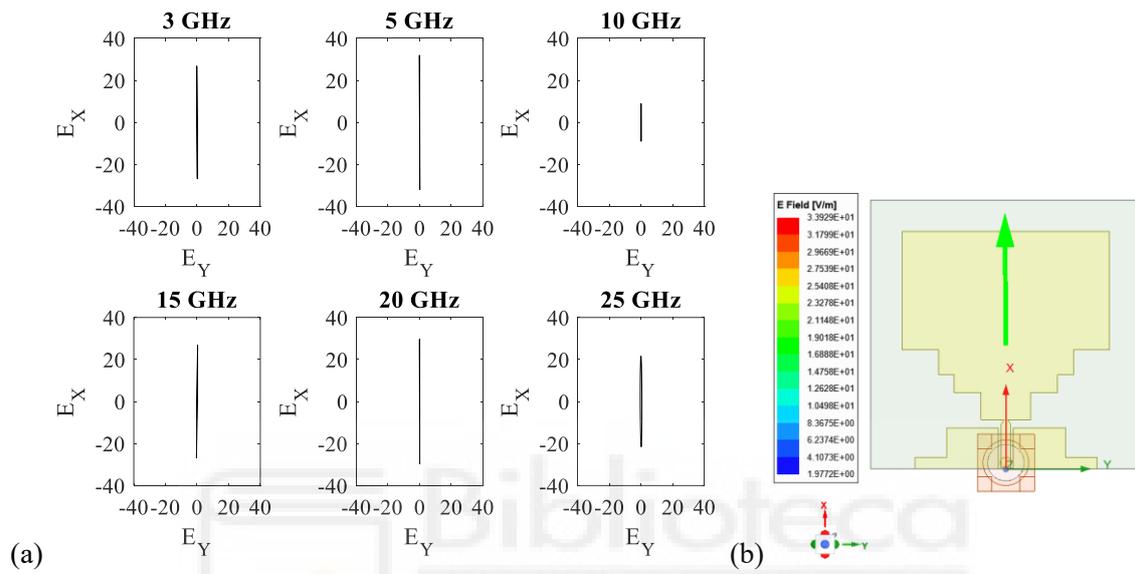


Figura 3.11. (a) Polarización, en simulación, de la antena propuesta para las frecuencias de 3, 5, 10, 15, 20 y 25 GHz. (b) Orientación y polarización a 3 GHz y fase 0 grados de la antena en el software de diseño.

3.2.3. ANÁLISIS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

En el apartado anterior se ha estudiado y verificado las características de la antena en el dominio de la frecuencia, no obstante, una antena de banda ancha también debe mostrar en el dominio del tiempo unas características consistentes. Por ello, el rendimiento que presente la antena en el dominio del tiempo es tan importante como el obtenido en el dominio de la frecuencia.

Para poder evaluar las características de la antena propuesta, se han realizado diferentes pruebas en la transmisión entre dos antenas idénticas. Este tipo de estudios no

solo es típico realizarlo en antenas de banda ancha, sino que también es aconsejable hacerlo en sistemas de banda ancha cuya finalidad sea evaluar las reflexiones debidas a la transmisión de pulsos en el dominio del tiempo. Esto es debido a que, como normalmente las señales que se utilizan en los sistemas de imagen médica por microondas son de banda ancha, se necesita exactitud y precisión en la detección. Los pulsos de estas señales son de corta duración y tienen un amplio rango de frecuencias, por tanto, los pulsos no solo son estrechos, sino que son más propensos a la dispersión, dificultando que el pulso recibido sea idéntico al transmitido. Por ello, es bueno tener una estimación de la distorsión que pueda aparecer en los pulsos [3.5], [3.18], [3.19].

Para poder realizar las medidas correspondientes, se ha utilizado un *set-up* de medida compuesto por dos antenas idénticas como la propuesta, que se han situado en el interior de una cámara anecoica y se han separado 30 cm entre sí para poder asegurar la transmisión en campo lejano. A continuación, se ha medido con el VNA el parámetro de transmisión (S_{21}), donde una antena actúa como transmisora y la otra como receptora. Además, para este estudio se han posicionado las dos antenas enfrentadas verticalmente o cara a cara (*face to face*), ya que dicha configuración es la que se utiliza en la aplicación final, es decir, al utilizar en el sistema de medida una misma antena como transmisora y receptora es como si se utilizasen dos antenas idénticas enfrentadas cara a cara. Este procedimiento también se ha realizado en simulación para las mismas condiciones. En la figura 3.12 se muestra de forma esquemática la configuración utilizada en este estudio. Otra de las configuraciones típicas que se utilizan en los estudios en el dominio del tiempo suelen enfrentar las antenas horizontalmente o lado a lado (*side by side*) como puede observarse en [3.18], [3.20], [3.21] y [3.22].

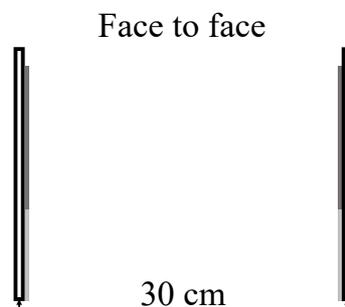


Figura 3.12. Esquema de la configuración (*face to face*) de las antenas que se ha utilizado en el estudio del dominio del tiempo.

El $|S_{21}|$, tanto en simulación como en medida, para la configuración analizada y para todo el ancho de banda de la antena, se puede observar en la figura 3.13. Como puede apreciarse hay una buena concordancia de la transmisión entre las dos antenas tanto para la simulación como para la medida, siendo ambas respuestas similares. Del mismo modo, se observa que la transmisión es aceptable en todo el ancho de banda, con dos descensos de la transmisión en torno a los 9 – 12 GHz y los 16 – 19 GHz. Para poder transmitir un pulso sin distorsión, la función de transferencia ($H(\omega)$) debe de ser constante en frecuencia [3.23]. En el caso evaluado, los mínimos que aparecen en la transmisión no van a tener una gran influencia en la generación de los pulsos, ya que estos son de banda muy ancha.

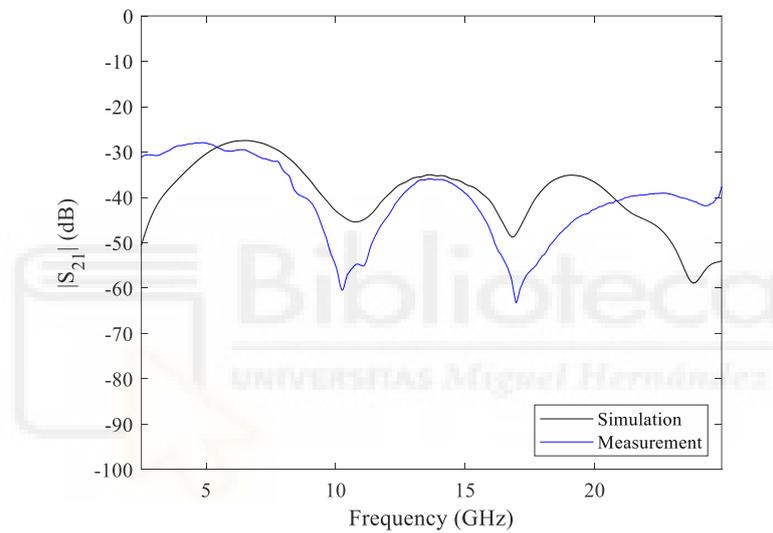


Figura 3.13. Módulo del parámetro de transmisión simulado y medido para la antena propuesta con la configuración *face to face*.

A partir de la fase del parámetro de transmisión se puede calcular el retardo de grupo del sistema. El retardo de grupo es una medida que determina el tiempo que tarda una señal en pasar por el sistema a cada frecuencia, por tanto, está relacionado con el carácter dispersivo de la antena. Éste se define como la derivada negativa de la respuesta en fase con respecto a la frecuencia, siendo su expresión la presentada en (3.3), donde φ es la fase de la respuesta y ω es la frecuencia angular en radianes por segundo [3.24].

$$\tau_g = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \quad (3.3)$$

El retardo de grupo en antenas de banda ancha debe presentar una variación inferior a 1 ns, ya que, si se excede dicho valor, la fase ya no se podrá suponer como lineal

en la región de campo lejano y, por tanto, se produciría una distorsión en el pulso [3.25]. Además, el retardo de grupo debe presentar una baja dispersión para asegurar valores lo más constantes posibles, de forma que se pueda transmitir y recibir el pulso con una distorsión mínima [3.26]. Estas dos condiciones pueden darse simultáneamente o darse únicamente una de ellas para que, en todo el rango de frecuencias, la respuesta en fase sea lineal [3.27].

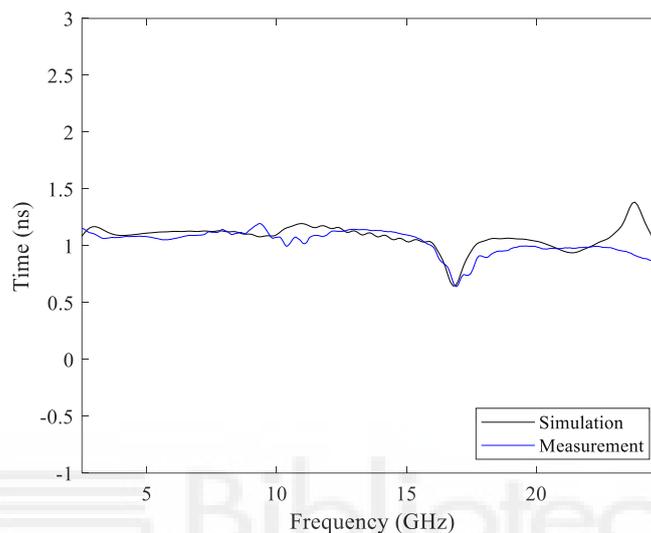


Figura 3.14. Retardo de grupo simulado y medido para la configuración *face to face*.

El retardo de grupo de las antenas simuladas y medidas dentro del ancho de banda se presenta en la figura 3.14. Ambas respuestas son parecidas, habiendo unas pequeñas diferencias entre la simulación y la medida para las frecuencias comprendidas entre los 22 y 25 GHz. Como se puede observar, tanto la simulación como la medida presentan un retardo de grupo constante en toda la banda de frecuencias, exceptuando dos bandas estrechas en torno a los 17 y los 24 GHz en la simulación, y una banda estrecha en torno a los 17 GHz en la medida. Por lo general, se aprecia que en el resto de las frecuencias hay una respuesta en fase lineal, por tanto, de media el retardo de grupo es de 1.1 ns, variando en todo el ancho de banda entre 0.65 y 1.38 ns. Para una separación de 30 cm entre las antenas, el retardo de grupo teórico debe ser de 1 ns. En la simulación y en la medida, los resultados obtenidos son próximos al valor teórico, existiendo una pequeña diferencia que puede ser debida a la longitud de los conectores SMA utilizados, al substrato de la antena o a algún pequeño error en la medida de la distancia entre las dos antenas enfrentadas. Aun así, los resultados obtenidos indican que el sistema muestra una

baja distorsión para las señales cuyo ancho de banda esté contenido en el ancho de banda de la antena.

Normalmente los dispositivos que presentan un gran ancho de banda, como los utilizados en comunicaciones UWB (*Ultra-wideband*), utilizan tanto en transmisión como en recepción señales con pulsos muy cortos (es decir, pulsos estrechos) en el tiempo con una duración inferior a 2 ns [3.23], por lo que en el dominio de la frecuencia habitualmente cubren anchos de banda muy extensos [3.28]. Al utilizar dichos pulsos estrechos, éstos se ven muy afectados por la dispersión, por ello el pulso transmitido y recibido por una antena nunca es el mismo [3.23]. Esta dispersión es una de las diferencias más notables en el uso de antenas de banda ancha y de banda estrecha [3.29].

Al transmitir una señal con antenas de banda ancha, la señal emitida está compuesta por la señal que se pretende enviar y por ciertas señales que presentan diversos retardos, los cuales se originan debido a las resonancias en la estructura de la antena. Además, hay que tener en cuenta otras posibles causas de dispersión en la señal transmitida, que pueden ser causados por los circuitos de RF, los coeficientes de reflexión y las variaciones dependientes de la frecuencia debidas a las características de la propia antena. En el dominio del tiempo el pulso no presenta distorsión si, cuando en el dominio de la frecuencia la variación de la fase del parámetro de transmisión es lineal, debido a que se obtiene una radiación no dispersiva y una amplitud constante que no tiene distorsión [3.29]. Por tanto, como el pulso transmitido debe reconocerse en la recepción, se tiene que predecir la distorsión que produce el sistema mediante la realización de un análisis del pulso transmitido en el dominio del tiempo [3.23].

Para verificar el funcionamiento de la antena propuesta ante la transmisión de pulsos temporales, tanto en simulación como en medida, se ha evaluado la transmisión de un pulso para la configuración bajo estudio (*face to face*). Para realizar el análisis del pulso, se puede hacer de dos formas, una es directamente con medidas en el dominio del tiempo y la otra es con medidas en el dominio de la frecuencia que se pasan al dominio del tiempo con la Transformada Inversa de Fourier. En este caso, se han realizado medidas en el dominio de la frecuencia y, posteriormente, se han pasado al tiempo. Estas medidas en frecuencia son igual de precisas que las realizadas directamente en el tiempo, ya que en frecuencia se aprovecha el alto rango dinámico, así como la calibración estandarizada del VNA [3.30].

Para representar el pulso en sistemas con un gran ancho de banda, normalmente, se utiliza un pulso Gaussiano y sus respectivas derivadas [3.31]. La expresión de un pulso Gaussiano se define en (3.4), donde σ es el ancho de pulso temporal a media potencia y en función del pulso empleado tomará diferentes valores. Para las derivadas del pulso Gaussiano se emplea la expresión general presentada en (3.5) [3.32], donde n es el grado de la derivada del pulso y $H_n(t)$ es el polinomio de Hermite de orden n cuya expresión se puede ver en (3.6) [3.33].

$$G(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \cdot e\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.4)$$

$$G^n(t) = \frac{d^n G}{dt^n} = (-1)^n \cdot \frac{1}{(\sqrt{2}\sigma)^2} \cdot H_n\left(\frac{t}{\sqrt{2}\sigma}\right) \cdot G(t) \quad (3.5)$$

$$H_n(t) = (-1)^n \cdot e^{t^2} \cdot \frac{d^n}{dt^n}(e^{-t^2}) \quad (3.6)$$

El rango de frecuencias de los sistemas de imagen médica por microondas basados en radar normalmente llega hasta los 10 GHz. Las antenas que presentan un gran ancho de banda, como las UWB, también cubren los rangos de frecuencia de los sistemas de imagen médica basados en microondas, ya que el rango de funcionamiento de las comunicaciones UWB, según el estándar desarrollado por la FCC (Comisión Federal de Comunicaciones), abarca desde los 3.1 GHz hasta los 10.6 GHz [3.34], [3.35]. Para el estándar UWB, la FCC define tanto las bandas de frecuencia como la densidad espectral de potencia radiada, pero no regula la forma de los pulsos transmitidos en el dominio del tiempo, por lo que deja diseñar libremente la complejidad de los sistemas [3.31].

En los sistemas UWB, teniendo en cuenta que en el dominio de la frecuencia el ancho de banda del pulso (densidad espectral de potencia) está dentro de las máscaras definidas por la FCC, para poder cumplir con los requisitos reglamentarios, en los sistemas interiores, al menos, se debe utilizar la quinta derivada del pulso Gaussiano. Para el caso de los sistemas exteriores se debe utilizar la séptima derivada u órdenes superiores, de forma que el ancho de banda sea lo más amplio posible [3.36]. Sin embargo, la utilización de pulsos Gaussianos con derivadas inferiores a las de séptimo orden, pueden causar errores notables, por lo que, para cubrir la máscara impuesta por la FCC, es mejor utilizar un pulso de séptimo orden. Aun así, con un poco de tolerancia, las derivadas de sexto y octavo orden también pueden ser adecuadas [3.32].

Basándose en lo mencionado anteriormente y debido a que el sistema propuesto comparte frecuencias con los sistemas de UWB, en este caso se ha utilizado la séptima derivada del pulso Gaussiano, $G^7(t)$, ya que, tanto para comunicaciones interiores como exteriores, su espectro se ajusta a la máscara de frecuencias que impone la FCC para el estándar UWB, además de cubrir perfectamente el ancho de banda del sistema de imagen médica. Para ajustar, en el dominio de la frecuencia, la séptima derivada del pulso a la máscara dictada se debe ir ajustando el valor de σ , de forma que el pulso se vaya adaptando a esa máscara. Cuanto menor sea σ , el ancho del pulso en el tiempo será más estrecho y en la frecuencia más ancho. Por el contrario, cuanto mayor sea la σ , el ancho del pulso será más ancho en tiempo y más estrecho en frecuencia. En este caso, para garantizar que la forma del espectro cumpla con la máscara espectral de la FCC, se utiliza una σ de 64 ps para la séptima derivada del pulso. En la figura 3.15 se muestra la respuesta temporal y frecuencial del pulso utilizado, así como las máscaras de frecuencia que se utilizan en el estándar UWB.

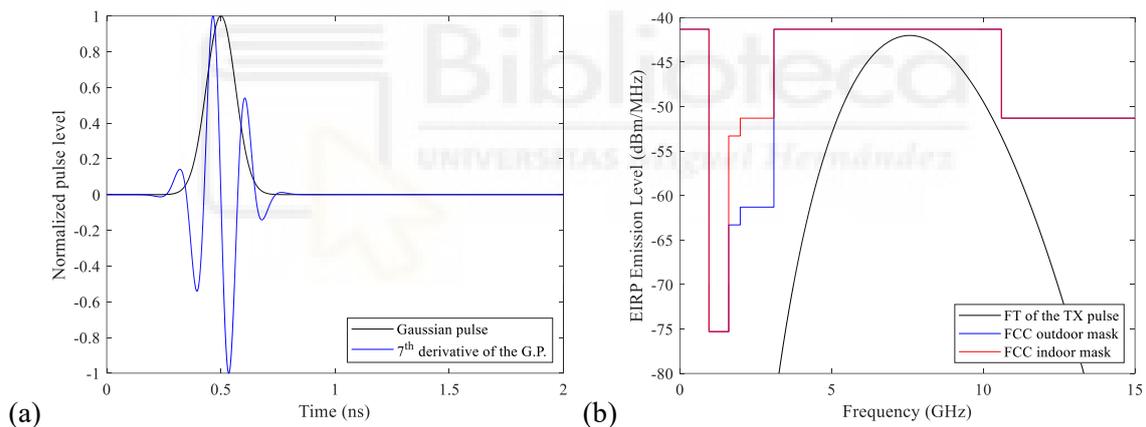


Figura 3.15. Respuesta de la séptima derivada del pulso Gaussiano: (a) Respuesta en el dominio del tiempo y comparación con un pulso Gaussiano; (b) Respuesta en el dominio de la frecuencia junto con las máscaras de la FCC.

Una vez definido el pulso de banda ancha que se va a utilizar en la evaluación de las características de la antena en el dominio del tiempo, se procede a transmitir el pulso al sistema en la configuración bajo estudio (*face to face*) y, seguidamente, al análisis del mismo en recepción, tanto en simulación como en medida.

El proceso que se ha seguido para la transmisión y recepción de pulsos, tanto en simulación como en medida, se define a continuación. El pulso de banda ancha que se pretende transmitir ($T_5(t)$) se define en MATLAB y se pasa al dominio de la frecuencia

mediante la Transformada Rápida de Fourier (FFT). A continuación, en el dominio de la frecuencia, el espectro del pulso transmitido obtenido anteriormente se multiplica con la función de transferencia del sistema de antenas ($H(\omega)$), con el fin de obtener la señal recibida en el dominio de la frecuencia ($R_S(\omega)$) (3.7). Seguidamente, para obtener el pulso recibido, la señal obtenida anteriormente se pasa al dominio del tiempo mediante la Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT) (3.8) [3.23].

$$R_S(\omega) = FFT(T_S(t)) \cdot H(\omega) \quad (3.7)$$

$$R_S(t) = IFFT(R_S(\omega)) \quad (3.8)$$

Tras obtener las señales transmitidas y recibidas en el dominio del tiempo, ambas deben compararse para ver las posibles diferencias que hay entre ellas y, en especial, para determinar si la señal se ha distorsionado tras su paso por el sistema, puesto que tanto las antenas como el canal producen que la señal recibida presente distorsión y dispersión [3.23]. Como se verá después, para cuantificar este efecto lo mejor es realizar una correlación entre los pulsos transmitidos y recibidos.

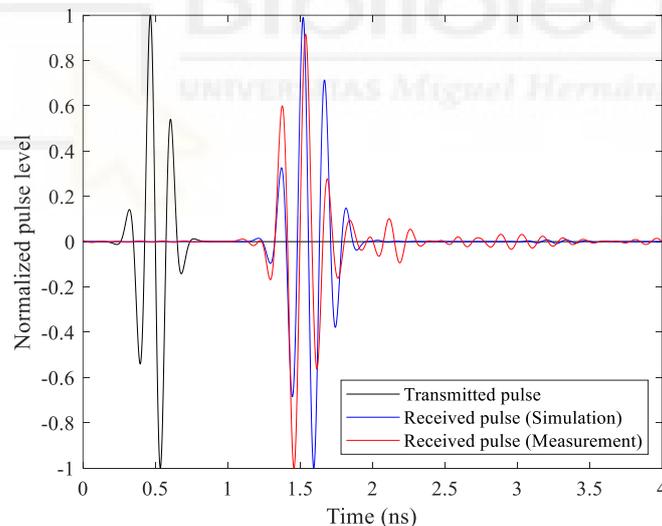


Figura 3.16. Pulso transmitido y recibido en simulación y medida para las antenas situadas *face to face*.

En la figura 3.16 se puede observar una comparación del pulso temporal transmitido y recibido, generados con MATLAB, para la simulación y la medida, donde para una mejor comprensión de los resultados obtenidos, los pulsos han sido normalizados con respecto al nivel máximo de la señal. Además, se ha ajustado el tiempo de transmisión del pulso recibido en simulación para hacerlo coincidir con la posición

obtenida en la medida. En la figura se aprecia un buen rendimiento de la antena en el dominio del tiempo, puesto que los pulsos recibidos son similares entre sí y con el pulso transmitido, además de presentar una baja distorsión debida a su paso por el sistema. Como se puede ver, alrededor de los 3 ns, el pulso recibido medido presenta un cierto ruido que puede deberse a las múltiples reflexiones en la antena o a las propias réplicas del pulso principal de la señal.

Para evaluar numéricamente el parecido entre los pulsos transmitidos y recibidos en el dominio del tiempo, se realiza el cálculo de la fidelidad de la señal de un sistema de antenas, puesto que de esta forma se puede obtener la correlación entre los pulsos. Habitualmente, la fidelidad se trata cualitativamente y no en términos matemáticos. No obstante, es importante cuantificar dicho parámetro, ya que el tiempo en los sistemas de antenas varía en función de la dirección de recepción [3.37]. Existen varios estudios donde utilizan el parámetro de fidelidad para evaluar el comportamiento temporal de las antenas, pero los usos de dicho término divergen entre sí. No obstante, en la bibliografía se ha encontrado hasta tres tipos diferentes de definiciones del parámetro de fidelidad, siendo estos: *Fidelity Factor* (FF, Factor de Fidelidad), *System Fidelity Factor* (SFF, Factor de Fidelidad del Sistema) y *Fidelity Factor of the System* (FFS, FF del sistema).

El FF se refiere a la correlación entre las derivadas de la señal de entrada y la señal radiada por la antena, por tanto, solo tiene en cuenta el efecto de la antena transmisora. En este caso se podría utilizar cualquier antena receptora de banda ancha, ya que, para calcular el FF en la medida, aunque está presente la influencia del canal, se debería eliminar tanto la función de transferencia de la antena receptora como los efectos del cable. Para poder obtener una transmisión de pulsos que sea aceptable se debe conseguir que el FF sea superior a 0.9 (90%), ya que, debido a la normalización de las señales, el resultado de la correlación varía entre 0 y 1 [3.38]. Algunos ejemplos del uso del FF se pueden observar en [3.39], [3.40] y [3.41].

Por otro lado, el SFF determina numéricamente la correlación entre las señales de entrada y las señales recibidas, cuantificando cuánto afecta al pulso transmitido el sistema de antenas empleado. Este término tiene en cuenta la distorsión provocada tanto por las antenas transmisoras como por las receptoras, por tanto, se tiene en cuenta el medio de propagación. Los resultados obtenidos con el SFF proporcionan valores que se sitúan entre el 0 (0%) y el 1 (100%), ya que las señales se normalizan. El mejor resultado posible es una correlación cruzada de 1, ya que denotará que el pulso de entrada y el pulso

recibido son equivalentes, y, por tanto, que no se ha producido dispersión en la transmisión. Por el contrario, una correlación de 0 indica que los pulsos son totalmente diferentes. Para detectar con precisión un pulso, el valor mínimo requerido para el SFF va a depender de la aplicación, aunque para asegurar la integridad de la señal sin distorsión y que el pulso sea reconocible, es habitual considerar un SFF superior al 50% [3.23], [3.38]. Con respecto al uso del SFF se pueden ver algunos ejemplos en [3.18], [3.42] y [3.43].

Por último, el FFS hace referencia a la correlación entre la señal recibida de distintas direcciones angulares con respecto a la señal en la dirección del haz principal. En este caso se tiene en cuenta las propiedades de radiación espacial de la antena, pero ignora la cantidad de distorsión de la señal de entrada debida al medio de propagación. Para la obtención del FFS, la antena transmisora y receptora se encuentran en diferentes posiciones en el espacio, es decir, con respecto a la dirección de referencia proporcionada por la antena transmisora, la antena receptora se posiciona en otra dirección distinta. Para que la distorsión del pulso sea aceptable, en este caso, se toma como referencia un FFS superior al 90%, como en el caso del FF [3.38]. En [3.44], [3.45] y [3.46] se puede ver que utilizan el FFS.

Comparando las diferencias existentes entre el FF, el SFF y el FFS, se puede observar que el FF no tiene en cuenta el efecto de la antena receptora, el FFS no tiene en cuenta la distorsión de la señal de entrada, y el SFF sí que tiene en cuenta la distorsión inducida por las dos antenas (transmisora y receptora), por lo que los valores obtenidos son más bajos con respecto al FF y el FFS [3.23], [3.38]. Por ello, en este caso, el término que proporciona un mejor análisis del parecido entre la señal transmitida y recibida, de cara a la utilización de las antenas en un sistema de medida, se obtiene mediante el cálculo del SFF.

Para poder realizar el cálculo del SFF se utiliza la expresión mostrada en (3.9). Este factor calcula la relación entre la energía de la convolución entre los pulsos transmitidos y recibidos y la energía de cada uno de ellos por separado. En la definición del SFF, t es el tiempo, T_s es el pulso transmitido y R_s es el pulso recibido, el cual se obtiene a partir del S_{21} (parámetro de transmisión), por lo que se tiene en cuenta la distorsión inducida por ambas antenas, tal y como se ha comentado anteriormente [3.18], [3.23].

$$SFF = \max_n \left| \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} T_s(t)R_s(t + \tau) dt}{\sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} |T_s(t)|^2 dt} \cdot \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} |R_s(t)|^2 dt}} \right| \quad (3.9)$$

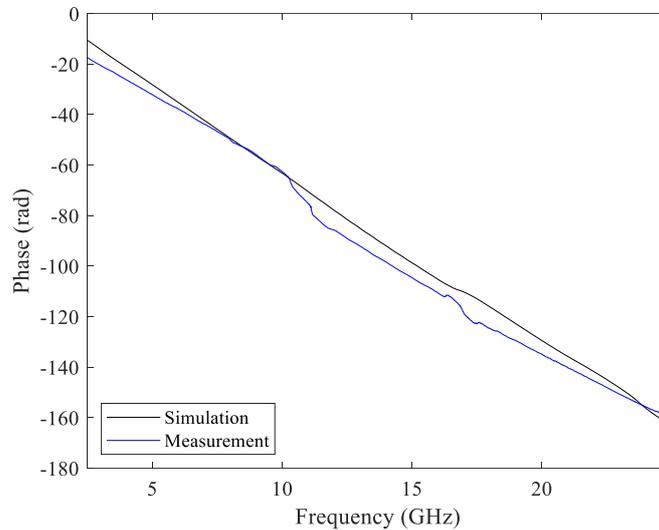


Figura 3.17. Fase (en radianes) del parámetro de transmisión simulado y medido para la antena propuesta con la configuración *face to face*.

El SFF se ha calculado tanto en simulación como en medida para la configuración bajo estudio (*face to face*). Los valores del SFF obtenidos son del 97% en simulación y del 92.26% en medida. Ambos valores son bastante altos, lo que demuestra que el pulso recibido es muy parecido al transmitido y se asegura, por tanto, una alta integridad de las señales transmitidas por las antenas, así como una menor distorsión entre ellas, siendo fundamental para la posterior formación de las imágenes de microondas. De hecho, como el SFF es alto porque las señales tienen una baja distorsión y una baja sobreoscilación, la calidad de los resultados obtenidos también será mejor [3.41]. Asimismo, la similitud entre los valores simulados y medidos es razonable, siendo las diferencias existentes entre ellas causadas por la variación del parámetro S_{21} . Observando la figura 3.13, donde se muestra la magnitud del parámetro S_{21} en dB, y la figura 3.17, donde se muestra la fase (representado en radianes), se puede apreciar como las respuestas obtenidas en la simulación y la medida presentan algunas diferencias que hace que los valores del SFF sean más altos en la simulación que en la medida. Analizando la fase del S_{21} , se ve como la simulación tiene una respuesta más lineal que la medida y, además, en la magnitud la simulación presenta una menor variación. Aun así, comparando el módulo y la fase, en el $|S_{21}|$ hay una mayor variación entre la señal simulada y medida con respecto a la fase,

por lo tanto, puede que las diferencias obtenidas en el SFF se deban principalmente a la variación existente que hay en el $|S_{21}|$.

Después de conseguir unos valores altamente satisfactorios del SFF, y tras realizar un estudio en el dominio de la frecuencia y el tiempo de la antena propuesta, se puede dar por terminado el proceso de caracterización de ésta.

3.3. DISEÑO DEL SISTEMA (*SET-UP*)

En este apartado se presenta el sistema que se ha utilizado en la aplicación desarrollada como prueba de concepto de detección del desplazamiento cerebral o *brain-shift*. Para ello, se ha implementado un sistema de medida de imágenes de microondas no invasivo basado en radar. Este sistema es capaz de estimar los cambios producidos en la posición y en la geometría de un modelo de cerebro para detectar las posibles variaciones de éste.

El sistema de medida diseñado está formado tanto por una parte hardware como por una parte software. La parte hardware del sistema está compuesta por varios elementos que permiten realizar las medidas necesarias de los elementos bajo estudio. La parte software se encarga de controlar el hardware, así como de procesar los datos obtenidos para proporcionar al usuario el resultado final. En esta sección se presenta cada uno de los componentes que forman cada parte del sistema propuesto.

3.3.1. HARDWARE DEL SISTEMA

La parte hardware del sistema de medida no invasivo basado en microondas para la detección de *brain-shift* está compuesto por 12 antenas impresas como las diseñadas en el apartado anterior, un VNA (ZNLE6 de Rohde & Schwarz con un rango de medida de 1 MHz a 6 GHz) y un subsistema de conmutación. El esquema de la parte hardware se

muestra en la figura 3.18. A continuación, se explicará cada elemento del sistema por separado con más detalle.

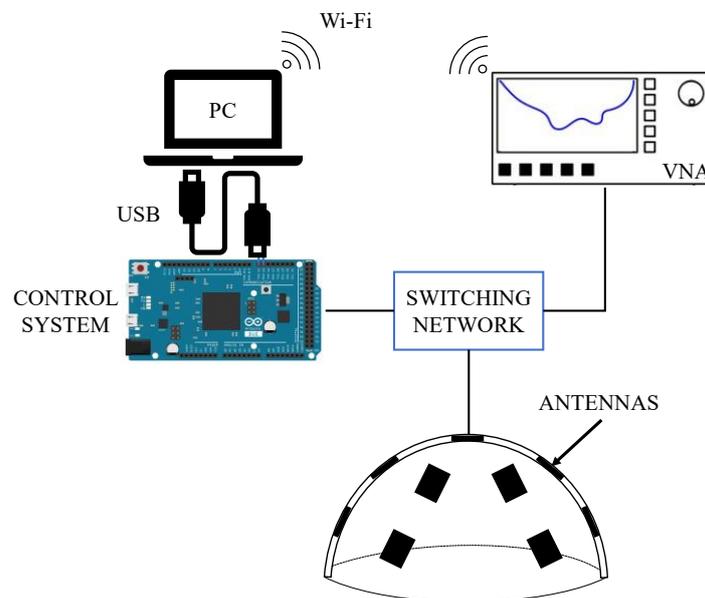


Figura 3.18. Esquema de conexión del sistema propuesto.

Como se ha comentado anteriormente, el elemento principal de este sistema son las antenas, puesto que se encargan de transmitir y recibir las señales, es decir, de adquirir los datos que posteriormente se utilizarán en el procesamiento necesario para la obtención de la imagen médica correspondiente. Las medidas se realizan siguiendo los principios del radar. El sistema emite en orden con cada antena un pulso de banda ancha, donde solo una antena está activa/emitiendo a la vez. Dicho pulso se refleja en los diferentes materiales bajo estudio y la señal reflejada es recibida por la misma antena emisora (sistema monoestático). Este tipo de sistemas deben tener un comportamiento en frecuencia de banda ancha para que en el dominio del tiempo los pulsos sean estrechos, no solo porque ésta es la base de los sistemas de imágenes y se obtienen pulsos similares a los utilizados en radar, sino porque la reconstrucción de los datos es más estable y con mayor resolución, en comparación con los sistemas que utilizan una única frecuencia [3.47]. Asimismo, los sistemas de banda ancha permiten obtener en las antenas receptoras aquellas señales de baja potencia que han podido atravesar el objeto bajo estudio [3.5], [3.48], pudiendo de esta forma detectar cualquier elemento que haya en el trayecto de la señal.

Las antenas que se han seleccionado para este sistema son las antenas monopolo de alimentación coplanar que se han presentado anteriormente, puesto que ofrecen unas

características técnicas muy buenas (bajas pérdidas de radiación, gran ancho de banda y buena adaptación de impedancia), debido a la optimización realizada, y se adaptan perfectamente al sistema tipo casco que se presentará a continuación. Además, este tipo de antenas suele utilizarse en sistemas de imagen médica por microondas, como se puede observar en [3.49], [3.50], [3.51], [3.52]. Asimismo, las antenas impresas desarrolladas permiten que el sistema final sea más manejable, ya que las antenas presentan un peso muy bajo, así como un tamaño reducido, por lo que se facilita la portabilidad del sistema desarrollado, además de presentar un bajo coste de fabricación.

Un problema habitual en estos sistemas de imágenes es lograr una alta resolución de la imagen médica, es decir, obtener la mayor calidad posible en las imágenes. Para ello, se necesitan que las antenas presenten un tamaño lo más pequeño posible para poder incorporar la mayor cantidad de antenas al sistema de medida. Para elegir cuantas antenas se utilizarán, se han tenido en cuenta varios factores como: el número de antenas que utilizan en otros estudios y la calidad de los resultados obtenidos, que no haya acoplamiento entre antenas contiguas para que el S_{11} no se vea afectado, que el camino eléctrico entre el VNA y las antenas sea el mismo para todas, que se pueda cubrir el mayor espacio posible de la zona de medida y no quede ningún área sin que al menos una antena pueda verla, y que se pueda aprovechar la mayor cantidad posible de las salidas de los conmutadores.

Analizando el número de antenas, uno podría verse tentado a suponer que un número mayor proporcionaría una mayor precisión. No obstante, existen otros factores a tener en cuenta en cuanto a las ventajas y desventajas generales del sistema. Si se aumenta el número de antenas, éstas se situarán mucho más cerca. El espacio entre antenas se reducirá y las características de radiación de cada antena (ancho de banda, diagrama de radiación...) se verán notablemente afectadas, debido a la existencia de elementos metálicos en el entorno. Por tanto, considerado este aspecto a la hora de diseñar el sistema propuesto, se debe determinar cuál es el número óptimo de antenas idénticas que tienen que usarse, pero antes se deben considerar otros factores adicionales. Por un lado, hay que tener en cuenta que cuanto mayor es el número de antenas en el sistema, menor debe ser su tamaño individual (debido a la razón mencionada anteriormente) y, también, más complejo y caro se vuelve el sistema de conmutación y acondicionamiento. Si se reduce el tamaño de cada antena, aumenta la frecuencia mínima de funcionamiento, lo que conlleva una pérdida de capacidad de penetración de la energía en los cuerpos bajo

estudio. Por otro lado, la necesidad de utilizar un mayor número de antenas hace que el sistema de conmutación se vuelva considerablemente más complejo. Esto se debe al incremento asociado de canales de conmutación, lo que requiere incluir más conmutadores (tanto a nivel de antena como de control maestro) o utilizar conmutadores con un mayor número de canales, que son considerablemente más caros y complejos. Teniendo en cuenta todos estos aspectos, el proceso de selección del número adecuado de antenas se convierte en una solución de compromiso entre un número mayor (que potencialmente gana precisión), una separación suficiente entre antenas (para que sus características de radiación no se vean notablemente afectadas), un tamaño manejable (dando lugar a que la frecuencia mínima de funcionamiento deseable sea lo más pequeña posible) y una complejidad y coste aceptables para el sistema de accionamiento y conmutación. Teniendo todas estas características presentes y considerando el propósito inicial de validación de este estudio, se ha elegido 12 como el número adecuado de antenas del sistema.

Las antenas se han situado sobre un casco que se puede adaptar tanto a la cabeza de un individuo, como al modelo biológico sintético desarrollado para realizar las medidas correspondientes y que, en este caso, presenta forma de cráneo. El casco se ha fabricado con una impresora 3D de bajo coste, en concreto con la Prusa i3 Hephestos de BQ que tiene una precisión en la impresión de 100 μm . Respecto al material seleccionado para fabricar el casco es PLA estándar (ácido poliláctico), con las siguientes características: $\epsilon_r = 2.88$, $\tan \delta = 0.02$ [3.53]. El casco sirve de soporte para las 12 antenas y tiene unas dimensiones aproximadas de 21 x 15 x 10 cm^3 , delimitando el rango máximo de medida del sistema. Las antenas se han adherido a la parte interior del casco con un pegamento epoxi no conductor [3.53]. Además, están equiespaciadas (y numeradas) de forma que cubra aproximadamente toda la cabeza o el modelo de cráneo. En la figura 3.19 se puede observar una fotografía del casco, así como del número correspondiente de cada antena. El casco está situado sobre una tabla de madera que se utiliza como zona de medida. Además, para poder posicionar correctamente los objetos bajo estudio en la tabla sin que el sistema se mueva, se han pegado unos tacos de madera que permiten alzar el casco. Asimismo, el taco donde se sitúa la antena #1 se ha dejado libre para poder desplazarlo, de forma que permita posicionar los objetos en el interior. Se ha seleccionado la opción de mover únicamente una sola antena para cometer el mínimo error posible en las medidas, puesto que se ha comprobado que, al mover el sistema completo del casco,

cuando se realiza el procesado correspondiente, el error obtenido se incrementa con respecto a la opción seleccionada de mover únicamente una sola antena.

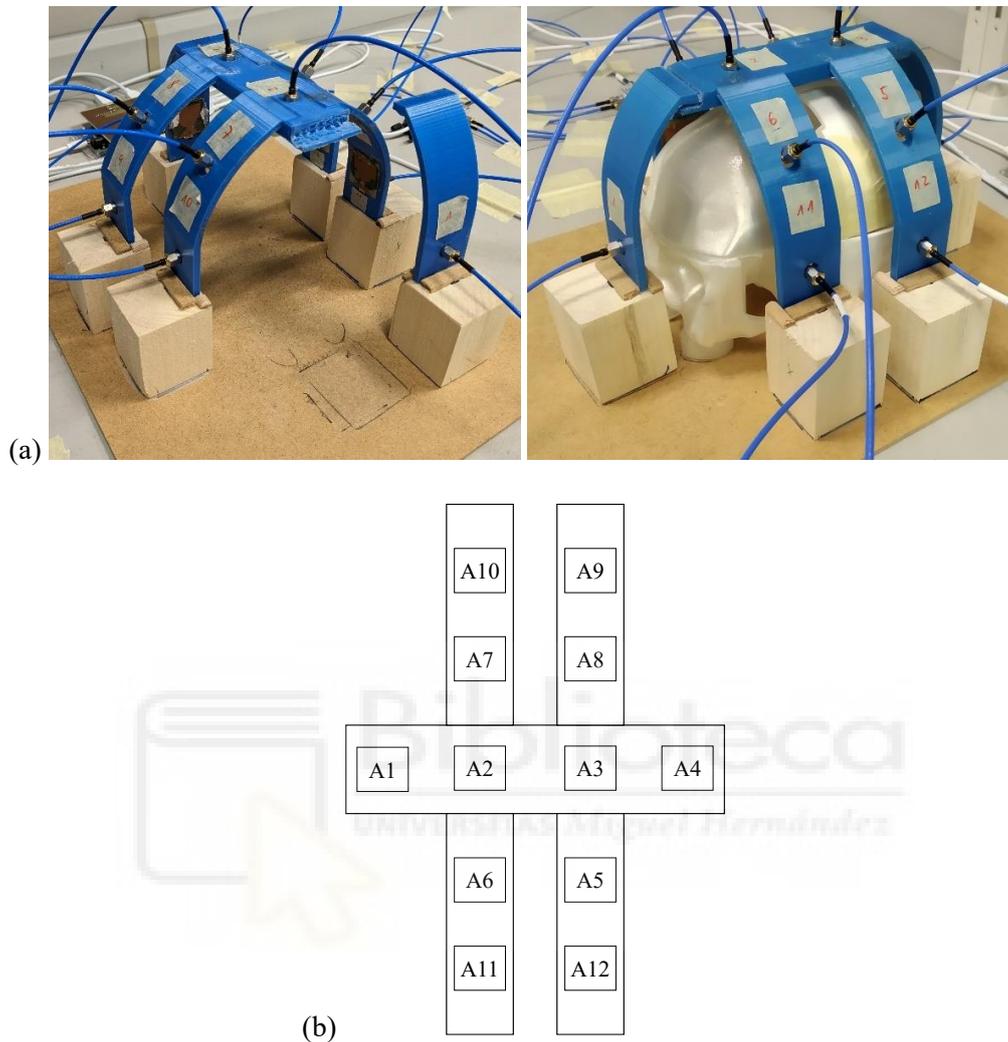


Figura 3.19. (a) Fotografía del casco con las antenas incluidas con y sin modelo en su interior.
(b) Esquema de la distribución de las antenas en el casco y sus números correspondientes.

3.3.1.1. SUBSISTEMA DE CONMUTACIÓN Y CONTROL

Las antenas diseñadas están conectadas a una red de conmutación, que permite realizar las medidas de cada una de las antenas en el momento preciso, siendo también una parte importante para el proceso de automatización del sistema, que se explicará más adelante. Esta red conecta las antenas con el puerto correspondiente del VNA mediante

cables coaxiales de RF [3.54]. El subsistema de conmutación está formado por 4 conmutadores de RF de 4 salidas [3.55] y 2 conmutadores de 2 salidas [3.56], de forma que se conectan secuencialmente cada una de las antenas con el puerto correspondiente del VNA (puerto 1 o 2), y permiten obtener las medidas del parámetro de reflexión de cada par de antena al mismo tiempo. Hay que aclarar que, aunque se midan dos antenas a la vez, solamente una antena está emitiendo en cada momento, pero la medida se realiza con los dos puertos disponibles del VNA para aprovechar al máximo los recursos de los que dispone el sistema.

Los conmutadores [3.55] que se utilizan en el sistema disponen de 5 puertos de RF de tipo SMA que están adaptados a 50Ω , donde uno de esos puertos es el común y los cuatro restantes son puertos de salida. La banda de trabajo va desde 1 MHz hasta 6 GHz, coincidiendo con el rango de funcionamiento del VNA. Además, están basados en tecnología CMOS (semiconductor complementario de óxido metálico) y son de alta velocidad, siendo el tiempo de conmutación de 320 ns. Estos conmutadores presentan a la frecuencia máxima de funcionamiento (6 GHz) unas pérdidas de transmisión entre los puertos de máximo 3 dB. El aislamiento entre los puertos de salida varía de 36 a 73 dB y el aislamiento entre el puerto común y los demás puertos oscila entre 35 y 80 dB. Todos los conmutadores que se han utilizado en el sistema se han caracterizado y comparado con los valores que proporciona el fabricante para asegurarse el correcto funcionamiento de éstos. Con respecto a la alimentación y el control de los conmutadores, la tensión de alimentación de éstos está comprendida entre 2.3 V y 3.6 V. En este caso, para el sistema se aplica una tensión de alimentación de 3.3 V, ya que en el subsistema de control hay un Arduino que por sus pines digitales suministra una tensión de 3.3 V. La tensión de control de los conmutadores, según el fabricante y según la tensión de alimentación que se utiliza en este caso (3.3 V), varía entre 2.64 V y 5.5 V para los estados altos de la tabla de verdad y es de 0 V para los estados bajos. Por tanto, con los 3.3 V de tensión se puede tanto alimentar el sistema sin depender de otra fuente externa, como controlar los conmutadores fácilmente. El consumo de corriente de un solo conmutador es típicamente de 0.1 mA.

Los otros conmutadores [3.56] que se utilizan en el sistema disponen de 3 puertos de RF de tipo SMA que están adaptados a 50Ω , donde uno de esos puertos es el común y los dos restantes son puertos de salida. En este caso la banda de trabajo va desde 5 MHz hasta 6 GHz. Éstos también están basados en tecnología CMOS, y presentan una menor velocidad que los otros conmutadores, siendo en este caso el tiempo de conmutación de

1.6 μ s. A la frecuencia máxima de funcionamiento (6 GHz) los conmutadores tienen unas pérdidas de transmisión entre los puertos de máximo 1.5 dB. El aislamiento entre el puerto común y los demás puertos oscila entre 24 y 48 dB, y el aislamiento entre los puertos de salida varía de 26 a 51 dB. Con respecto a la alimentación y el control de los conmutadores, en este caso la tensión de alimentación está comprendida entre 2.3 V y 4.8 V. La tensión de control de los conmutadores, según el fabricante y la tensión de alimentación que se utiliza (3.3 V), varía entre 2.805 V y 5.5 V para los estados altos de la tabla de verdad, y es de 0 V para los estados bajos. Además, el consumo de corriente para un solo conmutador es típicamente de 0.15 mA.

Teniendo en cuenta lo indicado anteriormente, el consumo total máximo de corriente de todo el sistema de conmutadores es de 0.7 mA, correspondiendo 0.4 mA al consumo de los 4 conmutadores de 4 salidas y 0.3 mA a los 2 conmutadores de 2 salidas. En la figura 3.20 se muestra un esquema de la conexión de la red de conmutación. En el esquema se puede observar que los 2 conmutadores de 2 salidas están conectados directamente al VNA por el puerto común y en sus puertos de salida tienen conectados 2 conmutadores de 4 salidas cada uno. Con esta configuración se obtiene un total de 16 salidas útiles (8 salidas para el puerto 1 del VNA y 8 salidas para el puerto 2), pero al disponer únicamente de 12 antenas en el sistema, 4 de esas salidas de los conmutadores no se utilizan. Esto plantea dos escenarios posibles, que son utilizar únicamente 3 conmutadores de 4 salidas en vez de 4 conmutadores, o no utilizar algunas de las salidas de los conmutadores. Para hacer la red de conmutación simétrica, a la vez que sencilla, no se utilizan 4 salidas, las cuales corresponden a 2 salidas de un conmutador que va al puerto 1 del VNA y 2 salidas de un conmutador que va al puerto 2 del VNA. En las 4 salidas que no se utilizan se han puesto unas cargas de 50 Ω [3.57] por seguridad, es decir, para que ninguna señal vaya al puerto de salida donde no se ha conectado ninguna antena y puedan dañarlo. De esta forma, al puerto 1 del VNA están conectadas las antenas #1, #2, #5, #6, #11 y #12, y al puerto 2 se conectan las antenas #3, #4, #7, #8, #9 y #10.

Para poder configurar los conmutadores del sistema de medida de una forma fácil, el fabricante proporciona una tabla de verdad, que varía en función del tipo de conmutador. En dicha tabla se indica la secuencia de bits de control necesarios en los conmutadores de RF para poder seleccionar el estado de conmutación deseado (estados altos (1) o estados bajos (0)), en función del puerto de salida que se quiera utilizar en cada momento. Para establecer dichos estados de conmutación se deben utilizar tensiones de

control, en el caso de los conmutadores de 4 salidas se utilizan 3 tensiones de control y en el caso de los conmutadores de 2 salidas hay solamente 1 tensión de control, por lo que cada una de las salidas dispondrá de un código para conectarlas en el momento adecuado. Además, el conmutador de 4 salidas tiene un estado de reposo que se utiliza cuando no se usa el conmutador.

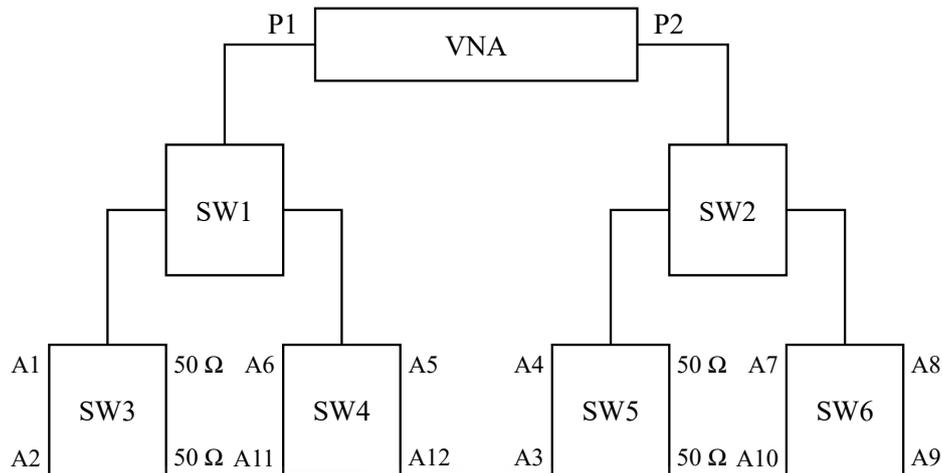


Figura 3.20. Conexión de la red de conmutación que se ha utilizado en el sistema de medida (P indica el puerto, SW indica el conmutador y A indica la antena).

En este sistema, para realizar la red de conmutación con las 12 antenas se ha desarrollado una tabla de verdad combinando los estados deseados de los distintos conmutadores. Para ello se ha utilizado un total de 7 estados, siendo uno de ellos el usado para el reposo del sistema y los restantes para realizar las diferentes conexiones entre las antenas y el VNA. Para poder seleccionar los distintos estados y poder automatizar la selección de las antenas, en este caso, se necesitan 14 tensiones de control. En la Tabla 3.3 se muestra la tabla de verdad que se ha utilizado para la configuración de toda la red de conmutadores.

Otra parte importante del hardware del sistema desarrollado es el subsistema de control y alimentación. Este subsistema está gobernado por un Arduino que se encarga de alimentar y controlar la red de conmutación para realizar las medidas de forma automática. En este caso se ha utilizado un Arduino Due [3.58] que dispone de un microcontrolador AT91SAM3X8E. Este dispositivo implementa una tabla de verdad con la configuración de los pines de control de cada uno de los conmutadores (en el caso de los conmutadores de 4 salidas, se utilizan 3 pines y en el caso de los conmutadores de 2

salidas, se utiliza 1 pin), de forma que se pueda seleccionar secuencialmente el par de antenas que se conecta con los puertos del VNA en el momento adecuado.

Tabla 3.3. Tabla de verdad de la red de conmutadores.

Conmutador	SW1		SW2		SW3		SW4		SW5		SW6			
	V1	V1	V3	V2	V1	V3	V2	V1	V3	V2	V1	V3	V2	V1
1 y 4	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1
2 y 3	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
6 y 7	1	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1
11 y 10	1	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
5 y 8	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0	1	1
12 y 9	1	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0
Apagado	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1

Mediante el ordenador que controla todo el sistema, se conecta el Arduino por un puerto USB (*Universal Serial Bus*) proporcionando una tensión de alimentación de 5 V, sin embargo, para poder alimentar la red de conmutadores se regula dicha tensión hasta los 3.3 V. Al ser el Arduino el centro de control del sistema, éste se encarga de proporcionar a los pines los estados altos o bajos dependiendo del camino que deba tomar la señal, para ello el dispositivo trabaja con una tensión de 0 V o de 3.3 V, dependiendo del estado de operación de la tabla de verdad asociada.

Asimismo, con el software de diseño y edición de esquemas de placas de circuito impreso *Eagle* (versión 9.5.2) de Autodesk, se ha desarrollado una placa de circuito impreso (PCB) con substrato FR-4 para poder conectar los pines necesarios del Arduino con los conmutadores. Para poder alimentar los conmutadores con la tensión necesaria, se ha añadido un regulador de corriente [3.59] para pasar de los 5 V que proporciona el puerto USB del ordenador a los 3.3 V que necesitan los conmutadores. Además, para facilitar al usuario el funcionamiento del sistema y que pueda saber en cada momento qué parte de los dispositivos del sistema está activo, se ha incluido una pantalla de cristal líquido (LCD). La PCB diseñada ha sido fabricada con técnicas de fotolitografía y ataque químico y, posteriormente, se han soldado los diferentes componentes. En la figura 3.21 se puede observar la placa desarrollada. En dicha figura se aprecian los puertos USB donde van los cables USB-DB-9 (tipo de conector común de 9 pines) que se utilizan para

conectar los conmutadores a la placa de control (1), los conectores USB que permiten la conexión de la placa con la pantalla LCD (2), parte del Arduino que se ha situado en la parte trasera de la PCB (3), el circuito que permite la regulación de la tensión de alimentación (compuesto por el regulador de tensión y unos condensadores) (4), la soldadura de los pines de conexión del Arduino (5), la soldadura de los puertos USB y las resistencias para proteger los conmutadores (6). A modo de redundancia, en la placa se han añadido dos puertos USB totalmente funcionales por si alguno de los otros puertos falla (7).

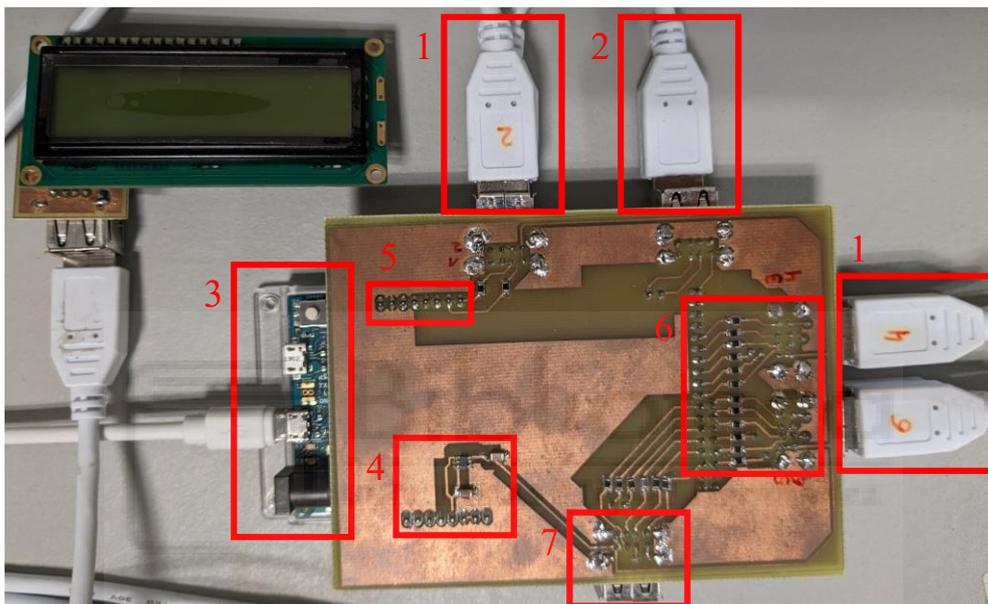


Figura 3.21. PCB del subsistema de control del sistema de medida.

3.3.1.2. CONEXIÓN DE LOS ELEMENTOS DEL SISTEMA HARDWARE

Aunque se han ido comentando algunas de las conexiones de cada parte del sistema hardware, a continuación, se van a profundizar en todas las conexiones de los elementos que lo conforman.

La primera conexión importante del sistema hardware es entre las antenas y la red de conmutación, para ello, se utilizan diferentes cables coaxiales de RF flexibles con conectores SMA macho de longitud 609.6 mm [3.54], que están adaptados a 50 Ω y cuya

frecuencia máxima de funcionamiento llega hasta los 18 GHz. Estos cables presentan unas pérdidas de inserción de 1.92 dB, para la frecuencia máxima de funcionamiento (18 GHz), y de 1.02 dB, para la frecuencia máxima del sistema (6 GHz). Respecto a las pérdidas de retorno se obtiene 24.7 dB a 18 GHz y 35.1 dB a 6 GHz. Las conexiones realizadas entre los conmutadores y la conexión entre la red de conmutación y el VNA se hacen con los mismos cables. Además, se ha utilizado una transición hembra-hembra [3.60] para poder conectar dicho cable de la red de conmutación al cable del VNA. La transición utilizada está adaptada a 50 Ω , la frecuencia máxima de funcionamiento es de 18 GHz y las pérdidas de inserción son de 0.24 dB, a la frecuencia de 18 GHz, y de 0.09 dB, a la frecuencia de 6 GHz.

Entre el subsistema de control y la red de conmutación se realiza una conexión mediante cables USB-DB-9 que se han fabricado en el laboratorio. En un extremo del cable hay una conexión USB 2.0 macho que va al subsistema de control y en el otro extremo se encuentra la conexión DB-9 que va a los conmutadores. Para adaptar el cable a las necesidades del sistema se ha utilizado un cable USB-USB 2.0 macho-macho con una longitud de 2 m [3.61]. Dicho cable se ha cortado por la mitad para poder incorporar el conector DB-9, y se han adaptado a los conmutadores de 2 y de 4 puertos, de forma que se han utilizado 3 y 5 hilos respectivamente, donde se utiliza un hilo para alimentación, un hilo para la tierra y, dependiendo del conmutador, se utiliza uno o tres hilos para las tensiones de control. Para la unión entre el subsistema de control y la pantalla LCD auxiliar se utiliza un cable USB-USB 2.0 macho-macho de 2 m [3.61].

La conexión entre el ordenador y el Arduino se realiza con un cable USB-micro USB, que permite tanto alimentar el Arduino como transferir datos entre ambos dispositivos. Hay que tener en cuenta que el puerto micro USB se encuentra en el Arduino, y el puerto USB en el ordenador. Por último, entre el ordenador y el VNA se realiza una conexión Wi-Fi mediante una red de área local (LAN), donde el VNA se conecta por cable de red a la toma correspondiente y el ordenador se comunica por Wi-Fi. En la figura 3.22 se muestra el sistema final con todas las partes que se han ido definiendo anteriormente, donde se observa que el espacio de medida de las antenas y el casco se encuentra en el centro del sistema y en los laterales está el VNA, el sistema de control y alimentación y la red de conmutación.

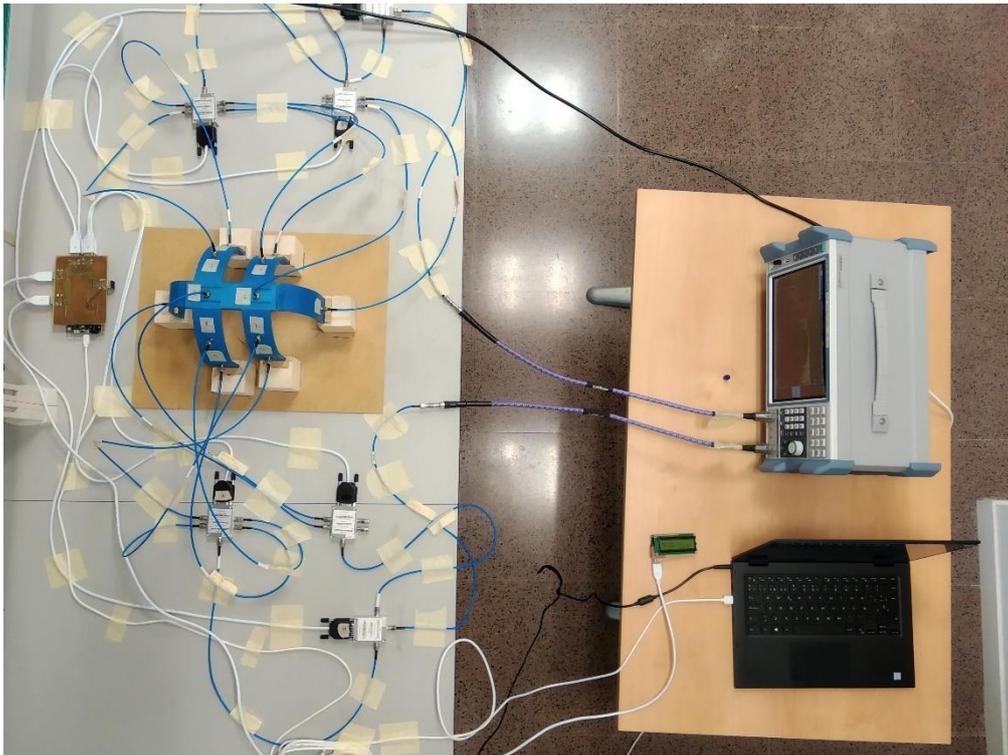


Figura 3.22. Sistema hardware.



3.3.2. SOFTWARE DEL SISTEMA

La parte software del sistema está compuesta de tres secciones que son: la programación del Arduino que controla la red de conmutación, la automatización del sistema que se encarga de hacer las medidas correspondientes y el procesado de los datos. Aunque el procesado de los datos está englobado dentro de la parte software, este apartado únicamente se centra en los detalles que engloban las otras secciones que forman el sistema final, puesto que se pretende dar una visión general de lo que es este sistema de medida para dedicar otro apartado a la explicación más detallada del procesado que se realiza.

Para realizar el programa que controla la red de conmutación y la selección de la antena adecuada se ha utilizado la plataforma Arduino IDE (*Integrated Development Environment*, Entorno de Desarrollo Integrado), ya que es un entorno para poder realizar las aplicaciones necesarias de todas las placas Arduino.

Lo primero a tener en cuenta para realizar el programa que controla los conmutadores, es el número de pines digitales necesarios que se tienen que utilizar en función de las tensiones de control que tenga el sistema. Para realizar la selección de las antenas se implementa en el software la tabla de verdad de los conmutadores. La tabla de verdad contiene el código binario que necesita la red de conmutación para realizar la conexión entre el VNA y las distintas antenas del sistema. Para ello, se han seleccionado los pines digitales necesarios para enviar a la red de conmutación las señales de control. Como se ha comentado en el apartado anterior, en este caso hay 7 estados diferentes y para poder controlar dichos estados se necesitan 14 tensiones de control, por tanto, el número total de pines digitales que se utilizan son 14. Estas tensiones de control se representan en la tabla de verdad como “1” para los estados altos y ”0” para los estados bajos, y se implementa en una matriz donde el software se encargará de interpretar y gestionar las tensiones correspondientes para suministrar por los pines digitales las tensiones de 3.3 V y 0 V, relativos a los estados altos y bajos, respectivamente. Para iniciar la primera comunicación entre los dispositivos, en el programa desarrollado se ha establecido que la velocidad típica de comunicación serie del Arduino con el ordenador sea 9600 bits por segundo (baudios). Igualmente, se han incorporado los comandos necesarios para realizar la interacción con la pantalla LCD, de forma que muestre en cada momento el estado del sistema, es decir, si está apagado o midiendo, y qué antenas están funcionando en cada instante.

Tras establecer en el código los comandos necesarios para fijar la velocidad de comunicación, para el uso de la pantalla LCD y los pines digitales que están asociados a los estados de la tabla de verdad, se realiza un bucle donde el programa esperará un número que estará asociado a uno de los 7 estados de la tabla de verdad y que corresponde con cada par de antenas. Los números que espera recibir el programa están comprendidos entre el 0 y el 6, el 0 se ha reservado para el estado de reposo de los conmutadores, pero si recibe un número del 1 al 6 se activarán los pines necesarios para realizar las medidas correspondientes del par de antenas asociadas a dicho número. El número que espera recibir el Arduino viene dado por otro programa que se utiliza en la automatización del sistema, ya que envía las ordenes necesarias al Arduino y al VNA para realizar las medidas correspondientes. Con el programa que se ha desarrollado para el Arduino se ha podido automatizar el camino de comunicación entre las antenas y el VNA. Para entender

de una forma más sencilla el funcionamiento del programa, en la figura 3.23 se muestra el diagrama de flujo.

Como se ha comentado anteriormente el Arduino y el ordenador están conectados con un cable USB-micro USB que permite la comunicación entre ambos dispositivos. Una vez desarrollado el programa, se conecta el Arduino al ordenador y se sube el código al microcontrolador, que se encargará de ejecutar el programa y que estará siempre disponible para ser usado.

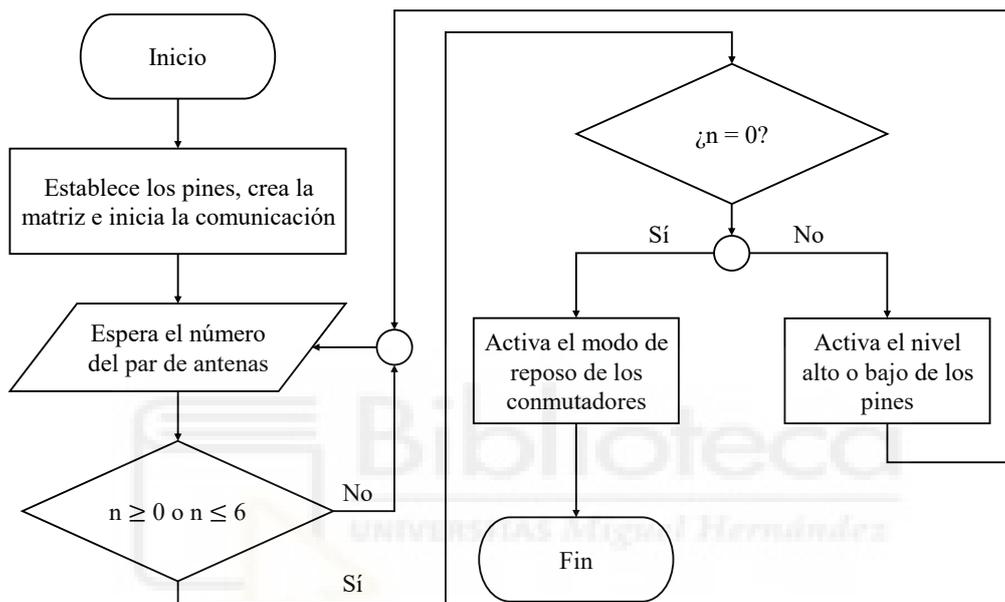


Figura 3.23. Diagrama de flujo del programa desarrollado para el Arduino.

Para implementar el programa que se encarga de la automatización del proceso de medida se ha utilizado la plataforma PyCharm de JetBrains S.R.O., que es un IDE orientado al desarrollo de aplicaciones en Python. El código que se ha utilizado en este caso es el desarrollado en [3.62], al cual se le han realizado algunas modificaciones para adaptarlo a las necesidades de este sistema.

En la figura 3.24 se presenta el diagrama de flujo del programa adaptado a este sistema de medida. A continuación, se explican las partes más importantes del programa.

En primer lugar, se inicia la comunicación del ordenador con el VNA y con el Arduino (conectado por el puerto serie). Para establecer la comunicación entre el ordenador y el VNA se utiliza un protocolo TCP/IP (*Transmission Control Protocol/Internet Protocol*) para realizar la conexión por Wi-Fi de una red LAN. Asimismo, para realizar la conexión serie entre el ordenador y el Arduino se especifica tanto

el puerto USB donde se conecta el Arduino, como la velocidad de la comunicación que se estableció en el programa de Arduino, y que es de 9600 baudios. Posteriormente, se realiza la configuración del VNA. Para ello, primero se establecen las características del canal necesarias para hacer las medidas, siendo una de las partes más importantes del programa. Las características que se han seleccionado para realizar las medidas del sistema son los siguientes:

- Tipo de barrido: Lineal
- Frecuencia de inicio: 10 MHz
- Frecuencia final: 6 GHz
- Número de puntos: 5001
- Potencia de emisión: 0 dBm
- Ancho de banda del filtro de frecuencia intermedia (IF): 10 kHz
- Parámetros a representar por la pantalla del VNA: $|S_{11}|$ y $|S_{22}|$
- Magnitud: dB

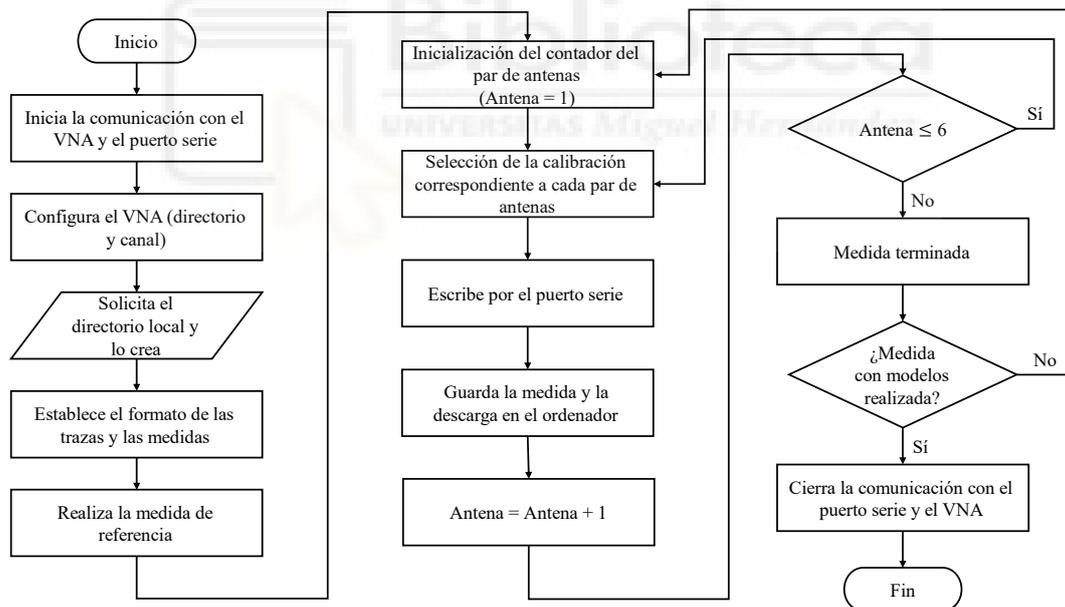


Figura 3.24. Diagrama de flujo del código de Python.

En segundo lugar, se crea en el ordenador el directorio local donde se guardan las medidas. A continuación, se realiza el bucle principal del programa, que es el encargado de medir las respuestas de las antenas, y se repetirá hasta completar todas las medidas. Las acciones que se realizan dentro de este bucle son: la selección de la calibración correspondiente a cada par de antenas y la escritura, por el puerto serie, del número

correspondiente a ese par de antenas que se procederá a medir para que el Arduino active, mediante la red de conmutadores, el camino necesario para utilizar dichas antenas. Además, a través de la pantalla LCD se mostrará la interacción en la que se encuentra el bucle, es decir, se podrá ver el par de antenas que están midiendo en ese momento. Seguidamente, se guarda la medida de los parámetros S en el VNA y se transfiere al ordenador como ficheros de tipo *Touchstone* (*.SnP). Posteriormente, el programa esperará unos segundos para poder cambiar de antenas y refrescar los datos del VNA. Cuando termina el bucle se envía un 0 por el puerto serie para apagar los conmutadores y esperar a la siguiente orden.

Este bucle se realiza dos veces, la primera ejecución del programa se utiliza para hacer una medida de referencia, donde se mide el sistema sin ningún modelo (sistema en vacío), y la segunda ejecución se utiliza para realizar las medidas del modelo bajo estudio. Se toman ambas medidas ya que en el procesado posterior de los datos se restan las señales para minimizar los posibles errores e interferencias indeseadas que puedan producirse en las medidas, reduciendo así los efectos producidos por el entorno. Hay que tener en cuenta que en cada momento sólo hay una antena emitiendo para evitar posibles acoplamientos cruzados entre las antenas.

Por último, teniendo en cuenta que los conmutadores están apagados, el programa cierra las comunicaciones con el VNA y con el Arduino, y seguidamente se pasa a la realización de la última parte del software del sistema, que es la de procesar los datos obtenidos.

3.3.3. CARACTERÍSTICAS FINALES DEL SISTEMA

En este apartado se presentan las características del sistema de imagen médica por microondas que se ha desarrollado. Los resultados obtenidos presentan unas grandes ventajas, pudiendo ser comparables con otras técnicas de imagen tradicionales.

Con respecto a las características de radiación a las que se expone el cuerpo humano, los sistemas de imagen médica por microondas no solo utilizan ondas no ionizantes, sino que también utilizan una potencia de emisión que es muy baja. En el

sistema desarrollado se ha seleccionado una potencia de 0 dBm, que es equivalente a 1 mW, siendo lo suficientemente pequeña como para asegurar que el sistema es inocuo para los usuarios.

La interacción de las ondas electromagnéticas con el tejido biológico conduce a la absorción de energía dentro de éstos. La cantidad de energía absorbida por el tejido biológico se conoce como SAR, y es una característica importante en cualquier sistema de imagen por microondas. La absorción de la energía de las ondas EM no es de naturaleza distributiva, por lo que no pueden dañar el ADN de los tejidos vivos y desencadenar la muerte celular o la división no regulada de las células, dando lugar a la formación de un tumor canceroso. En todo caso, es imprescindible realizar el análisis SAR en los sistemas de imágenes para garantizar la seguridad del usuario [3.63]. Además, se debe tener en cuenta que la SAR depende en gran medida de las propiedades dieléctricas del tejido, siendo, por ejemplo, la absorción de la radiación electromagnética en un tumor cancerígeno muy diferente a la de otros tejidos contiguos [3.64]. Por lo general, la SAR se mide en W/Kg y se calcula midiendo el campo eléctrico en el tejido estimulado que se encuentra alrededor del dispositivo. El valor de SAR depende de la frecuencia de funcionamiento, el tipo de antena y la distancia entre la antena y el tejido biológico. Además, dicho valor aumenta cuanto mayor es la frecuencia de funcionamiento debido a una mayor absorción en el tejido, siendo más potente en la superficie. Asimismo, a frecuencias más altas, la profundidad de penetración disminuye, lo que hace que la distribución de la SAR sea más superficial [3.65], [3.66].

Para el cálculo de la SAR, así como de los límites correspondientes, existen diferentes normativas en todo el mundo. Típicamente los valores más utilizados son los establecidos por los estándares estadounidenses y europeos. La FCC de EE. UU. establece una SAR máxima promedio de 1.6 W/kg tomado en un volumen de 1 g y debiendo ser la SAR máxima promedio de todo el cuerpo inferior a 0.08 W/kg (es más común utilizar la SAR máxima promedio de 1 g, ya que representa las variaciones locales con mayor precisión) [3.15]. Por otro lado, en Europa se establece la SAR en 2 W/kg sobre un volumen de 10g [3.67]. Los valores de SAR clasificados como 1 g o 10 g de masa de tejido se recogen en los estándares IEEE C95.1:1999 e IEEE C95.1:2005 respectivamente [3.68]. El límite SAR de la FCC no puede superarse con un transmisor cuya potencia de salida es inferior a 1.6 mW (valor superior al utilizado en el sistema propuesto, ya que es de 1 mW (0 dBm)), incluso si toda la potencia se absorbiera en un

cubo de 1 g, no se alcanzaría el límite de 1.6 W/kg establecido. Del mismo modo, un transmisor cuya potencia es menor de 20 mW no puede superar el límite de 2 W/kg [3.67]. Por ello, en algunos países, como Suecia (donde el gobierno ha establecido el límite de 2 W/Kg) los dispositivos con una potencia de salida media inferior a 0.02 W no necesitan ser probados [3.67], [3.69]. Siguiendo esta misma línea, la FCC tiene una propuesta para que los dispositivos que se lleven en el cuerpo y tengan una potencia inferior a 2 mW puedan estar exentos de licencias [3.67], [3.70]. A modo de ejemplo, se puede observar que en [3.71] realizaron estudios de la radiación de los teléfonos móviles en las proximidades de modelos de cabezas humanas, obteniendo que se requería una potencia radiada de 121 mW para obtener una SAR de 1.6 W/Kg a la frecuencia de 1.9 MHz.

La potencia de emisión del sistema propuesto es entre 10 y 100 veces inferior a la potencia emitida por un smartphone actual, y también es menor que el límite máximo de SAR permitido tanto por los estándares europeos, como por los norteamericanos [3.19]. Asimismo, en este sistema no ionizante, el tiempo de exposición a las señales radiadas es bajo en comparación con los sistemas de imagen médica actuales, ya que todo el proceso de medida dura aproximadamente 1 min, siendo también rápido el procesado posterior para la obtención de los resultados y las imágenes médicas.

Con respecto a la precisión o resolución espacial (SP) de los sistemas de microondas, son ligeramente inferiores a las obtenidas en los sistemas actuales de imagen médica. En los sistemas de microondas la SP depende de la velocidad de la onda que se propaga por el medio (siendo en este caso tejidos biológicos), que está directamente relacionada con la frecuencia máxima de funcionamiento del sistema. Para un sistema como el desarrollado, y considerando que el medio es el vacío, la SP se calcula como se indica en la expresión (3.10), donde c es la velocidad de la luz en el vacío y f_{max} es la frecuencia máxima del sistema (6 GHz en este caso). Por tanto, en el vacío se obtiene una precisión de 2.5 cm. Si se considera un medio biológico, como el cerebro humano, la precisión se puede obtener con la expresión (3.11) [3.72], donde ϵ_r es la permitividad relativa del medio (que para este caso es de aproximadamente 44). Estos datos arrojan una precisión de posicionamiento de 3.8 mm para el sistema desarrollado cuando se utilice un material biológico como el cerebro, que es suficiente para una detección eficaz del *brain-shift* con posibles implicaciones clínicas. Esta desventaja respecto a la menor precisión del sistema, comparado con los sistemas habituales de imagen médica, no es tan importante, ya que el objetivo es la detección y cuantificación del desplazamiento

cerebral. La precisión del sistema propuesto es más que suficiente para detectar cualquier tipo de desplazamiento que pueda tener influencia en la posición del tumor, incluso desplazamientos leves sin sintomatología.

$$SP = \frac{c}{2f_{max}} \quad (3.10)$$

$$SP = \frac{c}{2f_{max}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.11)$$

Un aspecto importante para los sistemas de imagen médica por microondas, que puede limitar su correcto funcionamiento, es que haya un contraste importante en términos de permitividad dieléctrica entre los tejidos que se pretenden detectar. En este sistema, las diferencias dieléctricas entre la piel, el cráneo y el cerebro son notables (aunque pueden variar entre diferentes pacientes), por lo que hay un claro contraste con las posibilidades de detección.

El efecto de las propiedades dieléctricas de los materiales (tejidos) en las señales de microondas que emiten las antenas son dos. Por un lado, la velocidad de las ondas que atraviesan el medio (v) está relacionada con la permitividad relativa como $v = c/\sqrt{\epsilon_r}$, lo que significa que las ondas tendrán diferentes velocidades de propagación dependiendo del tejido que atraviesan en cada momento. Por otro lado, la absorción de las ondas por parte del material será distinta en función de sus pérdidas y de su propia absorción. Este efecto, debido a la absorción del material, se expresa normalmente en función de la profundidad de penetración de las ondas en el tejido. Esta profundidad de penetración (δ_p) se define como la distancia que debe recorrer la onda en el interior del tejido para que su potencia disminuya en un 37% ($1/e$), considerando que es una onda plana. Esta distancia se obtiene con la expresión (3.12) [3.73], donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío, ϵ' es la parte real de la permitividad relativa, también conocida como ϵ_r , y ϵ'' es la parte imaginaria de la permitividad relativa.

$$\delta_p = \frac{\lambda_0}{2\pi \sqrt{\frac{\epsilon'}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)^2} - 1 \right)}} \quad (3.12)$$

La profundidad de imagen del sistema está directamente relacionada con la profundidad de penetración de las señales de microondas en el tejido biológico, que

disminuye a medida que aumenta la frecuencia, teniendo profundidades de aproximadamente 35 mm a 1 GHz o 5 mm a 3 GHz para la piel humana [3.74], [3.75]. La profundidad de penetración supone un límite a la frecuencia máxima del sistema, que es, como se ha mencionado anteriormente, el parámetro que define (y limita) la resolución espacial. Esta es la razón por la que los sistemas de imágenes médicas basados en microondas suelen considerar frecuencias inferiores a 10 – 12 GHz [3.76].

Los valores de permitividad dieléctrica de los tejidos que atraviesan las ondas en la aplicación propuesta para la detección de *brain-shift* varían de una persona a otra, pero se puede encontrar un valor medio comúnmente aceptado en [3.77] para la frecuencia central de funcionamiento del sistema (3 GHz). En la Tabla 3.4 se muestra la profundidad de penetración para la piel, el cráneo y el cerebro. Los tres tejidos involucrados en la aplicación muestran diferencias notables en cuanto a permitividad dieléctrica, por tanto, tendrán efectos significativamente diferentes sobre las ondas y permitirá identificar y analizar los resultados de una forma más sencilla. Además, en esta aplicación solamente se pretende detectar y localizar la forma del cerebro (es decir, la posición del límite cerebral con respecto a las posiciones fijas de cada una de las antenas), sin necesidad de “ver” más adentro. Por ello, el efecto de absorción en el cerebro (que podría ser importante en otros casos) no supone un problema para la aplicación. La absorción en la piel (que es una capa bastante fina) y en el cráneo (baja tangente de pérdidas) está restringida. Analizando igualmente la profundidad de penetración de las ondas en cada tejido, se observa que el efecto de la absorción en estos tejidos es limitado en la aplicación propuesta. Por otra parte, cabe señalar que las señales de microondas sufren una reflexión muy importante, debido a la gran diferencia en las propiedades dieléctricas entre los tejidos del cráneo y del cerebro. Esta reflexión es la que detecta el sistema y es la que sirve para determinar con exactitud la posición y forma del cerebro, tanto antes como durante la intervención quirúrgica.

Tabla 3.4. Características dieléctricas y profundidad de penetración de la piel, el cráneo y el cerebro a 3 GHz.

Tejido	ϵ_r	σ (S/m)	ϵ''	$\tan \delta$	δ_p (mm)
Cráneo (hueso)	11.10	0.56	3.36	0.30	31.91
Piel (piel seca)	37.50	1.74	10.43	0.28	18.87
Cerebro (Materia Gris)	48.00	2.22	13.30	0.28	16.74

La robustez contra el ruido y las interferencias ambientales son un aspecto crucial que podría suponer un riesgo considerable para el correcto funcionamiento del sistema final. Esto debe tenerse en cuenta a la hora de diseñar el dispositivo final disponible en el mercado. Sin embargo, no se considera este punto como crítico para la etapa experimental inicial en la que se encuentra el sistema desarrollado. Los contextos de trabajo previstos para este sistema (quirófano o entorno clínico), suelen ser lugares perfectamente apantallados con equipos bien caracterizados que deben cumplir normativas considerablemente restrictivas en cuanto a emisiones e interferencias electromagnéticas. En todo caso, siempre habrá ruido e interferencias provenientes de otros sistemas dentro de la misma habitación o incluso del propio sistema. Para evitar el ruido del propio sistema, periódicamente se realiza una calibración electrónica del sistema de medida hasta el plano de los conectores SMA de las antenas, para obtener una buena calidad de las señales. De esta forma se puede reducir el ruido y eliminar los posibles efectos negativos en las señales debido a los cables y los conmutadores, así como de otros equipos electrónicos que conforman el sistema [3.78]. Para eludir las interferencias y los posibles efectos del sistema radiante, así como del entorno, se realiza una medida de calibración en vacío antes de trabajar con el modelo bajo estudio, donde no se pone nada dentro del sistema. Esta medida de calibración en vacío se resta posteriormente a las medidas que involucran al objeto bajo estudio, de modo que se elimina, o al menos se minimiza, la influencia del resto del sistema y del entorno, quedando así en la medida sólo los efectos asociados a dicho modelo bajo estudio.

Respecto a las posibles interferencias y fuentes de ruido provenientes de otros equipos, como pueden ser señales de teléfonos móviles de telecomunicaciones o señales de comunicación en la banda ISM (Industrial, Científica y Médica), éstas suelen ser interferencias de banda estrecha, lo que significa que tendrán una influencia pequeña en un sistema de gran ancho banda como el desarrollado. Estas interferencias sólo afectarían a una parte de frecuencias notablemente pequeña de la señal emitida, pero no a su integridad en todo el ancho de banda.

En el sistema desarrollado no es sencillo calcular la SNR, puesto que las medidas se realizan en el dominio de la frecuencia y, posteriormente, para obtener los pulsos en el dominio del tiempo se aplica la IFFT. Una aproximación muy utilizada es asumir que el ruido del sistema es el del receptor. En el sistema desarrollado el VNA es el encargado de realizar la gestión de todas las medidas de los parámetros S de las antenas, tanto en

transmisión como en recepción. Dichas medidas se realizan en el dominio de la frecuencia con un ancho de banda entre 10 MHz y 6 GHz, por consiguiente, es en el receptor del VNA donde se debe evaluar el ruido y la relación señal a ruido (SNR). Con ese fin, la hoja de datos del VNA utilizado en el sistema (modelo ZNLE6 de Rohde & Schwarz), indica que el nivel de ruido en el receptor está por debajo de -110 dBm en todo el rango de frecuencias del sistema. Para maximizar la SNR y las capacidades de obtención de imágenes médicas, el sistema debe tener los niveles de ruido más pequeños posibles [3.78].

Una vez aplicada la calibración, el cálculo habitual de la SNR, en estos sistemas de alta frecuencia, consiste en asumir que el principal componente de ruido en el receptor está asociado al ruido térmico que proviene de elementos tanto del sistema externo, como de la electrónica que hay en el receptor [3.78], [3.79]. En consecuencia, la densidad de potencia del ruido (σ^2) viene establecida por la ecuación (3.13), donde K es la constante de Boltzmann, T es la temperatura ambiente y NF es el factor de ruido en el sistema [3.79].

$$\sigma^2 = K \cdot T \cdot NF \text{ [W/Hz]} \quad (3.13)$$

Sin embargo, aplicar dicha expresión para calcular la SNR no es sencillo. En [3.79] muestran un método práctico que permite estimar el ruido del sistema. Para ello, una vez aplicada la calibración, se obtiene el espectro de la señal de ruido a partir de la medida de la reflexión de una carga calibrada. Si por ejemplo se utiliza un circuito abierto, la magnitud del S_{11} debería ser 1, es decir, 0 dB. Por tanto, el ruido del sistema se puede obtener como $1 - \text{mag}(S_{11})$, presentando un comportamiento constante en bajas frecuencias y dependiendo del cuadrado de la frecuencia en altas frecuencias.

Para el sistema desarrollado se ha aplicado ese método midiendo en la posición de una de las antenas la magnitud del S_{11} para un circuito abierto normalizado (el estándar de calibración *OPEN* (abierto)). La configuración del VNA que ha utilizado para realizar dicha medida ha sido un rango de frecuencia entre 10 MHz y 6 GHz, una potencia de transmisión de 0 dBm y un filtro IF de 10 KHz en el receptor. En la figura 3.25 (a) se muestra el ruido del sistema en el dominio de la frecuencia tras aplicar el cálculo $1 - \text{mag}(S_{11})$, donde se puede apreciar que el ruido del sistema es el esperado y está por debajo de -55 dBm en toda la banda de funcionamiento. Para obtener el nivel de señal, se ha utilizado las medidas de un modelo cerebral sin desplazamiento situado en el interior

de un modelo de cráneo, tal y como se puede observar en la figura 3.36 (c). La figura 3.25 (b) muestra la medida realizada por una de las antenas con esta configuración. El nivel de señal mínimo obtenido en el dominio de la frecuencia para todas las antenas es superior a -30 dBm en toda la banda de frecuencia (utilizando la misma potencia de emisión de 0 dBm). En consecuencia, si se consideran los valores obtenidos para el ruido y las señales, para todos los casos y toda la banda de frecuencias, se puede obtener que la SNR del sistema propuesto es superior a +25 dB (resta del valor obtenido para la señal y el valor obtenido para el ruido). Esto asegura que señales recibidas tienen la suficiente calidad como para cumplir adecuadamente con los requisitos de las aplicaciones de imágenes médicas y, más específicamente, para la detección de *brain-shift*.

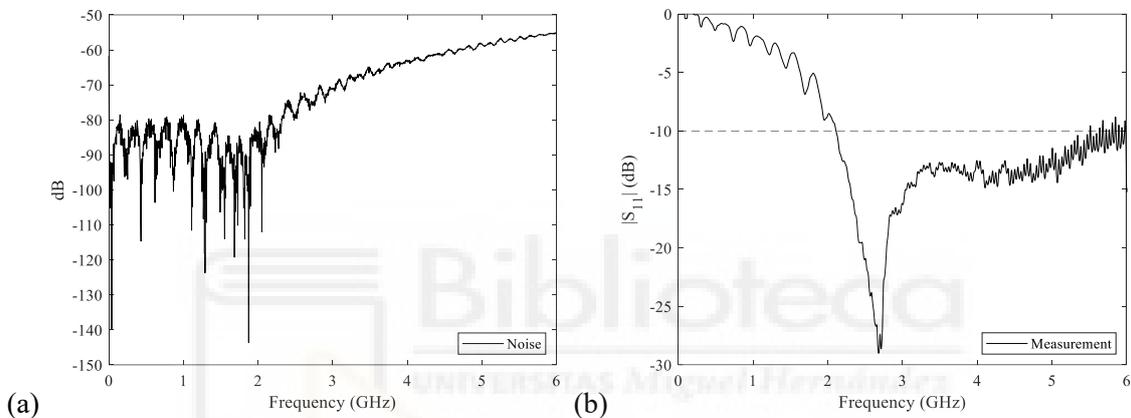


Figura 3.25. Evaluación de la SNR del sistema: (a) Ruido del sistema medido mediante circuito abierto normalizado; (b) Señal recibida en el VNA por una de las antenas.

3.4. PROCESADO DE SEÑAL

Una vez finalizada la medida de los parámetros S de las antenas, se procede al análisis de los datos para extraer los resultados. El software que se ha utilizado para realizar el procesado de las señales del sistema ha sido Python (Spyder IDE versión 3.8), y el script del programa se ha implementado junto con el profesor Alberto Rodríguez Martínez. En este caso, las medidas se realizan con modelos hechos a medida que se componen de un cráneo y diferentes modelos de cerebro con distintas afecciones de desplazamiento.

Para realizar el procesamiento de los datos se utiliza un pulso Gaussiano de banda ancha centrado en 3 GHz como excitación del sistema. Como los datos obtenidos están en el dominio de la frecuencia, las señales se deben transformar al dominio del tiempo. Las señales adquiridas por el VNA corresponden a muestras del espectro en frecuencias específicas que están dentro del rango de funcionamiento (10 MHz – 6 GHz), donde se obtienen 5001 muestras del espectro para las frecuencias positivas, siendo un muestreo regular Δf de 1.198 MHz. Seguidamente se calcula la IFFT, pero antes, para tener suficiente resolución temporal, evitar superposiciones y obtener más precisión en el dominio del tiempo, las señales se interpolan rellenando el espectro de ceros hasta 60 GHz. Después, para asegurar que se tiene la información completa de la señal original y sin distorsiones, dichas señales se reflejan y se conjugan en la parte del espectro que está por encima de la frecuencia de Nyquist (mitad de la frecuencia de muestreo), obteniendo así el espectro completo de la señal recibida con un sobremuestreo de 120 GHz. Con ese sobremuestreo de la señal no solo se mejora la resolución temporal, sino que también se reduce el efecto de aliasing, pudiendo reducir la distorsión producida por la interferencia entre las muestras adyacentes. A continuación, se procede a calcular la IFFT y, posteriormente, las señales se filtran utilizando un pulso Gaussiano, que ha sido construido utilizando las especificaciones del pulso transmitido y que tiene una frecuencia de muestreo de 120 GHz como filtro adaptado. Se utiliza un pulso Gaussiano porque permite cubrir una amplia gama de frecuencias y reduce el ruido de las medidas, además de reducir el efecto del ruido en los resultados.

El objetivo en este caso es obtener la distancia entre el modelo bajo estudio y cada una de las antenas. Con este fin, la distancia se obtiene mediante el tiempo de vuelo de los ecos recibidos, que son el resultado de superponer múltiples reflexiones procedentes de todos los elementos alrededor de cada antena que pueden provocar dispersiones en la señal. Estos elementos pueden incluir no solo el objetivo, sino también la estructura del casco, otras antenas, cables, conectores, etc., dando como resultado una señal significativamente compleja que es muy difícil de procesar.

Para reducir la complejidad se puede asumir un modelo lineal y aplicar el principio de superposición. Es decir, realizando una medida con el *set-up* en vacío (sin ningún elemento dentro del casco) de una antena i , la señal recibida es el resultado de la combinación lineal de los múltiples ecos que proceden de todos los elementos que provocan dispersión de esa configuración particular, tal y como se muestra en la

expresión (3.14), donde $x_T(t)$ es el pulso transmitido, a_j es el coeficiente de reflexión del dispersor j , τ_j es el retraso del eco j y $x_i(t)$ es la señal recibida resultante.

$$x_i(t) = \sum_{\forall j} a_j x_T(t - \tau_j) \quad (3.14)$$

Si posteriormente se incluye el modelo bajo estudio y se repite la medida, se tienen que agregar los nuevos elementos que provocan dispersión a la expresión anterior, por lo que la señal resultante $x'_i(t)$ será la mostrada en (3.15), donde a_k es el coeficiente de reflexión de los elementos que provocan dispersión debidos al modelo (conjunto cráneo-cerebro) y τ_k su correspondiente retardo.

$$x'_i(t) = \sum_{\forall j} a_j x_T(t - \tau_j) + \sum_{\forall k} a_k x_T(t - \tau_k) \quad (3.15)$$

El siguiente paso es restar la señal de referencia obtenida (en vacío) de la señal con el modelo bajo estudio, pero antes es importante alinear las señales correctamente, puesto que durante las medidas puede haber posibles cambios en la configuración, como puede ser el movimiento del casco cuando se posiciona el objeto que se quiere analizar. Si las señales no están alineadas, se pueden producir errores en la estimación de la distancia, ya que el más mínimo cambio en la configuración ocasiona esa desalineación entre ellas. Para evitar este problema, se aplica una deconvolución como la descrita en [3.80], donde se alinean y normalizan dos señales antes de aplicar la resta. Para realizar esta operación se utiliza una señal de referencia que tiene correlación cruzada con las señales a alinear y, posteriormente, el máximo de la correlación cruzada se utiliza para hacer la alineación. En este caso se hace algo bastante similar a cuando anteriormente se han filtrado las señales recibidas con un pulso Gaussiano, puesto que ahora se utiliza el mismo pulso para todas las señales. Por tanto, para realizar el alineamiento en el dominio de la frecuencia con resolución de submuestra, se utiliza la diferencia en el tiempo de vuelo de los máximos de las envolventes de las señales recibidas después del preprocesado [3.80].

A continuación, si se resta $x_i(t)$ de $x'_i(t)$, el resto $x_i^r(t)$ solamente incluirá los ecos procedentes del modelo que son recibidos por la antena i , siendo ésta la información que se busca. La expresión de $x_i^r(t)$ se muestra en (3.16).

$$x_i^r(t) = \sum_{\forall k} a_k x_T(t - \tau_k) \quad (3.16)$$

Finalmente, para determinar las distancias al objetivo se necesita τ_k . Para ello, se puede calcular la correlación cruzada entre $x_i^r(t)$ y el pulso transmitido $x_T(t)$, ya que los máximos de esa correlación cruzada se ubicarán en τ_k . En la figura 3.26 se muestra el diagrama de flujo de los pasos que se realizan en el procesado de los datos de este sistema.

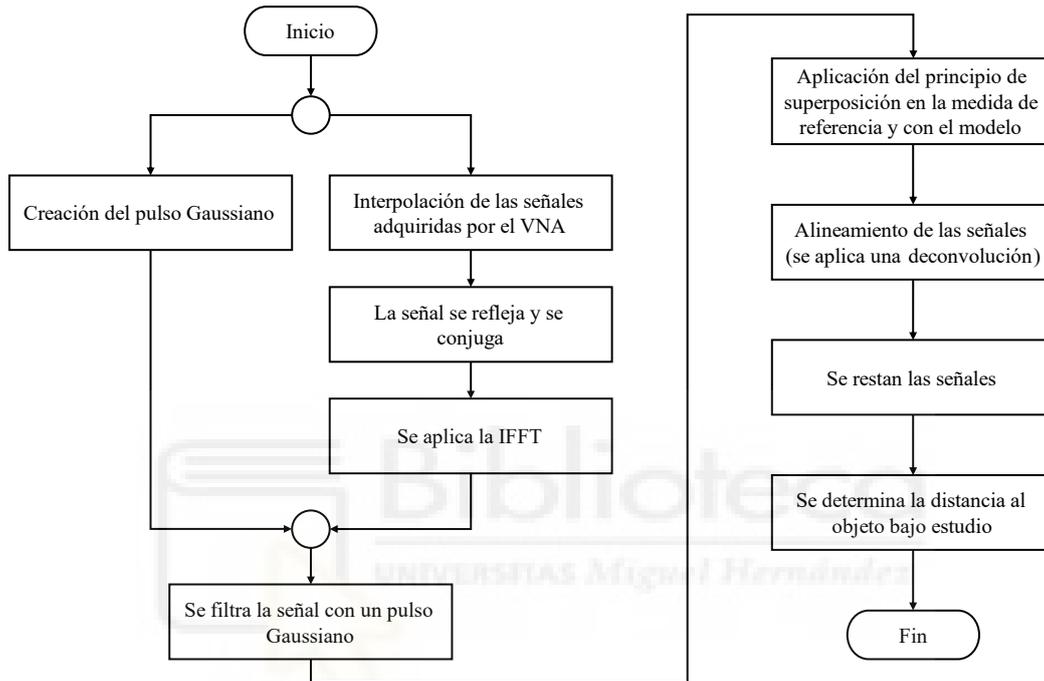


Figura 3.26. Diagrama de flujo del procesamiento realizado.

Este enfoque plantea algunas limitaciones. No se ha considerado la dispersión de la señal, ni cuando es reflejada por un dispersor ni cuando viaja a través de él. Debido a la dispersión, los reflejos del pulso transmitido no son únicamente versiones retardadas y atenuadas del pulso transmitido. De hecho, cada uno de ellos tiene una dispersión distinta y pueden ser ligeramente diferentes, por lo que la resta no eliminará por completo la contribución de los elementos que provocan dispersión de la configuración inicial. Además, la condición de linealidad realmente no se cumple en este caso debido a la dispersión, por ello, el más mínimo movimiento de la configuración entre las diferentes medidas (por ejemplo, debido a la ubicación del modelo) afectará a los retardos. Por consiguiente, el resultado estará contaminado tanto por el ruido electrónico como por el de cuantificación. A pesar de estas limitaciones hay que destacar que, en esta configuración, las distancias son notablemente cortas en comparación con la velocidad

de la onda, que las ondas se propagan por el aire en las proximidades del dispositivo, y que la dispersión es casi insignificante para todos los elementos que provocan dispersión que hay en el área circundante (principalmente pequeñas piezas de plástico o metálicas). Por tanto, se puede asumir que las hipótesis iniciales son consistentes y que los efectos combinados de la dispersión, las desalineaciones y el ruido electrónico y de cuantificación pueden considerarse como un ruido aditivo Gaussiano que afectará a la precisión del método de media, pero no a su funcionalidad.

3.5. CALIBRACIÓN DEL SISTEMA

Para la puesta en marcha del sistema y para realizar el ajuste necesario de las distancias que se obtienen tras el procesado de datos explicado anteriormente, se ha desarrollado una prueba de calibración del sistema dividido en dos partes. Una primera parte utilizando una plancha metálica y otra segunda parte utilizando un modelo con forma de media elipsoide.

Antes de proceder a la realización de cualquier prueba se hace una calibración electrónica del sistema, con el kit de calibración ZV-Z135 de Rohde & Schwarz, para eliminar las posibles imperfecciones del mismo, llevando al VNA a una situación de medida ideal y trasladando el plano de medida al conector SMA de cada una de las antenas del sistema. Tras ello, se realiza la primera prueba, donde se analiza el comportamiento de un reflector pseudoperfecto, que es una placa FR-4 con cobre que se sitúa paralela a las antenas superiores (antenas #2 y #3) y a diferentes alturas, para medir y probar tanto la confiabilidad como la precisión del método utilizado. Inicialmente se realiza una medida de referencia, es decir, del sistema en vacío sin ningún objeto/modelo bajo estudio. En la figura 3.27 se muestra en el dominio de la frecuencia el espectro de la señal recibida junto al pulso Gaussiano para el caso de la antena #2, donde se ha aplicado el procesado explicado anteriormente. Si se realiza la IFFT al producto de ambas señales, se obtiene la señal resultante, en el dominio del tiempo, que se puede observar en la figura 3.28 (a), y donde el pulso principal de dicha señal es la reflexión debida a la propia antena, es decir, es el punto donde comienza la propagación de la señal, pudiéndose utilizar esa

información como referencia para la medida de las distancias. La ampliación de la parte de la señal marcada en rojo en la figura 3.28 (a) se muestra en la figura 3.28 (b). En dicha sección se observa las distintas reflexiones correspondientes a los primeros centímetros de la propagación de la señal por el aire, donde se ha utilizado la velocidad de la luz en el vacío para calcular el eje de distancias.

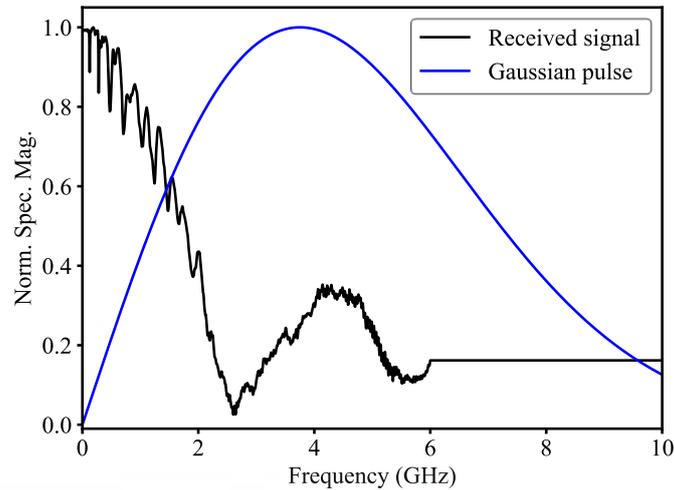


Figura 3.27. Medida del espectro de la señal recibida de la antena #2 junto al pulso Gaussiano adaptado.

Con respecto a la sección de la señal que se ha marcado en azul en la figura 3.28 (a), en la figura 3.28 (c) se puede observar la ampliación de dicha parte, que está relacionada con las reflexiones de las distintas singularidades eléctricas que se encuentra la señal por el camino entre el VNA y la antena. Como los cables utilizados en el sistema están hechos con teflón, las distancias en este caso se calculan utilizando la velocidad de la señal en este material. Fijándose en la figura 3.22 se puede corroborar la ruta de conexión que hay entre el VNA y la antena #2 cuando se compara con los máximos locales que aparecen en la señal de la figura 3.28 (c), viéndose una gran relación entre las distintas partes del circuito. Si se analiza el camino de conexiones de la señal obtenida en la figura, se observa que la parte correspondiente a (A) es el conector de entrada del VNA que es de tipo N, la parte (B) corresponde al conector SMA del final del cable del VNA, el fragmento (C) es el primer conmutador que hay en la red de conmutación y el segundo conmutador corresponde con (D), por último (E) es la antena. A modo de aclaración, en la figura 3.28 (d) se muestra visualmente a qué parte del sistema corresponde cada uno de los máximos que se acaban de comentar. Para comprobar el rendimiento de la configuración del sistema es útil identificar la ubicación y la atenuación de los ecos que

aparecen en la señal, sobre todo a la hora de localizar errores en el circuito que puedan originar desigualdades entre las señales recibidas por las distintas antenas. En este contexto, las diferencias que hay no se deben a las propiedades de los materiales analizados, sino al circuito, y si no se tienen en cuenta pueden llevar a errores en la caracterización del cerebro. Un ejemplo de las diferencias comentadas se muestra en la figura 3.29, donde se observa una comparación entre las señales de las antenas #2 y #3.

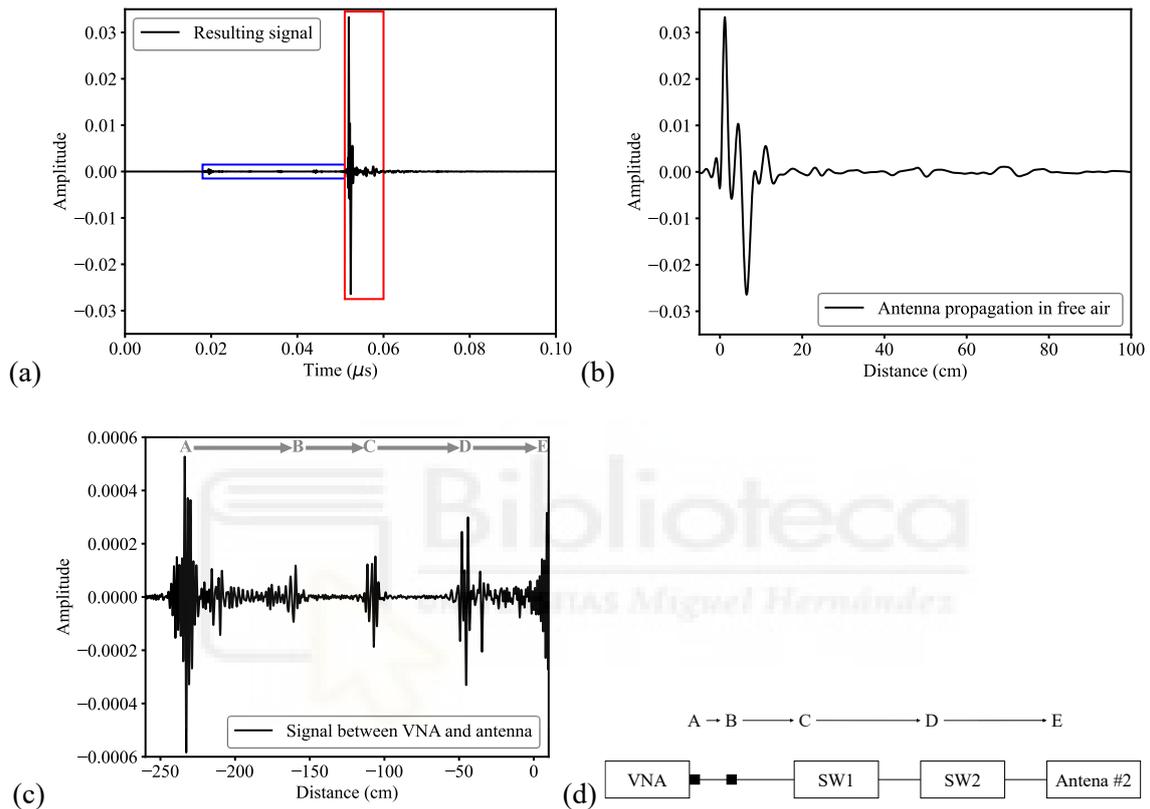


Figura 3.28. Medida de la antena #2: (a) Señal filtrada en el dominio del tiempo; (b) Ampliación de la propagación de la señal de la antena en aire; (c) Ampliación del camino que recorre la señal entre el VNA y la antena; (d) Esquema del camino de conexiones de la señal.

Una vez obtenidas las señales de referencia, se procede a medir el reflector a una distancia fija que es conocida, se alinean las señales y se restan. En la figura 3.30 se puede observar para la antena #2 una comparación de las señales alineadas con y sin el reflector junto con la señal obtenida tras la resta de ambas, donde también se ha incluido su envolvente. Se ha añadido una línea discontinua que marca los máximos de la envolvente de la señal restada, que indica que la distancia obtenida es de 76.67 mm con respecto a los 73.22 mm de distancia nominal que se obtuvo midiendo con un calibre (pie de rey). Este mismo procedimiento se ha repetido varias veces tanto para esa misma distancia

como para otras, donde se ha observado que los resultados obtenidos han sido muy similares, por lo que el sistema desarrollado tiene una buena repetibilidad.

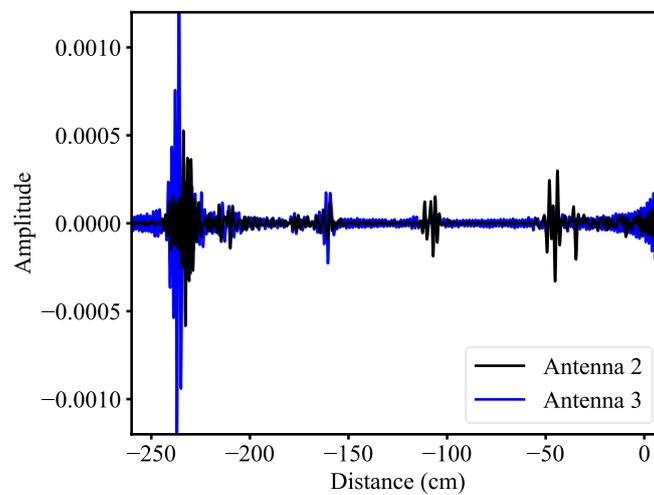


Figura 3.29. Comparación del camino que recorre la señal entre el VNA y las antenas #2 y #3.

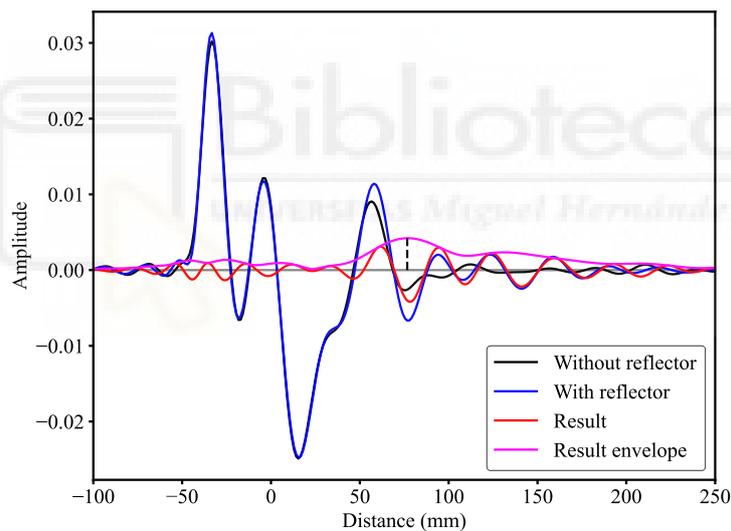


Figura 3.30. Comparación de las señales obtenidas con la antena #2 con y sin el reflector pseudoperfecto junto con la resta de ambas señales y su envolvente.

A modo de ejemplo, en la figura 3.31 se muestran los resultados obtenidos de algunas de las medidas experimentales de la antena #2 cuando el reflector se ha situado a diferentes distancias.

También se ha calculado el error que tiene el sistema en la medida. En este caso en la figura 3.32 se puede observar, para la prueba realizada, una comparación de las distintas distancias nominales que se han probado junto con las distancias que se han

obtenido con el método propuesto, donde en todos los casos, con respecto a la distancia nominal, el error de la medida es inferior al 5%.

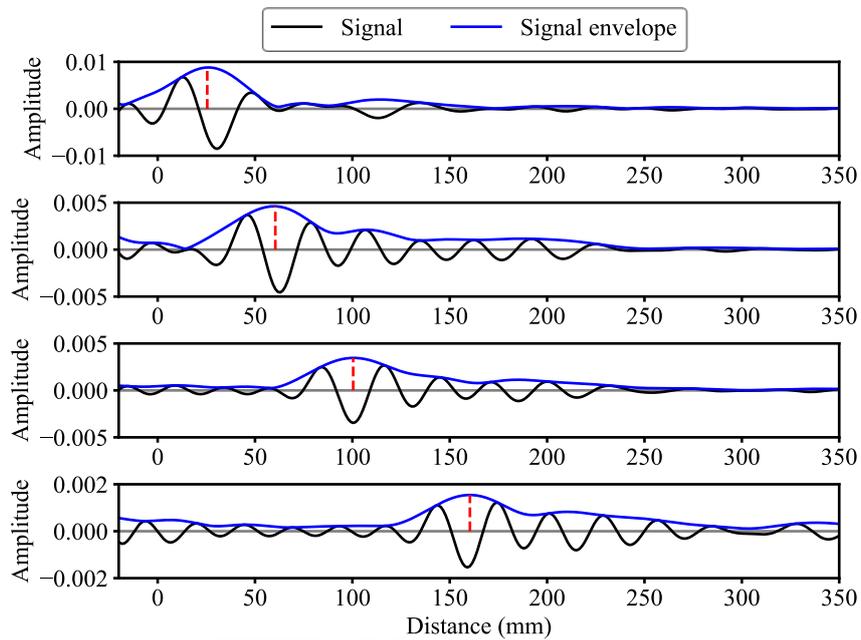


Figura 3.31. Ejemplos de las medidas obtenidas con la antena #2 cuando el reflector se sitúa a las siguientes distancias nominales: 23.11 mm, 57.08 mm, 95.95 mm y 158.33 mm.

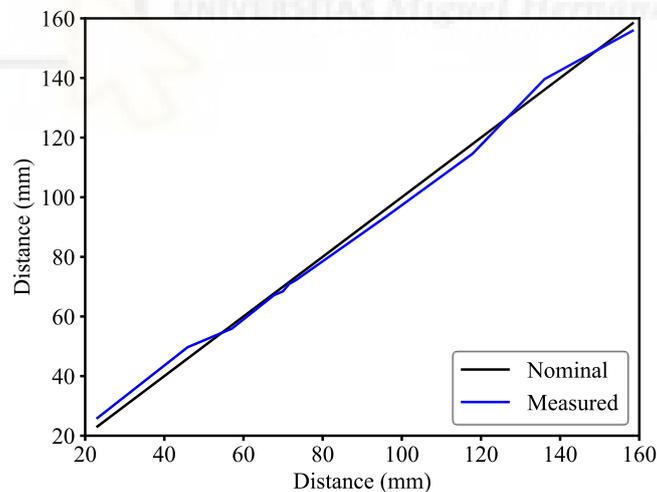


Figura 3.32. Comparación de las distancias nominales y medidas.

La segunda prueba que se ha realizado durante el proceso de calibración del sistema ha sido midiendo un objeto tridimensional de dimensiones conocidas para realizar el ajuste de la estimación de la distancia. El objeto utilizado en este caso se puede ver en la figura 3.33. Éste es una personalización de media elipsoide en 3D metalizada que presenta una geometría parecida al espacio interior que hay en el casco utilizado en el

sistema de medida, y que permite asegurar que las reflexiones recibidas por las antenas sean claras e inequívocas. Este objeto se ha impreso con la misma impresora 3D de bajo coste que se ha utilizado anteriormente, además, como material para fabricar el objeto se ha empleado PLA estándar. Seguidamente se ha metalizado con una pintura metálica conductora de cobre recubierta con plata (843AR Super Shield de MG Chemicals) para que al transmitir las señales de cada antena se pueda asegurar que las reflexiones presenten una magnitud significativa.

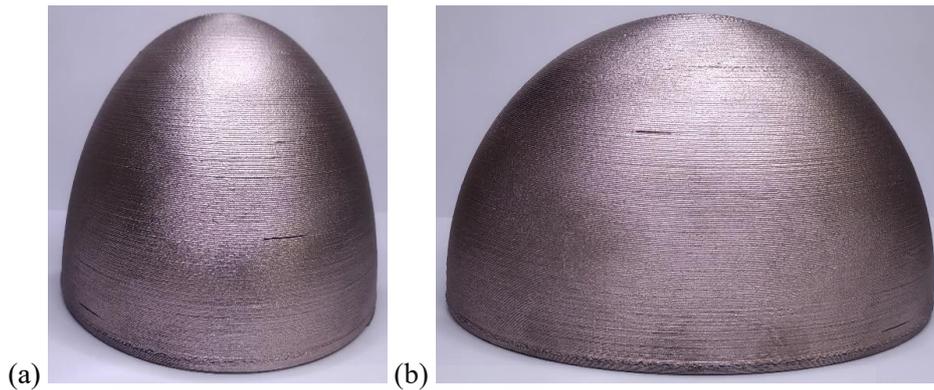


Figura 3.33. Fotografía del elipsoide personalizado que se ha utilizado en el proceso de calibración: (a) Frontal; (b) Lateral.

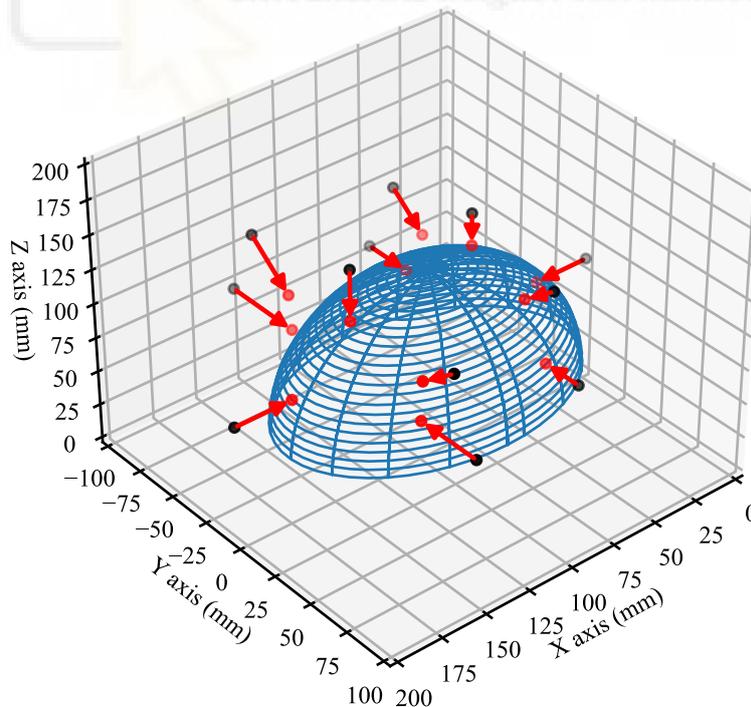


Figura 3.34. Reconstrucción de la medida del elipsoide personalizado en 3D. Las ubicaciones de las antenas están representadas con puntos negros. Los respectivos puntos de reflexión medidos están representados con flechas rojas.

Como en el experimento anterior, primero se procede a realizar una medida de referencia, seguidamente debajo del casco se sitúa y se mide el objeto tridimensional y, finalmente, se restan ambas señales. Con los resultados obtenidos de todas las antenas, se ha realizado una proyección tridimensional que se muestra en la figura 3.34, donde se ha marcado, con puntos negros, las ubicaciones de las antenas y, con flechas rojas, los puntos de las reflexiones medidas correspondientes a cada una de las antenas.

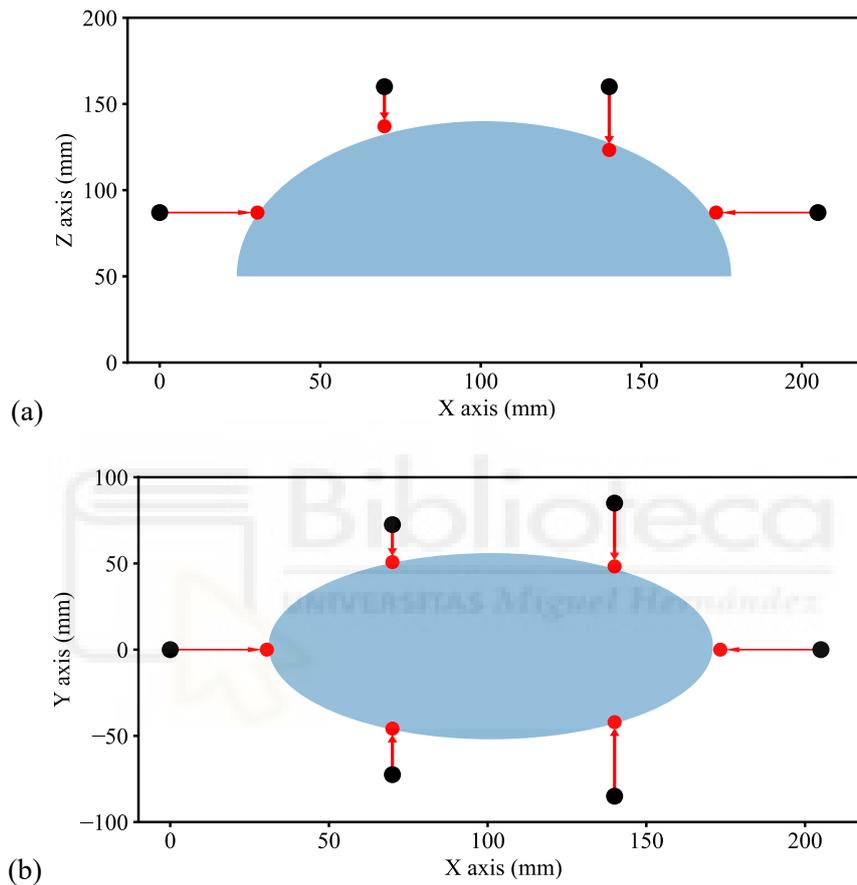


Figura 3.35. Reconstrucción de la medida del elipsoide personalizado en 3D: (a) Vista vertical correspondiente a las antenas #1 – #4; (b) Vista horizontal de las antenas situadas en el anillo inferior del casco correspondientes a las antenas #1, #4 y #9 – #12.

Para un mejor entendimiento de la figura 3.34, en la figura 3.35 (a) y (b) se puede observar la sección vertical y horizontal de la reconstrucción de las medidas realizadas del elipsoide. Los resultados obtenidos se asemejan a los valores nominales y, en este caso, para las antenas que se sitúan con una orientación paralela a su correspondiente plano (antenas #1 – #4 y #9 – #12), el error obtenido en la medida es inferior al 5% de la distancia real. Por el contrario, para las antenas que presentan una posición oblicua (antenas #5 – #8), el error se sitúa en torno al 15% de la distancia real, a causa de la

desalineación en la disposición oblicua de las antenas con respecto a los ángulos nominales. Una vez se han realizado los dos experimentos propuestos para la calibración del sistema, se procede a realizar las correspondientes pruebas de funcionamiento con los modelos de cráneo y cerebro.

3.6. PRUEBA DE CONCEPTO Y RESULTADOS

Tras realizar el ajuste y la calibración del sistema propuesto, que ha servido para verificar su correcto funcionamiento, en este apartado se presentan los resultados obtenidos en la evaluación experimental del sistema para la detección del *brain-shift* mediante distintos supuestos prácticos.

3.6.1. MODELOS Y MATERIALES UTILIZADOS

Para realizar las medidas se ha diseñado y fabricado un modelo de cráneo, así como varios phantoms de cerebros sintéticos. Los modelos de cerebro utilizados en este caso simulan diferentes desplazamientos en distintas regiones debidos al efecto del *brain-shift* durante una la cirugía craneal. El uso de los distintos modelos permite analizar en varios escenarios tanto el rendimiento como las capacidades del sistema propuesto. Todos los modelos utilizados se han fabricado con una impresora 3D de bajo coste, pero se han tenido que utilizar distintos filamentos PLA para conseguir diferentes propiedades dieléctricas y que los modelos fueran lo más realistas posibles.

Para simular un cráneo, se ha impreso un modelo realista, el cual contiene piezas extraíbles para facilitar la inserción de los modelos de cerebro. En la figura 3.36 se muestran varias vistas del modelo de cerebro impreso. El material empleado en la fabricación del mismo es PREPERM ABS1000 con las siguientes características dadas por el fabricante a 2.5 GHz: $\epsilon_r = 10$ y $\tan \delta = 0.003$, mientras que las características promedias del hueso del cráneo humano a 3 GHz están en torno a una ϵ_r de 11.1 y una

$\tan \delta$ de 0.28 [3.77]. Aunque los valores de las permitividades pueden cambiar de un paciente a otro, siempre hay un claro contraste entre los diferentes tejidos que conforman la cabeza, permitiendo que los sistemas de microondas puedan detectarlos.

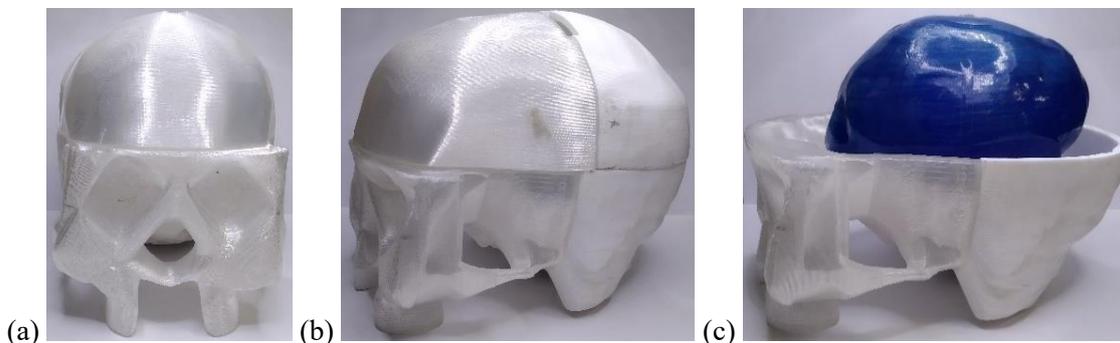


Figura 3.36. Modelo de cráneo impreso en 3D: (a) Frontal del cráneo; (b) Lateral del cráneo; (c) Ejemplo de un modelo de cerebro situado en el interior del cráneo.

Los modelos de cerebro se han impreso con el material de baja permitividad dieléctrica PLA German RepRap, que a 3 GHz presenta una ϵ_r de 2.88 y una $\tan \delta$ de 0.02 [3.53]. Estos modelos de cerebro se han impreso con un hueco en el interior, puesto que, como el cerebro humano en promedio tiene una ϵ_r de 48.0 y una $\tan \delta$ de 0.277 a 3 GHz, se necesitan unos modelos con permitividades dieléctricas altas. En este caso, se han rellenado de agua destilada, que presenta una ϵ_r de 76.47 y una $\tan \delta$ de 0.297 a 3 GHz para una temperatura de 25°C [3.81]. Para evitar posibles fugas de agua en el cerebro, al exterior de dichos modelos se les ha aplicado una capa de aproximadamente 100 μm de espesor de barniz, en concreto de resina XTC-3D.

En total se han impreso cuatro modelos de cerebro, que se han utilizado para realizar las medidas correspondientes con el sistema propuesto. Los modelos presentan las siguientes características: un primer modelo correspondiente a un cerebro sin desplazamiento, de aproximadamente 1.2 dm^3 de volumen, que se utiliza como referencia del modelo antes de la operación (figura 3.37 (a)). Con respecto a los otros tres modelos desarrollados, se han incorporado diferentes grados de desplazamiento debido al problema de *brain-shift*, siendo éstos un modelo con un desplazamiento cerebral de 10 mm, que corresponde a un *brain-shift* leve (figura 3.37 (b)), un modelo con dos desplazamientos cerebrales moderados-leves en dos zonas distintas del cerebro equivalentes a un *brain-shift* de 20 mm y 10 mm (figura 3.37 (c)) y, por último, un modelo

cerebral con un desplazamiento grave modelando un *brain-shift* de 30 mm (figura 3.37 (d)).

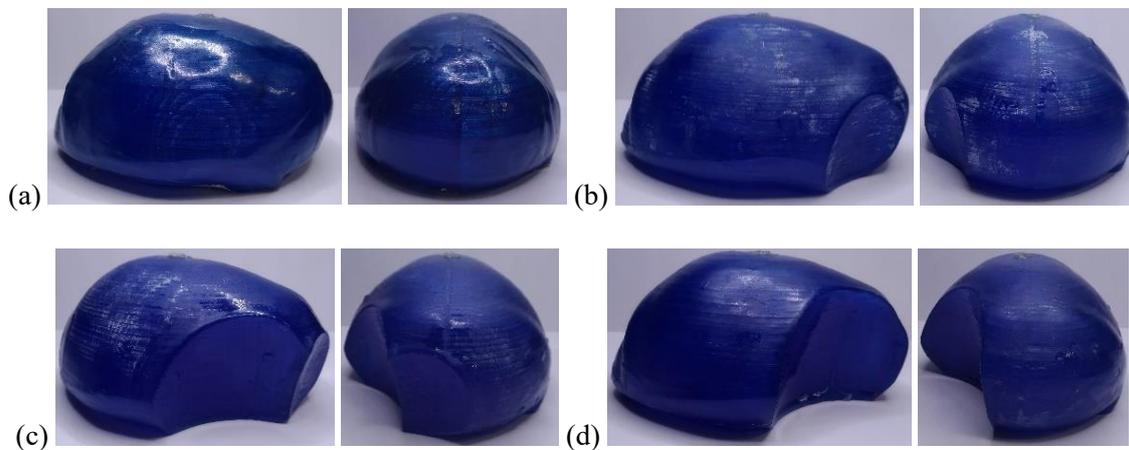


Figura 3.37. Modelos de cerebro impresos en 3D (vista lateral y trasera): (a) Cerebro sin desplazamiento; (b) Cerebro con desplazamiento leve (10 mm); (c) Cerebro con desplazamiento doble moderado-leve (10 y 20 mm); (d) Cerebro con desplazamiento grave (30 mm).



3.6.2. RESULTADOS

En este apartado se muestran los resultados obtenidos con los distintos modelos desarrollados para poner a prueba el sistema propuesto. Para cada una de las pruebas se ha realizado una medida de referencia, con el cráneo y el modelo de cerebro sin desplazamiento, para simular el inicio de la intervención quirúrgica. A continuación, se ha sustituido dicho cerebro por los modelos que presentan diferentes *brain-shifts*, intentando situarlos en la misma posición para evitar los posibles errores de desplazamiento en las medidas.

En la figura 3.38 se muestran los resultados obtenidos para el caso del modelo de cerebro que presenta un desplazamiento cerebral leve de unos 10 mm. En la figura 3.38 (a) se ha representado la ubicación de las reflexiones obtenidas con las antenas que están situadas en el anillo inferior del casco, correspondientes a las antenas #1, #4 y #9 – #12, donde, para facilitar la interpretación de los resultados, los puntos de las reflexiones de las antenas se han unido con líneas de interpolación. La respuesta obtenida con el cerebro

sin desplazamiento se ha representado en negro y la respuesta del cerebro con desplazamiento en azul. En la figura se puede observar un ligero desplazamiento de la señal azul con respecto a la negra alrededor de la antena #12, puesto que el modelo con el desplazamiento se ha posicionado justo enfrente de dicha antena. La antena #4 y #11 no ven muy desplazado el cerebro, ya que en este caso se simula un desplazamiento leve que estas antenas no ven. Con respecto a la antena #9, las señales difieren ligeramente debido a un posible error en la medida causado por el posicionamiento de los cerebros. En la figura 3.38 (b) se pueden ver las señales obtenidas tras el procesado que se ha aplicado en las señales, mostrándose el resultado de la antena #12, ya que es donde mejor se aprecian los cambios entre los modelos con y sin desplazamiento. En la figura se han representado cuatro señales, donde se muestra en gris la señal obtenida para el modelo sin desplazamiento y en azul claro se representa el modelo con desplazamiento, siendo las señales representadas en negro y en azul oscuro sus respectivas envolventes. Si se compara el máximo de ambas envolventes se puede ver la posición donde el sistema ha ubicado el cerebro. Restando dichos máximos se obtiene el desplazamiento del mismo. En este caso el sistema ha detectado un desplazamiento del cerebro de 8.74 mm, cercano a los 10 mm nominales que presenta, por lo que se puede decir que el sistema es capaz de detectar desplazamientos cerebrales leves.

Para el caso del modelo de cerebro con dos desplazamientos cerebrales moderados-leves en dos zonas distintas del cerebro equivalentes a un *brain-shift* de 20 mm y 10 mm, los resultados obtenidos se muestran en la en la figura 3.39. Como en el caso anterior, en la figura 3.39 (a) se ha representado la ubicación de las reflexiones obtenidas con las antenas #1, #4 y #9 – #12, donde se ha seguido el mismo código de colores. En la figura se puede observar un desplazamiento de la señal azul con respecto a la negra alrededor de las antenas #11 y #12, debido a que el modelo con los desplazamientos se ha posicionado enfrente de dichas antenas. La antena #4 no ve desplazado el cerebro, pero, aunque la antena #1 tampoco ve un desplazamiento, la señal azul interpolada que hay entre las antenas #1 y #11 no sigue el mismo patrón que la señal sin desplazamiento, pudiendo deberse a un posible error en la medida al posicionar los modelos de cerebro. En la figura 3.39 (b) se pueden ver las señales obtenidas tras el procesado aplicado en la antena #12, donde se ha mantenido el mismo orden de color que en el caso anterior. Si se compara el máximo de ambas envolventes, para esta antena el sistema ha detectado un desplazamiento del cerebro de 11.24 mm, cercano a los 10 mm

nominales que presenta uno de los dos desplazamientos de este modelo. Aunque presente dos desplazamientos (uno de 20 mm y otro de 10 mm), el leve es el que mayoritariamente ve la antena #12, pero también ve una parte del desplazamiento moderado. Por tanto, tiene sentido que el resultado obtenido sea un desplazamiento mayor al que físicamente hay, ya que dicha antena ve los dos desplazamientos.

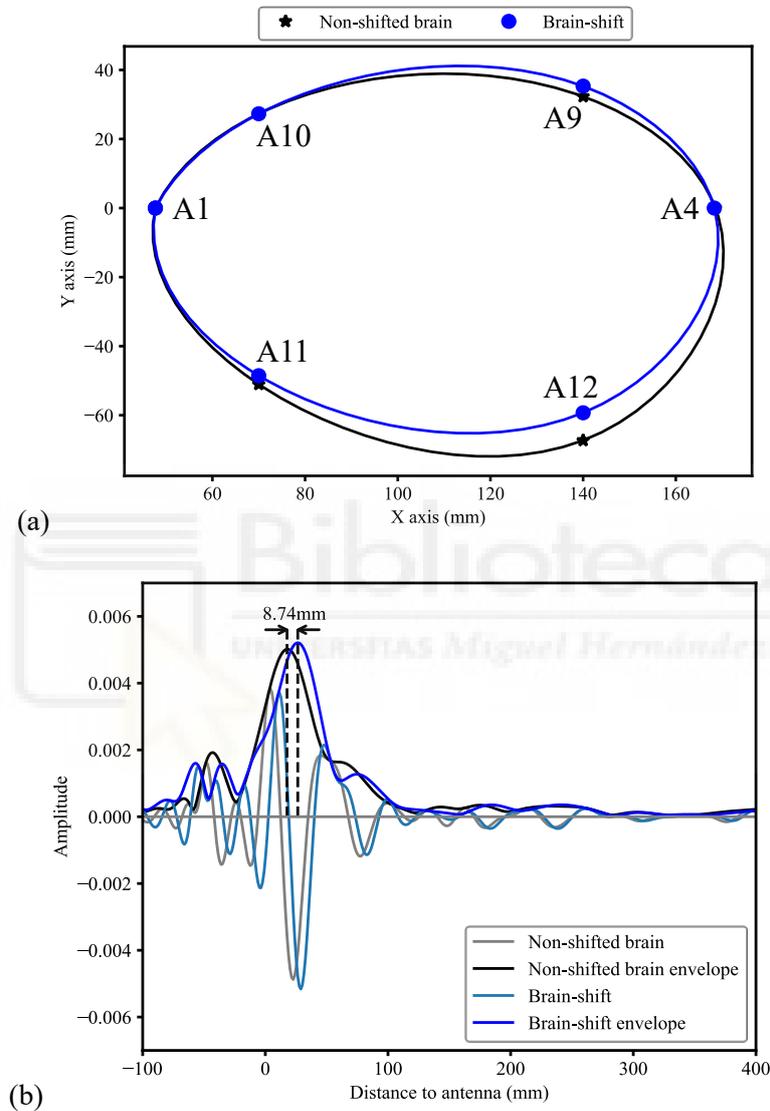


Figura 3.38. Resultados obtenidos para el cerebro con desplazamiento leve (10 mm): (a) Forma de los modelos cerebrales con y sin desplazamiento obtenida a partir de las medidas del sistema; (b) Señal procesada de la antena #12 para la medida del cerebro con y sin desplazamiento.

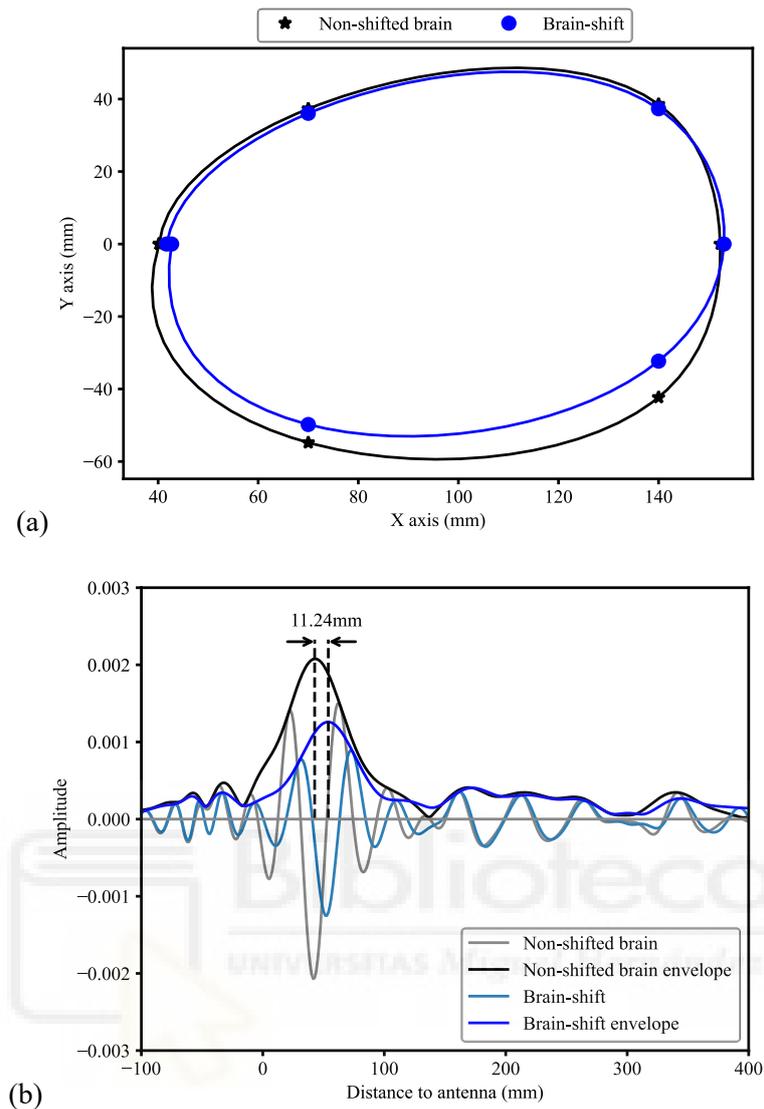


Figura 3.39. Resultados obtenidos para el cerebro con dos desplazamientos moderados-leves (20 mm y 10 mm): (a) Forma de los modelos cerebrales con y sin desplazamiento obtenida a partir de las medidas del sistema; (b) Señal procesada de la antena #12 para la medida del cerebro con y sin desplazamiento.

Por último, se presentan en la figura 3.40 los resultados obtenidos para el caso del modelo de cerebro con un desplazamiento cerebral grave de unos 30 mm. En la figura 3.40 (a), como en los casos anteriores, se muestra la ubicación de las reflexiones correspondientes a las antenas #1, #4 y #9 – #12. Como el modelo con el desplazamiento se ha posicionado enfrente de la antena #12, en dicha antena se puede ver un gran desplazamiento de la señal azul con respecto a la negra. También se observa que la antena #4 no ve desplazada la señal, pero la antena #11 sí que ve un poco de desplazamiento, debido a que dicha antena ve la mitad del cerebro normal y la mitad del surco que simula el desplazamiento, por ello se ve un pequeño cambio en la reflexión de

la señal azul con respecto a la negra. Como en los casos anteriores, en la figura 3.40 (b) se puede ver para la antena #12 las señales obtenidas tras el procesado que se ha aplicado a los datos. Comparando los máximos de las envolventes, el sistema detecta un desplazamiento del cerebro de 32.48 mm, cercano a los 30 mm nominales.

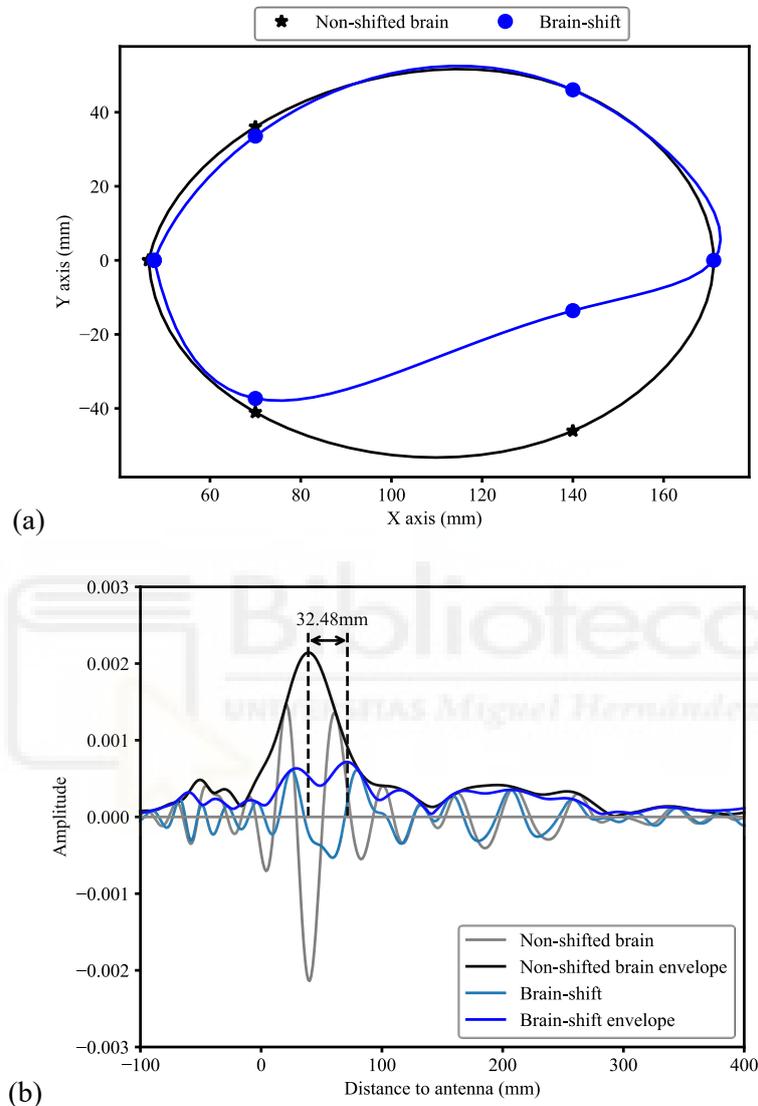


Figura 3.40. Resultados obtenidos para el cerebro con desplazamiento grave (30 mm):
 (a) Forma de los modelos cerebrales con y sin desplazamiento obtenida a partir de las medidas del sistema; (b) Señal procesada de la antena #12 para la medida del cerebro con y sin desplazamiento.

Como se ha mostrado, el método presentado permite medir los desplazamientos cerebrales en todos los casos estudiados, pudiendo proporcionar una estimación del desplazamiento para cada zona del cerebro. La precisión de las medidas se ha visto afectada por dos factores, por un lado, un reducido número de antenas que presentan una

baja directividad y, por otro lado, la imprecisión que hay cuando se sitúan los modelos cerebrales dentro del cráneo. Pero, aun así, los resultados presentados demuestran un gran potencial del sistema para la detección del *brain-shift*.

3.7. CONCLUSIONES

A lo largo de este capítulo se ha presentado el desarrollo de un sistema de imagen médica por microondas para la detección del efecto del *brain-shift*. Este sistema no invasivo supone una alternativa a otros métodos de imagen médica utilizados en la actualidad para detectar posibles cambios cerebrales. Se ha presentado el proceso de diseño, optimización, fabricación y medida, en el dominio de la frecuencia y del tiempo, de una antena monopolo impresa de tipo coplanar de bajo coste con un tamaño de $30 \times 30 \text{ mm}^2$ y con un rango de funcionamiento medido entre 2.5 y 24.9 GHz. La antena de banda ancha presenta una radiación omnidireccional y una ganancia medida que varía entre 2.1 y 5.4 dBi para todo el ancho de banda. Además, el SFF medido es de 92.26%, lo que asegura una alta integridad de las señales transmitidas por la antena. Como elementos radiantes en el sistema propuesto se utilizan 12 antenas idénticas a la diseñada situadas en un soporte con forma de casco.

El sistema desarrollado es está compuesto de una parte hardware y software, donde se han explicado cada uno de los elementos que lo conforman. Tras el desarrollo del sistema se han obtenido sus características donde, entre otras, se ha estudiado la precisión de posicionamiento del sistema y la profundidad de penetración, obteniendo unos resultados prometedores que pueden compararse con otras técnicas de imagen tradicionales.

Para el procesado de las señales se ha dedicado un apartado, debido a que es una parte muy importante en la obtención e interpretación de los resultados. En este caso se utiliza una señal de referencia y una señal del objeto bajo estudio que se restan para poder obtener la distancia que hay entre la antena y el objeto, pudiendo detectar si ha habido un cambio en el cerebro. Para la puesta en marcha del sistema y para realizar el ajuste necesario de las distancias, se han realizado dos experimentos de calibración, donde se ha

obtenido el error del sistema en la medida, que en este caso es inferior al 5% de la distancia nominal. Para ello se ha utilizado una plancha metálica y un modelo con forma de media elipsoide.

Por último, para comprobar el correcto funcionamiento del sistema, se han realizado medidas con varios modelos de cerebro, utilizado un cerebro que no presenta desplazamiento y tres modelos que simulan distintos desplazamientos del cerebro en algunas zonas debido al efecto del *brain-shift*. Los resultados obtenidos en este caso son prometedores, ya que, con el método propuesto, se puede detectar el fenómeno del desplazamiento en todos los casos estudiados.

3.8. REFERENCIAS

- [3.1] P. B. McBeth, D. F. Louw, P. R. Rizun and G. R. Sutherland, “Robotics in neurosurgery,” *Amer. J. Surgery*, vol. 188, no. 4, pp. 68–75, Oct. 2004.
- [3.2] C. Faria, W. Erlhagen, M. Rito, E. De Momi, G. Ferrigno and E. Bicho, “Review of robotic technology for stereotactic neurosurgery,” *IEEE Rev. Biomed. Eng.*, vol. 8, pp. 125–137, Apr. 2015.
- [3.3] D. Liu and T. Wang, “A workflow for robot assisted neurosurgery,” in *2006 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, Beijing, China, 2006, pp. 2870–2875.
- [3.4] Y. S. Chae, S. H. Lee, H. M. Oh and M. Y. Kim, “Coordinates tracking and augmented reality system using bipolar X-ray fluoroscopy and stereo vision for image-guided neurosurgery,” in *2013 13th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2013)*, Gwangju, Korea (South), 2013, pp. 107–112.
- [3.5] C. Blanco-Angulo et al., “Validation of an RF image system for real-time tracking neurosurgical tools,” *Sensors*, vol. 22, no. 10, p. 3845, May 2022.
- [3.6] I. Reinertsen, F. Lindseth, C. Askeland, D. H. Iversen and G. Unsgård, “Intra-operative correction of brain-shift,” *Acta Neurochirurgica*, vol. 156, no. 7, pp. 1301–1310, Jul. 2014.

- [3.7] A.-C. Lesage et al., “Viscoelastic biomechanical models to predict inward brain-shift using public benchmark data,” *Phys. Med. Biol.*, vol. 66, no. 20, Oct. 2021.
- [3.8] I. J. Gerard, M. Kersten-Oertel, K. Petrecca, D. Sirhan, J. A. Hall and D. L. Collins, “Brain shift in neuronavigation of brain tumors: A review,” *Med. Image Anal.*, vol. 35, pp. 403–420, Jan. 2017.
- [3.9] D. Kuhnt, M. H. A. Bauer and C. Nimsky, “Brain shift compensation and neurosurgical image fusion using intraoperative MRI: Current status and future challenges,” *Crit. Rev. Biomed. Eng.*, vol. 40, no. 3, pp. 175–185, 2012.
- [3.10] M. M. J. Letteboer, P. W. A. Willems, M. A. Viergever and W. J. Niessen, “Brain shift estimation in image-guided neurosurgery using 3-D ultrasound,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 52, no. 2, pp. 268–276, Feb. 2005.
- [3.11] M. D. Comparetti, E. De Momi, A. Vaccarella, M. Riechmann and G. Ferrigno, “Optically tracked multi-robot system for keyhole neurosurgery,” in *2011 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Shanghai, China, 2011, pp. 661–666.
- [3.12] C. DeLorenzo, X. Papademetris, L. H. Staib, K. P. Vives, D. D. Spencer and J. S. Duncan, “Volumetric intraoperative brain deformation compensation: Model development and phantom validation,” *IEEE Trans. Med. Imag.*, vol. 31, no. 8, pp. 1607–1619, Aug. 2012.
- [3.13] I. Chen, R. E. Ong, A. L. Simpson, K. Sun, R. C. Thompson and M. I. Miga, “Integrating retraction modeling into an atlas-based framework for brain shift prediction,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 60, no. 12, pp. 3494–3504, Dec. 2013.
- [3.14] M. Oldfield, D. Dini, G. Giordano and F. Rodriguez y Baena, “Detailed finite element modelling of deep needle insertions into a soft tissue phantom using a cohesive approach,” *Comput. Methods Biomechanics Biomedical Eng.*, vol. 16, no. 5, pp. 530–543, 2013.
- [3.15] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2007.
- [3.16] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [3.17] P. Gao, S. He, X. Wei, Z. Xu, N. Wang and Y. Zheng, “Compact printed UWB diversity slot antenna with 5.5-GHz band-notched characteristics,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 376–379, Feb. 2014.
- [3.18] A. Martínez-Lozano et al., “UWB-printed rectangular-based monopole antenna for biological tissue analysis,” *Electronics*, vol. 10, no. 3, p. 304, Jan. 2021.

- [3.19] C. Blanco-Angulo et al., “Non-invasive microwave-based imaging system for early detection of breast tumours,” *Biosensors*, vol. 12, no. 9, p. 752, Sep. 2022.
- [3.20] M. Koohestani, J.-F. Zürcher, A. A. Moreira and A. K. Skrivervik, “A novel, low-profile, vertically-polarized UWB antenna for WBAN,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 4, pp. 1888–1894, Apr. 2014.
- [3.21] M. T. Islam, M. Samsuzzaman, M. T. Islam, S. Kibria and M. J. Singh, “A homogeneous breast phantom measurement system with an improved modified microwave imaging antenna sensor,” *Sensors*, vol. 18, no. 9, p. 2962, Sep. 2018.
- [3.22] A. Hossain, M. T. Islam, A. F. Almutairi, M. S. J. Singh, K. Mat and M. Samsuzzaman, “An octagonal ring-shaped parasitic resonator based compact ultrawideband antenna for microwave imaging applications,” *Sensors*, vol. 20, no. 5, p. 1354, Mar. 2020.
- [3.23] G. Quintero, J.-F. Zurcher and A. K. Skrivervik, “System fidelity factor: A new method for comparing UWB antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 7, pp. 2502–2512, Jul. 2011.
- [3.24] B. Allen, M. Dohler, E. E. Okon, W. Q. Malik, A. K. Brown and D. J. Edwards, Eds., *Ultra-wideband Antennas and Propagation for Communications, Radar and Imaging*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2007.
- [3.25] M. Manohar, R. S. Kshetrimayum and A. K. Gogoi, “Printed monopole antenna with tapered feed line, feed region and patch for super wideband applications,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 8, no. 1, pp. 39–45, Jan. 2014.
- [3.26] C.-L. Tsai and C.-L. Yang, “Novel compact eye-shaped UWB antennas,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 184–187, Jan. 2012.
- [3.27] W. Balani et al., “Design techniques of super-wideband antenna-existing and future prospective,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 141241–141257, Sep. 2019.
- [3.28] Z. N. Chen and M. Y. W. Chia, *Broadband Planar Antennas: Design and Applications*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2006.
- [3.29] S. A. Çolak and N. T. Tokan, “Time-domain analysis of modified vivaldi antennas,” in *Antennas and Wave Propagation*. London, UK: InTech, 2018.
- [3.30] G. Madanan and D. Das Krishna, “Time domain performance evaluation of UWB antennas,” in *Innovations in Ultra-Wideband Technologies*. London, UK: InTech, 2012.

- [3.31] O. Novak and C. Charles, “Low-power UWB pulse generators for biomedical implants,” in *2009 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Vancouver, Canada, 2009, pp. 778–782.
- [3.32] M. Mighani and M. Akbari, “New UWB monopole planer antenna with dual band notched,” *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 52, pp. 153–162, 2014.
- [3.33] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals Series and Products*. San Diego, CA, USA: Academic Press, 2014.
- [3.34] M. Klemm, I. J. Craddock, J. A. Leendertz, A. Preece and R. Benjamin, “Radar-Based breast cancer detection using a hemispherical antenna array-experimental results,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 6, pp. 1692–1704, Jun. 2009.
- [3.35] *Revision of part 15 of the commission’s rules regarding ultra-wideband transmission systems*, First Report and Order, ET Docket 98-153, FCC 02-48, Federal Communications Commission, Washington, DC, USA, Apr. 2002. [Online]. Available: <https://www.fcc.gov/document/revision-part-15-commissions-rules-regarding-ultra-wideband>
- [3.36] H. Sheng, P. Orlik, A. M. Haimovich, L. J. Cimini and J. Zhang, “On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission,” in *IEEE International Conference on Communications, 2003. ICC '03.*, Anchorage, AK, USA, 2003, pp. 738–742.
- [3.37] D. Lamensdorf and L. Susman, “Baseband-pulse-antenna techniques,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 36, no. 1, pp. 20–30, Feb. 1994.
- [3.38] M. Koohestani, A. A. Moreira and A. K. Skrivervik, “Fidelity concepts used in UWB systems,” in *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Memphis, TN, USA, 2014, pp. 824–825.
- [3.39] H. Bahramiabarghouei, E. Porter, A. Santorelli, B. Gosselin, M. Popović and L. A. Rusch, “Flexible 16 antenna array for microwave breast cancer detection,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 62, no. 10, pp. 2516–2525, Oct. 2015.
- [3.40] A. Rahman, M. T. Islam, M. J. Singh, S. Kibria and M. Akhtaruzzaman, “Electromagnetic performances analysis of an ultra-wideband and flexible material antenna in microwave breast imaging: To implement a wearable medical bra,” *Sci. Rep.*, vol. 6, Dec. 2016.
- [3.41] A. Akbarpour and S. Chamaani, “Ultrawideband circularly polarized antenna for near-field SAR imaging applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 6, pp. 4218–4228, Jun. 2020.

- [3.42] W. Balani et al., “Design of SWB antenna with triple band notch characteristics for multipurpose wireless applications,” *Appl. Sci.*, vol. 11, no. 2, p. 711, Jan. 2021.
- [3.43] M. Koohestani, N. Azadi-Tinat and A. K. Skrivervik, “Compact slit-loaded ACS-fed monopole antenna for bluetooth and UWB systems with WLAN band-stop capability,” *IEEE Access*, vol. 11, pp. 7540–7550, Jan. 2023.
- [3.44] A. Alomainy, A. Sani, A. Rahman, J. G. Santas and Y. Hao, “Transient characteristics of wearable antennas and radiopropagation channels for ultrawideband body-centric wireless communications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 4, pp. 875–884, Apr. 2009.
- [3.45] M. T. Islam, M. M. Islam, M. Samsuzzaman, M. R. I. Faruque and N. Misran, “A negative index metamaterial-inspired UWB antenna with an integration of complementary SRR and CLS unit cells for microwave imaging sensor applications,” *Sensors*, vol. 15, no. 5, pp. 11601–11627, May 2015.
- [3.46] M. M. Islam, M. T. Islam, M. R. I. Faruque, M. Samsuzzaman, N. Misran and H. Arshad, “Microwave imaging sensor using compact metamaterial UWB antenna with a high correlation factor,” *Materials*, vol. 8, no. 8, pp. 4631–4651, Jul. 2015.
- [3.47] A. S. Pratama, Basari, M. F. S. Lubis, F. Y. Zulkifli and E. T. Rahardjo, “A UWB antenna for microwave brain imaging”, in *2015 IEEE 4th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, Bali, Indonesia, 2015, pp. 326–327.
- [3.48] S. Kwon and S. Lee, “Recent advances in microwave imaging for breast cancer detection,” *Int. J. Biomed. Imag.*, vol. 2016, pp. 1–26, Dec. 2016.
- [3.49] A. Afyf, L. Bellarbi, A. Errachid and M. Adel Sennouni, “Flexible microstrip CPW slotted antenna for breast cancer detection,” in *2015 International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT)*, Marrakech, Morocco, 2015, pp. 292–295.
- [3.50] M. Z. Mahmud, M. T. Islam, N. Misran, S. Kibria and M. Samsuzzaman, “Microwave imaging for breast tumor detection using uniplanar AMC based CPW-fed microstrip antenna,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 44763–44775, Aug. 2018.
- [3.51] K. Hossain, T. Sabapathy, M. Jusoh, S.-H. Lee, K. S. A. Rahman and M. R. Kamarudin, “Negative index metamaterial-based frequency-reconfigurable textile CPW antenna for microwave imaging of breast cancer,” *Sensors*, vol. 22, no. 4, p. 1626, Feb. 2022.
- [3.52] A. Syed, M. Sheikh, M. T. Islam and H. Rmili, “Metamaterial-loaded 16-printed log periodic antenna array for microwave imaging of breast tumour detection,” *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2022, pp. 1–15, Sep. 2022.

- [3.53] H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, A. Rodríguez-Martínez, C. Blanco-Angulo and M. A. de la Casa-Lillo, “Low-cost additive manufacturing techniques applied to the design of planar microwave circuits by fused deposition modeling,” *Polymers*, vol. 12, no. 9, p. 1946, Aug. 2020.
- [3.54] Mini-Circuits. Technical Datasheet Flexible Coaxial Cable FL086-24SM+. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.minicircuits.com/pdfs/FL086-24SM+.pdf>
- [3.55] Mini-Circuits. Technical Datasheet Solid state SP4T RF Switch ZSWA4-63DR+. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZSWA4-63DR+.pdf>
- [3.56] Mini-Circuits. Technical Datasheet High Power, Solid state SPDT RF Switch ZSW2-63DR+. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZSW2-63DR+.pdf>
- [3.57] Mini-Circuits. Technical Datasheet Coaxial Termination, SMA-M ANNE-50+. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ANNE-50+.pdf>
- [3.58] Arduino. Technical Datasheet Arduino Due A000062. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://store.arduino.cc/products/arduino-due>
- [3.59] Texas Instruments. Technical Datasheet Low-Dropout Regulator TLV73333PDBVT. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv733p.pdf>
- [3.60] Mini-Circuits. Technical Datasheet Coaxial Adapter, SMA-F to SMA-F SF-SF50+. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.minicircuits.com/pdfs/SF-SF50+.pdf>
- [3.61] Pro-Signal. Technical Datasheet USB2.0 A Male to A Male Lead PSG91452. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/3646669.pdf>
- [3.62] C. Blanco Angulo, “Detección no invasiva mediante microondas de tejido tumoral en estadios tempranos en casos de cáncer de mama,” Ph.D. dissertation, Programa de Doctorado en Tecnologías Industriales y de Telecomunicación, Univ. Miguel Hernández de Elche, Elche, Spain, 2023.
- [3.63] R. Inum, M. M. Rana, K. N. Shushama and M. A. Quader, “EBG based microstrip patch antenna for brain tumor detection via scattering parameters in microwave imaging system,” *Int. J. Biomed. Imag.*, vol. 2018, pp. 1–12, Feb. 2018.

- [3.64] D. Bhargava and P. Rattanadecho, “Microwave imaging of breast cancer: Simulation analysis of SAR and temperature in tumors for different age and type,” *Case Stud. Thermal Eng.*, vol. 31, Mar. 2022.
- [3.65] M. K. Hosain et al., “Development of a compact rectenna for wireless powering of a head-mountable deep brain stimulation device,” *IEEE J. Transl. Eng. Health and Med.*, vol. 2, Apr. 2014.
- [3.66] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), “Guidelines for limiting exposure to electromagnetic fields (100 kHz to 300 GHz),” *Health Phys.*, vol. 118, no. 5, pp. 483–524, May 2020.
- [3.67] P. S. Hall and Y. Hao, *Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications*. Norwood, MA, USA: Artech House, 2012.
- [3.68] M. A. Jamlos, W. A. Mustafa, W. Khairunizam, I. Zunaidi, Z. M. Razlan and A. B. Shahrman, “Tumor detection via specific absorption rate technique using ultra-wideband antenna,” in *IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.*, vol. 557, 2019.
- [3.69] “Mobiltelefoner och strålning,” Sweden’s Radiation Protection Authority, Sweden, Tech. Rep., 2003.
- [3.70] “Proposed changes in the commission’s rules regarding human exposure to radiofrequency electromagnetic fields,” Federal Communications Commission, Washington, DC, USA, Tech. Rep. FCC-03-132, 2003.
- [3.71] O. P. Gandhi, Q.-X. Li and G. Kang, “Temperature rise for the human head for cellular telephones and for peak SARs prescribed in safety guidelines,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 9, pp. 1607–1613, Sep. 2001.
- [3.72] A. Naghibi and A. R. Attari, “Near-field radar-based microwave imaging for breast cancer detection: A study on resolution and image quality,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, no. 3, pp. 1670–1680, Mar. 2021.
- [3.73] J. Masini, R. Shahbaz, F. Deshours, G. Alquié, C. El bastami and H. Kokabi, “Penetration depth in multilayered biological tissues using a compact microwave biosensor,” in *2022 52nd European Microwave Conference (EuMC)*, Milan, Italy, 2022, pp. 408–411.
- [3.74] P. A. Bottomley and E. R. Andrew, “RF magnetic field penetration, phase shift and power dissipation in biological tissue: Implications for NMR imaging,” *Phys. Med. Biol.*, vol. 23, no. 4, pp. 630–643, 1978.

- [3.75] J. Fuchs, T. Herrling and N. Groth, “Detection of free radicals in skin: A review of the literature and new developments,” in *Oxidants and Antioxidants in Cutaneous Biology*. Basel, Switzerland: Karger Publisher, 2001.
- [3.76] R. Chandra, H. Zhou, I. Balasingham and R. M. Narayanan, “On the opportunities and challenges in microwave medical sensing and imaging,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 62, no. 7, pp. 1667–1682, Jul. 2015.
- [3.77] P.A. Hasgall et al., Feb. 2022, “IT’IS Database for thermal and electromagnetic parameters of biological tissues, Version 4.1, Feb 22,” Foundation for Research on Information Technologies in Society (IT’IS). [Online]. Available: <https://itis.swiss/virtual-population/tissue-properties/database/dielectric-properties/>
- [3.78] D. Gu, J. A. Jargon, M. J. Ryan and A. Hubrechs, “Influence of noise on scattering-parameter measurements,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 68, no. 11, pp. 4925–4939, Nov. 2020.
- [3.79] O. Marinov, “Noise partition in S-parameter measurement,” in *2013 22nd International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF)*, Montpellier, France, 2013, pp. 1–4.
- [3.80] A. Rodríguez, L. Svilainis, V. Dumbava, A. Chaziachmetovas and A. Salazar, “Automatic simultaneous measurement of phase velocity and thickness in composite plates using iterative deconvolution,” *NDT & E Int.*, vol. 66, pp. 117–127, Sep. 2014.
- [3.81] W. J. Ellison, “Permittivity of pure water at standard atmospheric pressure over the frequency range 0–25 THz and temperature range 0–100 °C,” *J. Phys. Chem. Ref. Data*, vol. 36, no. 1, pp. 1–18, Mar. 2007.

CAPÍTULO 4

SISTEMA DE DETECCIÓN DE ANEURISMAS DE AORTA ABDOMINAL. ANTENA MICROSTRIP DE BANDA ANCHA

En este capítulo se presenta un prototipo no invasivo de sistema de imagen médica por microondas basado en radar para la detección de aneurismas aórticos abdominales. El sistema se compone de 16 antenas idénticas posicionadas en un mismo plano sobre un modelo de torso. El prototipo tiene la capacidad de detectar y posicionar aneurismas aórticos abdominales mediante el uso de modelos que simulan una aorta y un aneurisma. El capítulo está organizado de la siguiente manera: en la sección 4.1 se describe la problemática relacionada con los aneurismas aórticos abdominales, que ha motivado el desarrollo del sistema de imagen médica por microondas como alternativa a los métodos utilizados actualmente; en la sección 4.2 se detalla el proceso de diseño, optimización, fabricación y medida de las antenas que componen el sistema; en la sección 4.3 se muestra la parte hardware y software del sistema desarrollado y los cambios realizados frente al sistema de detección de *brain-shift* presentado en el capítulo anterior; en la sección 4.4 se explica el procesamiento de señales y los algoritmos de imagen médica implementados en el sistema; en la sección 4.5 se muestra el proceso de puesta en marcha del sistema presentando los detalles del proceso de calibración y ajuste mediante dos experimentos; por último, en la sección 4.6 se presenta tanto la evaluación experimental, como los resultados de las pruebas de concepto realizadas con el sistema propuesto para la detección y localización de un modelo de aorta y un modelo de aneurisma que imitan un aneurisma aórtico abdominal.

4.1. EXPLICACIÓN DE LA PROBLEMÁTICA

Un aneurisma es una dilatación localizada en un vaso sanguíneo que es permanente e irreversible [4.1]. Los aneurismas pueden aparecer en cualquier parte del cuerpo, como se puede observar en la figura 4.1, siendo más probables en ciertas zonas, como por ejemplo en las extremidades inferiores, en la cabeza, el cuello, el abdomen o el tórax [4.2]. Los aneurismas pueden aparecer a cualquier edad, tienen una incidencia similar en ambos sexos y, como son difíciles de diagnosticar, pueden ser una enfermedad tan grave que si no se tratan pueden incluso producir la muerte [4.3]. La importancia de los aneurismas está relacionada con su ubicación y su tamaño. Los aneurismas que se sitúan en el cuello y en las extremidades superiores suelen ser asintomáticos, pero debido a su tamaño y apariencia estética son los que más se tratan. Los aneurismas que aparecen en el tórax o en el abdomen también suelen ser asintomáticos y, en comparación con los torácicos, los abdominales son más propensos a complicaciones procedentes de la dilatación de las venas, como pueden ser las hemorragias gastrointestinales y tromboembolismos. En las extremidades inferiores comúnmente se desarrollan aneurismas poplíteas (situados en la parte posterior de la rodilla), que son los más comunes de todos los aneurismas profundos de las extremidades. Este tipo de aneurisma se detecta cuando se realizan exámenes en pacientes con enfermedades tromboembólicas o de insuficiencia venosa crónica. Actualmente se conocen las complicaciones alrededor de los aneurismas, ya que están muy reconocidos, pero el origen y el desarrollo de la enfermedad sigue siendo poco conocido [4.4].

Dentro de los aneurismas, uno de los más importantes debido a su alta mortalidad es el aneurisma aórtico abdominal (AAA). Se denomina AAA cuando por causa de una debilidad en las paredes de la aorta que se sitúa en el abdomen, ésta se ensancha de forma anormal, alcanzando un tamaño mayor al 50% de su diámetro [4.9], [4.10], por lo que se diagnostica un AAA cuando el diámetro de la aorta es de 30 mm o más [4.1], tomando como referencia que para un hombre de edad avanzada el diámetro de la aorta abdominal infrarrenal es de 15 a 24 mm [4.1], [4.11]. De media, se estima que los AAA crecen alrededor de 0.3 – 0.4 cm al año [4.12]. Este tipo de aneurisma es una de las enfermedades aórticas más comunes [4.13], siendo más frecuente en personas mayores y pudiendo ser mortales si no llegan a tratarse adecuadamente [4.14]. Como se ha comentado

anteriormente, la mayoría de los AAA son asintomáticos y se diagnostica de forma casual mediante un examen físico o mediante imágenes. Algunos pacientes pueden presentar síntomas si los AAA no se han roto, como dolor lumbar, dolor abdominal, dolor en el flanco, dolor pulsátil en la ingle o, si son grandes, se puede detectar una masa pulsátil. Los síntomas de dolor derivan de la compresión de las estructuras peritoneales y retroperitoneales adyacentes a los aneurismas, lo que causa dolor somático y visceral. Los síntomas que presentan los aneurismas que se rompen están relacionados con dolor abdominal o de espalda intenso, hipotensión y shock [4.9], [4.14]. Los AAA involucran las tres capas de la pared arterial (por lo que se denominan verdaderos aneurismas), a diferencia de un pseudoaneurisma que solo involucra una capa de la pared arterial. El tipo más común de AAA presenta forma fusiforme y se forma por un debilitamiento en la circunferencia de la aorta. Un tipo menos común de AAA muestra una apariencia sacular, que aparece con forma de bolsa debido al debilitamiento focal de un lado de la pared aórtica. Con relación a la ubicación del AAA con respecto a las arterias renales, éstas pueden ser suprarrenal, yuxtarenal e infrarenal, siendo la infrarenal la ubicación más común. Tanto la diferenciación de la anatomía del AAA como su ubicación es importante, ya que esto influye no solo en las decisiones de tratamiento, sino también en su reparación [4.14]. Para una mejor comprensión de la morfología y la ubicación de los AAA, en la figura 4.2 se muestran unos dibujos aclaratorios.

Los factores de riesgo de este tipo de aneurisma se dan en personas mayores de 75 años, de raza blanca, de sexo masculino, con antecedentes familiares, fumadoras, con enfermedades vasculares previas, con hipertensión mal controlada y con hipercolesterolemia [4.9], [4.14]. De hecho, el AAA está directamente asociado con el tabaquismo y la enfermedad cerebrovascular [4.14]. Una rotura de los AAA sucede cuando las tensiones de la pared actúan exceden la resistencia a la tracción de la pared aórtica abdominal degenerada [4.16]. El riesgo de rotura del AAA es proporcional a su tamaño y su tasa de crecimiento [4.9], presentando un mayor riesgo de rotura en mujeres en comparación con hombres que tengan un AAA del mismo diámetro. Esto puede ser debido a que la pared aórtica de las mujeres es más débil y tiene una mayor tensión en comparación con los hombres [4.14]. Los factores de riesgo asociados a la rotura de un aneurisma están relacionados con el tamaño del mismo, el espesor de la pared y el estrés biomecánico que se ejerce sobre la pared donde se ha formado el aneurisma [4.14]. El riesgo anual que se estima para la tasa de rotura del AAA es de aproximadamente un 0.5%

para diámetros inferiores a 4.0 cm, un 1% para diámetros de 4.0 – 4.9 cm, un 11% para diámetros de 5.0 – 5.9 cm, un 26% para diámetros de 6.0 – 6.9 cm y más del 40% para diámetros mayores [4.12]. La tasa de mortalidad que conlleva una rotura de AAA es del 40 al 80%, provocando la muerte antes de llegar al hospital en más de un tercio de los pacientes [4.14]. Por estas razones, la Sociedad de Cirugía Vascular (SVS, *Society for Vascular Surgery*) recomienda considerar la reparación quirúrgica de AAA fusiformes asintomáticos que presenten un diámetro mayor de 5.5 cm en hombres y para mujeres recomienda considerar la reparación cuando los diámetros sean mayores de 5 cm. Para el caso de los AAA saculares algunos autores han intentado estimar un umbral de diámetro para la reparación de los mismos, pero debido al alto riesgo de rotura del AAA sacular se recomienda repararlos en cualquier diámetro [4.14]. Hoy en día, la determinación del riesgo de rotura del aneurisma todavía es una cuestión abierta. Aun así, para determinar la gravedad de un AAA se utiliza el criterio del diámetro máximo, que es una regla general, aunque no es un indicio fiable, ya que hay aneurismas pequeñas que se pueden romper o incluso aneurismas muy grandes que no se llegan a romper. Este criterio del diámetro máximo está basado en la ley de Laplace, donde se establece una relación lineal entre el diámetro y la tensión de la pared. La ley de Laplace se basa en geometrías cilíndricas donde sólo interviene un radio de curvatura, por lo que esta ley no puede predecir tensiones realistas en las paredes, debido a que los aneurismas presentan estructuras complejas [4.16].

El diagnóstico precoz y efectivo de los aneurismas es vital para evitar posibles complicaciones médicas. Dentro de los métodos de diagnóstico que se utilizan para detectar los AAA se encuentran los exámenes de la masa pulsátil, que se realizan mediante palpación bimanual del área supraumbilical, obteniendo más sensibilidad en la palpación abdominal para detectar los AAA cuanto mayor es el diámetro de la aneurisma. Con este método, aunque hay que tener en cuenta que la sensibilidad a la palpación también depende inversamente del tamaño de la cintura abdominal, el éxito para detectar los AAA es del 61% para los aneurismas de 3.0 – 3.9 cm, del 69% para los de 4.0 – 4.9 cm y 82% para los de 5.0 cm o más [4.1]. Generalmente los AAA se diagnostican utilizando técnicas de imagen médica, como pueden ser radiografías, ecografías, tomografías computarizadas y/o resonancias magnéticas. El método que más se utiliza para evaluar los AAA, así como realizar su seguimiento y evolución, es la ecografía. Se trata de un método de imagen económico y simple, donde se pueden evaluar de forma no invasiva y con bastante

precisión el diámetro de la aorta. Cuando un aneurisma alcanza un tamaño considerable y puede provocar complicaciones serias en el paciente, se debe proceder a una cirugía. En este caso suele ser habitual utilizar técnicas de imagen médica basadas en tomografía computarizada o bien en resonancia magnética, ya que ambas técnicas permiten obtener imágenes vasculares de alta resolución, facilitando que se pueda realizar un diagnóstico preciso, así como una mejor evaluación preoperatoria para establecer el tratamiento más indicado a seguir, habitualmente cirugía endovascular o abierta [4.1], [4.10], [4.17].

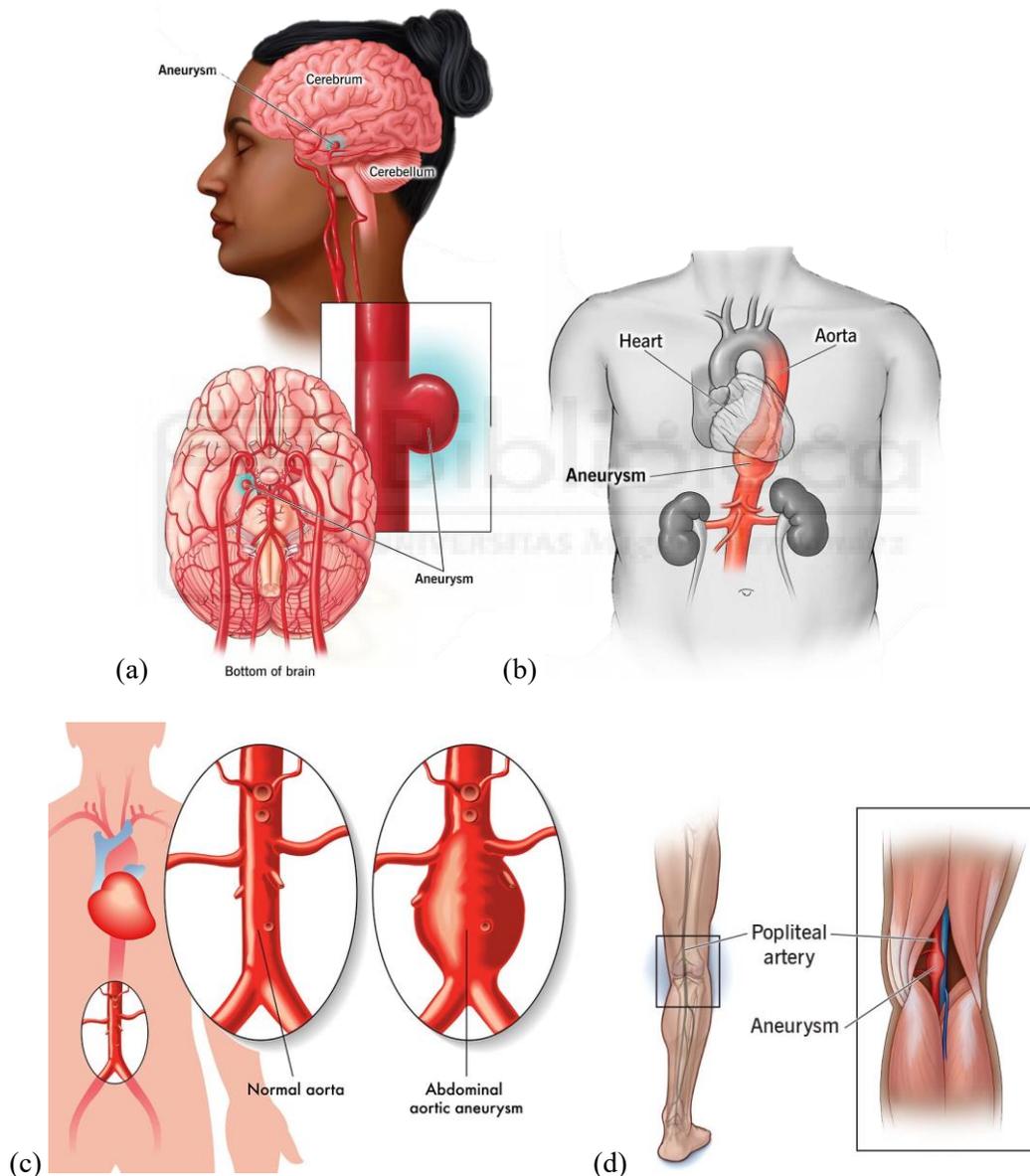


Figura 4.1. Tipos de aneurisma: (a) Aneurisma cerebral [4.5]; (b) Aneurisma de aorta torácica [4.6]; (c) Aneurisma de aorta abdominal [4.7]; (d) Aneurisma poplíteo [4.8].

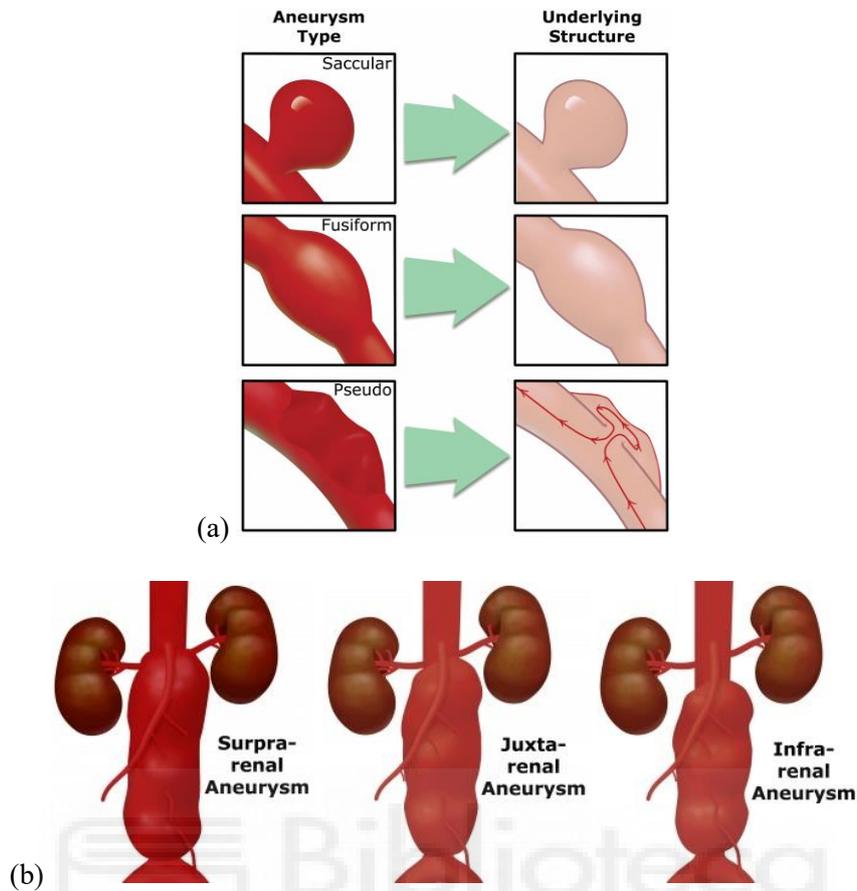


Figura 4.2. Tipos de AAA según: (a) Su morfología sacular (arriba), fusiforme (medio) y pseudoaneurisma (abajo); (b) Su ubicación suprarrenal (izquierda), yuxtarenal (medio) e infrarenal (derecha) [4.15].

Las técnicas de diagnóstico de los AAA basadas en imágenes médicas tienen un gran asentamiento hoy en día y están muy estandarizadas. Pese a su amplia implantación, estas técnicas presentan una serie de inconvenientes que pueden limitar su ámbito de aplicación. La ecografía está limitada por un bajo contraste y una baja resolución en las imágenes que se adquieren de la aorta [4.17], [4.18]. La tomografía computarizada requiere de una exposición tanto a radiaciones ionizantes como a agentes de contraste, por lo que su uso en el tratamiento y seguimiento de la enfermedad, así como en ensayos clínicos, está limitado. Por último, la resonancia magnética también presenta algunos inconvenientes, como su alto coste o su gran tiempo de exploración, entre otros [4.18]. Debido a estos inconvenientes, en los últimos años se están investigando e implantando otras técnicas alternativas que permitan superar las limitaciones de los métodos tradicionales. Una de las técnicas más ampliamente investigada se centra en la generación

de imágenes médicas a partir de señales en el rango de frecuencias de las microondas, debido a los grandes beneficios que presenta esta tecnología.

En la actualidad se han desarrollado distintos dispositivos y prototipos de imagen médica basados en microondas para diferentes aplicaciones. En el caso de la detección de aneurismas, se pueden encontrar trabajos relacionados con sistemas de imagen médica por microondas asociados a aneurismas cerebrales, donde se han realizado importantes avances en la detección de hemorragias cerebrales mediante estas técnicas de imagen médica [4.19], [4.20], [4.21] y [4.22]. Hasta donde se ha podido comprobar, no se han publicado estudios sobre la aplicación de técnicas de imagen médica por microondas para el diagnóstico de AAA. Es por ello por lo que, en este capítulo se propone un prototipo de sistema de imagen médica por microondas basado en radar para el diagnóstico de AAA. Este sistema se ha ajustado para realizar medidas de forma precisa de la posición de artefactos situados a diferentes distancias y posiciones en entornos planos, emulando las diferentes posiciones donde se puede encontrar un AAA. La configuración que se ha implementado para la evaluación de las imágenes médicas y la detección de AAA incluye modelos sintéticos que simulan la propia aorta y el aneurisma. Para demostrar la capacidad del sistema en la evaluación y detección de AAA, se ha analizado el modelo de aorta y aneurisma en diferentes posiciones dentro del espacio de trabajo y se han obtenido las imágenes médicas correspondientes, pudiendo detectar y ubicar en todos los casos analizados el posible AAA.

4.2. DISEÑO DE LA ANTENA

4.2.1. DISEÑO Y OPTIMIZACIÓN DE LA ANTENA

La antena propuesta para la nueva aplicación que se pretende desarrollar a lo largo de este capítulo se basa en una antena monopolo impresa de tipo rectangular con alimentación microstrip. En este caso, el diseño de la antena es sencillo y se han realizado diferentes modificaciones en su geometría para cumplir con los mismos objetivos que se han tenido en cuenta en el diseño de la antena coplanar, es decir, una antena que presente

un tamaño compacto, una frecuencia mínima de funcionamiento lo más baja posible y el mayor ancho de banda posible. El diseño de la antena parte inicialmente de una geometría rectangular y, en simulación, se ha realizado un estudio paramétrico basado en la modificación de la geometría de la antena, similar al que se ha seguido en el caso de la antena anterior, donde se han incorporado unos *slots* o ranuras rectangulares en el plano de tierra para poder incrementar el ancho de banda. El diseño y optimización de la antena se ha realizado con el software de simulación electromagnética HFSS (versión 2021) de Ansys, en el que se ha utilizado el método FEM.

Tabla 4.1. Parámetros y dimensiones de la antena de partida.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
W_{sub}	20.00	L_1	19.00	W_{PT}	20.00
L_{sub}	30.00	W_{LT}	0.74	G	2.00
W_1	19.00	L_{LT}	10.50		

Un aspecto importante que se ha tenido en cuenta en el diseño de la antena es su tamaño máximo, que en este caso viene impuesto por la aplicación final, teniendo que ser éste de $20 \times 30 \text{ mm}^2$. Teniendo en cuenta que dicho tamaño corresponde a la dimensión total del sustrato, las dimensiones del parche y los demás elementos que componen la antena deben ser inferiores a ese límite máximo impuesto por el diseño. Este tamaño se ha seleccionado de cara a la aplicación final, ya que se pretende disponer del menor tamaño posible de las antenas para que quepa la mayor cantidad de éstas sobre el espacio de medida, considerando que hay que dejar un espacio suficiente entre ellas para que no haya acoplamiento ni interferencias en la radiación. Al utilizar un tamaño de partida del sustrato de $20 \times 30 \text{ mm}^2$, se necesita que el parche sea lo más grande posible, dentro de las limitaciones de tamaño, ya que, de los objetivos que se han definido, uno de ellos es obtener una frecuencia mínima de funcionamiento lo más baja posible. Por ello, en este caso se va a utilizar un tamaño de parche de $19 \times 19 \text{ mm}^2$, que si se aplica la fórmula de diseño expuesta en (3.1), presenta una frecuencia central de funcionamiento entono a 4.8 GHz. Como en el caso de la antena coplanar diseñada previamente, para esta antena también se ha utilizado un sustrato FR-4 de bajo coste con un espesor de 0.4 mm ($\epsilon_r = 4.4$, $\tan \delta = 0.02$). Además, esta antena presenta una alimentación microstrip, por tanto, para el diseño de la línea de alimentación se han seguido las ecuaciones presentadas en [4.23], obteniendo que el ancho de la línea de transmisión es de 0.74 mm, para una

impedancia de 50Ω . Las dimensiones iniciales de la antena se muestran en la Tabla 4.1, mientras que en la figura 4.3 se muestra la geometría.

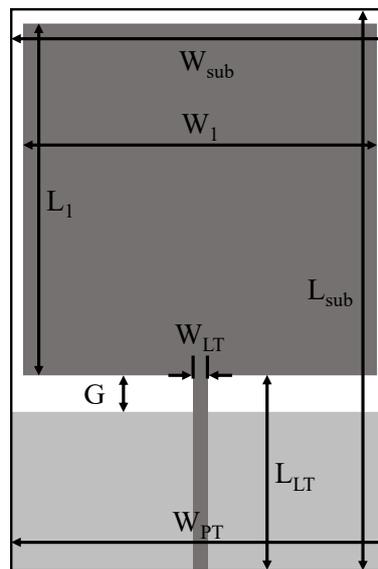


Figura 4.3. Geometría de la antena de partida (la parte gris clara es el plano de tierra y la parte gris oscura es la línea de alimentación y el parche radiante).

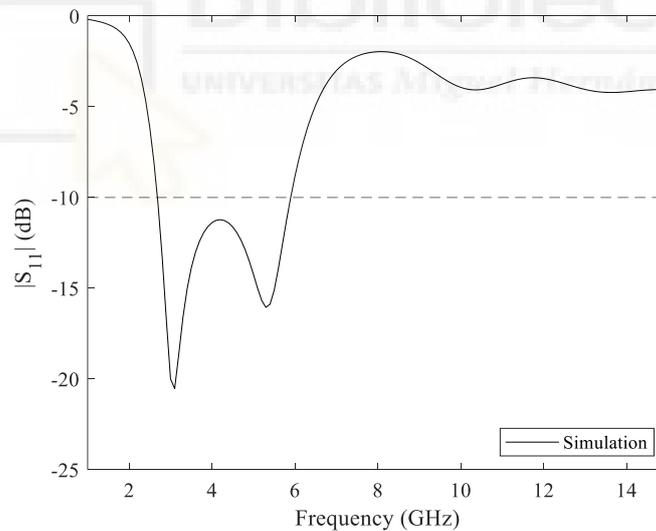


Figura 4.4. Módulo del coeficiente de reflexión de la antena monopolo rectangular inicial con las dimensiones teóricas.

Una vez que se han obtenido las dimensiones de la antena se procede a su simulación con el programa HFSS para obtener la respuesta inicial de la misma. En la figura 4.4 se muestra el resultado obtenido. Como se puede observar, la respuesta de la antena está centrada en torno a la frecuencia de diseño de 4.8 GHz, además la antena presenta inicialmente una buena adaptación, ya que con este tipo de alimentación

microstrip se consigue un $|S_{11}| < -10$ dB. Si se compara dicha simulación con la obtenida con la antena coplanar inicial (figura 3.2), se observa que se consigue una mejor adaptación con la alimentación microstrip. Asimismo, la frecuencia mínima de funcionamiento se encuentra por debajo de 3 GHz, lo que facilita el aprovechamiento del ancho de banda del sistema, por lo que se asume como buen punto de partida el diseño inicial de la antena, y se procede a la realización de la optimización de la misma con el objetivo de mejorar su respuesta. En la figura 4.5 se muestra la geometría final de la antena propuesta, donde se ha incluido unas ranuras o *slots* en el plano de masa, y en la Tabla 4.2 sus dimensiones.

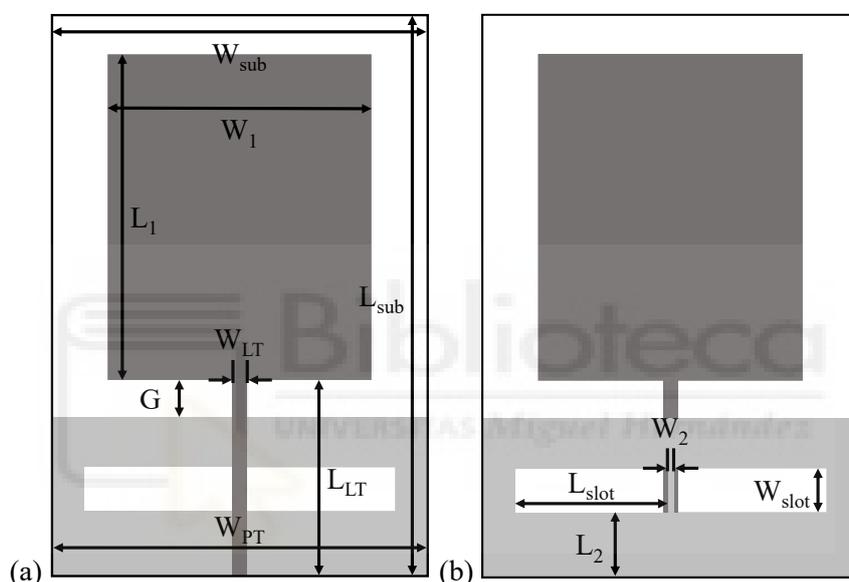


Figura 4.5. Antena propuesta (la parte gris clara es el plano de tierra y la parte gris oscura es la línea de alimentación y el parche radiante): (a) Parte delantera; (b) Parte trasera.

Tabla 4.2. Parámetros y dimensiones de la antena propuesta.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
W_{sub}	20.00	W_2	0.30	W_{LT}	0.70
L_{sub}	30.00	L_2	3.50	L_{LT}	10.50
W_1	14.00	W_{slot}	2.30	W_{PT}	20.00
L_1	17.40	L_{slot}	8.10	G	2.00

El proceso de diseño que se ha seguido en esta antena se puede dividir en dos partes, una primera parte centrada en la optimización de todos los parámetros de la antena inicial, y una segunda parte enfocada en la optimización de dos ranuras o *slots* situados

en el plano de masa. La metodología que se ha empleado en la optimización de la primera parte incluye, en este orden, la optimización del parche rectangular, de la línea de transmisión y del plano de masa, con el objetivo de obtener el mayor ancho de banda posible. Para poder cumplir con las especificaciones de diseño y mejorar la respuesta de la antena, en la segunda parte del diseño se han incorporado dos *slots* en el plano de masa y se ha realizado, siguiendo este orden, una optimización de las dimensiones de dichos *slots*, de la separación entre ambos y de su posición en el plano de tierra, con el objetivo de poder incrementar el ancho de banda de la antena y reducir la frecuencia mínima de funcionamiento.

En la literatura hay diversos trabajos donde se diseñan antenas de parche que incluyen diferentes topologías de *slots* en la superficie de la antena [4.24], [4.25], [4.26]. El uso de los *slots* permite mejorar algunas características de la antena en función de la aplicación final, como puede ser la ganancia o el ancho de banda [4.27], [4.28]. En este caso, la introducción de los *slots* en el plano de tierra se realiza con la inserción de dos ranuras rectangulares sobre el cobre del substrato, con el fin de poder incrementar el ancho de banda de la antena inicial en las frecuencias superiores, debido al pequeño tamaño de presentan los *slots*. Variando las dimensiones del *slot* (largo y ancho), así como su posición dentro del plano de tierra, se puede analizar el efecto que tiene esta geometría sobre el coeficiente de reflexión de la antena. Para poder determinar las dimensiones iniciales del *slot*, se debe utilizar el principio de Babinet.

El principio de Babinet es un teorema por el cual se resuelve dos pares de problemas que están conectados porque son complementarios [4.29]. En óptica este principio establece que, cuando el campo en cualquier punto situado detrás de una pantalla que presenta una apertura se suma al campo en el mismo punto cuando se sustituye por una pantalla complementaria, en ese punto la suma es igual al campo cuando no hay una pantalla presente. En este caso se denominan estructuras complementarias a aquellas cuya combinación forme una única pantalla sólida sin superposiciones [4.30], [4.31]. El principio de Babinet se encuentra en la base de muchas antenas y, en electromagnetismo, se utiliza para demostrar que una antena se puede realizar tanto en su versión dipolo como en su versión *slot*, teniendo en ambos casos la misma radiación, y donde también se hace referencia a la equivalencia entre un objeto plano y su pantalla complementaria. Al ser ambas estructuras iguales y ser conductores eléctricos perfectos,

tanto el medio de alrededor del *slot*, como la impedancia del mismo no debería modificarse con respecto a su dipolo complementario [4.32].

En [4.33] y [4.34] se muestra la versión completa del principio de Babinet para electromagnetismo, donde se puede ver un resumen del procedimiento descrito en [4.33], mostrado en la figura 4.6, que se comentará a continuación. En la práctica, no se pueden realizar conductores que son infinitos, planos y muy delgados, pero si se pueden aproximar. Si se introduce un *slot* en un conductor plano, que en comparación con la longitud de onda y las dimensiones del *slot* es grande, el comportamiento que predice el principio de Babinet se puede desarrollar. Por tanto, a partir de este principio y su extensión, un dipolo muy delgado de $\lambda/2$ es la estructura complementaria del *slot*, tal y como se puede observar en la figura 4.6. Para que el *slot* pueda resonar se deben escoger las dimensiones correctas del dipolo (que es su complementario) para que éste también sea resonante. Con respecto a las propiedades de impedancia del *slot* pueden no estar tan afectadas por las dimensiones finitas del plano como si su radiación, es decir, el diagrama de radiación de un *slot* es igual que el dipolo, pero los campos E y H están intercambiados [4.31].

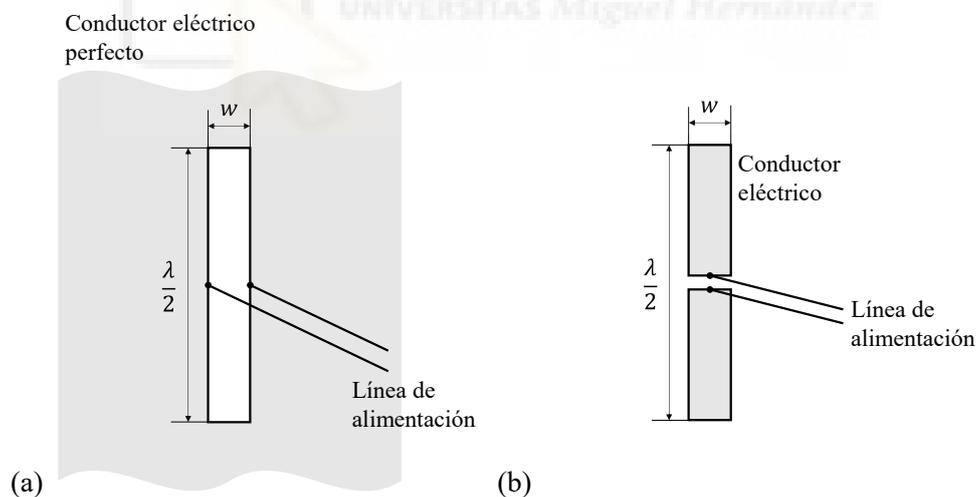


Figura 4.6. Representación de un *slot* delgado de longitud $\lambda/2$ en una pantalla eléctrica y su complemento, dipolo: (a) *Slot* delgado $\lambda/2$; (b) Dipolo plano $\lambda/2$.

Basándose en el principio de Babinet para determinar las dimensiones iniciales de los *slots* se utiliza un dipolo impreso de longitud L que corresponde a una dimensión de $\lambda/2$, donde cada uno de sus brazos presenta una longitud de $L/2$, que es equivalente a una dimensión de $\lambda/4$. Por tanto, para obtener la longitud total de un dipolo se sigue la

ecuación expuesta en (3.1), y para obtener la longitud de cada uno de los brazos el resultado se divide entre dos. Como los dipolos impresos y las antenas de parche rectangulares difieren geoméricamente entre ellas en su relación largo-ancho, para calcular el ancho del dipolo se suele utilizar un ancho inferior a 0.05λ [4.35]. Teniendo en cuenta cómo se realiza el cálculo de las dimensiones de los *slots*, y tomando una frecuencia de diseño inicial de 7 GHz, se obtiene que la longitud de cada *slot* es de 6.52 mm. En el caso del ancho de los *slots*, como la dimensión debe ser inferior a 0.05λ , siendo $\lambda = c/(f_r\sqrt{\epsilon_{reff}})$, para la frecuencia de diseño el ancho máximo permitido es de 1.30 mm. El ancho escogido inicialmente es de 0.74 mm, correspondiendo al mismo ancho que presenta la línea de transmisión y siendo inferior al máximo del ancho permitido que se ha calculado para la frecuencia de diseño. Por tanto, en el diseño teórico de partida, los *slots* presentan una dimensión de $6.52 \times 0.74 \text{ mm}^2$ cada uno.

Una vez diseñados los *slots* se procede a la optimización de las dimensiones de la antena. Como ejemplo de la optimización que se ha realizado, en la figura 4.7 se muestran los resultados obtenidos para las variables G y L_{slot} . Las variables que se han seleccionado en este caso son las más representativas, que han marcado una gran influencia en la respuesta de la antena. Para una mejor comprensión de los resultados mostrados, se ha marcado la dimensión elegida con un grosor mayor.

Si se analizan las respuestas obtenidas de la variable G correspondiente a la separación entre el parche y el plano de tierra, se puede observar que dicha variable ejerce una gran influencia en la adaptación de la antena, sobre todo en torno a los 3 – 8 GHz, mejorando o empeorando la adaptación en función de la dimensión escogida. Si la variable presenta una dimensión mayor o menor en comparación con la inicial, la adaptación puede ser mejor o peor en alguna de las partes del ancho de banda de la antena. Analizando las frecuencias superiores, se puede observar que a partir de unos 9 GHz todas las respuestas obtenidas no presentan un gran cambio en la adaptación, al igual que sucede en las frecuencias bajas. A la vista de los resultados obtenidos, las dimensiones que mejor se adaptan a los objetivos de diseño son las dimensiones de 1.6, 2 y 2.4 mm.

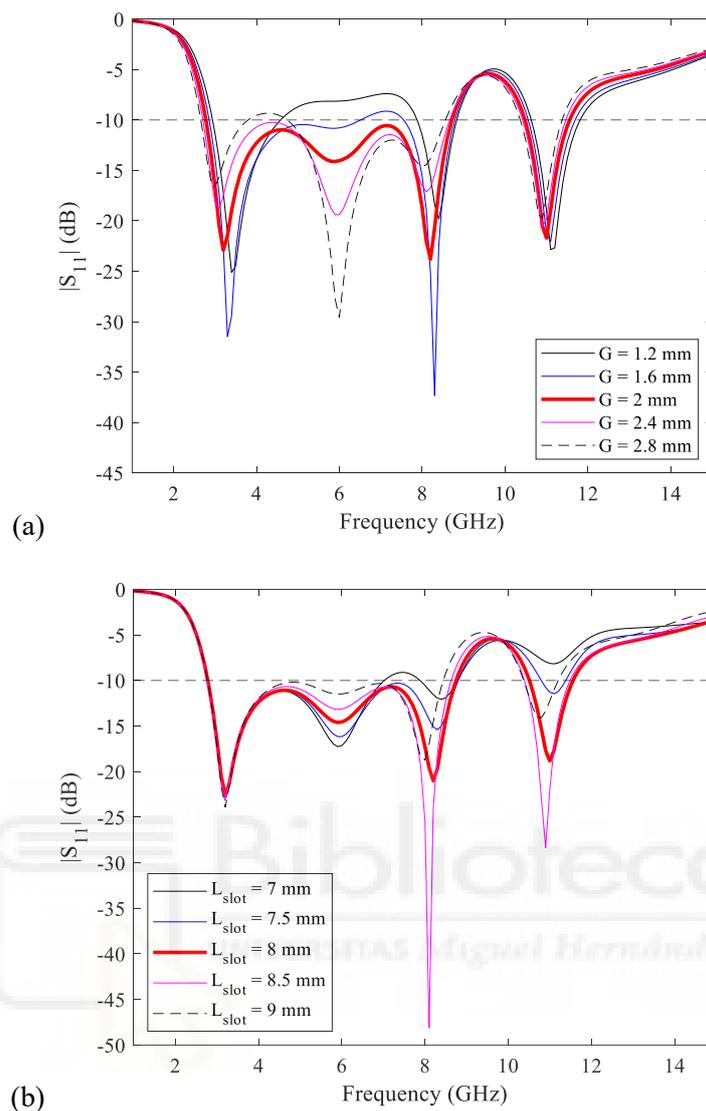


Figura 4.7. Módulo del coeficiente de reflexión de la antena para diferentes valores de las variables: (a) Separación entre el parche y el plano de tierra (G); (b) Longitud de los *slots* (L_{slot}).

Si se analiza la respuesta de la variable G cuando presenta una dimensión de 1.6 mm, se puede ver que la frecuencia mínima de funcionamiento es la más alta en comparación con las otras dimensiones, aunque presentan unos valores muy parecidos entre ellas. También se observa que en torno a los 6 – 8 GHz la señal supera los -10 dB, que se han tomado como referencia para determinar el buen funcionamiento de la antena, por tanto, este sería un claro motivo para desechar esta dimensión. Si se evalúa la respuesta obtenida con una dimensión de 2 mm, se puede observar que la frecuencia mínima de funcionamiento, en este caso, se encuentra en medio de las otras dimensiones que se están evaluando. Además, si se analiza la respuesta de la antena en torno a las

frecuencias de 3 – 8 GHz, se puede ver claramente que la adaptación de la antena es adecuada. Con respecto a las frecuencias superiores, se puede observar que alrededor de los 8 – 9 GHz la frecuencia máxima es igual que en el caso de la dimensión de 2.4 mm, por lo que el ancho de banda conseguido con esta dimensión es bastante bueno. Si se tiene en cuenta la banda de frecuencia superior que está entre los 10 – 12 GHz, se puede observar que para esta dimensión se obtiene un ancho de banda de 1.1 GHz, aunque dicha banda no se utilizará en la aplicación final de imagen médica.

Por último, considerando la respuesta obtenida para la dimensión de 2.4 mm, se puede observar que la frecuencia mínima de funcionamiento es la más baja en comparación con las otras dimensiones evaluadas, pero la frecuencia máxima obtenida en torno a los 8 – 9 GHz es la misma que la dimensión de 2 mm (como se ha comentado anteriormente) y menor que la obtenida con la dimensión de 1.6 mm. Respecto a la adaptación de la antena entre el rango de los 3 – 8 GHz, se puede ver que la señal se acerca más a los -10 dB con respecto a la dimensión de 2 mm. Esto puede suponer un problema a la hora de seguir con el proceso de optimización, debido a que es posible que alguna variable haga que la señal pueda sobrepasar los -10 dB, haciendo que el ancho de banda de la antena se reduzca. Evaluando el ancho de banda obtenido entre los 10 – 12 GHz, en este caso se obtiene un ancho de banda de 1 GHz, aunque es muy parecido al del caso anterior. Por tanto, teniendo en cuenta los resultados obtenidos con las distintas dimensiones de esta variable, sobre todo en la adaptación de la antena y en la frecuencia mínima y máxima de funcionamiento, se ha llegado a la conclusión de que la dimensión que mejor resultado proporciona y mejor se adapta a los objetivos de diseño, para este caso, es cuando la variable G presenta una dimensión de 2 mm.

Analizando las respuestas obtenidas para la variable L_{slot} que corresponde a la longitud de los *slots*, se puede ver que el comportamiento en este caso es parecido al analizado anteriormente. Donde claramente, en función de la dimensión analizada la adaptación de la antena mejora o empeora, proporcionando un mayor o menor ancho de banda en el rango de 3 – 8 GHz. Si se evalúan los resultados obtenidos para la dimensión de 7 y 9 mm, las respuestas no proporcionan un gran resultado, ya que en ambos casos se obtienen los anchos de banda más bajos en comparación con los otros resultados. Por tanto, estas dos dimensiones se descartan como una de las soluciones finales.

Si, a continuación, se evalúan las dimensiones restantes de esta variable, es decir, la de 7.5, 8 y 8.5 mm, se puede observar que todas ellas son muy parecidas y ofrecen un buen comportamiento. La frecuencia mínima en estos tres casos es la misma, pero, aunque la respuesta obtenida en todos los casos en torno a los 8 – 9 GHz es bastante parecida, para las dimensiones de 7.5 y 8 mm se obtiene un mejor resultado. En cuanto a la banda de frecuencias que hay entre 10 – 12 GHz se puede apreciar cómo se obtiene un mayor ancho de banda en el caso de la dimensión de 8.5 mm. Si se analiza el rango de frecuencias en torno a 3 – 8 GHz, para la dimensión de 7.5 y 8.5 mm se puede ver que la respuesta de la antena está más cercana a los -10 dB que se toman como referencia, por lo que adaptación en esa banda de frecuencias es mejor cuando se utiliza una dimensión de 8 mm. Por ello, aunque se obtienen unos resultados muy parecidos con estas tres dimensiones, para la variable L_{slot} se ha seleccionado una dimensión de 8 mm, ya que la adaptación de la señal en todo el rango de funcionamiento de la antena es el mejor de todos los casos que se han evaluado. Para una mejor comprensión del proceso de optimización que se ha seguido en el diseño de la antena, en la figura 4.8 se muestra una comparación de las respuestas de la antena antes y después de realizar el proceso de diseño. En la figura se observa cómo ha mejorado la respuesta de la antena tras realizar la optimización, donde en simulación se ha conseguido finalmente un rango de funcionamiento que va de los 2.8 GHz a los 8.7 GHz para un $|S_{11}| < -10$ dB, siendo el ancho de banda de unos 5.9 GHz. Para las frecuencias superiores, se ha obtenido una banda de trabajo de 10.5 GHz a 11.6 GHz, lo que supone un ancho de banda de 1.1 GHz.

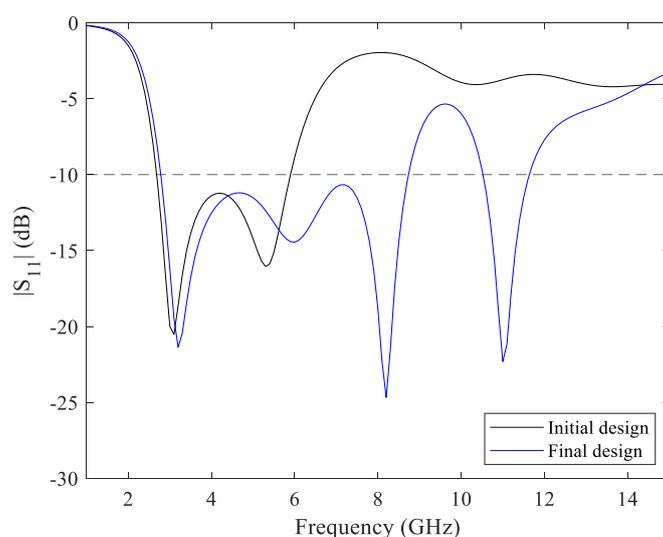


Figura 4.8. Comparación de la respuesta inicial y final de la antena propuesta.

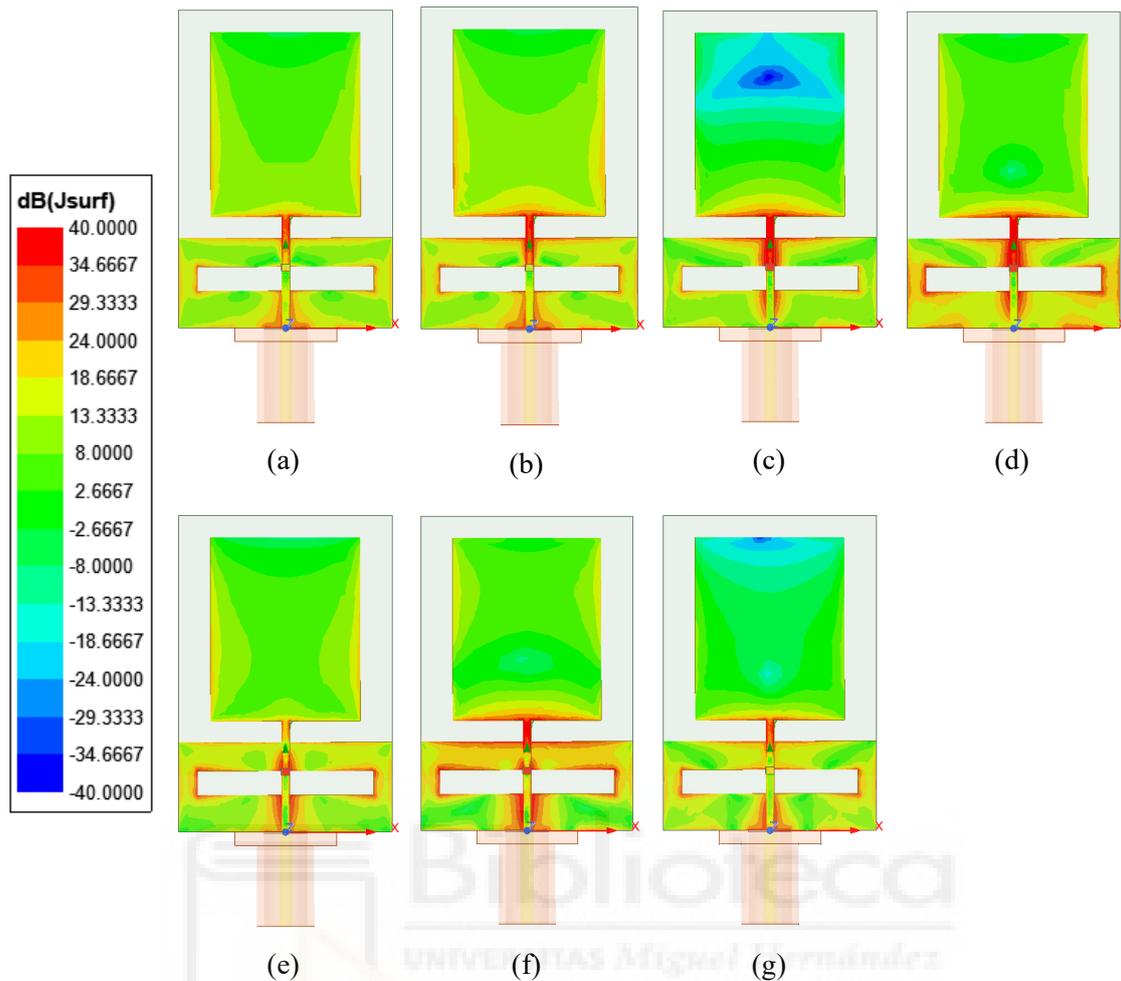


Figura 4.9. Distribución de la densidad de corriente superficial simulado de la antenna propuesta para las frecuencias: (a) 3 GHz; (b) 4 GHz; (c) 5 GHz; (d) 6 GHz; (e) 7 GHz; (f) 8 GHz; (g) 9 GHz.

Para ver el principio de radiación de la antenna propuesta y comprender su funcionamiento, se ha simulado la distribución de la densidad de corriente superficial, tal y como se ha realizado en la antenna diseñada en el capítulo anterior. Los resultados obtenidos para las frecuencias de 3 – 9 GHz, incluidas dentro del ancho de banda de la antenna, se muestran en la figura 4.9. Si se analizan los resultados obtenidos en este caso para las diferentes frecuencias, se puede observar que la corriente en las frecuencias bajas se concentra en la línea de transmisión y en el parche. A la frecuencia de 5 GHz la corriente del parche deja de tener influencia y se concentra en el plano de tierra. A frecuencias superiores el parche tiene poca influencia y la densidad de corriente se concentra en el plano de tierra, sobre todo alrededor de los *slots*, corroborando así el funcionamiento de diseño de éstos en altas frecuencias. Por último, a 9 GHz la densidad

de corriente en la antena disminuye en comparación con las otras frecuencias, debido a que el módulo del coeficiente de reflexión de la antena es superior a -10 dB.

4.2.2. FABRICACIÓN Y MEDIDA DE LA ANTENA

Tras el diseño en simulación de la antena propuesta, ésta se ha fabricado sobre un sustrato FR-4 de bajo coste siguiendo la misma técnica de fabricación que la antena anterior, es decir, fotolitografía y ataque químico. El prototipo fabricado, que presenta un tamaño final de 20 x 30 mm², se muestra en la figura 4.10.

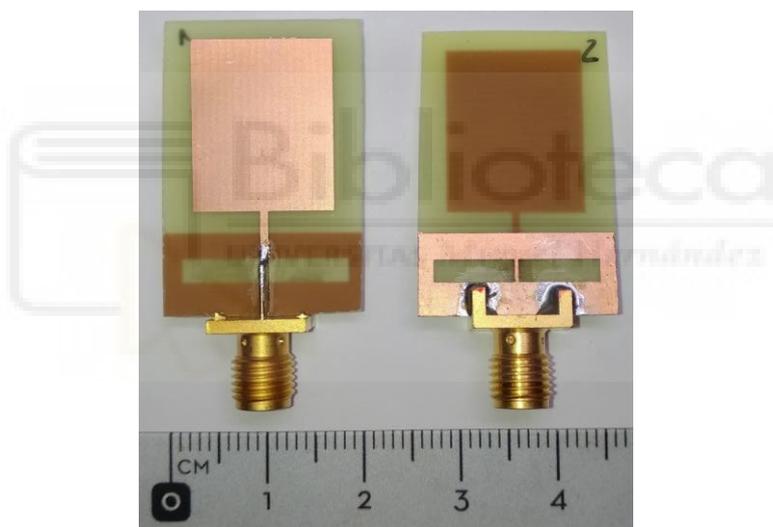


Figura 4.10. Fotografía de la antena fabricada, parte delantera (izquierda) y parte trasera (derecha).

En la figura 4.11 se puede observar el módulo del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena propuesta. Las medidas de esta antena se han realizado con el VNA E8363B de Agilent Technologies (10 MHz – 40 GHz). Como se muestra en la figura, los resultados simulados y medidos presentan una gran similitud, por lo que el proceso de diseño y optimización que se ha realizado en base a simulaciones paramétricas queda validado. Para la antena medida, el rango de funcionamiento se encuentra entre 2.7 y 9.6 GHz, medido para un $|S_{11}| < -10$ dB, lo que supone un ancho de banda de 6.9 GHz. Si se analizan las frecuencias superiores de la antena medida, también se puede ver una

banda de trabajo de 10.5 GHz a 12.1 GHz, con un ancho de banda de 1.6 GHz. Comparando estos valores con los simulados, se puede observar que en la medida se han mejorado las características de la antena. Tras estos resultados se puede decir que la antena propuesta cubre tanto los requisitos de los sistemas de banda ancha como los de las aplicaciones de imagen médica por microondas.

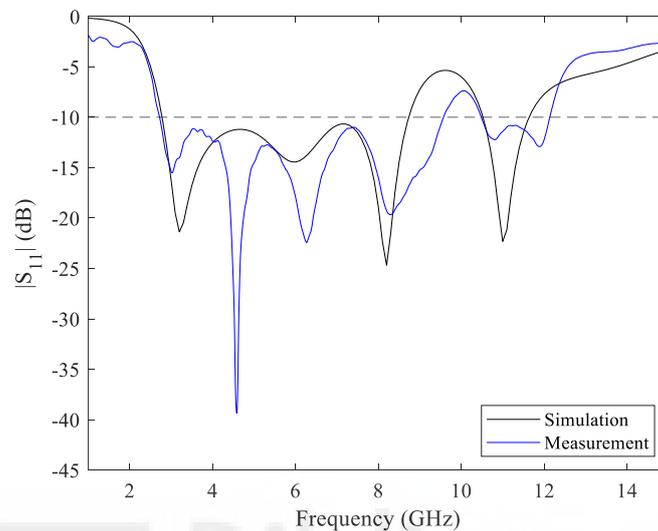


Figura 4.11. Módulo del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena propuesta.

Con respecto a los diagramas de radiación de la antena propuesta, éstos se han medido en el interior de una cámara anecoica, donde se ha utilizado una antena de bocina como referencia. En la figura 4.12 se muestra una comparación de los diagramas de radiación simulados y medidos en el plano E y H para las frecuencias de 3 – 9 GHz. En la figura se puede apreciar que las propiedades de radiación son aceptables en todo el ancho de banda de la antena. Los diagramas de radiación medidos muestran un comportamiento prácticamente omnidireccional en el plano H y bidireccional en el plano E, típico de este tipo de antenas monopolo. Con respecto a los diagramas simulados se observa que presentan una buena concordancia con los medidos, especialmente a las frecuencias más bajas.

Dentro del proceso de caracterización de la antena se ha realizado la medida de la ganancia. En la figura 4.13 se muestran los resultados obtenidos de la ganancia simulada y medida de la antena propuesta. Como se puede observar, ambas respuestas son parecidas y siguen la misma tendencia. La ganancia medida varía entre 1.4 y 3.0 dBi para todo el ancho de banda. Como se ha comentado en el capítulo anterior, la medida de la eficiencia es compleja, por lo que solamente se han obtenido sus valores simulados,

mostrado también en la figura 4.13. En este caso, la eficiencia de radiación simulada se mantiene por encima del 65% para todo el rango de funcionamiento, por lo que se puede considerar como una buena antena.

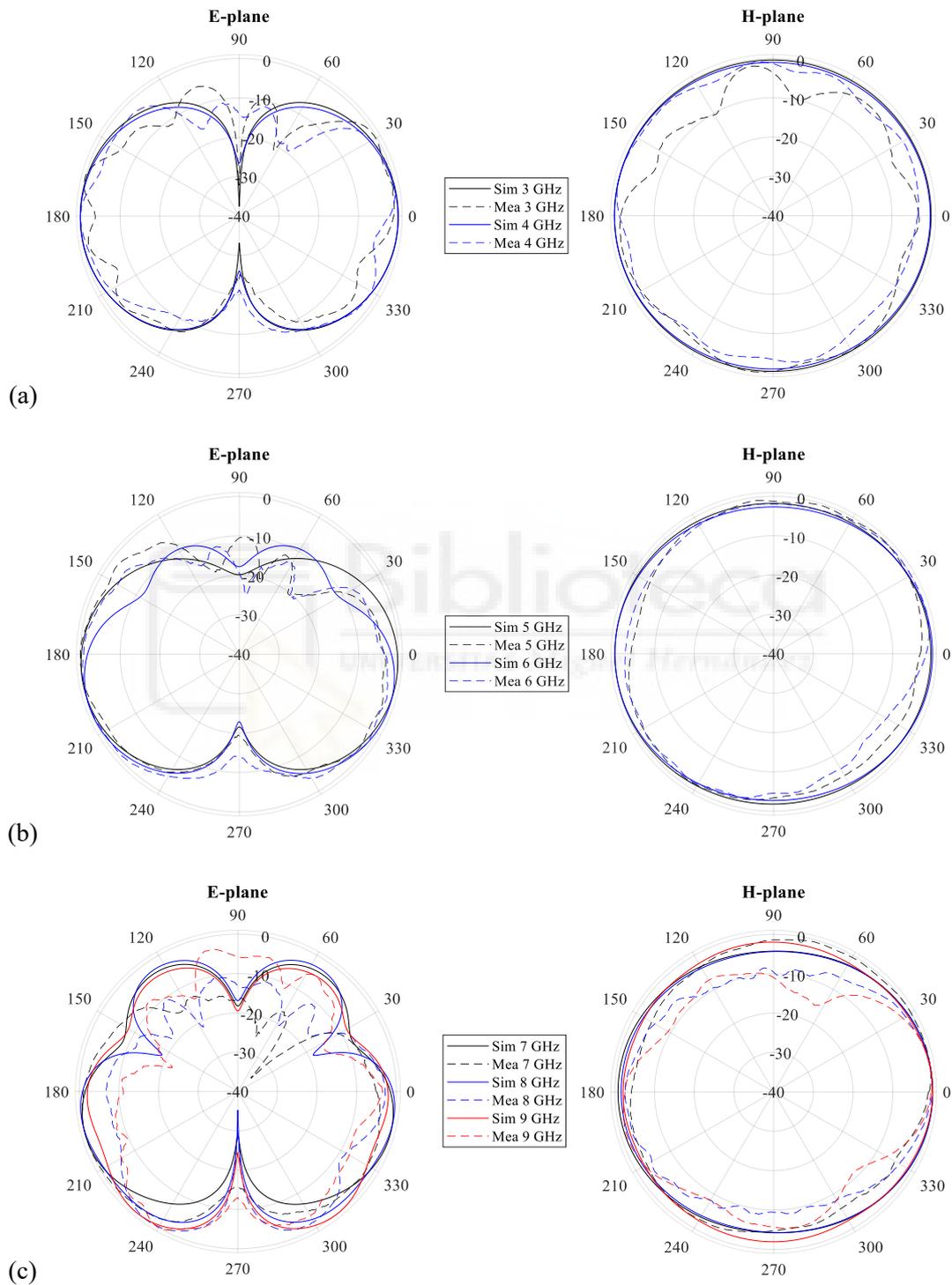


Figura 4.12. Diagramas de radiación de los planos E y H simulados y medidos de la antena propuesta: (a) 3 y 4 GHz; (b) 5 y 6 GHz; (c) 7 – 9 GHz.

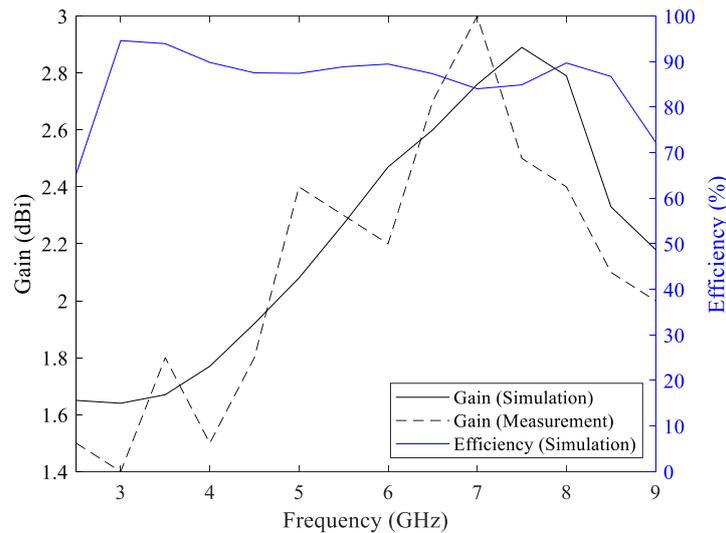


Figura 4.13. Ganancia simulada y medida, y eficiencia de radiación simulada de la antena propuesta.

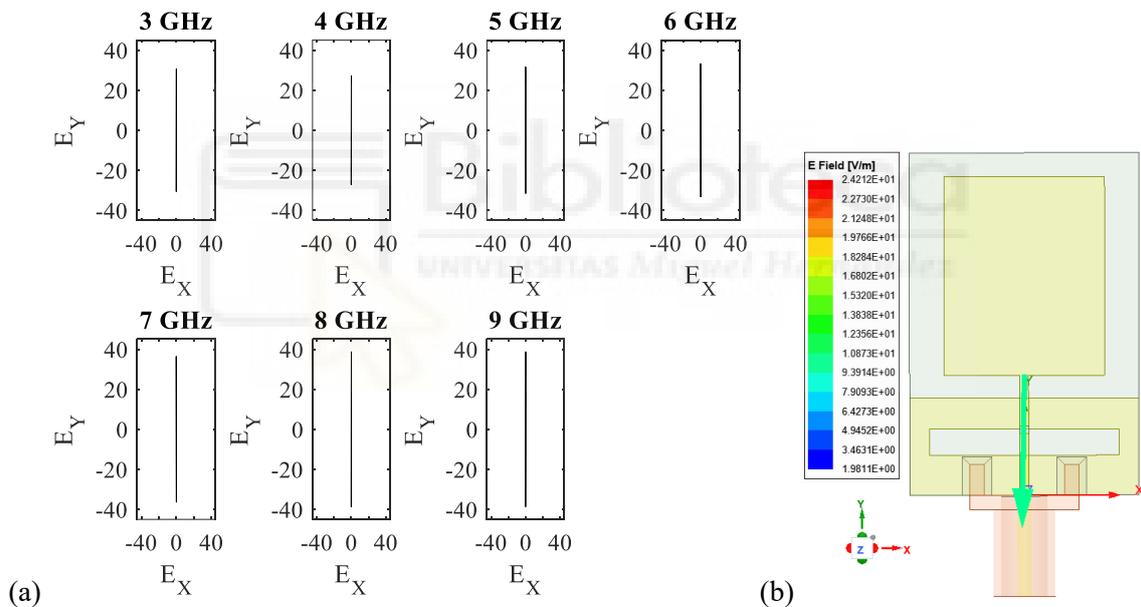


Figura 4.14. (a) Polarización, en simulación, de la antena propuesta para las frecuencias de 3 – 9 GHz. (b) Orientación y polarización a 3 GHz y fase 0 grados de la antena en el software de diseño.

Por último, dentro del proceso de caracterización de la antena en el dominio de la frecuencia, se ha realizado en simulación el cálculo de la polarización. En la figura 4.14 se muestra la polarización de la antena propuesta para las frecuencias de 3 – 9 GHz. También se ha incluido una imagen de la antena en el software de simulación para aclarar la orientación que presenta la antena en el eje X e Y, en concreto se representa la polarización a la frecuencia de 3 GHz para una fase de 0 grados. En la figura 4.14 (a) se

puede observar la polarización de las frecuencias comentadas anteriormente. Para realizar la representación de la polarización se ha obtenido el valor escalar del vector de campo E en el eje X e Y para campo lejano, donde en las gráficas los ejes no presentan magnitud. Las gráficas se han ajustado para que presenten la misma orientación que tiene el diseño de la antena de la figura 4.14 (b). En este caso, la antena presenta una polarización lineal con orientación vertical en todo el rango, al igual que la antena del capítulo anterior.

4.2.3. ANÁLISIS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

En este apartado se presenta el rendimiento de la antena propuesta en el dominio del tiempo, puesto que su aplicación final forma parte de un sistema de imagen médica por microondas que se basa en la transmisión y recepción de pulsos temporales estrechos. Para ello, se han realizado diferentes pruebas en la transmisión de dos antenas idénticas, siguiendo el mismo procedimiento que se ha expuesto en el capítulo 3.

El *set-up* que se ha utilizado para realizar las medidas está compuesto por dos antenas idénticas situadas en el interior de una cámara anecoica y enfrentadas cara a cara (*face to face*) (donde una actúa como transmisora y otra como receptora). Para asegurar que la transmisión es en campo lejano se han separado las antenas 30 cm entre sí. Con el VNA se ha medido el parámetro de transmisión y, a continuación, se han evaluado los resultados obtenidos. Este estudio se ha realizado también en simulación.

En la figura 4.15 se muestra, para todo el ancho de banda de la antena, una comparación del $|S_{21}|$ en simulación y en medida. En la figura se puede observar que ambas respuestas tienen una tendencia similar y constante en todo el ancho de banda, apreciándose que la transmisión es aceptable. También se observa que en la medida hay un descenso de la transmisión en torno a los 3 – 4 GHz que no influye notablemente en la generación de pulsos.

En la figura 4.16 se representa la simulación y la medida de la fase del parámetro S_{21} en radianes. Como se observa, la fase es lineal en la simulación, pero en la medida la respuesta no es del todo constante.

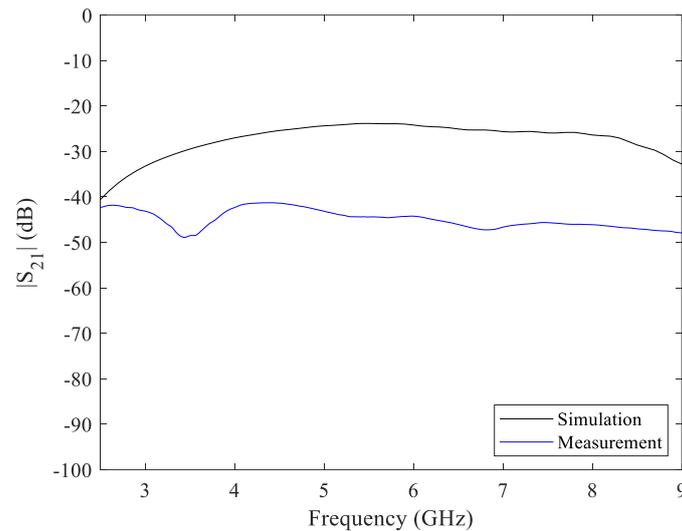


Figura 4.15. Módulo del parámetro de transmisión simulado y medido para la antena propuesta con la configuración *face to face*.

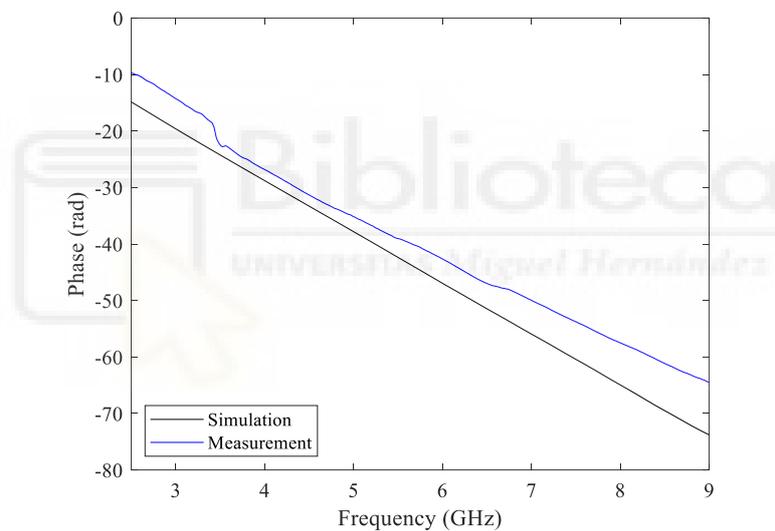


Figura 4.16. Fase (en radianes) del parámetro de transmisión simulado y medido para la antena propuesta con la configuración *face to face*.

Otro de los parámetros que se ha analizado en este estudio es el retardo de grupo de la antena propuesta tanto en simulación como en medida, tal y como puede observarse en la figura 4.17. El retardo de grupo de la antena simulada y medida son similares y casi constantes en todo el ancho de banda. De media se obtiene un retardo de grupo de 1.3 ns en simulación y 1.1 ns en medida, variando en todo el ancho de banda entre 1.3 – 1.5 ns en simulación y entre 0.8 – 1.3 ns en medida. Por tanto, los resultados indican que el sistema muestra una baja distorsión. Los resultados obtenidos del retardo de grupo en simulación y en medida son próximos al valor teórico de 1 ns cuando la separación entre

las antenas es de 30 cm. Las pequeñas diferencias que se pueden encontrar entre el valor teórico y los obtenidos pueden ser debidas a la longitud de los conectores SMA utilizados, al sustrato de la antena o a algún pequeño error en la medida de la distancia entre las dos antenas.

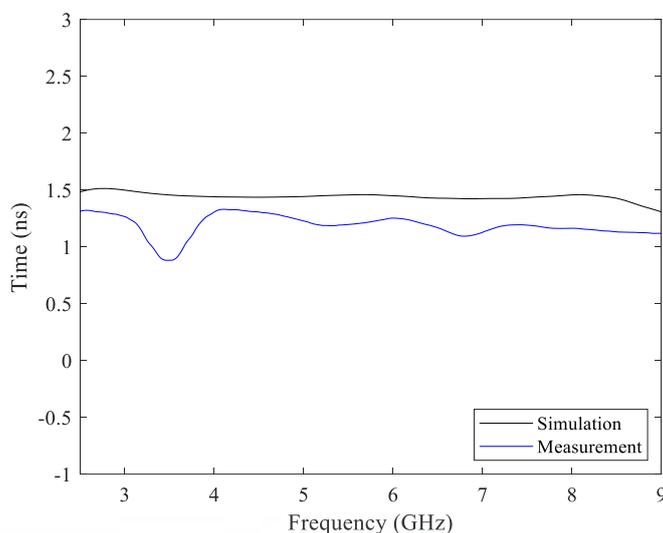


Figura 4.17. Retardo de grupo simulado y medido para la configuración *face to face*.

Para comprobar las características de la antena con señales de banda ancha, se ha analizado la transmisión de un pulso de banda ancha en la configuración bajo estudio (*face to face*). En este caso el pulso de banda ancha utilizado es la séptima derivada del pulso Gaussiano, donde se ha realizado el mismo procedimiento que se ha descrito en el capítulo 3 para la transmisión y recepción de pulsos, así como para el cálculo del SFF. El pulso transmitido y recibido en el dominio del tiempo se muestra en la figura 4.18, donde se realiza una comparación de los pulsos simulados y medidos. En este caso, para una mejor comprensión de los resultados, se ha ajustado el tiempo de transmisión del pulso recibido en simulación para hacerlo coincidir con la posición obtenida en la medida. Además, también se han normalizado los pulsos con respecto al nivel máximo de la señal. Como se puede observar, la señal recibida en ambos casos presenta una baja distorsión. Asimismo, los pulsos recibidos, tanto simulados como medidos, son muy similares entre sí, así como también con el transmitido. Analizando el pulso recibido de la medida, se puede observar que al final del pulso hay una pequeña oscilación o ruido que queda fuera de los tiempos de interés.

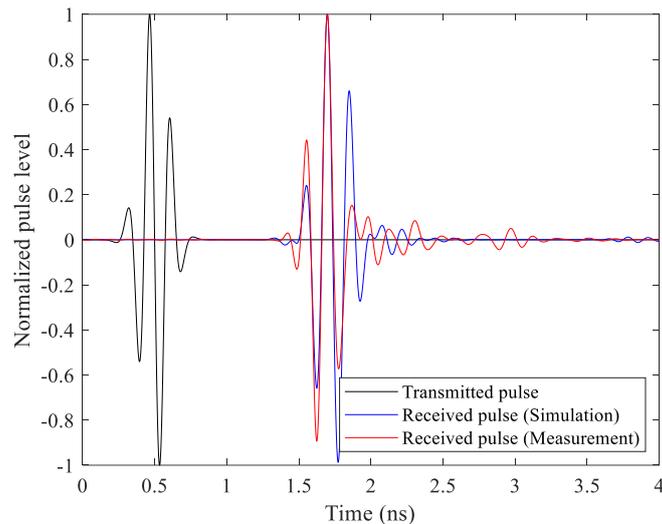


Figura 4.18. Pulso transmitido y recibido en simulación y medida para las antenas situadas *face to face*.

Para cuantificar la distorsión del sistema se ha realizado el cálculo del SFF, debido a que proporciona un análisis cuantitativo de la similitud de los pulsos transmitidos y recibidos. Para ello, se ha realizado el cálculo del SFF en simulación y en medida para la configuración *face to face*. El valor del SFF, obtenido para este sistema, es del 97.53% cuando se utiliza la función de transferencia simulada y del 96.29% cuando se utiliza el parámetro S_{21} medido. Por tanto, estos valores tan altos demuestran que el pulso transmitido y recibido son muy parecidos, lo que asegura la integridad de la señal transmitida por las antenas.

4.3. DISEÑO DEL SISTEMA (*SET-UP*)

En este apartado se presenta el sistema de imagen médica por microondas no invasivo basado en radar utilizado para la aplicación realizada, como prueba de concepto, de detección de aneurismas de aorta abdominal. El sistema ha sido calibrado y ajustado para detectar y localizar con precisión los modelos que simulan un AAA situados en distintas distancias y ubicaciones dentro de un modelo de torso.

4.3.1. PARTE HARDWARE Y SOFTWARE DEL SISTEMA

La parte hardware del sistema de medida no invasivo de imagen médica por microondas basado en radar está compuesto de 16 antenas, idénticas a las descritas anteriormente, que son independientes. Las antenas se han situado sobre un modelo de torso de plástico. En este sistema se utiliza el mismo VNA que en el sistema de detección del *brain-shift*, es decir, el modelo ZNLE6 de Rohde & Schwarz (1 MHz a 6 GHz). Además, este sistema se ha automatizado utilizando un subsistema de conmutación y control para conectar, de manera adecuada y consecutiva, todos los elementos que lo componen. En la figura 4.19 se muestra el esquema de conexiones de la parte hardware del sistema.

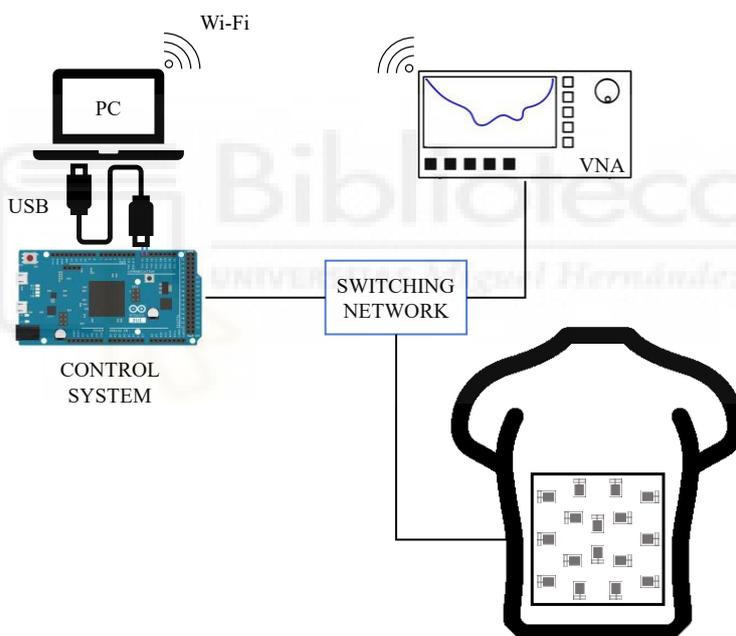


Figura 4.19. Esquema de conexión del sistema propuesto.

Como elemento principal que compone el sistema de medida están las antenas impresas monopolo de alimentación microstrip. En número de antenas, como se ha comentado anteriormente, es de 16. El número de antenas se ha aumentado con respecto al sistema del capítulo anterior, no solo para mejorar la precisión del sistema, sino también para poder cubrir toda la zona de medida. Estas antenas se han adaptado a una plancha de metacrilato de $300 \times 300 \times 2 \text{ mm}^3$ que sirve como soporte para situar las antenas encima del torso, que tiene una apertura en la zona de medida que corresponde a la zona donde

se sitúa el estómago. También se ha estudiado en simulación la disposición que deben tener cada una de las antenas, así como de la distancia de separación que se debe dejar entre ellas para que sus características de radiación y su coeficiente de reflexión no se vean influenciados por las antenas vecinas, es decir, para que no haya interferencias ni acoplamiento entre las antenas. En la figura 4.20 se muestra una fotografía del torso, la disposición de las antenas en el metacrilato y un esquema con el número correspondiente de cada antena. El torso se ha levantado unos 15 cm de la zona de media para poder facilitar la incorporación de los modelos bajo estudio, así como su medida. El sistema desarrollado es similar al que se ha utilizado en el capítulo 3 y en [4.36], con algunas modificaciones y mejoras que se han realizado para adaptar el sistema a esta aplicación.

Las antenas se han conectado a la red de conmutación, que es una de las partes del proceso de automatización del sistema. Esta red está compuesta de 5 conmutadores comerciales de RF de 4 salidas [4.37] cuyas características se han descrito en el capítulo 3. Estos conmutadores conectan secuencialmente el puerto 1 del VNA con las antenas. El consumo total de corriente de los conmutadores es de 0.5 mA. En la figura 4.21 se muestra un esquema de la conexión de la red de conmutación, donde se observa que 1 conmutador está conectado directamente al puerto 1 del VNA y sus puertos de salida están conectados a 4 conmutadores de 4 salidas cada uno, de forma que se obtiene un total de 16 salidas útiles. Para poder configurar el sistema de conmutación, se ha realizado una tabla de verdad adaptada a la nueva red. Al disponer de 16 antenas se han utilizado 17 estados, que es el resultado de la combinación de todos los estados a los que deben estar los 5 conmutadores, donde uno de estos estados es el de reposo del sistema y los otros 16 corresponden a las conexiones entre el VNA y cada antena.

Esta red de conmutación se ha conectado al sistema de alimentación y control mediante unos cables DB-9-DB-9 que se han fabricado en el laboratorio, donde se han utilizado un total de 5 hilos en cada cable, que corresponden a 3 hilos para las tensiones de control y 2 hilos para la alimentación del dispositivo. El subsistema de control se basa en el mismo Arduino Due que implementa el sistema de *brain-shift*, donde se ha modificado el programa desarrollado para incorporar la tabla de verdad correspondiente y poder activar cada antena en el momento adecuado. Este subsistema se conecta mediante el puerto USB al ordenador, que se encarga de alimentar todo el sistema. En este caso, la alimentación se realiza con una tensión de 5 V, que es la que suministra el ordenador, pero para alimentar la red de conmutación se regula dicha tensión hasta los

3.3 V. Para la conexión entre las antenas y los conmutadores y entre los mismos conmutadores se han utilizado cables de RF [4.38], así como transiciones SMA hembra-hembra [4.39]. La conexión entre el ordenador y el Arduino se ha realizado con un cable USB-micro USB. Por último, la conexión entre el ordenador y el VNA se ha realizado con una conexión Wi-Fi mediante una red de área local privada. El subsistema de control y conmutación se ha integrado en una de las partes inferiores del sistema, y se encuentra lo suficientemente alejado de la zona de medida como para que no interfiera en las señales recibidas por las antenas.

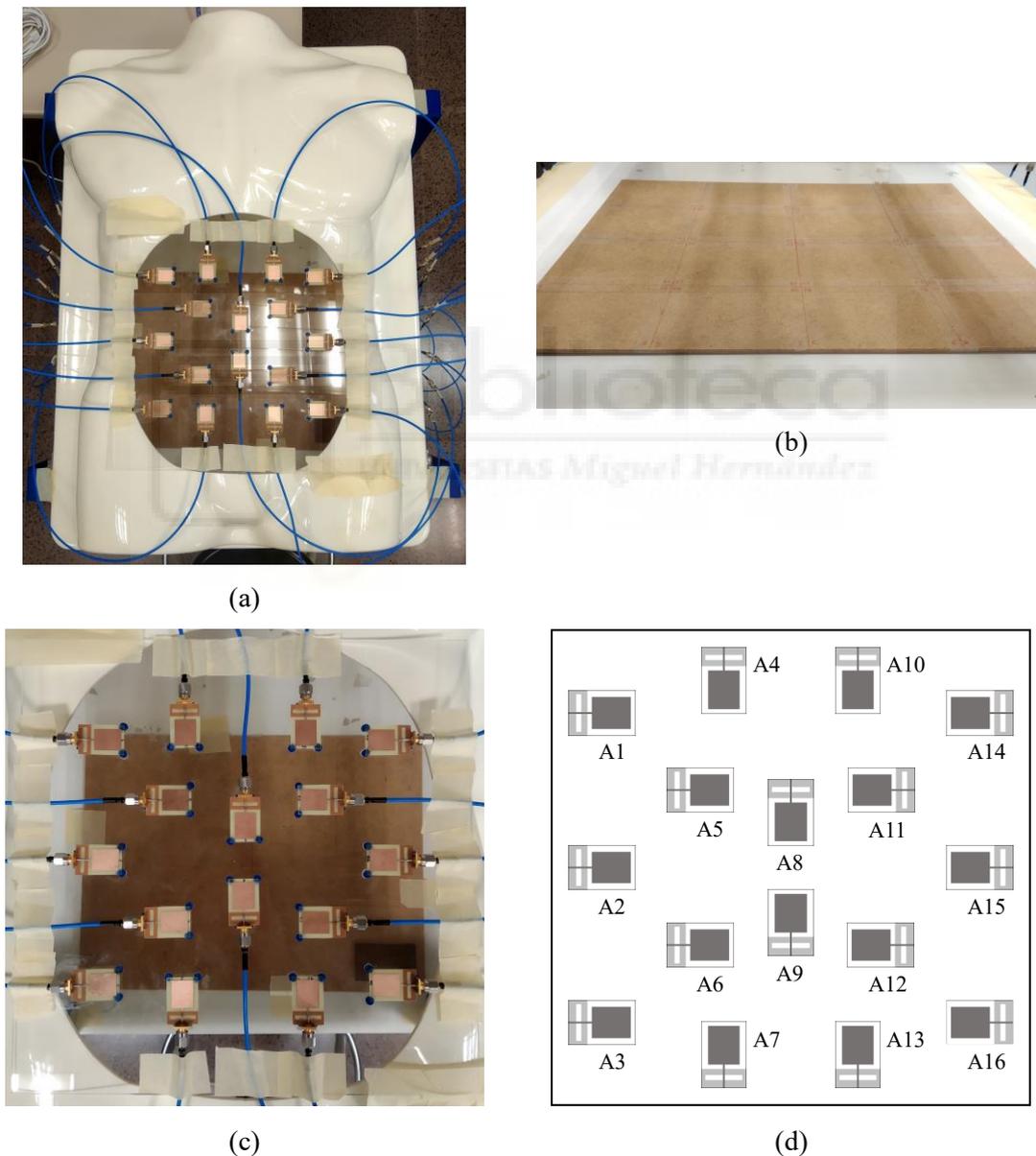


Figura 4.20. (a) Fotografía del torso con las antenas incluidas. (b) Zona de medida. (c) Disposición de las antenas. (d) Esquema de la distribución de las antenas en el torso y sus números correspondientes.

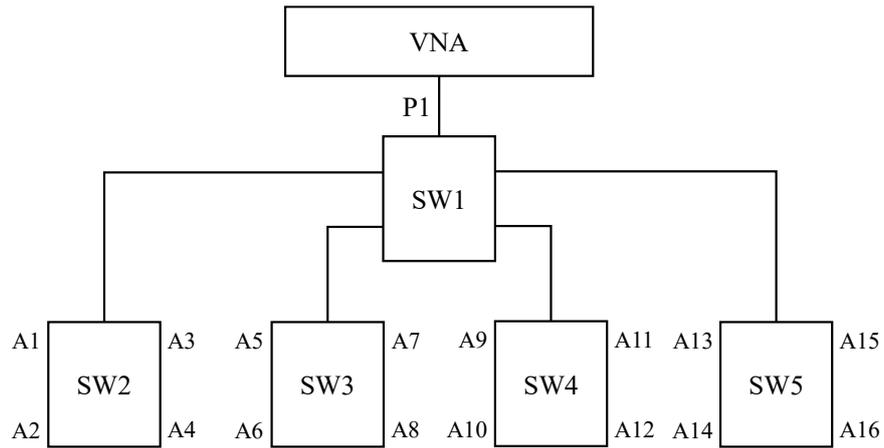
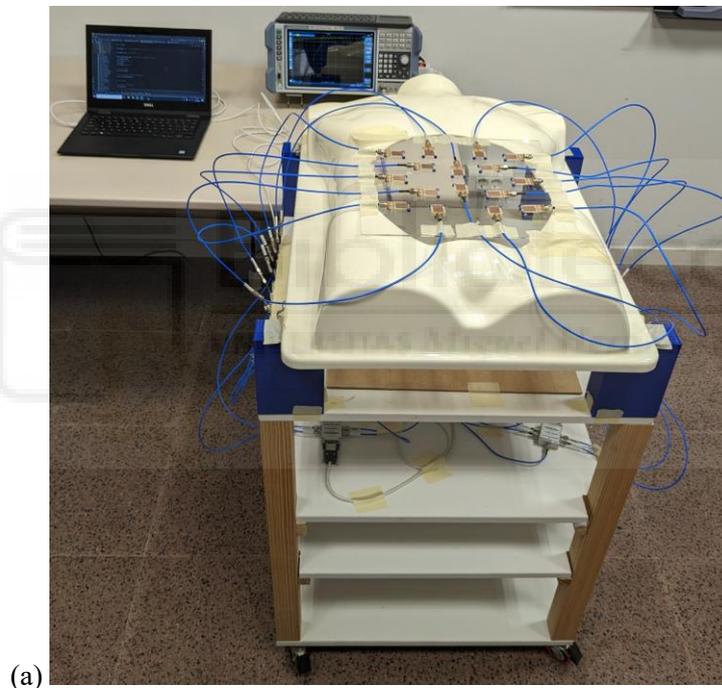
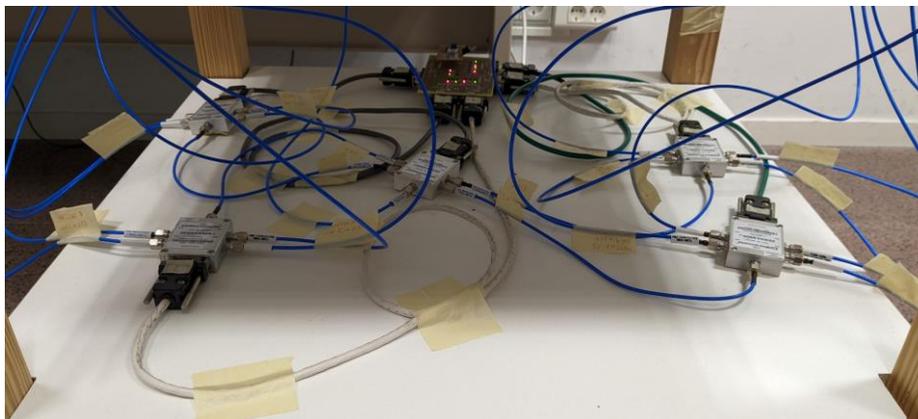


Figura 4.21. Conexión de la red de conmutación que se ha utilizado en el sistema de medida (P indica el puerto, SW indica el conmutador y A indica la antena).



(a)



(b)

Figura 4.22. Sistema hardware: (a) Sistema completo; (b) Red de conmutación y control.

Para automatizar el proceso de medida se ha implementado un código en Python, similar al utilizado en el capítulo anterior con algunas modificaciones. Por un lado, como se ha comentado, se ha incorporado la nueva tabla de verdad en Arduino y, por otro, se ha modificado el programa en Python para adaptarlo a las necesidades de este sistema. Las características de la configuración del VNA se han mantenido, seleccionando un rango de frecuencias de medida de 10 MHz a 6 GHz con 5001 puntos y barrido lineal, un filtro IF de 10 kHz y una potencia de 0 dBm. En la figura 4.22 se muestra el sistema hardware final con todas las partes que lo componen, donde se aprecia el modelo de torso con las antenas en la parte superior, la zona de medida, el VNA y el ordenador (situados detrás del sistema), y en la parte inferior de la zona de medida se ha situado la red de conmutación y el subsistema de control y alimentación.

4.3.2. CARACTERÍSTICAS FINALES DEL SISTEMA

Las características del sistema de imagen médica por microondas para detectar aneurismas de aorta abdominales se presentan en este apartado, siguiendo los mismos pasos que se han desarrollado en el sistema de detección de *brain-shift*.

La primera característica destacable tiene relación con la radiación emitida por las antenas. En este caso la potencia de emisión es muy baja, ya que se ha seleccionado una potencia de 0 dBm, que equivale a 1 mW, por lo que el sistema es inocuo para los usuarios. Al ser una potencia de emisión tan baja no se ha medido la SAR, debido que hay diferentes entidades gubernamentales que establecen que con potencias inferiores a 20 mW no es necesario realizar esta medida, tal y como se ha expuesto en el capítulo 3. Además, al utilizar las frecuencias de microondas el sistema es no ionizante y el tiempo de exposición a las señales radiadas durante la medida es de aproximadamente 1 min.

La resolución espacial de este sistema en vacío para la frecuencia máxima del sistema (6 GHz) es la misma que en el sistema de detección de *brain-shift*, es decir, de 2.5 cm. Para los modelos de aorta y aneurisma utilizados en el sistema, que están basados en agua destilada, la ϵ_r es de 77 a 6 GHz [4.40], lo que proporciona una resolución espacial de 2.9 mm. Considerando un medio biológico como la sangre, que a 6 GHz

presenta una ϵ_r de 52.2 [4.40], la precisión de posicionamiento del sistema desarrollado es de 3.5 mm. La precisión del sistema es inferior a los sistemas tradicionales de imagen médica, pero, en este caso, no es demasiado importante, ya que el sistema es un prototipo que tiene por objetivo detectar la existencia de una aneurisma en diferentes posiciones del espacio de medida.

Para realizar el cálculo de la profundidad de penetración del sistema, se ha empleado el mismo método que el utilizado en el capítulo anterior. Para el caso de una aorta y un aneurisma, que están formados mayoritariamente por sangre, la profundidad de penetración del sistema para el rango de frecuencias utilizados se muestra en la Tabla 4.3. Como se puede observar, la profundidad de penetración disminuye notablemente con la frecuencia. Por ello, al utilizar sistemas de banda ancha, se pueden aprovechar las bajas frecuencias para disponer de una buena profundidad de penetración y las frecuencias más altas para obtener una mayor resolución.

Tabla 4.3. Características dieléctricas y profundidad de penetración de la sangre.

Frecuencia (GHz)	Permitividad dieléctrica [4.40]	Profundidad de penetración (mm)
1	61.1 - j28.4	18.8
3	57.4 - j18.3	7.7
6	52.2 - j20.4	3.7

Otro de los aspectos más importantes de las características del sistema es su robustez frente al ruido y las interferencias, ya que puede suponer un riesgo para el funcionamiento del sistema. En el sistema, el encargado de transmitir y recibir las señales es el VNA, por lo que la SNR debe evaluarse en el receptor. Tal y como se ha visto en el caso del sistema de detección de *brain-shift*, el VNA presenta un ruido por debajo de -110 dBm en todo el ancho de banda. Para calcular la SNR del sistema, que no es sencillo en absoluto, se han seguido los siguientes pasos. Se ha configurado el VNA para un ancho de banda entre 10 MHz y 6 GHz, un filtro de frecuencia intermedia de 10 KHz y una potencia de transmisión de 0 dBm. Antes de hacer las medidas se ha aplicado la calibración correspondiente. La SNR se ha calculado siguiendo el método descrito en el capítulo anterior, donde el cálculo está basado en la medida de la densidad espectral de ruido mediante la evaluación de una carga normalizada. En este caso la potencia de ruido obtenida es menor que -58 dBm en toda la banda de frecuencia para una potencia de

emisión de 0 dBm. Por otra parte, el nivel de señal necesario para realizar el cálculo de la SNR se obtiene directamente del coeficiente de reflexión de las antenas, siendo en todos los casos superior a -30 dBm, medido también para una potencia de emisión de 0 dBm. Considerando los valores obtenidos para el ruido y las señales de las antenas, la SNR del sistema en este caso es superior a +28 dB, por tanto, se asegura que las señales recibidas tienen suficiente calidad para cumplir los requisitos de las aplicaciones de imagen médica.

4.4. PROCESADO DE SEÑAL Y GENERACIÓN DE IMÁGENES

Tras finalizar la medida de los parámetros S de todas las antenas, se procede al procesamiento de las respuestas obtenidas para generar las imágenes correspondientes, siendo esta parte crucial en el rendimiento general del sistema. El software que se ha utilizado, en este caso, para realizar el procesamiento correspondiente ha sido MATLAB. El script del programa se ha implementado junto con el profesor Roberto Gutiérrez Mazón. En este sistema se ha utilizado un modelo sintético de aorta y un modelo sintético de aneurisma para realizar las medidas correspondientes dedicadas a la validación experimental del sistema final.

El objetivo del sistema desarrollado es la obtención de las señales de reflexión recibidas por las antenas para elaborar una imagen que represente los objetos bajo estudio. Por ello, antes de realizar el procesamiento de las imágenes médicas, se procede a la aplicación del procesamiento en el dominio del tiempo, de forma similar a como se ha realizado en el sistema de detección de *brain-shift*. En primer lugar, en los pulsos recibidos por las antenas se debe identificar los ecos que han sido reflejados por los objetos a evaluar. Para ello, se analiza, para cada antena, el tiempo de vuelo de los ecos obtenidos para poder determinar la posición de los objetos. Como se comentó en el capítulo anterior, la identificación de los ecos en la señal es compleja debido a la superposición de múltiples reflexiones provenientes del objeto bajo estudio, las antenas adyacentes, los cables, otros elementos del entorno, etc. Por tanto, la señal recibida de cada antena presenta una complejidad importante que hace que su análisis sea muy complicado. En todo caso, el

procedimiento a seguir es asumir un modelo lineal y aplicar el principio de superposición, que simplifica considerablemente el procesamiento de las señales.

Primero se obtiene una medida de referencia del sistema sin ningún elemento en la zona de medida (medida de referencia en vacío). Estas señales están compuestas de una combinación lineal de distintos ecos no deseados en el sistema, ya que los ecos resultantes no están asociados a los objetos bajo estudio. Después se vuelve a medir el sistema situando en la zona de medida los objetos deseados, obteniendo unas señales que estarán compuestas por una combinación lineal de los ecos procedentes tanto del objeto como de elementos no deseados. A continuación, para cada antena se realiza la resta de las señales obtenidas de la segunda medida y de la primera medida, es decir, de la medida con los objetos deseados y la medida de referencia en vacío, obteniendo como resultado únicamente los ecos que están asociados con los objetos bajo estudio. Seguidamente, se realiza la correlación cruzada entre el pulso transmitido y la señal resultante de la resta, de forma que los máximos locales obtenidos con esta operación dan como resultado el tiempo de vuelo de las reflexiones asociadas a los objetos bajo estudio.

Hay que recordar del capítulo anterior que esta técnica tiene algunas limitaciones, como que no se ha considerado la dispersión de las señales, que hace que los pulsos transmitidos y recibidos sean ligeramente distintos. Por consiguiente, no se elimina totalmente los ecos no deseados y, por tanto, la condición de linealidad no se cumple estrictamente. Otro de los efectos, como los ligeros movimientos de la configuración, hace que se agregue a las medidas ruido electrónico y de cuantificación, pero en este sistema la distancia es relativamente corta considerando la velocidad de la onda en aire libre, y la dispersión no tiene sentido en los ecos no deseados (en mayor medida producidos por pequeñas piezas metálicas o de plástico). Por todo ello, se considera el efecto de los elementos no deseados del entorno como ruido aditivo Gaussiano, que únicamente tiene efecto en la precisión del sistema, no afectando a su funcionalidad.

El siguiente paso para poder realizar la construcción de la imagen médica resultante es aplicar un preprocesado, el cual permite no solo eliminar el ruido, sino también los elementos no deseados. Para ello, se aplica la inversa de la transformada Chirp-Z (ICZT), ya que ésta permite una reconstrucción de las señales en el dominio del tiempo muy buena [4.41], [4.42], pudiendo mejorar la resolución del muestreo con más eficiencia, porque necesita un menor coste de cálculo en comparación con el rellenado de ceros que se aplica a la IFFT para poder aumentar dicha resolución [4.43]. La ICZT se

define como se muestra en (4.1), donde $x(n)$ es una serie de señales, N es su longitud y M es el número de puntos de la ICZT. Los parámetros A y W que aparecen en la expresión (4.1) se definen en (4.2) y (4.3) respectivamente, donde θ_0 determina la posición inicial del perfil del objetivo y ϕ_0 determina la resolución del muestreo [4.43], [4.44].

$$X(z_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)z_k^{-n} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)A^{-n}W^{nk} \quad (4.1)$$

$$Z_k = AW^{-k}, k = (0, 1, \dots, M-1)$$

$$A = A_0 e^{-j\theta_0} \quad (4.2)$$

$$W = W_0 e^{-j\phi_0} \quad (4.3)$$

Para eliminar la mayor parte del ruido de la señal se aplica una transformada de Hilbert (HT), debido a que la información de interés suele estar en las frecuencias medias del espectro de la señal [4.45]. Además, la HT se utiliza para analizar una señal eco que aparece superpuesta con la señal inicial. Este enfoque es muy utilizado en ecos de ultrasonidos, ya que la HT permite identificar con claridad el tiempo de llegada de los ecos, mejorando la resolución temporal de la señal de ultrasonidos [4.46]. La HT de una función $x(t)$ se define mediante una transformada integral, tal y como se muestra en (4.4) [4.47].

$$H[x(t)] = \tilde{x}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\tau)}{t-\tau} d\tau \quad (4.4)$$

$$\tilde{x}(t) = x(t) * \frac{1}{\pi t} \quad (4.5)$$

La definición matemática de la integral no proporciona mucha información sobre la comprensión y la aplicación de la HT, pero el significado físico ayuda a obtener un acceso más profundo a la transformación. Físicamente, la HT equivale a un tipo especial de filtro lineal, donde todas las amplitudes de los componentes espectrales se dejan sin cambios, pero sus fases se desplazan en $-(\pi/2)$ [4.46], [4.47]. De esta forma la representación de la HT de la función original $\tilde{x}(t)$ es la integral de la convolución de $x(t)$ con $(\pi t)^{-1}$, escrita como se muestra en (4.5) [4.46].

Según la HT, la señal analítica es $z(t)$, que debido a su definición espectral unilateral, ésta tiene un valor complejo y, por lo tanto, puede representarse en términos

de sus componentes “real” e “imaginario” $z(t) = z_r(t) + jz_i(t)$, para los cuales $z_r(t) = \text{Re}\{z(t)\}$ y $z_i(t) = \text{Im}\{z(t)\}$, donde ambas funciones son de valor real, y donde $z_r(t) = x(t)$ (datos originales) y $z_i(t) = H[x(t)] = \tilde{x}(t)$ (HT de los datos) [4.48]. Por tanto, la señal analítica se puede definir como la expresión mostrada en (4.6), donde $j = \sqrt{-1}$, $a(t)$ es la amplitud instantánea y $\theta(t)$ es la fase instantánea, definidos en (4.7) y (4.8) respectivamente [4.49].

$$z(t) = x(t) + j\tilde{x}(t) = a(t) \exp[j\theta(t)] \quad (4.6)$$

$$a(t) = \sqrt{x^2 + \tilde{x}^2} \quad (4.7)$$

$$\theta(t) = \arctan\left(\frac{\tilde{x}}{x}\right) \quad (4.8)$$

La frecuencia instantánea ω se define como (4.9), y el espectro de la envolvente de Hilbert se puede dar como (4.10) [4.49].

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (4.9)$$

$$h(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \sqrt{x^2(t) + \tilde{x}^2(t)} \exp(-j2\pi ft) dt \quad (4.10)$$

En el sistema propuesto, la HT se utiliza para obtener la envolvente de las señales, es decir, los pulsos que se obtienen de los datos recopilados presentan parte negativa y positiva. Como se desconoce dónde se encuentra el máximo de la señal, que determina la posición donde se encuentra el objeto, la HT realiza el valor absoluto de la señal y su envolvente, permitiendo así obtener la distancia entre la antena y el objeto.

Tras aplicar la ICZT y la HT, se realiza la resta de las señales del sistema sin ningún objeto bajo estudio y con objeto, tal y como se ha comentado anteriormente, con el objetivo de eliminar los ecos no deseados que se encuentran en la señal. Después de obtener las señales con las reflexiones deseadas de las antenas, se procede a la generación de las imágenes médicas mediante la utilización de algoritmos de formación de haz. Independientemente de los datos que contenga la señal de entrada, una formación de haz utiliza un modelo de propagación asumido para aproximar una respuesta deseada. La mayoría de estos algoritmos están basados en una formación de haces de banda ancha clásica, donde para focalizar la respuesta combinada en un punto específico, el algoritmo aproxima los retrasos de la propagación de las señales [4.50].

Los algoritmos de retardo y suma (DAS, *Delay-And-Sum*) y de retardo y suma mejorado (IDAS, *Improved Delay-And-Sum*) son ampliamente utilizados en aplicaciones de detección de marcadores biológicos mediante señales de microondas [4.51], ya que permiten detectar y posicionar los artefactos u objetos que producen una dispersión dieléctrica de las señales de microondas. La formación de haz monoestático DAS original está basado en un enfoque de imágenes confocales de microondas. En una formación de haz monoestático, una señal de microondas UWB ilumina el objeto bajo estudio y la energía de microondas dispersada, por las zonas donde potencialmente hay regiones no deseadas que presentan unas características dieléctricas muy distintas al objeto bajo estudio, queda registrada por el conjunto de antenas transmisoras. El funcionamiento del algoritmo DAS desplaza el tiempo y suma las señales retrodispersadas del objeto bajo estudio para poder crear un foco sintético. Si hay un elemento con distintas características dieléctricas en un punto focal específico, los retornos desde el sitio de ese elemento se suman de manera coherente. Si el objeto presenta diferentes capas con distintas características dieléctricas, los retornos del desorden debidos a las variaciones en los distintos tipos de capas se agregarán de manera incoherente y, por lo tanto, se suprimirán, pudiendo ver claramente el elemento que presente una permitividad dieléctrica muy alta. La energía en este foco sintético se mide y se almacena, creando un perfil energético del objeto bajo estudio variando la posición del foco sintético dentro del objeto [4.50]. Es decir, el algoritmo DAS recibe las señales en canales individuales que están alineados en tiempo para un punto focal sintético y suma dichas las señales. Las señales reflejadas del elemento no deseado que se encuentra en el objeto bajo estudio se suman de forma coherente, y los reflejos de todo lo que compone el objeto bajo estudio u otro artefacto se agrega como información incoherente. La energía de la señal sumada (generalmente calculada durante una ventana de tiempo), se asigna a la intensidad del punto focal y se repite otra vez el proceso para todos los puntos focales del interior del objeto [4.52]. La figura 4.23 ilustra el principio básico de la formación de haz monoestático DAS para un único punto focal en el objeto bajo estudio. Como se ha comentado, las señales retrodispersadas que se reciben en cada antena para un único punto focal se alinean en el tiempo y se suman para obtener la energía. Para crear una imagen, este proceso se repite para el número total de puntos.

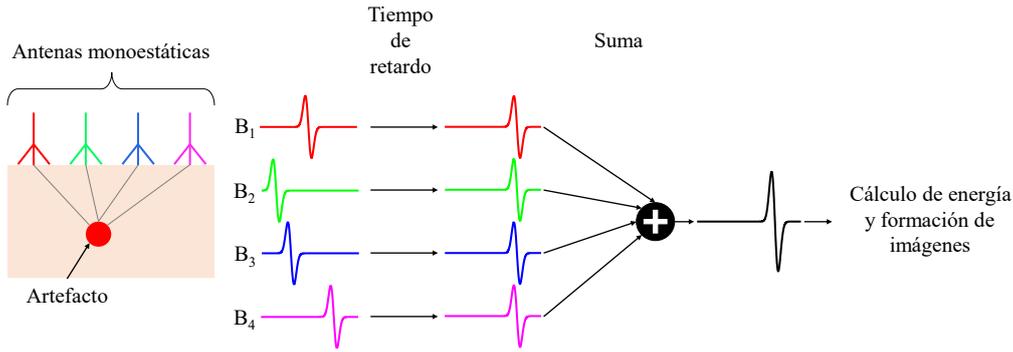


Figura 4.23. Representación gráfica del proceso de formación de haces DAS para un punto focal. B₁, B₂, B₃ y B₄ son señales retrodispersadas que se desplazan en el tiempo y se suman para encontrar la energía en el punto focal especificado.

El algoritmo IDAS es una variante más avanzada del algoritmo DAS convencional, que agrega factores de ponderación basados en la calidad de la coherencia en el DAS para mejorar la calidad de las imágenes [4.52]. Ambos algoritmos se basan en un mado o distribución espacial del problema a analizar y en calcular, para cada uno de los puntos del mado y cada antena, el retardo temporal de la señal, asumiendo que la transmisión entre la antena y el punto en cuestión se realiza en línea recta.

En el algoritmo DAS las respuestas obtenidas se suman, se elevan al cuadrado y se integran en una ventana de tiempo predefinida, lo que genera un valor de intensidad cualitativo de la señal asociada al punto que se está evaluando, tal y como se puede observar en (4.11), donde T_{Win} es la ventana de tiempo predefinida, r_0 es el punto focal sintético bajo estudio, x_m es la señal de radar retrodispersada en la antena m -ésima, d_m es la distancia de ida y vuelta desde la antena transmisora m -ésima hasta el punto r_0 , f_s es la frecuencia de muestreo, ϵ_r es la parte real de la permitividad dieléctrica relativa del medio por donde se transmite la señal, v es la velocidad promedio de propagación de las ondas en el medio y c es la velocidad de la luz en el vacío [4.53].

$$I(r_0) = \int_0^{T_{Win}} \left[\sum_{m=1}^M x_m(\tau_m(r_0)) \right]^2 dt \quad (4.11)$$

$$\tau_m(r_0) = \frac{d_m}{v} f_s \quad (4.12)$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.13)$$

En el algoritmo IDAS se mejora la formación de haz DAS tradicional, ya que se introduce un factor de ponderación adicional denominado factor de calidad (Q), que es una medida de la coherencia de las señales de radar reflejadas correspondientes a un punto focal sintético particular r_0 dentro del objeto bajo estudio. Una coherencia alta debería corresponder a los reflejos de un dispersor dieléctrico dentro del objeto bajo estudio. El Q se calcula en tres partes. Primero en el punto focal para cada señal multiestática la energía se recoge a través de una ventana y se almacena. A continuación, la energía del punto focal se suma de forma acumulativa y se representa en función del número de canales utilizados en el proceso. Finalmente, se ajusta un polinomio de segundo orden utilizando mínimos cuadrados a la curva de recolección de energía normalizada ($y = ax^2 + bx + c$). Si las reflexiones están perfectamente alineadas en el tiempo, la curva de captación de energía debería formar una curva cuadrática y, por tanto, el valor a de la ecuación polinómica de segundo orden es el Q [4.50], [4.53]. Si el Q se incorpora en la ecuación de la formación de haz se obtiene la ecuación (4.14), donde $Q(r_0)$ es el factor de calidad en el punto focal r_0 [4.53].

$$I(r_0) = Q(r_0) \int_0^{T_{Win}} \left[\sum_{m=1}^M x_m(\tau_m(r_0)) \right]^2 dt \quad (4.14)$$

En [4.54] los autores sustituyen el factor de calidad por un factor de coherencia (CF). Cada valor del CF se calcula en un punto focal particular para minimizar la variación entre los canales, tal y como se muestra en (4.15) [4.53]. Si el CF se incorpora en la formación de haz junto con un factor de ponderación adicional $w_m(r_0)$ se obtiene la expresión (4.16), donde $w_m(r_0)$ es un peso dependiente de la posición y compensa la atenuación dependiente de la trayectoria [4.53]. El CF se considera también un factor de ponderación para la corrección de la intensidad de la señal en cada uno de los puntos de cálculo. Este factor presenta un valor alto en aquellos puntos donde se producen reflexiones debidas a diferentes valores de la permitividad dieléctrica, tal y como se ha comentado anteriormente, por tanto, esto proporciona capacidades de detección y localización más precisas de los artefactos en la zona de estudio.

En la figura 4.24 se muestra el diagrama de flujo de los pasos que se realizan en el procesamiento de los datos de este sistema para obtener una imagen médica. En primer lugar, se realizan las medidas correspondientes y se almacena la información. A

continuación, se procede a realizar el preprocesado de los datos, donde se realiza un interpolado de la señal obtenida con un relleno de ceros. Para asegurar que la Transformada de Fourier sea real, se duplica la señal al otro lado del espectro y se le aplica un conjugado, donde la parte real se deja tal cual y la parte imaginaria se cambia de signo, para garantizar que la señal sea hermítica. Seguidamente se aplica tanto la ICZT como la HT. Posteriormente, se inician los algoritmos de imagen, para ello, se definen las posiciones de las antenas y se procede a la creación del mallado correspondiente. A continuación, para cada punto del mallado se calcula el retardo de las señales recibidas en cada una de las antenas. En función del tipo de datos que se estén evaluando en ese momento, se selecciona el algoritmo DAS o IDAS, se aplican las ecuaciones correspondientes a cada uno de los algoritmos y se representa la imagen.

$$CF(r_0) = \frac{|\sum_{m=1}^M x_m(\tau_m(r_0))|^2}{\sum_{m=1}^M |x_m(\tau_m(r_0))|^2} \quad (4.15)$$

$$I(r_0) = CF(r_0) \odot \int_0^{T_{win}} \left[\sum_{m=1}^M w_m(r_0) x_m(\tau_m(r_0)) \right]^2 dt \quad (4.16)$$

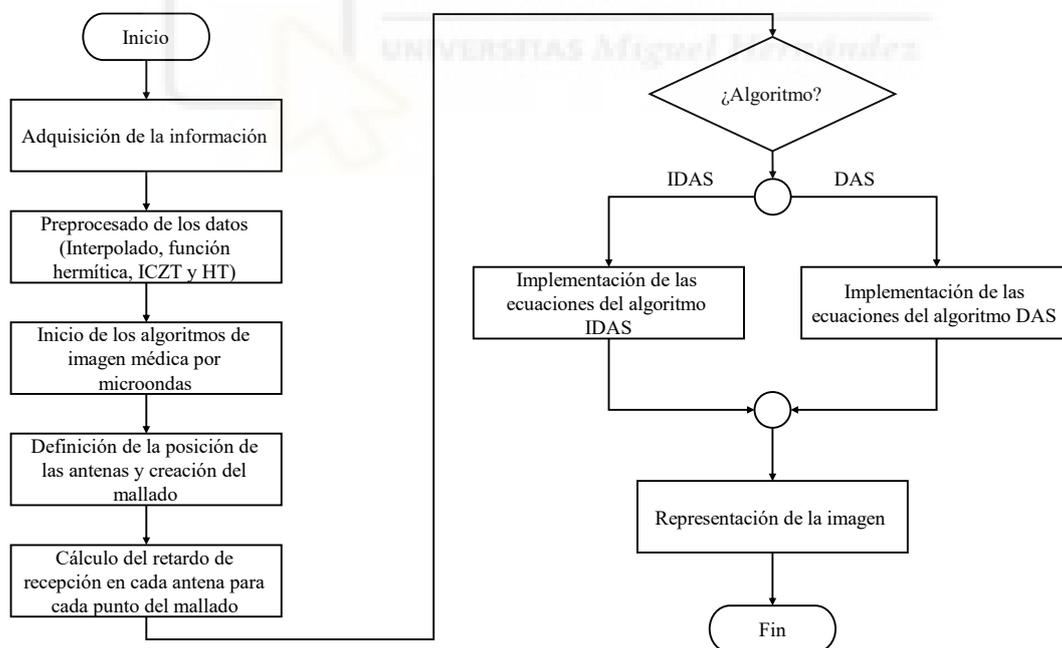


Figura 4.24. Diagrama de flujo del procesado realizado para generar las imágenes correspondientes.

4.5. CALIBRACIÓN DEL SISTEMA

Para que el sistema de imagen médica desarrollado funcione correctamente es esencial realizar tanto la calibración del mismo, como el ajuste correspondiente para incrementar sus capacidades, no solo en la detección de objetos, sino también en la determinación de las posiciones, de dicho objeto, que previamente son conocidas. Tal y como se ha realizado en el sistema de detección de *brain-shift*, en este caso se ha seguido una estrategia parecida de calibración dividida en dos partes. Por un lado, se han utilizado unas láminas de substrato de RF revestidas de cobre posicionadas a distintas distancias del plano de las antenas. Las láminas, de 350 x 250 mm², cubren la zona de medida y en todas las distancias analizadas las reflexiones de las antenas son buenas. Por otro lado, se ha realizado un estudio de las posibilidades de posicionamiento de objetos más pequeños en la zona de medida, para lo que se ha utilizado una cuadrícula dividida en 8 posiciones espaciales para realizar diferentes medidas con planchas metálicas de un tamaño pequeño.

Antes de proceder con las pruebas de calibración se ha realizado una calibración electrónica para cada antena del sistema. De esta forma, el plano de medida se desplaza al conector SMA de la antena para eliminar la influencia de los cables de conexión utilizados, así como del sistema de conmutación. A continuación, se procede a realizar la primera prueba de calibración con las láminas recubiertas de cobre. Para ello, primero se realiza una medida de referencia, es decir, sin ningún objeto situado en la zona de medida y, a continuación, se procede a medir la lámina a una distancia fija conocida. A partir de las señales recibidas por las antenas, se procede a la transformación de la información al dominio del tiempo, siguiendo el procedimiento explicado anteriormente. A modo de ejemplo, en la figura 4.25 se muestran las señales temporales obtenidas y su respectiva envolvente para las antenas #9 y #14 cuando se sitúa el reflector a dos distancias, 126 mm y 292 mm, con respecto a las antenas. La elección de estas antenas se debe a que ambas se encuentran en zonas distintas del espacio de medida, donde la antena #9 se sitúa en el centro del espacio de medida y la antena #14 en un extremo. Los resultados presentados muestran cómo los máximos de la envolvente, asociados a la transformada Hilbert de la respuesta temporal de las antenas, proporcionan una determinación precisa de la distancia a la que se encuentra el reflector. Asimismo, se ha añadido una línea discontinua que marca la distancia nominal donde se han situado los reflectores. En la figura, los máximos

de la envolvente de la señal para la antena #9 marca una distancia de 124.9 mm y 288.6 mm, mientras que la distancia nominal es 126.0 mm y 292.0 mm respectivamente. Para la antena #14 la distancia obtenida es de 122.4 mm y 289.8 mm, correspondiendo respectivamente a los 126.0 mm y 292.0 mm de distancia nominal. Por tanto, ambas antenas detectan el reflector a una distancia muy cercana a la nominal. Este procedimiento se ha repetido con todas las antenas varias veces para la misma distancia y para otras, obteniendo unos resultados similares, lo que demuestra la precisión y la repetibilidad en las medidas.

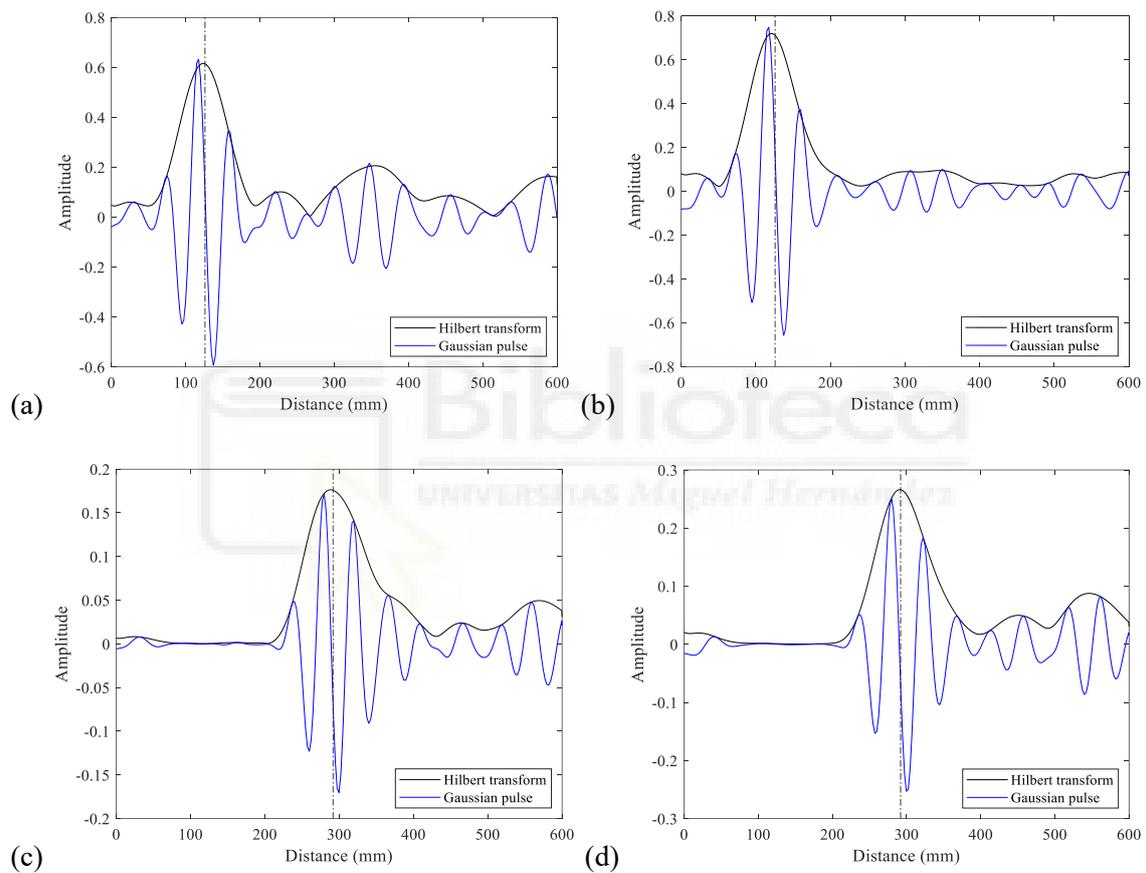


Figura 4.25. Señales temporales recibidas: (a) Por la antena #9 cuando el reflector está a 126 mm; (b) Por la antena #14 cuando el reflector está a 126 mm; (c) Por la antena #9 cuando el reflector está a 292 mm; (d) Por la antena #14 cuando el reflector está a 292 mm.

Realizando el mismo proceso situando el reflector en diferentes distancias, se ha podido calcular el error que tiene el sistema en la medida. En la figura 4.26 se puede observar, para las distancias comprendidas entre 40 mm y 292 mm, una comparación de las distintas distancias nominales que se han analizado y las obtenidas con el procesado de señal aplicado. Aunque este análisis se ha realizado para todas las antenas del sistema,

por simplicidad, y a modo de ejemplo, únicamente se muestran los resultados obtenidos para las antenas #9 y #14. En la figura se muestra que, en ambos casos, la concordancia entre la distancia nominal y medida es muy buena, y el error cometido en la determinación de la distancia entre las antenas y los reflectores es bajo, siendo inferior al 3.8% en todos casos evaluados.

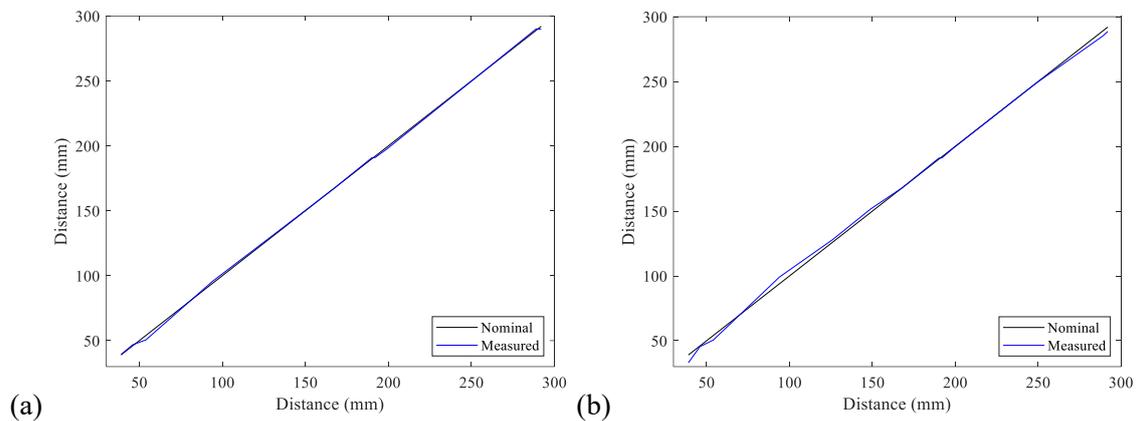


Figura 4.26. Comparación de las distancias nominales y medidas: (a) Antena #9; (b) Antena #14.

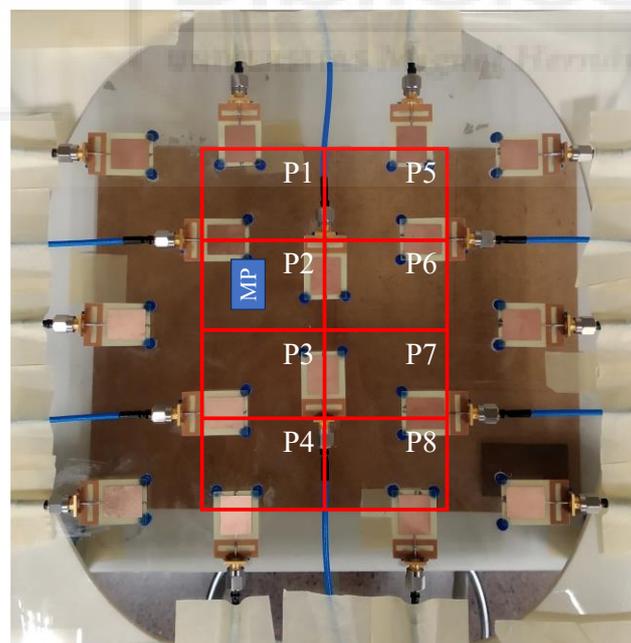


Figura 4.27. Esquema con la disposición de la cuadrícula de pruebas y la plancha metálica de calibración marcado como MP.

La segunda prueba de calibración que se ha realizado, tras asegurar que la distancia a la que se detectan los objetos es la idónea, es un estudio de la posibilidad de

posicionamiento de objetos más pequeños dentro de la zona de medida. En dicho estudio se ha utilizado una cuadrícula sobre la zona de medida que se ha dividido en 8 posiciones de 2 x 4 posiciones espaciales, que se han utilizado para posicionar en su interior una plancha metálica con un tamaño de 55 x 40 mm². En la figura 4.20 se puede observar una imagen del sistema de medida con la disposición de las antenas y su numeración. En la figura 4.27 se muestra marcada sobre el modelo de torso la cuadrícula que se ha utilizado en este estudio. La cuadrícula, que actúa como plano de referencia, se ha posicionado a una distancia de 238 mm con respecto a las antenas. En la figura, el reflector se ha situado en la posición P2 y para una mejor visualización se ha marcado en la imagen como MP (Pieza Metálica o *Metallic Piece*).

Tal y como se ha comentado anteriormente, para poder determinar la posición del objeto bajo estudio (plancha metálica) se obtiene la respuesta temporal de cada antena, se aplica la transformada de Hilbert y se evalúan las envolventes. En este caso, el objeto evaluado está situado en un plano a una distancia fija de las antenas de 238 mm. Para esa distancia del plano de medida, se ha obtenido la amplitud de la señal de cada una de las antenas y se han generado unos nuevos pulsos más estrechos que presentan un ancho de 14 ns, considerando el ancho total habitual a la mitad del máximo, FWHM (*Full Width at Half Maximum*). Estos nuevos pulsos contienen la información de la reflexión recibida por cada una de las antenas a la distancia evaluada. Además, contienen la misma amplitud y distancia entre las antenas y el objeto que el pulso original. A modo de ejemplo, en la figura 4.28 se muestra el proceso que se ha seguido con dos antenas (#4 y #11) cuando se sitúa el objeto en dos posiciones distintas de la cuadrícula de medida (P1 y P6). En la figura 4.28 (a) se puede observar la señal recibida por la antena #4 cuando se sitúa el objeto en la posición P1, que se encuentra justo debajo de dicha antena. En negro se muestra la transformada de Hilbert que se ha obtenido a partir de las reflexiones para todas las distancias. En azul se muestra el pulso más estrecho generado con la amplitud obtenida a una distancia de 238 mm, que es donde se ha posicionado el reflector.

En la figura 4.28 (b) se puede observar el mismo proceso, pero los resultados obtenidos en este caso están asociados a la antena #11 que se encuentra más alejada de la posición P1. En esta figura, el máximo de la señal recibida por la antena se encuentra a una distancia mayor con respecto a la antena #4 debido a que el objeto bajo estudio se encuentra más alejado de la antena #11. Por ello, a la distancia donde se encuentra el plano de referencia de 238 mm la amplitud de la reflexión es menor y, por tanto, el pulso

estrecho que se ha generado tiene una amplitud menor que en el caso de la antena #4. En la figura 4.28 (c) se muestran, para todas las antenas, los pulsos generados con la información de cada una de ellas cuando el reflector está situado en la posición P1. Como se puede observar, cuando se evalúan los pulsos en el plano de referencia donde está situado el objeto bajo estudio, las antenas que están más cercanas a la posición de dicho objeto son las que más potencia reciben, siendo en orden las antenas #4, #1, #5, #8 y #10 las que más potencia reciben.

En las figura 4.28 (d), (e) y (f) se puede observar el mismo análisis realizado anteriormente, aunque en este caso se ha situado el reflector justamente debajo de la antena #11, siendo ésta la posición P6. En la figura 4.28 (d) se presenta la respuesta de la antena #4, donde claramente se puede observar que el pulso generado en el plano de referencia tiene una amplitud menor con respecto al máximo de la transformada Hilbert, ya que se encuentra a una distancia superior debido a que el reflector está situado más alejado de dicha antena. En la figura 4.28 (e) se observa la respuesta de la antena #11 donde al estar el reflector situado debajo de dicha antena el máximo de la transformada Hilbert se encuentra muy cercano al plano de referencia, por lo que ambas amplitudes serán muy parecidas. En la figura 4.28 (f) se muestra que, en el plano de referencia, la antena #11 recibe, en comparación con las demás antenas, más potencia asociada a la reflexión del reflector, siendo, en consecuencia, el pulso generado asociado a dicha antena la que presenta una amplitud mayor. Gracias a esta prueba se puede determinar con exactitud donde se encuentra en cada momento el reflector. Este análisis se ha realizado para todas las posiciones de la cuadrícula, obteniendo en todos los casos que las antenas que mayor potencia reciben, en el plano de calibración de 238 mm, corresponden con las que están situadas encima del objeto bajo estudio.

En la figura 4.29 se presenta, para cada posición de la cuadrícula evaluada, los pulsos generados para cada antena en el plano de referencia de 238 mm. Como se puede observar, en todas las posiciones de la cuadrícula, las antenas más cercanas a la posición donde se sitúa el reflector son las que reciben más potencia y viceversa, las antenas más alejadas son las que menos potencia reciben. De esta forma, se demuestra las posibilidades que tiene el sistema desarrollado tanto para detectar como para ubicar artefactos situados en un plano de referencia. Por lo tanto, queda validado su correcto funcionamiento.

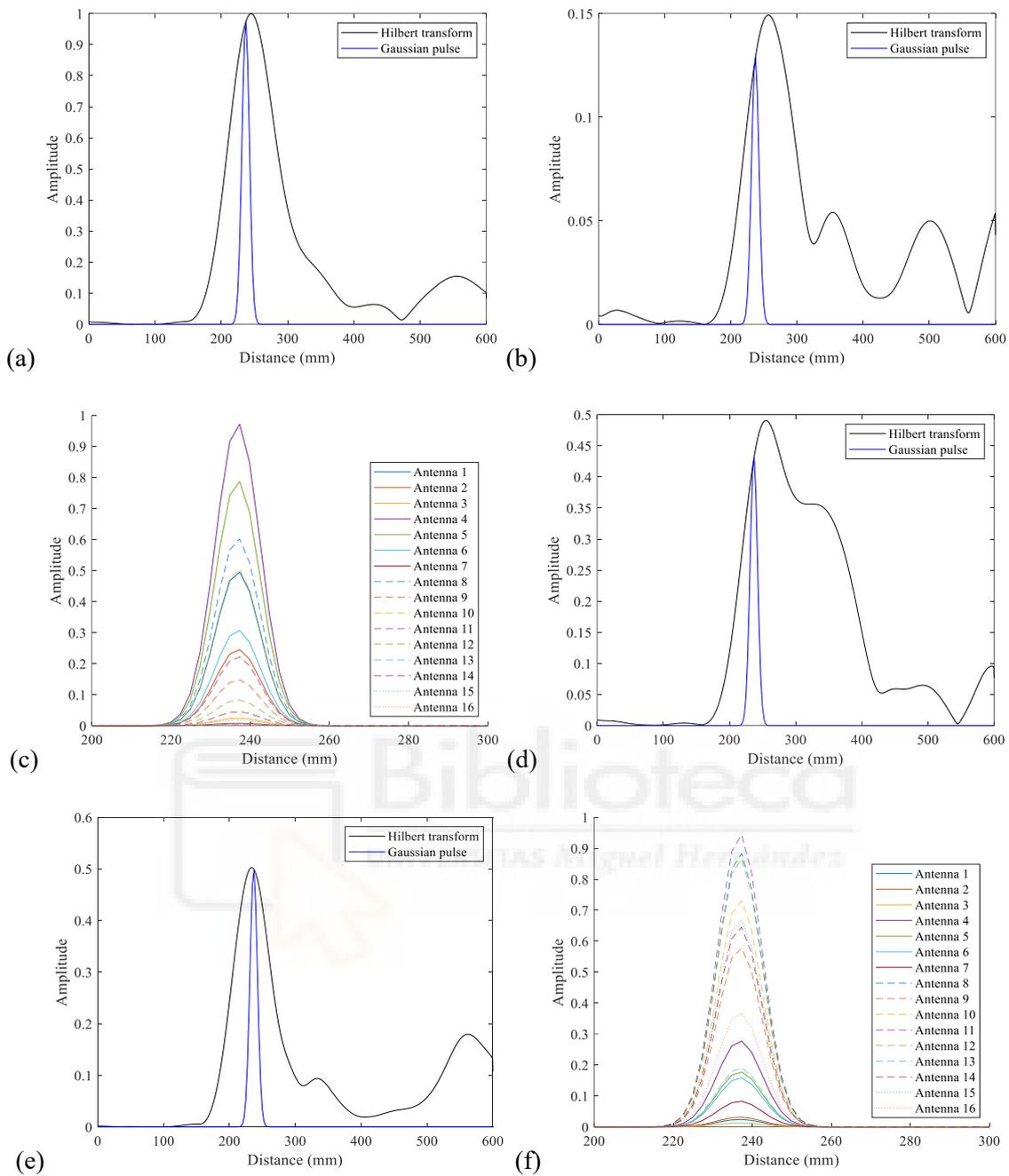


Figura 4.28. Señales temporales asociadas a las antenas #4 y # 11 cuando se evalúa en el plano de referencia una plancha metálica en las posiciones P1 y P6: (a) Señal temporal de la antena #4 y el pulso estrecho generado a una distancia de 238 mm para el objeto situado en P1; (b) Señal temporal de la antena #11 y el pulso estrecho generado a una distancia de 238 mm para el objeto situado en P1; (c) Pulsos estrechos generados de todas las antenas para el objeto situado en P1; (d) Señal temporal de la antena #4 y el pulso estrecho generado a una distancia de 238 mm para el objeto situado en P6; (e) Señal temporal de la antena #11 y el pulso estrecho generado a una distancia de 238 mm para el objeto situado en P6; (f) Pulsos estrechos generados de todas las antenas para el objeto situado en P6.

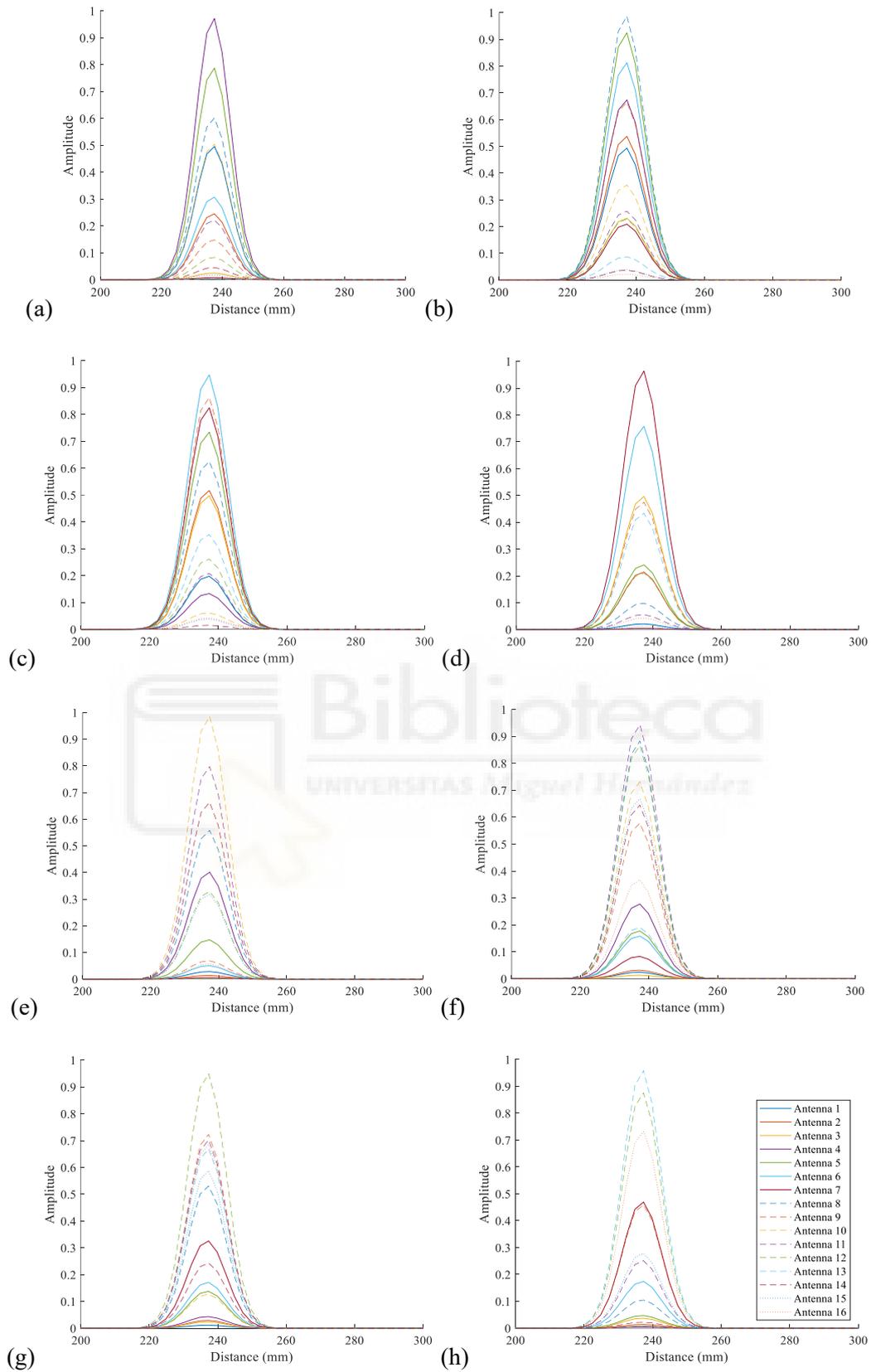


Figura 4.29. Señales temporales asociadas a las reflexiones recibidas por cada una de las antenas del sistema en las 8 posiciones evaluadas de la cuadrícula, donde los pulsos temporales tienen un FWHM de 14 ns: (a) P1; (b) P2; (c) P3; (d) P4; (e) P5; (f) P6; (g) P7; (h) P8.

4.6. PRUEBA DE CONCEPTO Y RESULTADOS

Una vez validado el correcto funcionamiento del sistema propuesto mediante el ajuste y la calibración del mismo, se procede a poner a prueba el sistema frente a la detección de AAA. En este apartado se presentan los resultados obtenidos en diferentes pruebas de concepto ante escenarios más complejos, donde se han utilizado unos modelos que simulan una aorta y un aneurisma.

4.6.1. MODELOS Y MATERIALES UTILIZADOS

Para realizar las pruebas correspondientes se ha utilizado un modelo de aorta y un modelo de aneurisma que se sitúan en la zona de medida, es decir, en el interior del modelo de torso. El modelo de aorta utilizado es un tubo de plástico que presenta una longitud de 600 mm y un diámetro de 30 mm, que se ha rellenado con agua. La elección de rellenarlo con agua se debe a que la sangre presenta un contenido de agua notablemente alto, por lo que de esta forma se puede simular la permitividad dieléctrica de la sangre. Para el modelo de aneurisma se ha utilizado un globo relleno de agua que presenta unas dimensiones de 70 x 45 x 45 mm³. En estas pruebas de concepto el modelo de aneurisma se sitúa pegado al modelo de aorta para simular una aneurisma de tipo sacular (figura 4.2 (a)). Estos modelos se han situado en diferentes posiciones de la cuadrícula de medida, que se encuentra en un plano de referencia situado a 210 mm de distancia de las antenas. En la figura 4.30 se muestra el *set-up* de medida que se ha preparado para las pruebas, donde se ha situado el modelo de aorta y de aneurisma en el interior del sistema de medida. Además, se muestra una fotografía de los modelos y la disposición que se utiliza en las pruebas.

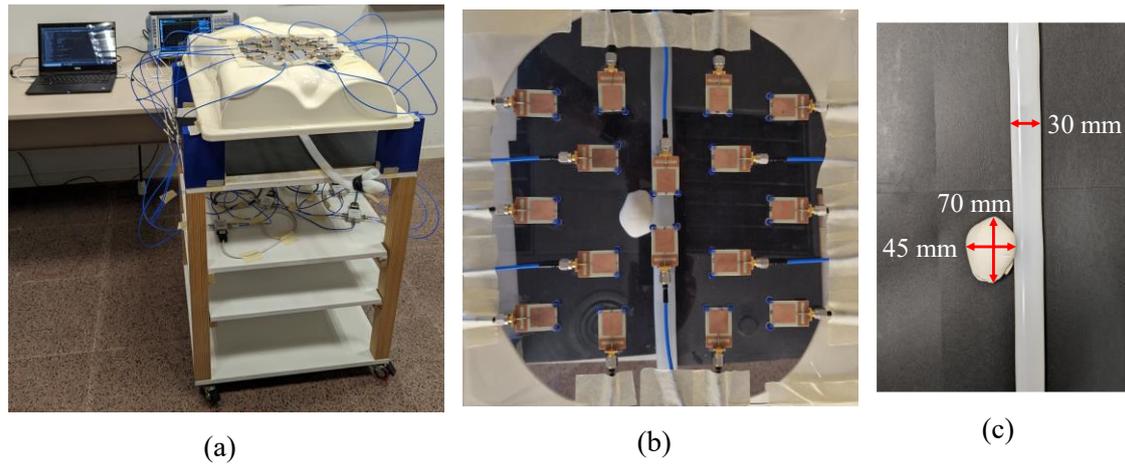


Figura 4.30. *Set-up* utilizado para la prueba de concepto con modelos de aorta y aneurisma: (a) *Set-up* completo; (b) Posicionamiento de los modelos de aorta y aneurisma con respecto a las antenas para el plano de referencia determinado; (c) Modelos de aorta y aneurisma con sus respectivas dimensiones.

4.6.2. RESULTADOS

A continuación, se presentan los resultados obtenidos en las pruebas de concepto realizadas con los modelos presentados anteriormente. En este caso se han realizado dos pruebas, en el primer experimento se ha simulado el caso de una aorta sana (sin aneurisma) situando el modelo de aorta en tres posiciones longitudinales distintas de la zona de medida. En el segundo experimento, para las mismas posiciones donde se ha ubicado el modelo de aorta, se ha incorporado el modelo de aneurisma de tipo sacular en tres ubicaciones diferentes para cada posición de la aorta, simulando un aneurisma suprarrenal, yuxtarenal e infrarenal (figura 4.2 (b)).

Con respecto al sistema de detección de *brain-shift*, este sistema plantea un escenario más complejo, ya que los modelos de material biológico presentan un tamaño relativamente grande con respecto a la zona de medida de las antenas, lo que implica que más de una antena recibirá las señales reflejadas en los modelos con gran intensidad. Por este motivo, se utilizan los algoritmos de generación de imagen médica DAS e IDAS que se han expuesto anteriormente. Tal y como se ha comentado, estos dos algoritmos y otros

derivados del DAS son ampliamente utilizados en sistemas de detección de tejidos biológicos mediante microondas [4.55], [4.56], [4.57], [4.58], puesto que en escenarios complejos han demostrado ser muy útiles para determinar la contribución de cada una de las antenas del sistema [4.59], [4.60]. En este caso, teniendo en cuenta que la evaluación de las contribuciones de cada antena se debe realizar a una distancia determinada de éstas, en concreto en el plano donde se sitúa el objeto bajo estudio, se ha utilizado una variante de estos algoritmos, propuesta en el desarrollo de esta Tesis, donde la información que aporta cada antena se obtiene siguiendo el proceso descrito en el apartado de calibración. De acuerdo con lo expuesto en dicho apartado, para cada una de las antenas se utiliza la transformada de Hilbert para obtener la respuesta temporal de las reflexiones recibidas. A continuación, partiendo de esa respuesta, se analiza la contribución de la antena a la distancia del plano de referencia donde se sitúa el objeto y se genera, para cada antena, un pulso temporal estrecho de 14 ns FWHM, que se usan como señal de entrada de los algoritmos de generación de imagen médica.

En la primera prueba de concepto se ha utilizado el modelo de aorta (sin aneurisma) para poder comprobar que el sistema es capaz de detectar y ubicar dicho modelo. Para ello se ha situado el modelo de aorta en tres posiciones distintas dentro de la cuadrícula de medida, siendo las tres posiciones evaluadas en el lado derecho, en el medio y en el lado izquierdo. En esta prueba, como algoritmo de generación de imagen médica se ha utilizado el algoritmo DAS, puesto que en la representación de objetos de dimensiones relativamente grandes (como el modelo de aorta utilizado) ha demostrado ser el más adecuado [4.60], [4.61]. La distancia entre la posición del plano donde se sitúa el modelo de aorta y las antenas se ha ajustado para que en todas las medidas sea de 210 mm.

Los resultados obtenidos para los tres casos evaluados en esta primera prueba se muestran en la figura 4.31. En la figura 4.31 (a) se puede observar la imagen médica obtenida cuando se sitúa el modelo de aorta en la parte derecha de la zona de medida. Para una mejor visualización, en la imagen médica se han representado en rectángulos blancos los parches de las antenas en sus posiciones reales. En la imagen se puede ver que el sistema detecta un objeto alargado en la columna donde se sitúan las antenas #10, #11, #12 y #13, siendo éstas las antenas más cercanas al modelo de aorta analizado. También se puede observar que las demás antenas ven con menor intensidad el modelo de aorta, debido a que se encuentran más alejados de la columna donde se ha posicionado

el modelo. De esta forma, las señales de las antenas van perdiendo intensidad conforme más alejado del modelo se sitúen, siendo las antenas ubicadas en el extremo izquierdo de la zona de medida las que más alejadas del modelo están y las que apenas lo detectan. Para una mejor comprensión de los resultados, en la figura 4.31 (b) se ha superpuesto una fotografía de la posición real del modelo de aorta, que se ha tomado desde la zona superior de las antenas, a los resultados obtenidos con la imagen médica. En la figura se puede observar cómo los resultados obtenidos con la versión modificada del algoritmo DAS quedan perfectamente superpuestos a la imagen con el escenario real, corroborando la buena concordancia entre ellos.

Este análisis de detección del modelo de aorta se ha repetido para las dos posiciones restantes. En las figura 4.31 (c) y (d) se muestran los resultados obtenidos cuando se sitúa el modelo de aorta en la zona central del espacio de medida, estando justo debajo de las antenas #8 y #9. En la figura 4.31 (c) se puede observar que el algoritmo posiciona correctamente el modelo de aorta en la zona central. Las antenas de ambos lados ven con menor intensidad el modelo, debido a la lejanía que hay entre ellos. Aun así, todas las antenas detectan el modelo debido a su ubicación central en el espacio de medida, no como sucedía cuando el modelo se ha situado en el lateral derecho, que las antenas situadas más alejadas no tenían apenas intensidad, por lo que no lo detectaba. La figura 4.31 (d) muestra claramente cómo el resultado obtenido tiene una buena concordancia con el escenario real de medida. Por último, en las figura 4.31 (e) y (f) se presentan los resultados obtenidos cuando se sitúa el modelo de aorta en la zona izquierda del espacio de simulación, estando debajo de las antenas #4, #5, #6 y #7. En la figura 4.31 (e) se muestra cómo el algoritmo también posiciona correctamente el modelo de aorta, teniendo más intensidad las antenas situadas sobre el modelo con respecto a las que están más alejadas del mismo, que pierden intensidad en la señal conforme más distancia hay entre el modelo y las antenas. En este caso las antenas del extremo derecho son las que apenas detectan el modelo, debido a la poca intensidad de señal que se aprecia en la imagen, al igual que ocurre cuando se sitúa el modelo de aorta en el lado derecho del espacio de medida. En la figura 4.31 (f) se puede observar que el posicionamiento real del modelo concuerda con los resultados obtenidos mediante el algoritmo DAS modificado. Por tanto, en todos los casos evaluados el algoritmo de imagen médica propuesto permite detectar y posicionar correctamente el modelo de aorta utilizado en el sistema de medida.

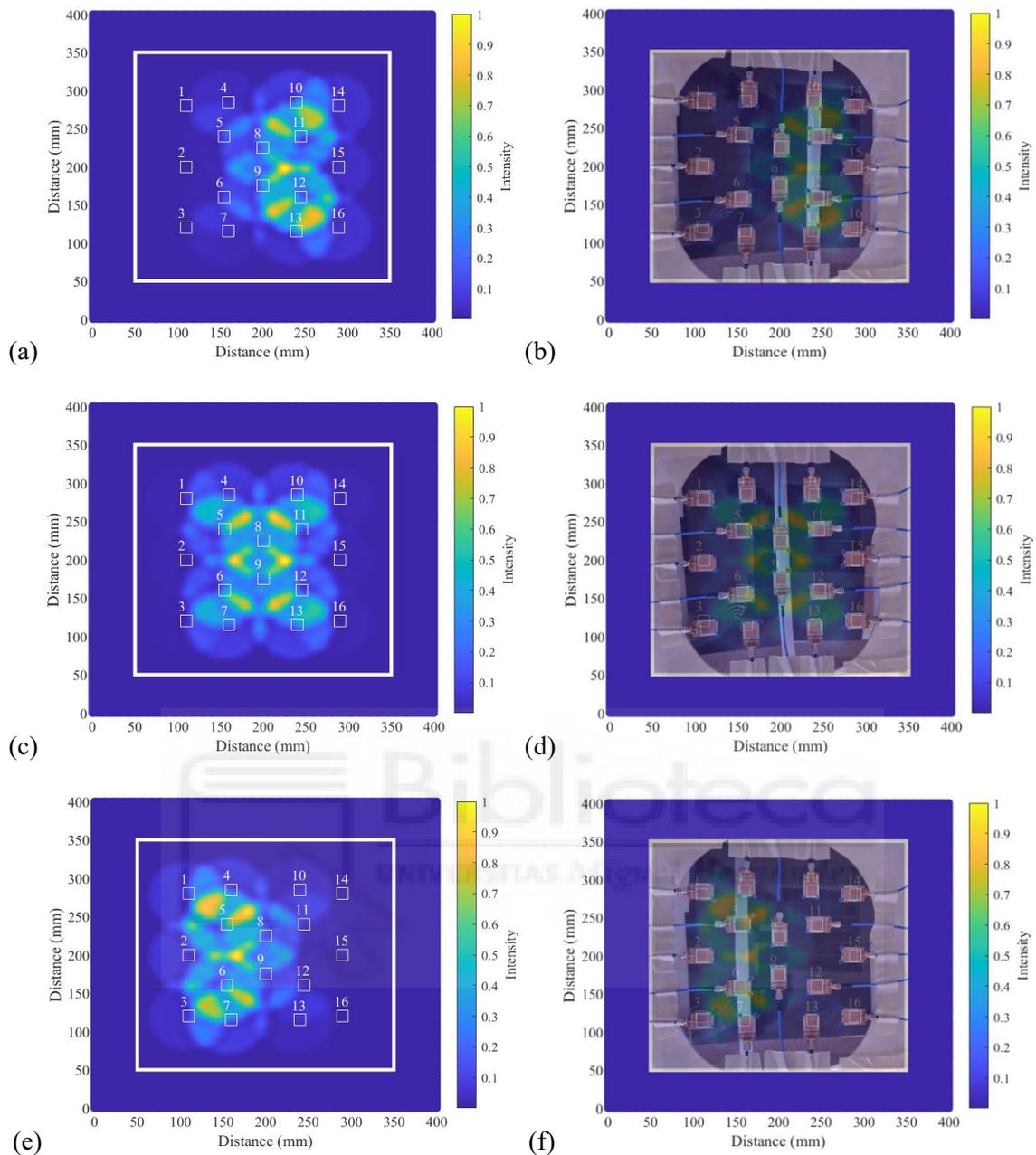


Figura 4.31. Resultados del modelo de aorta situado en tres posiciones distintas obtenidos con el algoritmo DAS modificado: (a) Resultado del modelo de aorta situado a la derecha de la zona de medida; (b) Resultado de (a) junto con un fotografía superpuesta de la posición real del modelo; (c) Resultado del modelo de aorta situado en el centro de la zona de medida; (d) Resultado de (c) junto con un fotografía superpuesta de la posición real del modelo; (e) Resultado del modelo de aorta situado a la izquierda de la zona de medida; (f) Resultado de (e) junto con un fotografía superpuesta de la posición real del modelo.

En la segunda prueba de concepto desarrollada, se ha analizado la capacidad de detección del sistema de una deformación asociada a un aneurisma de aorta abdominal de tipo sacular. La configuración utilizada en esta prueba consiste en incorporar al modelo

de aorta, presentado en el experimento anterior, un modelo de aneurisma (globo relleno de agua), estando ambos modelos de forma que se toquen para simular un aneurisma de tipo sacular, tal y como se puede observar en la figura 4.30. Para la obtención de las imágenes médicas de esta prueba se ha utilizado una versión modificada del algoritmo IDAS, ya que permite detectar con mayor precisión aquellos objetos anómalos puntuales con respecto al algoritmo DAS [4.60], [4.61]. Además, el plano de referencia se ha ajustado en este caso al punto intermedio del modelo de aneurisma, que está situado a 180 mm de distancia de las antenas.

En este estudio, dentro de la zona de medida, se han analizado 9 casos experimentales con distintas configuraciones del modelo de aorta y aneurisma, donde para un aneurisma de tipo sacular se han probado distintas ubicaciones, simulando un aneurisma suprarrenal, yuxtarenal e infrarenal, y situando el modelo de aorta en las tres posiciones estudiadas anteriormente (lado derecho, parte central y lado izquierdo). A modo de ejemplo, en la figura 4.32 se muestra tres de los casos analizados, donde el modelo de aorta se ha situado en el lado derecho y se simula un aneurisma suprarrenal (región superior del espacio de medida), el modelo de aorta se ha situado en la parte central y se simula un aneurisma yuxtarenal (región media del espacio de medida), y finalmente el modelo de aorta se ha situado en el lado izquierdo y se simula un aneurisma infrarenal (región inferior del espacio de medida).

En la figura 4.32 (a) se muestra el resultado obtenido cuando el modelo de aorta se sitúa en el lado derecho de la zona de medida y el modelo de aneurisma se sitúa en la posición suprarrenal, correspondiendo con el caso 1 de la Tabla 4.4. Como se aprecia en la figura, el sistema detecta entre las antenas #8 y #11 una anomalía que está asociada al modelo del aneurisma. Las antenas que están alrededor también detectan una parte del modelo de aneurisma, pero la intensidad con la que el algoritmo muestra la contribución de esas antenas es pequeña debido a la lejanía que hay entre las antenas y el modelo, siendo inexistente en las antenas más alejadas. Para una mejor visualización del posicionamiento del artefacto detectado, se ha aplicado un umbral en los resultados para representar todos los valores superiores a dicho umbral y eliminar los inferiores. Para esta prueba el umbral se ha ajustado en todos los casos a 0.6 unidades de intensidad, debido a que ofrece una buena visualización de los resultados, permitiendo una mejor localización del artefacto. El resultado obtenido tras aplicar el umbral de 0.6 a la figura 4.32 (a) se muestra en la figura 4.32 (b), donde claramente se puede observar que se han eliminado

las contribuciones de las antenas vecinas que apenas detectan el modelo de aneurisma, quedando aquellas que se ajustan más a la posición real del modelo. Para comprobar que la posición del modelo de aneurisma detectado con el algoritmo IDAS corresponde con su posición real, en la figura 4.32 (c) se muestra la superposición de una fotografía de la posición real del modelo de aorta y aneurisma, tomada desde la zona superior de las antenas, a los resultados obtenidos en la figura 4.32 (b). En dicha figura se puede observar que el sistema detecta y posiciona de forma muy precisa el modelo de aneurisma sacular suprarrenal.

En las figura 4.32 (d), (e) y (f) se muestran los resultados obtenidos cuando el modelo de aorta se sitúa en la zona central del espacio de medida y el modelo de aneurisma sacular presenta una posición yuxtarenal, que corresponde con el caso 5 de la Tabla 4.4. En la figura 4.32 (d) se puede apreciar que el algoritmo también detecta un artefacto y lo posiciona entre las antenas #5, #6, #8 y #9, y que las antenas vecinas van perdiendo contribución conforme más alejadas del modelo se encuentran. En la figura 4.32 (e) se puede observar el resultado obtenido tras aplicar el umbral de 0.6 a la figura anterior, donde claramente se ha eliminado la contribución de las antenas que menos detectan el modelo, apreciándose mejor la localización que proporciona el algoritmo del modelo de aneurisma. Una vez aplicado el umbral se superpone el resultado obtenido a una fotografía con la posición real de los modelos bajo estudio, tal y como se muestra en la figura 4.32 (f), donde se obtiene una buena concordancia entre el artefacto detectado y la posición real del modelo de aneurisma.

En el caso de las figura 4.32 (g), (h) e (i) se pueden apreciar unos resultados similares a los anteriores, donde el modelo de aorta se ha ubicado en el lado izquierdo del espacio de medida y el modelo de aneurisma sacular se ha situado en la posición infrarenal, que corresponde al caso 9 de la Tabla 4.4. En la figura 4.32 (g) se muestra que el algoritmo IDAS modificado posiciona el artefacto entre las antenas #3, #6 y #7. Aplicando a dicha figura un umbral de 0.6 se obtiene el resultado mostrado en la figura 4.32 (h), donde se puede apreciar una mejor localización del artefacto. Por último, en la figura 4.32 (i) se muestra el resultado obtenido cuando se superpone la figura 4.32 (h) a una fotografía de la posición real de los modelos, donde se puede observar una buena concordancia entre el objeto detectado y la ubicación del modelo de aneurisma sacular infrarenal. Los resultados obtenidos con los otros 6 casos restantes son similares a los presentados.

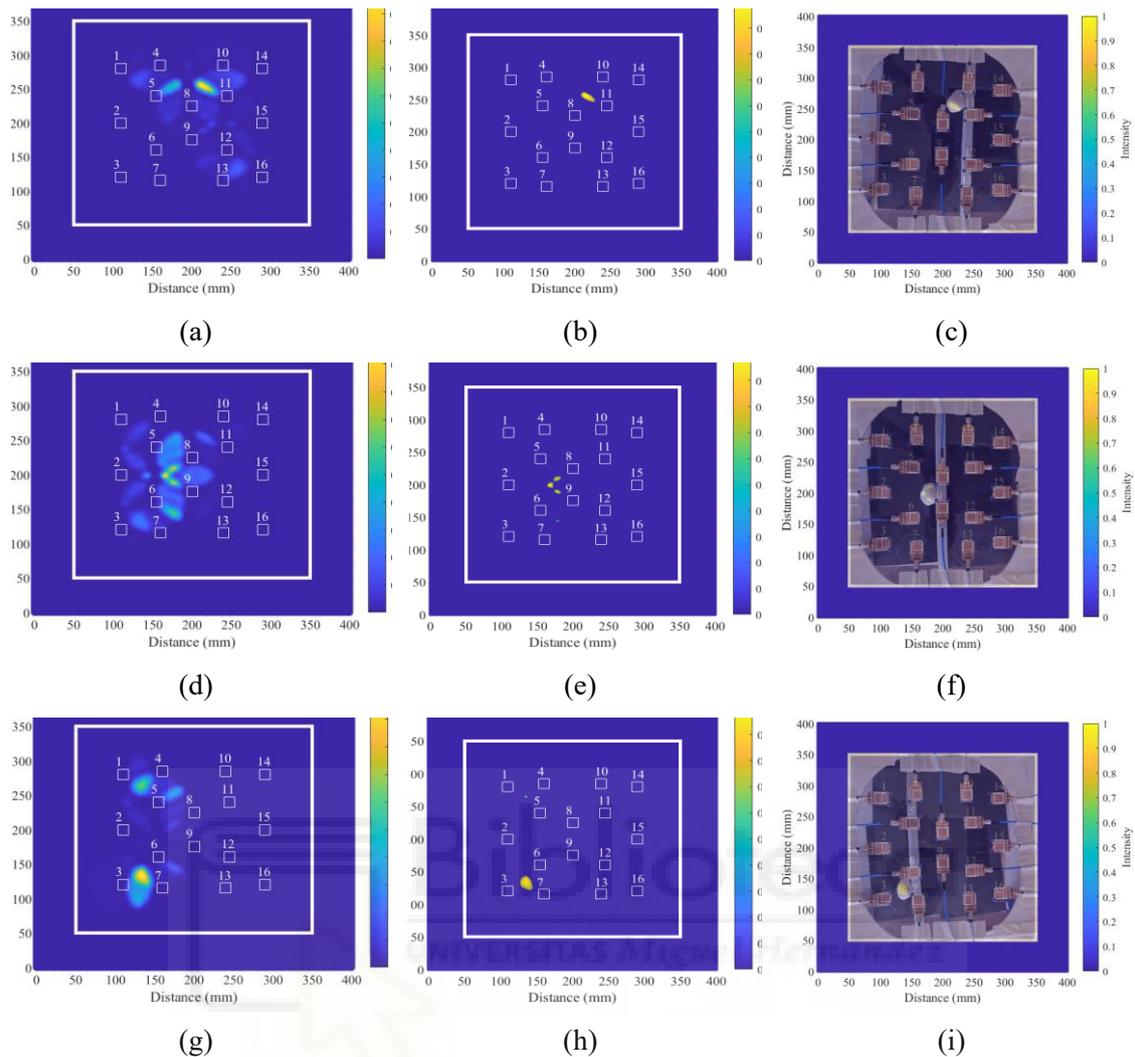


Figura 4.32. Resultados obtenidos de la detección de aneurismas para tres posiciones diferentes aplicando el algoritmo IDAS modificado: (a) Resultado del modelo de aorta situado en el lado derecho del espacio de medida y el modelo de aneurisma sacular suprarenal; (b) Resultado de (a) aplicando un umbral de 0.6 unidades de intensidad; (c) Resultado de (b) junto con una fotografía de la posición real de los modelos de aorta y aneurisma; (d) Resultado del modelo de aorta situado en el centro del espacio de medida y el modelo de aneurisma sacular yuxtarenal; (e) Resultado de (d) aplicando un umbral de 0.6 unidades de intensidad; (f) Resultado de (e) junto con una fotografía de la posición real de los modelos de aorta y aneurisma; (g) Resultado del modelo de aorta situado en el lado izquierdo del espacio de medida y el modelo de aneurisma sacular infrarenal; (h) Resultado de (g) aplicando un umbral de 0.6 unidades de intensidad; (i) Resultado de (h) junto con una fotografía de la posición real de los modelos de aorta y aneurisma.

Por último, para los 9 casos analizados en esta prueba, se han calculado los errores cometidos en el posicionamiento de los modelos de aneurisma, de cara a obtener una

mejor valoración de los resultados obtenidos. Para ello, sobre la imagen generada con el algoritmo IDAS modificado se aplica el umbral de 0.6 unidades de intensidad, tal y como se ha realizado en la figura 4.32. A continuación, teniendo el mismo origen de coordenadas que se muestra en la figura 4.32, se han obtenido las coordenadas del centroide de cada aneurisma que ha detectado el algoritmo en los 9 casos analizados. Para determinar las posiciones reales del modelo de AAA se ha utilizado una fotografía del modelo de aorta y aneurisma en cada uno de los casos bajo estudio, tomada desde la zona superior de las antenas, que ha servido de guía para la determinación manual de la posición del modelo de aneurisma. En la Tabla 4.4 se muestran los resultados obtenidos cuando se calcula la ubicación de los modelos con fotografías reales y con el algoritmo IDAS modificado, donde se han añadido los errores cometidos en el posicionamiento. Según los resultados expuestos, los errores cometidos en el posicionamiento del modelo de aneurisma son relativamente bajos, obteniendo unos errores absolutos inferiores a 10 mm y unos errores relativos, en la mayoría de los casos, inferiores al 5%. Los resultados que no se ajustan a los valores expuestos pueden deberse a posibles errores por la dificultad en la determinación de las coordenadas de los modelos en las fotografías reales.

Tabla 4.4. Coordenadas del modelo de aneurisma para los 9 casos bajo estudio junto con los errores cometidos en el posicionamiento. Todas las posiciones y los errores absolutos están en mm. Real = Posición real, Obtenida = Posición obtenida.

Caso AAA	Posición real		Posición obtenida IDAS		Error cometido en el posicionamiento			
	Real X	Real Y	Obtenida X	Obtenida Y	Error abs. X	Error rel. X	Error abs. Y	Error rel. Y
1	221.5	256.8	216.8	256.0	4.7	2.1%	0.8	0.3%
2	213.7	184.0	227.8	197.3	14.1	6.6%	13.3	7.2%
3	216.8	140.0	218.4	143.2	1.6	0.7%	3.2	2.3%
4	173.2	264.6	177.7	253.6	4.5	2.6%	11.0	4.2%
5	180.8	201.2	172.2	199.6	8.6	4.8%	1.6	0.8%
6	176.1	137.1	180.8	143.2	4.7	2.7%	6.1	4.4%
7	140.9	259.1	136.1	261.4	4.8	3.4%	2.3	0.9%
8	137.0	185.5	133.1	180.8	3.9	2.8%	4.7	2.5%
9	140.1	135.9	136.2	134.6	3.9	2.8%	1.3	1.0%

4.7. CONCLUSIONES

En este capítulo se ha presentado el desarrollo de un sistema de imagen médica por microondas para la detección de aneurismas de aorta abdominal. Este sistema no invasivo se presenta como una futura alternativa a los métodos tradicionales de imagen médica que se utilizan para detectar los posibles aneurismas. El sistema utilizado cuenta con 16 antenas idénticas situadas en un mismo plano. Las antenas monopolo impresas de alimentación microstrip se han diseñado, optimizado, fabricado y medido con el objetivo de utilizarse en la aplicación comentada. La antena de tipo rectangular con dos *slots* en el plano de tierra presenta un tamaño de 20 x 30 mm², se ha fabricado sobre un substrato FR-4 de bajo coste y se ha obtenido que el rango de funcionamiento medido se encuentra entre 2.7 y 9.6 GHz para un $|S_{11}| < -10$ dB. La antena presenta una radiación omnidireccional y una ganancia medida que varía en todo el ancho de banda entre 1.4 y 3.0 dBi. También se ha realizado un estudio en el dominio del tiempo de la antena, donde se han obtenido unos resultados bastante prometedores, ya que el SFF medido ha sido del 96.29%, por lo que se asegura una alta integridad de las señales transmitidas por la antena. El sistema de detección de AAA desarrollado implementa una parte hardware y software que se encaran de medir automáticamente con las 16 antenas los modelos bajo estudio. Después de detallar el funcionamiento del sistema en profundidad se han probado sus características realizando dos pruebas de calibración. Por un lado, se ha realizado medidas en diferentes planos paralelos a las antenas y, por otro lado, se ha hecho medidas en diferentes posiciones de un plano, donde se ha obtenido un error del sistema en la medida inferior al 3.8% de la distancia nominal. Por tanto, esta puesta a punto del sistema ha dado muy buenos resultados en la detección y ubicación de los objetos analizados.

En este sistema, con respecto al sistema de detección de *brain-shift*, se ha utilizado una estrategia de procesado de señales y generación de imágenes diferente, donde se han adaptado los algoritmos DAS e IDAS para medir en escenarios planos. Para comprobar el correcto funcionamiento del sistema, se han realizado dos pruebas de concepto con una configuración experimental compuesta por un modelo de torso al que se ha incorporado, en el espacio de medida, un modelo de aorta y un modelo de aneurisma, los cuales se han rellenado de agua. Para verificar el rendimiento del sistema, se ha posicionado el modelo de aorta y de aneurisma en distintas posiciones dentro del espacio de medida. Realizando

una prueba de posicionamiento del modelo de aorta en 3 ubicaciones distintas y, posteriormente, otro análisis de determinación de aneurisma en 9 posiciones diferentes. Los resultados obtenidos con las imágenes generadas son prometedores, ya que el sistema es capaz de detectar y ubicar con facilidad tanto el modelo de aorta como el modelo de aneurisma. Por último, se han evaluado los errores cometidos en la detección del modelo de aneurisma, siendo los errores relativos en el posicionamiento inferiores al 5% en la mayoría de los casos, siendo aceptables para la aplicación presentada. A la vista de los resultados tan prometedores, este sistema podría ser una buena alternativa para la detección y localización de los aneurismas.

4.8. REFERENCIAS

- [4.1] N. Sakalihan, R. Limet and O. D. Defawe, “Abdominal aortic aneurysm,” *The Lancet*, vol. 365, no. 9470, pp. 1577–1589, Apr. 2005.
- [4.2] M. Perrin, “Venous aneurysms,” *Phlebology*, vol. 13, no. 3, p. 172, 2006.
- [4.3] D. L. Gillespie et al., “Presentation and management of venous aneurysms,” *J. Vasc. Surg.*, vol. 26, no. 5, pp. 845–852, Nov. 1997.
- [4.4] C. Irwin, A. Synn, L. Kraiss, Q. Zhang, M. M. Griffen and G. C. Hunter, “Metalloproteinase expression in venous aneurysms,” *J. Vasc. Surg.*, vol. 48, no. 5, pp. 1278–1285, Nov. 2008.
- [4.5] “Brain Aneurysm.” Cleveland Clinic. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online.] Available: <https://my.clevelandclinic.org/health/diseases/16800-brain-aneurysm>
- [4.6] “Thoracic Aortic Aneurysm.” Cleveland Clinic. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online.] Available: <https://my.clevelandclinic.org/health/diseases/17552-aorta-thoracic-aortic-aneurysm>
- [4.7] “Abdominal Aneurysm.” McGill University, MUHC Aortic Clinic. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online.] Available: <https://www.mcgill.ca/aorticclinic/abdominal-aneurysm>
- [4.8] “Popliteal Aneurysm.” Cleveland Clinic. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online.] Available: <https://my.clevelandclinic.org/health/diseases/popliteal-aneurysm>

- [4.9] Y. Kumar, K. Hooda, S. Li, P. Goyal, N. Gupta and M. Adeb, “Abdominal aortic aneurysm: Pictorial review of common appearances and complications,” *Ann. Transl. Med.*, vol. 5, no. 12, p. 256, Jun. 2017.
- [4.10] H. Hong, Y. Yang, B. Liu and W. Cai, “Imaging of abdominal aortic aneurysm: The present and the future,” *Curr. Vasc. Pharmacol.*, vol. 8, no. 6, pp. 808–819, Nov. 2010.
- [4.11] J. C. McGregor, J. G. Pollock and H. C. Anton, “The value of ultrasonography in the diagnosis of abdominal aortic aneurysm,” *Scot. Med. J.*, vol. 20, no. 3, pp. 133–137, May 1975.
- [4.12] A. D. Jacob, P. L. Barkley, K. C. Broadbent and T. T. T. Huynh, “Abdominal aortic aneurysm screening,” *Semin. Roentgenol.*, vol. 50, no. 2, pp. 118–126, Apr. 2015.
- [4.13] X. Wang, M. H. Ghayesh, A. Kotousov, A. C. Zander and P. J. Psaltis, “Dynamical influences of different aneurysm sizes on rupture risk of abdominal aorta,” in *1st International Conference on Mechanical System Dynamics (ICMSD 2022)*, Nanjing, China, 2022, pp. 33–38.
- [4.14] J. Anagnostakos and B. K. Lal, “Abdominal aortic aneurysms,” *Prog. Cardiovasc. Dis.*, vol. 65, pp. 34–43, Mar. 2021.
- [4.15] “Abdominal aortic aneurysm.” UF Health (University of Florida Health). Accessed: Jun. 30, 2024. [Online.] Available: <https://ufhealth.org/conditions-and-treatments/abdominal-aortic-aneurysm>
- [4.16] S. Celi and S. Berti, “Biomechanics and FE modelling of aneurysm: Review and advances in computational models,” in *Aneurysm*. London, UK: InTech, 2012.
- [4.17] P. Hoskins, S. Semple, P. White and J. Richards, “Imaging of aneurysms” in *Biomechanics and Mechanobiology of Aneurysms*, vol. 7. Berlin, Germany: Springer, 2011, pp. 35–65.
- [4.18] H. de Hoop, N. J. Petterson, F. N. van de Vosse, M. R. H. M. van Sambeek, H.-M. Schwab and R. G. P. Lopata, “Multiperspective ultrasound strain imaging of the abdominal aorta,” *IEEE Trans. Med. Imag.*, vol. 39, no. 11, pp. 3714–3724, Nov. 2020.
- [4.19] A. T. Mobashsher, A. Mahmoud and A. M. Abbosh, “Portable wideband microwave imaging system for intracranial hemorrhage detection using improved back-projection algorithm with model of effective head permittivity,” *Sci. Rep.*, vol. 6, Feb. 2016.

- [4.20] A. T. Mobashsher, K. S. Bialkowski, A. M. Abbosh and S. Crozier, “Design and experimental evaluation of a non-invasive microwave head imaging system for intracranial haemorrhage detection,” *PLoS ONE*, vol. 11, no. 4, p. e0152351, Apr. 2016.
- [4.21] A. T. Mobashsher and A. M. Abbosh, “On-site rapid diagnosis of intracranial hematoma using portable multi-slice microwave imaging system,” *Sci. Rep.*, vol. 6, Nov. 2016.
- [4.22] S. Candefjord et al., “Microwave technology for detecting traumatic intracranial bleedings: Tests on phantom of subdural hematoma and numerical simulations,” *Med. Biol. Eng. Comput.*, vol. 55, no. 8, pp. 1177–1188, Aug. 2017.
- [4.23] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [4.24] A. A. Deshmukh and K. P. Ray, “Formulation of resonance frequencies for dual-band slotted rectangular microstrip antennas,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 54, no. 4, pp. 78–97, Aug. 2012.
- [4.25] M. Joler and J. Kucan, “Impact of slot parameters on the three resonant frequencies of a rectangular microstrip antenna: Study of the impact of the slot length, width, and position,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 57, no. 4, pp. 48–63, Aug. 2015.
- [4.26] R. K. Dash, P. B. Saha, D. Ghoshal and G. Palai, “Fractal slot loaded compact wearable button antenna for IOT and X-band applications,” *Wireless Netw.*, vol. 29, pp. 589–605, Feb. 2023.
- [4.27] F.-E. Zerrad et al., “Microwave imaging approach for breast cancer detection using a tapered slot antenna loaded with parasitic components,” *Materials*, vol. 16, no. 4, p. 1496, Feb. 2023.
- [4.28] A. Martínez-Lozano et al., “UWB-printed rectangular-based monopole antenna for biological tissue analysis,” *Electronics*, vol. 10, no. 3, p. 304, Jan. 2021.
- [4.29] P. A. Martin, “What is Babinet’s principle?,” *Wave Motion*, vol. 122, Oct. 2023.
- [4.30] J. D. Kraus, *Antennas*. New Delhi, India: Tata McGraw-Hill, 1988.
- [4.31] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [4.32] G. Pelosi and S. Selleri, “Babinet's principle in electromagnetics: Why does a slot radiate like a dipole? [historical corner],” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 59, no. 2, pp. 144–148, Apr. 2017.

- [4.33] H. G. Booker, "Slot aeriels and their relation to complementary wire aeriels (Babinet's principle)," *J. Inst. Elect. Eng. – Part IIIA: Radiolocation*, vol. 93, no. 4, pp. 620–626, 1946.
- [4.34] M. Born and E. Wolf, *Principles of Optics: Electromagnetic Theory of Propagation Interference and Diffraction of Light*, 6th ed. Oxford, UK: Pergamon Press, 1980, pp. 559–560.
- [4.35] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Norwood, MA, USA: Artech House, 2001.
- [4.36] C. Blanco Angulo, "Detección no invasiva mediante microondas de tejido tumoral en estadios tempranos en casos de cáncer de mama," Ph.D. dissertation, Programa de Doctorado en Tecnologías Industriales y de Telecomunicación, Univ. Miguel Hernández de Elche, Elche, Spain, 2023.
- [4.37] Mini-Circuits. Technical Datasheet Solid state SP4T RF Switch ZSWA4-63DR+. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZSWA4-63DR+.pdf>
- [4.38] Mini-Circuits. Technical Datasheet Flexible Coaxial Cable FL086-24SM+. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.minicircuits.com/pdfs/FL086-24SM+.pdf>
- [4.39] Mini-Circuits. Technical Datasheet Coaxial Adapter, SMA-F to SMA-F SF-SF50+. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.minicircuits.com/pdfs/SF-SF50+.pdf>
- [4.40] P.A. Hasgall et al., Feb. 2022, "IT'IS Database for thermal and electromagnetic parameters of biological tissues, Version 4.1, Feb 22," Foundation for Research on Information Technologies in Society (IT'IS). [Online]. Available: <https://itis.swiss/virtual-population/tissue-properties/database/dielectric-properties/>
- [4.41] T. Reimer, M. Solis-Nepote and S. Pistorius, "The impact of the inverse chirp z-transform on breast microwave radar image reconstruction," *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 12, no. 9, pp. 848–854, Apr. 2020.
- [4.42] J. Garrett and E. Fear, "A new breast phantom with a durable skin layer for microwave breast imaging," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 4, pp. 1693–1700, Apr. 2015.
- [4.43] W. Yiding, W. Yirong and H. Jun, "Application of inverse chirp-z transform in wideband radar," in *IGARSS 2001. Scanning the Present and Resolving the Future. Proceedings*.

- IEEE 2001 International Geoscience and Remote Sensing Symposium (Cat. No.01CH37217)*, vol. 4, Sydney, Australia, 2021, pp. 1617–1619.
- [4.44] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Digital Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice Hall Inc., 1975.
- [4.45] C. Blanco-Angulo et al., “Non-invasive microwave-based imaging system for early detection of breast tumours,” *Biosensors*, vol. 12, no. 9, p. 752, Sep. 2022.
- [4.46] M. Feldman, “Hilbert transform in vibration analysis,” *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 25, no. 3, pp. 735–802, Apr. 2011.
- [4.47] S. L. Hahn, *Hilbert Transforms in Signal Processing*. Norwood, MA, USA: Artech House, 1996.
- [4.48] L. Marple, “Computing the discrete-time “analytic” signal via FFT,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 47, no. 9, pp. 2600–2603, Sep. 1999.
- [4.49] Y. Lei, “Signal processing and feature extraction,” in *Intelligent Fault Diagnosis and Remaining Useful Life Prediction of Rotating Machinery*. Oxford, UK: Butterworth-Heinemann, 2017.
- [4.50] D. Byrne, M. O’Halloran, M. Glavin and E. Jones, “Data independent radar beamforming algorithms for breast cancer detection,” *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 107, pp. 331–348, Aug. 2010.
- [4.51] N. AlSawaftah, S. El-Abed, S. Dhou and A. Zakaria, “Microwave imaging for early breast cancer detection: Current state, challenges, and future directions,” *J. Imag.*, vol. 8, no. 5, p. 123, Apr. 2022.
- [4.52] M. A. Elahi et al., “Comparison of radar-based microwave imaging algorithms applied to experimental breast phantoms,” in *2017 XXXIInd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS)*, Montreal, Canada, 2017, pp. 1–4.
- [4.53] R. C. Conceição, J. J. Mohr and M. O’Halloran, “An introduction to microwave imaging for breast cancer detection,” in *Biological and Medical Physics, Biomedical Engineering*. Cham, Switzerland: Springer International Publishing, 2016.
- [4.54] M. Klemm, J. A. Leendertz, D. Gibbins, I. J. Craddock, A. Preece and R. Benjamin, “Microwave radar-based breast cancer detection: Imaging in inhomogeneous breast phantoms,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 1349–1352, Nov. 2009.

- [4.55] S. Kibria, M. Samsuzzaman, M. T. Islam, M. Z. Mahmud, N. Misran and M. T. Islam, “Breast phantom imaging using iteratively corrected coherence factor delay and sum,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 40822–40832, Mar. 2019.
- [4.56] M. T. Islam, M. Z. Mahmud, M. T. Islam, S. Kibria and M. Samsuzzaman, “A low cost and portable microwave imaging system for breast tumor detection using UWB directional antenna array,” *Sci. Rep.*, vol. 9, pp. 1–13, Oct. 2019.
- [4.57] R. Benny, T. A. Anjit and P. Mythili, “An overview of microwave imaging for breast tumor detection,” *Prog. Electromagn. Res. B*, vol. 87, pp. 61–91, May 2020.
- [4.58] S. A. S. Karam, D. O’Loughlin, B. L. Oliveira, M. O’Halloran and B. M. Asl, “Weighted delay-and-sum beamformer for breast cancer detection using microwave imaging,” *Measurement*, vol. 177, Jun. 2021.
- [4.59] B. Guo, Y. Wang, J. Li, P. Stoica and R. Wu, “Microwave imaging via adaptive beamforming methods for breast cancer detection,” *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 20, no. 1, pp. 53–63, 2006.
- [4.60] M. A. Elahi et al., “Evaluation of image reconstruction algorithms for confocal microwave imaging: Application to patient data,” *Sensors*, vol. 18, no. 6, p. 1678, May 2018.
- [4.61] C. Blanco-Angulo et al., “Validation of an RF image system for real-time tracking neurosurgical tools,” *Sensors*, vol. 22, no. 10, p. 3845, May 2022.

CAPÍTULO 5

EVALUACIÓN DE LA CALIDAD DE LAS SUTURAS DE ANASTOMOSIS INTESTINAL MEDIANTE LA DETERMINACIÓN DE FUGAS ANASTOMÓTICAS. ANTENA EMBEBIDA Y APLICADOR

En este capítulo se presenta el diseño de un prototipo de sistema de medida basado en microondas capaz de ofrecer una métrica de la calidad de la anastomosis en operaciones asistidas por sistemas robóticos. Para ello, se ha realizado el diseño y concepción de un sistema no invasivo basado en antenas de banda ancha en el rango de las microondas. Asimismo, se han fabricado y medido los elementos radiantes del sistema con características de radiación mejoradas. Además, en simulación, se ha implementado un modelo digital del proceso de anastomosis que permite estimar los cambios en el modelo para determinar una posible fuga anastomótica. El sistema final tiene por objetivo ser un sensor de la calidad de la sutura que envía en tiempo real la información necesaria a un robot teleoperado, que actuará en consecuencia para mejorar de forma objetiva la calidad de la anastomosis realizada.

El capítulo está organizado de la siguiente manera: en la sección 5.1 se describe la problemática relacionada con la anastomosis, que ha dado lugar al estudio de un sistema de imagen médica por microondas como prueba de detección de fugas intestinales asociada a una de las problemáticas de la anastomosis; en la sección 5.2 se detalla el proceso de diseño, optimización, fabricación y medida de una antena embebida; en la sección 5.3 se explica el proceso de diseño, optimización, fabricación y medida del

aplicador que compone el sistema; por último, en la sección 5.4 se muestra un modelo digital del sistema y los resultados de la prueba de concepto, donde se ha simulado el proceso de anastomosis y una fuga anastomótica.

5.1. EXPLICACIÓN DE LA PROBLEMÁTICA

La anastomosis quirúrgica es el término empleado para la unión de dos estructuras tubulares como vasos sanguíneos o asas del intestino mediante suturas o grapas [5.1]. Tras una resección del intestino, que puede ser debido a diversas causas, en cirugías de emergencia y electivas, se restablece la continuidad gastrointestinal mediante una anastomosis gastrointestinal [5.2]. Travers, Lembert y Halsted establecieron los principios básicos de una sutura intestinal, y desde entonces no han tenido muchas modificaciones [5.3]. Las técnicas convencionales de la anastomosis intestinal son las suturas a mano y el grapado. Respecto a las técnicas no convencionales se pueden encontrar los anillos de compresión de la anastomosis que pueden ser biodegradables y no degradables, se pueden pegar los tejidos y se puede realizar una unión por láser [5.4]. La técnica de sutura cosida a mano se utiliza con éxito desde hace más de 100 años [5.1], su popularidad se debe a que los materiales necesarios son fácilmente asequibles y la mayoría de los cirujanos están familiarizados con el procedimiento. Ésta se puede realizar en una o dos capas, siendo la técnica de anastomosis de dos capas la más común. Para ello, utilizan suturas absorbibles en la capa interna y no absorbibles en la capa seromuscular externa. Esta técnica presenta las desventajas de requerir mucho tiempo, de ser difícil de realizar y de correr el riesgo de formarse estenosis anastomóticas. La anastomosis monocapa utiliza una sutura absorbible de forma continua o discontinua, requiriendo menos tiempo para realizarla en comparación con la anastomosis de doble capa [5.2]. Además, las suturas de una sola capa curan más rápido debido a que logran una realineación más precisa del músculo y la mucosa, reducen la isquemia, la necrosis tisular o el estrechamiento de la luz en comparación con el método de doble capa, por ello, muchos cirujanos se decantan por utilizar este tipo de suturas monocapa [5.3], [5.4].

Asimismo, también utilizan este método con suturas monofilamento, debido a que no hay ningún aumento en las tasas de fuga en comparación con el otro método [5.5].

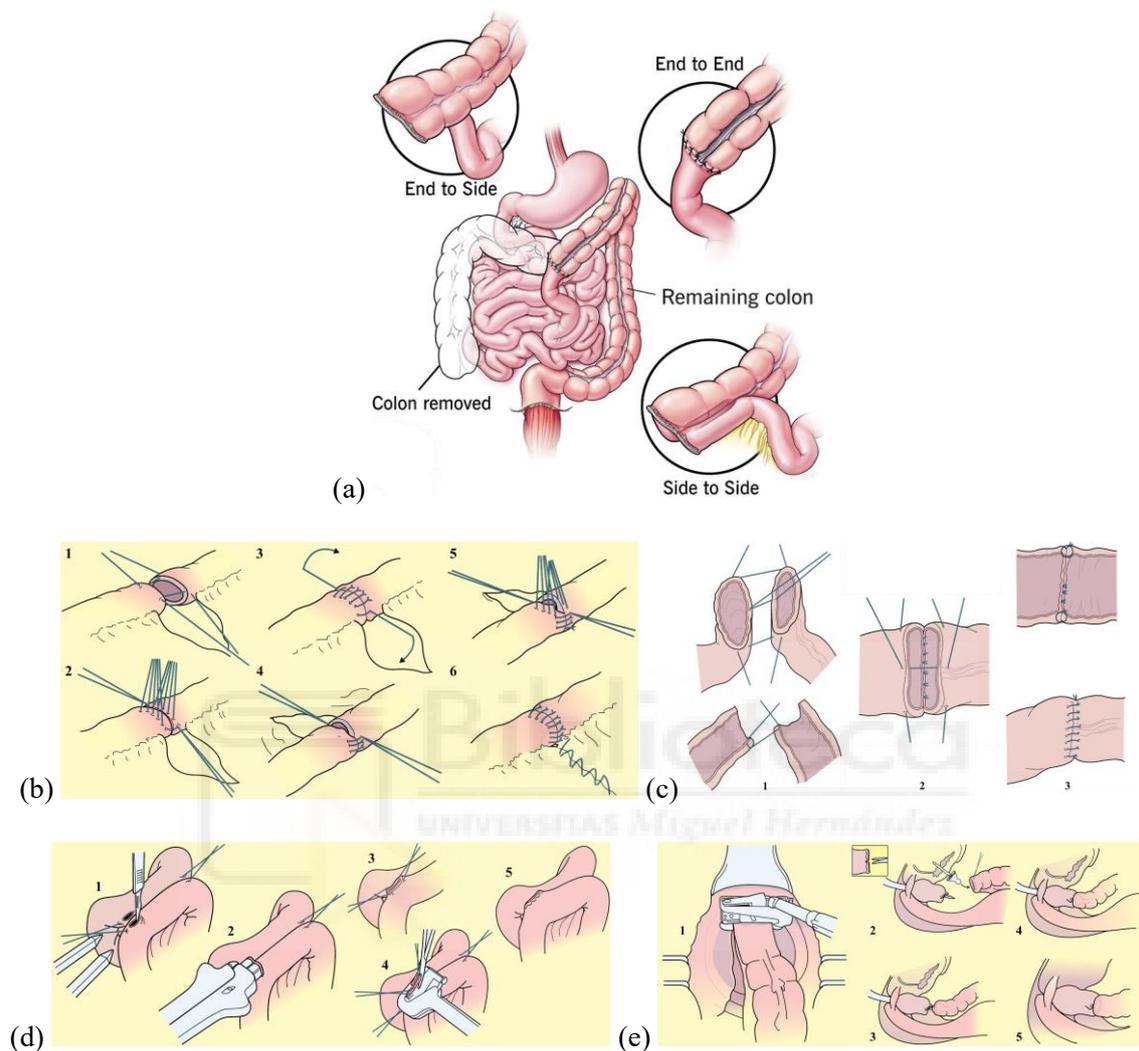


Figura 5.1. Tipos de anastomosis: (a) Anastomosis *end-to-end*, anastomosis *side-to-side* y anastomosis *end-to-side* [5.6]; (b) Esquema del proceso de anastomosis *end-to-end* en sitios accesibles; (c) Esquema del proceso de anastomosis *end-to-end* modificada para sitios con acceso limitado; (d) Esquema del proceso de anastomosis *side-to-side* con grapas; (e) Esquema del proceso de anastomosis colorrectal con grapas [5.4].

Los tipos de anastomosis que se puede utilizar para conectar los canales del cuerpo son: la anastomosis abierta de una sola capa de extremo a extremo, la anastomosis de lado a lado, la anastomosis de extremo a lado y la anastomosis colorrectal. En la figura 5.1 se pueden observar los tipos de anastomosis. La anastomosis abierta de una sola capa de extremo a extremo (*open end-to-end single-layer anastomosis*) es una técnica universalmente aplicable en el caso de anastomosis abierta de extremo a extremo donde

se dispone de sitios accesibles en el tracto gastrointestinal, requiriéndose una técnica modificada si el acceso es limitado y siendo importante evitar un número excesivo de suturas, ya que limitaría el suministro de sangre en la anastomosis. En este caso, dos extremos abiertos se conectan entre sí para formar un tubo. La anastomosis de lado a lado (*side-to-side anastomosis*) se emplea en la gastroyeyunostomía y ocasionalmente para evitar la obstrucción, siendo lo más conveniente el uso de una sutura continua. En esta técnica dos canales se conectan uno al lado del otro y sus extremos están cerrados. La anastomosis de extremo a lado (*end-to-side anastomosis*) se utiliza con mayor frecuencia para crear asas de Roux y cuando puede haber alguna disparidad significativa entre los dos extremos. En este caso, un extremo abierto se conecta al lado de otro canal, estando el extremo abierto de ese canal cerrado. La anastomosis colorrectal (*colorectal anastomosis*) es utilizada cuando la fila posterior de suturas se inserta con el colon proximal y el muñón rectal manteniendo una cierta distancia. En el caso de las anastomosis intraperitoneales no es necesario drenar la anastomosis, pero cabe destacar que las anastomosis con drenajes situados junto a ellas tienen más probabilidades de tener fugas, aunque un drenaje de succión puede prevenir la formación de hematomas después de la cirugía pélvica [5.4], [5.6].

Con respecto a las técnicas de grapado, éstas requieren menos tiempo en comparación con la costura a mano, por lo que ha añadido nuevas dimensiones a la cirugía intestinal [5.1], [5.3]. Además, dada su facilidad de uso, son útiles cuando la disposición de las suturas es difícil como, por ejemplo, en la anastomosis colorrectal baja. La utilización de esta técnica es relativa, pero puede ser óptima cuando se requieren múltiples anastomosis al final de un procedimiento prolongado y cuando la discrepancia entre los dos diámetros de los dos extremos del intestino está muy marcada, pudiéndose realizar una anastomosis funcional de extremo a extremo. La anastomosis intestinal grapada tiene una anatomía parecida a la anastomosis tradicional cosida a mano de dos capas. Se invierten los extremos del intestino y las superficies serosas se mantienen con grapas en yuxtaposición mientras se curan. Esta técnica requiere de la misma atención al detalle en la anastomosis que la técnica de suturas cosidas a mano, siendo poco probable que depender de los dispositivos de grapado para superar las deficiencias técnicas pueda evitar el fracaso [5.4]. Los dispositivos de grapado que se pueden utilizar para realizar la anastomosis son lineales o circulares, pudiéndose usar solos o combinados. En el caso de las anastomosis de lado a lado y funcionales y trianguladas de extremo a extremo, se

utilizan los dispositivos de grapado lineal. Para los casos de anastomosis de extremo a extremo se utilizan los dispositivos de grapado circular. Lo idóneo es que tanto el dispositivo como las grapas no aplasten el tejido y que, antes de grapar, se reduzca el volumen limpiando el intestino de mesenterio y grasa. También se debe tener cuidado cuando la pared intestinal está engrosada, siendo más seguro suturar la anastomosis, para no tener el riesgo de necrosis tisular en una línea de grapas. Las grapadoras intestinales no son hemostáticas y debido a la hemostasia puede ser necesario, después de poner las grapas, realizar una sutura. Además, se debe tener en cuenta que no debe aplicarse la diatermia directamente en las líneas de grapas, ya que puede provocar necrosis tisular debido a la electroconductividad de las grapas metálicas [5.4].

Los cirujanos colorrectales han de estar familiarizados con la anastomosis realizada con las técnicas de suturas cosidas a mano y con grapadora. Comparando ambas técnicas de anastomosis en ensayos aleatorios controlados, se ha determinado que no se han encontrado diferencias entre los dos métodos, demostrándose que las técnicas de sutura manual requieren una curva de aprendizaje más larga que el grapado [5.3]. Para poder obtener una óptima anastomosis intestinal se debería promover la curación primaria realizando una alineación precisa del intestino dividido, realizar una mínima alteración de la vasculatura local, incorporar la mínima cantidad posible de material extraño, no implantar células malignas en la anastomosis y no aumentar el riesgo de cánceres metacrónicos. La mayoría de las anastomosis intestinales se curan sin incidentes, debido al suministro de sangre relativamente abundante del intestino y al hecho de que el proceso de curación está oculto dentro del abdomen. El proceso de curación de la anastomosis intestinal se puede dividir en una serie de fases superpuestas, siendo la primera fase de retraso (con un periodo de 0 a 4 días), donde la respuesta inflamatoria aguda limpia la herida de los residuos que haya. La siguiente fase es la de fibroplasia (con un periodo de 3 a 14 días), donde proliferan los fibroblastos y se deposita colágeno inmaduro. Por último, la fase de maduración (con un periodo desde el día 10 en adelante), donde se remodela el colágeno. Como las anastomosis intestinales tienen poca resistencia intrínseca a la distensión y, hasta que se establece el depósito de colágeno la distracción longitudinal es débil, durante la fase de retraso se requiere de un soporte extrínseco para mantener la continuidad del tejido. Para ello, el cirujano proporciona un apoyo mediante la inserción de suturas o grapas de forma que se garanticen unas condiciones óptimas en la curación posterior [5.4]. Como en cualquier intervención, la anastomosis conlleva

algunos riesgos, entre los que se incluyen coágulos de sangre, sangrado, cicatrices, obstrucciones, estenosis o estrechamiento anormal, daños en las estructuras circundantes e infecciones, provocando todo ello fugas anastomóticas, sepsis, shock séptico o incluso la muerte [5.1]. Los factores que influyen positivamente en la cicatrización de una anastomosis intestinal son el suministro de sangre activo, mantenimiento de la yuxtaposición, alineación adecuada y falta de tensión. Por el contrario, los factores que influyen negativamente en la cicatrización son la obstrucción distal, la sepsis perianastomótica, hematoma perianastomótico, hipotensión, hipoxia, desnutrición, ictericia, corticosteroides y uremia [5.4].

La eficiencia y la seguridad de una técnica anastomótica se mide por la incidencia de las complicaciones postoperatorias, principalmente de la tasa de fuga anastomótica. Hay varios factores que afectan al resultado de la anastomosis y que están relacionados con la técnica, como por ejemplo la oposición, el suministro sanguíneo local adecuado y las suturas sin tensión. También se pueden encontrar factores abdominales y factores del paciente que afectan negativamente, como la mala nutrición, la inmunosupresión y la sepsis [5.2].

La fuga anastomótica se define como una fuga del contenido luminal de una unión quirúrgica entre dos vísceras huecas [5.7]. Ésta es una de las complicaciones posoperatorias más temidas [5.8], percibiéndose a menudo como un fallo técnico de la operación y del cirujano [5.9]. Las fugas generalmente son causadas por una rotura de la anastomosis debido a un defecto en la integridad de la anastomosis quirúrgica realizada [5.10]. Las fugas anastomóticas, después de una cirugía intestinal, pueden tener efectos graves en los resultados de los pacientes. Las tasas de fuga en operaciones de intestino delgado varían del 0.3% al 5.5%, y para procedimientos de colon y recto del 0.5% al 21%. Esta complicación, cuando ocurre, tiene un impacto significativo en la salud del paciente, alcanzando una tasa de mortalidad de hasta el 27% [5.11]. Si bien históricamente se han informado de una tasa de fugas de hasta el 30%, estudios más recientes determinan que las fugas son poco comunes y la tasa de que ocurra una es inferior al 3% [5.12]. El impacto de una fuga producido en el paciente es grave, dando como resultado estancias hospitalarias largas en unidades de cuidados intensivos, múltiples operaciones y una mayor mortalidad [5.11]. La prevención de una fuga anastomótica debe cumplir los principios básicos de una técnica quirúrgica óptima, la anastomosis debe tener un buen riego sanguíneo, no debe haber tensión con sacralización

completa de la pelvis y estar en la orientación correcta. Para poder asegurar que la longitud intestinal es la adecuada en una anastomosis libre de tensión utilizando un colon flexible y libre de divertículos, puede ser necesario movilizar el ángulo esplénico [5.13]. Durante la resección anterior laparoscópica se considera esencial la movilización del ángulo esplénico y, si se realiza correctamente, la anastomosis puede estar libre de tensión al proporcionar una longitud colónica suficiente, disminuyéndose el riesgo de fuga colorrectal. Este procedimiento es una parte crucial y esencial en todas las cirugías colorrectales del lado izquierdo, y permite una correcta resección con un buen riego sanguíneo. Sin embargo, realizar una movilización del ángulo esplénico tiene la desventaja de que puede aumentar considerablemente el tiempo operatorio a cambio de una estancia más corta [5.12]. Para detectar una posible fuga después de realizar la anastomosis, se hace una prueba de fuga de aire intraoperatoria para identificar cualquier riesgo de fuga anastomótica, donde la prueba consiste en insuflar aire mediante un sigmoidoscopio [5.13]. El procedimiento se realiza insertando en el canal anal una jeringa donde se insufla 60 cc de aire por el recto, con la anastomosis del colon bajo irrigación de solución salina. Esta prueba es eficiente debido a que el tiempo, riesgo y coste del procedimiento es mínimo, pudiendo identificar fugas en hasta el 25% de las anastomosis. Sin embargo, la tasa de fuga anastomótica colorrectal no disminuye significativamente en los pacientes evaluados en comparación con los que no evaluados [5.12]. En esta prueba, si se detecta una fuga de aire habría que realizar una ileostomía de derivación con asa protectora proximal, para que en el caso de que ocurriera una fuga anastomótica se ayudara a disminuir la gravedad de la misma. Para minimizar el riesgo de fuga, algunos recomiendan una anastomosis con bolsa colónica o de lado a extremo, aunque no se ha asociado el tipo de anastomosis con el riesgo de fuga y con la necesidad de crear un estoma [5.13]. Otras pruebas o técnicas utilizadas para detectar fugas anastomóticas son la endoscopia intraoperatoria, la medida de la oxigenación tisular local y la espectroscopia de infrarrojo cercano. Estas técnicas presentan algunos resultados prometedores, aunque en la actualidad son experimentales [5.14]. Hasta la fecha, en un paciente individual no es posible predecir la probabilidad de fuga, debido a que no existen herramientas basadas en evidencia que puedan predecir la fuga anastomótica. Por parte del cirujano, la evaluación del riesgo clínico de una fuga anastomótica tiene un valor predictivo bajo y subestima el riesgo de fuga [5.15], [5.16]. En [5.15] se puede ver un estudio donde evalúan la precisión del juicio de los cirujanos en la predicción de la fuga anastomótica en anastomosis colorrectales, obteniendo una baja sensibilidad y especificidad para todas

las anastomosis. Además, los resultados del estudio identifican la falta de una prueba predictiva intraoperatoria confiable para la fuga por parte del cirujano. Para contrarrestar el problema de la fuga anastomótica, ha habido una tendencia reciente a crear más estomas no funcionales, pero un estoma innecesario puede provocar no solo morbilidad e incomodidad, sino también un aumento de los costes sanitarios, y en muchos pacientes la continuidad nunca se restablece [5.16].

Como sucede en la mayoría de las cirugías, en la anastomosis puede haber complicaciones. Los factores técnicos y específicos del paciente que están asociados con el riesgo de fugas se pueden dividir en dos, los factores del paciente y los factores del cirujano, y muchos de ellos se pueden superponer, siendo complicado afirmar por qué una anastomosis particular tiene una fuga. Respecto a los factores del paciente se pueden encontrar el estado fisiológico general, los esteroides, la necesidad de anastomosis rectal/anal baja, la desnutrición/pérdida de peso, la cirugía de emergencia, la obesidad, la hipoalbuminemia, la anemia, el sexo masculino, la edad avanzada, la enfermedad pulmonar obstructiva crónica, el tabaquismo, el consumo de alcohol, la radiación previa, la cirugía abdominal previa, colon derecho versus izquierdo y enfermedades primarias como la enfermedad de Crohn o la diverticulitis [5.9], [5.13]. No pudiéndose remediar la mayoría de los factores de riesgo como por ejemplo la edad, el sexo o el proceso patológico. En el caso de los factores del cirujano se engloban el tiempo operatorio prolongado, la pérdida de sangre, el uso de drenaje pélvico, la preparación intestinal, el uso de vasopresores, el desvío proximal y el suministro de sangre. Cirujanos experimentados sugieren que se pueden prevenir muchas de las fugas, debido a las bajas tasas de fugas que han presentado grandes cantidades de pacientes a los que han seguido cuidadosamente. Asimismo, se puede minimizar el riesgo de fuga posoperatoria en los pacientes antes de abordar la cirugía [5.9]. El diagnóstico de una fuga anastomótica está basado en un examen clínico y radiológico, habiendo una sospecha de fuga cuando hay cualquier sepsis inexplicable, y siendo clínicamente evidente entre el quinto y séptimo día posoperatorio, aunque aproximadamente entre el 12% y el 30% de todas las fugas se diagnostican más de 30 días después de la cirugía [5.13], [5.17]. Los pacientes que presentan una fuga anastomótica tienen más probabilidades de tener fiebre superior a 38°C el día 2, ausencia de acción intestinal el día 4, diarrea antes del día 7, menos de 400 ml de líquido de drenaje abdominal el día 3, insuficiencia renal el día 3 y leucocitosis después del día 7. Las fugas se diagnostican con una investigación clínica o radiológica

mediante enema de contraste o tomografía computarizada con contraste rectal, siendo la tomografía la mejor opción para diagnosticar una fuga anastomótica [5.5], [5.17]. En todo caso, la tomografía computarizada puede no ser suficientemente precisa en la detección de una fuga anastomótica colorrectal debido a su alta tasa de falsos negativos, que está alrededor del 30% [5.10].

El tratamiento a seguir cuando un paciente presenta una fuga anastomótica después de una resección anterior baja puede ser un desafío y requiere una consideración cuidadosa de numerosos factores, un juicio reflexivo e intervenciones deliberadas de manera oportuna. Lo primero es determinar si el paciente necesita ir inmediatamente al quirófano o no, aplicándose a continuación los antibióticos intravenosos de amplio espectro y la hidratación. Seguidamente se determina el tipo de intervención que se requiere y si el paciente está estable para ir al quirófano o necesita primero una reanimación agresiva. Si el paciente está lo suficientemente estable como para ser evaluado, se deben realizar imágenes médicas. Si el tiempo y la estabilidad del paciente lo permiten, una enfermera enterostoma marca al paciente en cuatro cuadrantes para poner un posible estoma según los hallazgos intraoperatorios [5.13].

Las fugas anastomóticas se pueden clasificar en tres tipos. El tipo I está asociado con peritonitis generalizada o sepsis. El tipo II se asocia con una imagen de tomografía computarizada de un absceso pélvico localizado alrededor de la anastomosis. Por último, el tipo III se asocia con el drenaje de líquido maloliente o contenido fecal de la piel, la orina o la vagina a través de una fistula. Se puede considerar un tratamiento conservador en un paciente estable con una fistula bien drenada [5.13]. Otros estudios prefieren caracterizar las fugas en dos subconjuntos, que son las fugas libres y las contenidas. La fuga libre presenta una alteración anastomótica significativa con peritonitis generalizada, y la fuga contenida se presenta como un defecto anastomótico menor con peritonitis localizada, que incluye absceso intraabdominal y fistula. Esta clasificación pretende establecer una correspondencia con un tratamiento agresivo o con un procedimiento más conservador, respectivamente [5.10]. El diagnóstico rápido y la cirugía adecuada reducen la mortalidad tras las fugas, por lo que es importante reconocerlas rápidamente. El tratamiento de las fugas clínicas importantes a menudo requiere una laparotomía con lavado peritoneal y formación de un estoma, y las menos significativas se pueden tratar de forma conservadora. El tratamiento de elección para los abscesos en ausencia de peritonitis que requiera laparotomía es el drenaje guiado radiológicamente. En la mayoría

de los casos, la formación de estenosis anastomótica después de una fuga anastomótica se puede resolver sin tratamiento, pero puede requerir intervención local [5.17].

Una parte fundamental de la toma de decisiones quirúrgicas es la evaluación de riesgos. Dicha evaluación y la elección del paciente, encamina el plan de tratamiento óptimo y rige la toma de decisiones intraoperatorias, como puede ser la realización de una anastomosis entre otras consideraciones. Existen distintos tipos de sistemas de puntuación y calificación, pudiéndose dividir en aquellos que predicen, diagnostican o clasifican la gravedad de una fuga anastomótica. La puntuación de fuga de colon fue desarrollada para ayudar a los cirujanos en la toma de decisiones sobre la disfunción del intestino e intentar predecir, antes de la cirugía, el riesgo de fuga. Este sistema de puntuación es el único que se emplea con el fin de predecir las fugas, aunque hay otros sistemas de puntuación fisiológicas y de riesgo. Por ejemplo, otro sistema de puntuación desarrollado es el utilizado para identificar fugas en la cirugía colónica y rectal, y reducir el tiempo hasta el diagnóstico [5.14].

En la cirugía intestinal la fuga anastomótica durante más de un siglo ha sido un problema continuo. Para contener las fugas en las últimas décadas se han desarrollado diversas técnicas quirúrgicas y métodos de prevención, pero desafortunadamente, en un futuro previsible, parece que seguirá siendo una complicación [5.12]. Dada la complejidad de los factores que influyen en la aparición y la gravedad de la fuga anastomótica, es necesario investigar en factores como la cicatrización de las heridas y que la anastomosis sea exitosa, entre otros muchos. Por tanto, lo idóneo es que las próximas soluciones de ingeniería no solo se centran en los aspectos mecánicos, sino también en la cicatrización de heridas y en una mejor identificación temprana de la fuga anastomótica, ayudada por el uso de sistemas de puntuación e imágenes, ya que sería esencial para el tratamiento exitoso de las fugas [5.12], [5.14]. La motivación surgida por esta problemática ha dado como resultado que en este capítulo se proponga el estudio de un sistema basado en microondas para la medida de forma objetiva de la calidad de la anastomosis, a fin de poder evitar algunas complicaciones postoperatorias, como puede ser la fuga anastomótica. Este sistema está basado en una serie de antenas de microondas que permitirán, mediante técnicas de análisis de señales basadas en radar e imagen médica, evaluar la calidad de la anastomosis intestinal. Con la experiencia previa que se ha adquirido en los dos sistemas implementados en los capítulos anteriores, se propone un sistema basado en dos aplicadores, situados a ambos lados del intestino sobre el que

se realiza la anastomosis. Cada uno de los aplicadores está formado por 4 antenas impresas independientes, que transmiten y reciben señales de banda ancha. Estas antenas impresas, que en esta Tesis Doctoral se han denominado antenas embebidas, han sido diseñadas junto con otros materiales dieléctricos que permiten mejorar sus características de radiación, evitando la radiación indeseada hacia la zona trasera y focalizando la energía en la dirección del intestino, manteniendo las características de banda ancha.

5.2. DISEÑO DE LA ANTENA EMBEBIDA

5.2.1. DISEÑO Y OPTIMIZACIÓN INICIAL DE LA ANTENA EMBEBIDA

El elemento radiante propuesto, que se presenta a lo largo del capítulo para la aplicación comentada anteriormente, es una antena embebida basada en una antena monopolo impresa de tipo rectangular con alimentación microstrip. La antena desarrollada presenta un diseño sencillo que se ha realizado mediante una serie de modificaciones en su geometría para cumplir con los objetivos de diseño, similares a los que se han tenido en cuenta en las otras antenas previas: tamaño compacto, frecuencia mínima de funcionamiento lo más baja posible y mayor ancho de banda posible. En el diseño de la antena, tal y como se ha realizado en el capítulo 3 y 4, la geometría inicial de ésta es de tipo rectangular y se ha realizado un estudio paramétrico basado en la modificación de la geometría de la antena en simulación, donde se ha incorporado una transición (*taper*) entre la línea de transmisión y el parche. Además, la antena presenta diferentes materiales dieléctricos unidos a ella, formando de esta manera una antena embebida. Estos materiales se han estudiado detenidamente para que mejoren las características de radiación de la antena, a la vez que mantenga su condición de banda ancha. Para ello, se han analizado sus características dieléctricas y, en base a simulaciones paramétricas, se han optimizado sus propiedades para que sus dimensiones finales sean lo más pequeñas posibles, de forma que la antena embebida final sea compacta. Asimismo, la aplicación final, para poder estimar la calidad de la anastomosis, requiere que la antena se sitúe pegada a los intestinos, por tanto, se ha tenido en cuenta esta

disposición en simulación, por lo que se ha diseñado la antena junto con un modelo de intestinos. Para realizar el diseño y optimización de la antena se ha utilizado el software de simulación electromagnética HFSS con el método FEM.

Tabla 5.1. Substratos evaluados.

Nombre del substrato	h (μm)	ϵ_r	$\tan \delta$ (@10.0 GHz)	t (μm)	$l_{\lambda/4 50\Omega}$ (μm) (@5.0 GHz)	$W_{50\Omega}$ (μm)
Taconic CER10	640.00	10.00	0.35E-2	35.00	5814.00	591.00
Taconic RF10	640.00	10.20	0.25E-2	35.00	5765.00	579.00
Taconic RF10	1520.00	10.20	0.25E-2	35.00	5593.00	1450.00
Taconic TLX8	832.00	2.55	0.17E-2	35.00	10276.00	2307.00
Taconic TLX8	1216.00	2.55	0.17E-2	35.00	10239.00	3395.00
Taconic RF60	790.00	6.15	0.28E-2	35.00	7116.00	1143.00
Taconic RF60	1270.00	6.15	0.28E-2	35.00	7035.00	1868.00
Taconic RF60A	1580.00	5.93	0.28E-2	35.00	7110.00	2408.00
FR-4	400.00	4.40	2.00E-2	35.00	8367.00	741.00
FR-4	800.00	4.40	2.00E-2	35.00	8279.00	1516.00
FR-4	1600.00	4.40	2.00E-2	35.00	8155.00	3113.00
Rogers 6002	254.00	2.94	0.12E-2	18.00	9777.00	625.00
Rogers TMM10i	508.00	9.80	0.20E-2	35.00	5892.00	474.00
Rogers TMM6	762.00	6.00	0.23E-2	35.00	7193.00	1124.00
Rogers TMM6	1270.00	6.00	0.23E-2	35.00	7107.00	1919.00
Rogers RO3003	1524.00	3.00	0.10E-2	18.00	9538.00	3824.00

Uno de los problemas que se ha encontrado en las antenas monopolo de banda ancha es la radiación omnidireccional que presentan. En las antenas de los capítulos anteriores, que presentaban este tipo de radiación, su efecto se evitaba alejando al personal o a cualquier elemento que pudiera provocar reflexiones y que fuera ajeno al escenario de operaciones. Adicionalmente, toda la electrónica correspondiente de los sistemas se ha situado estratégicamente para que no influyeran en la radiación de las antenas. Además, las medidas, que están automatizadas, se realizaban a una distancia suficientemente lejana para que no haya ningún cambio en las características de radiación de la antena. En dichos casos donde las antenas presentan una radiación omnidireccional, se debe tener en cuenta como algo secundario que, dentro del campo de radiación de las antenas, la radiación es atraída por el objeto que presente una mayor permitividad, aunque esto no evita la

radiación en el sentido contrario al objeto a analizar. En el caso de esta aplicación donde se pretende medir la calidad de la sutura de la anastomosis intestinal realizada, no es posible la utilización de una radiación omnidireccional, ya que las antenas deben estar prácticamente pegadas al intestino y los operarios o cirujanos que estén realizando la intervención se encontrarán muy cerca del sistema, debido a que tienen que sujetarlo. El hecho de que el intestino esté pegado a las antenas y que el operario/cirujano se encuentre muy cerca del sistema, ha llevado a dos decisiones importantes en el diseño de la antena. Por una parte, se ha considerado que la alimentación de la antena sea larga para evitar la influencia de los conectores y la presencia del operario en la respuesta de la antena. En este caso, al igual que en las antenas anteriores, se ha diseñado y optimizado la antena con el conector. Por otra parte, se ha intentado focalizar todo lo posible la radiación de las antenas hacia el tejido a analizar.

Al extender la línea de transmisión de la antena, no es recomendable utilizar un sustrato de bajo coste como es el FR-4 que se ha utilizado en las antenas previas, ya que presenta unas pérdidas muy altas que afectan de forma negativa a las características de las antenas, especialmente a altas frecuencias. Para poder seleccionar un sustrato que se adapte mejor a la aplicación final y que también presente un ancho de línea fabricable, así como un tamaño pequeño de la antena, se ha realizado un estudio con algunos de los sustratos disponibles en el laboratorio, que se muestran en la Tabla 5.1. A partir de estos sustratos, en los que se debe utilizar la fabricación con microfresadora, se seleccionaron y estudiaron aquellos que permiten fabricar el ancho de una línea de transmisión con la mínima resolución permitida por la microfresadora. A modo de ejemplo se muestra una parte del estudio realizado para seleccionar el sustrato final, donde se han evaluado los siguientes sustratos: Taconic TLX8 de $h = 832.00 \mu\text{m}$ y $\epsilon_r = 2.55$, FR-4 de $h = 800.00 \mu\text{m}$ y $\epsilon_r = 4.40$, Taconic RF60 de $h = 790.00 \mu\text{m}$ y $\epsilon_r = 6.15$, y Taconic RF10 de $h = 1520.00 \mu\text{m}$ y $\epsilon_r = 10.20$. En este caso, se ha diseñado una antena adaptada a cada uno de los sustratos utilizados y, seguidamente, se han comparado sus coeficientes de reflexión para ver cómo afecta las características del sustrato al ancho de banda de la antena. Aunque cada uno de los sustratos presenten una tangente de pérdidas distinta, en este estudio se ha utilizado para todos los casos una $\tan \delta = 0.002$. De esta forma se puede hacer una comparativa más igualitaria entre las antenas. Esto afecta especialmente al sustrato FR-4 que en realidad presenta unas pérdidas mucho más altas. Para todos los sustratos seleccionados se ha utilizado una antena parche de $10 \times 10 \text{ mm}^2$ y la separación

entre el parche y el plano de tierra se ha establecido en 3.5 mm. El ancho total de todos los substratos es de 12 mm y el largo depende de la longitud de la línea de transmisión utilizada. En la figura 5.2 se muestran las distintas antenas diseñadas en función del substrato utilizado junto con sus dimensiones.

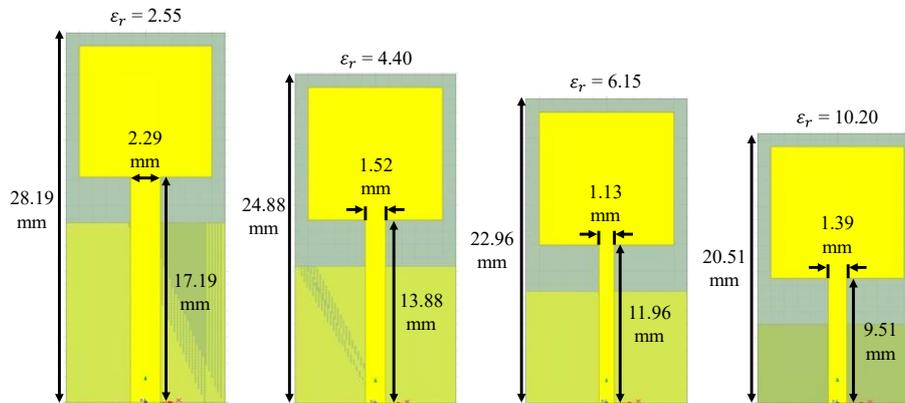


Figura 5.2. Diseño de las antenas en función de las características del substrato utilizado. En todos los casos el parche presenta unas dimensiones de $10 \times 10 \text{ mm}^2$, el espacio entre el parche y el plano de tierra es de 3.5 mm, y el ancho del substrato es de 12 mm. De izquierda a derecha, los espesores de los substratos son de $832 \text{ }\mu\text{m}$, $800 \text{ }\mu\text{m}$, $790 \text{ }\mu\text{m}$, y $1520 \text{ }\mu\text{m}$.

Para analizar el comportamiento de las antenas con los diferentes substratos seleccionados y quedarse con aquel que proporcione mejores prestaciones, se han simulado en tres casos distintos. Primero se han simulado las antenas solas sin ningún elemento alrededor. A continuación, se ha incorporado una capa de material alrededor de la antena y pegado a la misma, donde esta capa simula, a modo de radomo, un material biocompatible que se sitúa como forma de protección entre el material biológico y la antena. El radomo utilizado presenta un espesor 1 mm, un ancho de 14 mm y una longitud que depende de la permitividad del substrato utilizado en la antena. Las propiedades dieléctricas de este material biocompatible son: $\epsilon_r = 2.47$ y $\tan \delta = 0.03$ [5.18]. Como tercer caso, la antena con radomo se ha simulado con un bloque de material biológico, con un espesor de 20 mm, un ancho de 18 mm y una longitud que depende de la permitividad del substrato utilizado en cada antena. En este caso se utiliza un modelo dispersivo para las propiedades dieléctricas del intestino, donde la permitividad relativa y la tangente de pérdidas se han obtenido a partir de un modelo de Cole-Cole de 4 polos que incluye el efecto de la conductividad en continua, tal y como se muestra en la expresión (5.1), donde ω es la frecuencia angular, $\epsilon'_c(\omega)$ es la parte real de la

permitividad dieléctrica dependiente de la frecuencia, $\varepsilon''_c(\omega)$ es la parte imaginaria de la permitividad dieléctrica dependiente de la frecuencia, n es el orden del modelo de Cole-Cole, ε_∞ es la permitividad de alta frecuencia, $\Delta\varepsilon_n$ es la magnitud de la dispersión, τ_n es la constante de tiempo de relajación, α_n es el parámetro que permite ampliar la dispersión y σ_i es la conductividad iónica estática [5.19]. Los datos necesarios para obtener las características dieléctricas del material se han extraído de la base de datos [5.20]. Además, se ha realizado un programa en MATLAB para obtener los valores en forma de tabla para cada una de las frecuencias evaluadas, siguiendo el formato requerido por HFSS. En la figura 5.3 se muestra la permitividad relativa y la tangente de pérdidas del intestino obtenidos con el modelo de Cole-Cole de 4 polos para el ancho de banda de simulación.

$$\hat{\varepsilon}(\omega) = \varepsilon'_c(\omega) - j\varepsilon''_c(\omega) = \varepsilon_\infty + \sum_n \frac{\Delta\varepsilon_n}{1 + (j\omega\tau_n)^{(1-\alpha_n)}} + \frac{\sigma_i}{j\omega\varepsilon_0} \quad (5.1)$$

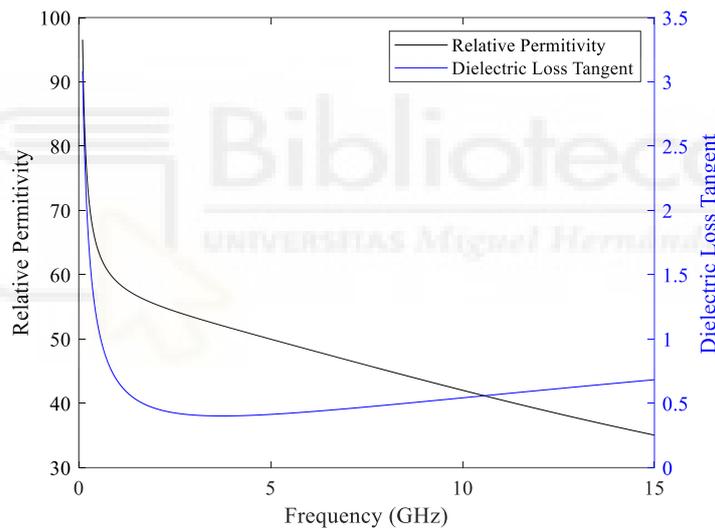


Figura 5.3. Características dieléctricas del intestino (permitividad relativa y tangente de pérdidas).

Comparando el comportamiento de cada una de las antenas diseñadas con diferentes substratos, se ha podido comprobar que, en el caso de simular las antenas en aire, como es normal, el ancho de banda de la antena disminuye a medida que aumenta la ε_r y la frecuencia mínima de funcionamiento, en todos los casos, no se ve afectada por las características de los substratos. Al añadir el radomo en las antenas, su respuesta se ve influenciada por la presencia de dicho material. El efecto de añadir este radomo es que al ser la ε_r del material superior a la del aire, la frecuencia mínima de funcionamiento de la antena se ve ligeramente desplazada hacia frecuencias más bajas, al igual que sucede en

las frecuencias altas. Por tanto, el ancho de banda de estas antenas disminuye en comparación con la antena sin radomo. Al situar sobre la antena con radomo el material biológico se puede observar que, en todos los casos analizados, la respuesta de la antena se ve notablemente afectada por el material, haciendo que dicha respuesta se desplace hacia frecuencias más bajas. Comparando la respuesta de todas las antenas con los distintos substratos cuando se simulan con radomo y con material biológico, se puede apreciar que cuanto menor sea el valor de la ϵ_r del substrato, mayor será el ancho de banda que se puede obtener de la antena, tal y como se muestra en la figura 5.4. Además, los valores bajos de la ϵ_r provocan que la frecuencia mínima de funcionamiento se desplace hacia frecuencias más altas. Aun así, lo más interesante es utilizar una ϵ_r del substrato baja, ya que de esta forma se puede obtener un ancho de banda mayor, con lo cual lo ideal es utilizar una $\epsilon_r = 2.55$. El siguiente valor de ϵ_r operativo que podría funcionar/utilizarse sería el de $\epsilon_r = 6.15$, ya que el substrato de FR-4 no es un buen candidato debido a que presenta muchas pérdidas. A la vista de los resultados obtenidos, el substrato que mejor se adapta a las necesidades de la antena es el que presenta una ϵ_r de 2.55. Por tanto, para esta aplicación, la antena diseñada utiliza un substrato Taconic TLX8 de 0.832 mm de espesor con $\epsilon_r = 2.55$ y $\tan \delta = 0.0017$.

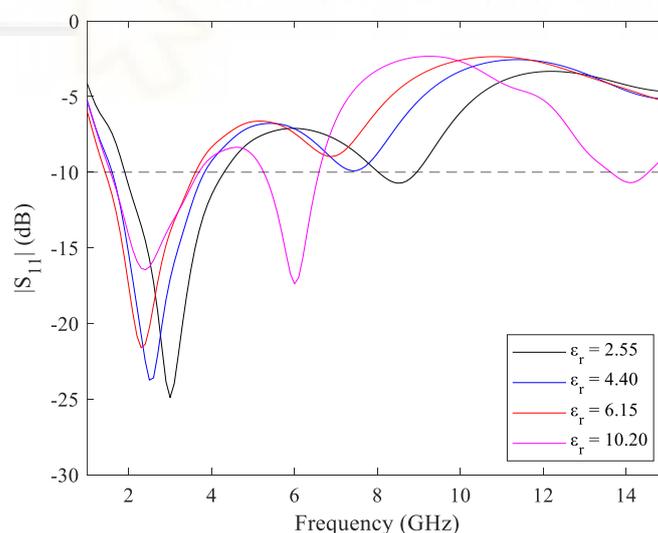


Figura 5.4. Comparativa del módulo de los coeficientes de reflexión de las antenas con los distintos substratos simulados con radomo y con material biológico.

Una vez seleccionado el tipo de substrato necesario, se procede a la optimización de la antena. Como la antena embebida forma parte de un aplicador, tal y como se ha comentado anteriormente, primero se ha realizado el diseño de una antena y

posteriormente se han situado todas juntas para formar el aplicador, donde se ha realizado el reajuste (ligera re-optimización) necesario. Las antenas embebidas que forman el aplicador son independientes y el tamaño de éste está restringido por la aplicación. En este caso, se ha limitado el tamaño final del aplicador a unas dimensiones de $60 \times 80 \text{ mm}^2$, lo que limita igualmente el tamaño y número de antenas. Para esta aplicación se ha establecido que el aplicador esté formado por 2×2 antenas, con un tamaño máximo total de antena de $30 \times 40 \text{ mm}^2$ y un tamaño del parche radiante de $10 \times 10 \text{ mm}^2$. El esquema inicial del aplicador y de cada una de las antenas se muestra en la figura 5.5, y las dimensiones iniciales, antes de optimización, se pueden observar en la Tabla 5.2.

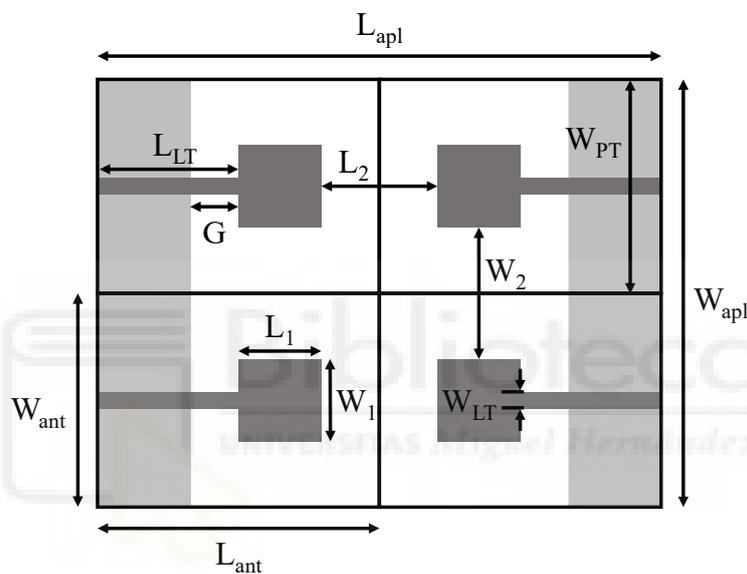


Figura 5.5. Geometría inicial del aplicador (la parte gris clara es el plano de tierra y la parte gris oscura es la línea de alimentación y el parche radiante).

Tabla 5.2. Parámetros iniciales del aplicador y de la antena.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
W_{apl}	60.00	W_2	20.00
L_{apl}	80.00	L_2	20.00
W_{ant}	30.00	W_{LT}	2.29
L_{ant}	40.00	L_{LT}	20.00
W_1	10.00	W_{PT}	30.00
L_1	10.00	G	3.50

La primera optimización de la antena se ha realizado en vacío, modificando cada una de las dimensiones que la componen, pero en este caso no se ha conseguido una gran

mejora de la respuesta de la antena. Tras la optimización, el parámetro L_{LT} se ha modificado ligeramente, tomando un valor de 20.69 mm, lo que hace que la longitud de la antena (L_{ant}) y del aplicador (L_{apl}) también se vean modificados, quedando en 40.69 y 81.38 mm respectivamente. En la figura 5.6 se muestra la respuesta de la antena ($|S_{11}|$). Los diagramas de radiación simulados para los planos E y H y para las frecuencias que se encuentran dentro del ancho de banda de la antena, es decir, para las frecuencias de 3, 4 y 5 GHz, se pueden observar en la figura 5.7. En dicha figura se aprecia que la antena tiene un comportamiento omnidireccional, como era de esperar.

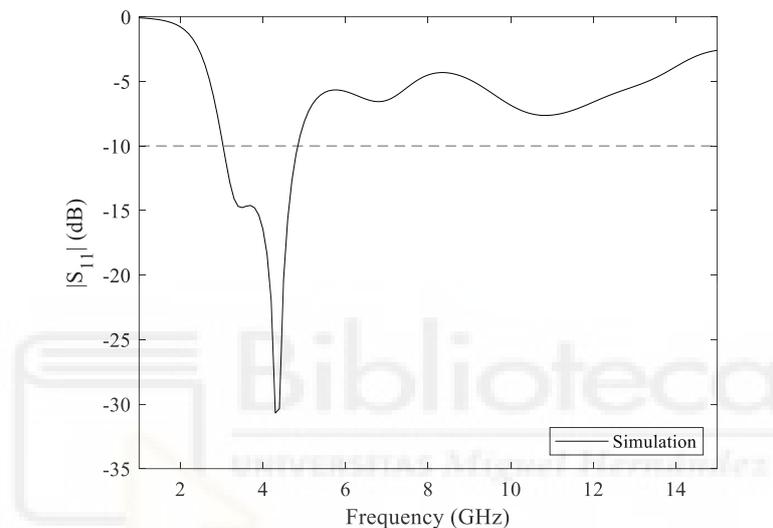


Figura 5.6. Módulo del coeficiente de reflexión de la antena tras realizar la primera optimización en aire.

Como la antena está destinada a funcionar pegada a los intestinos, lo más apropiado es tener en cuenta la influencia de este material biológico en el diseño y optimización de la misma. Además, en un estudio realizado en simulación con dos antenas y material biológico entre ellas, se ha constatado que el tejido tiene un importante impacto en la respuesta de la antena, desplazando su frecuencia mínima de funcionamiento hacia frecuencias más bajas. Además de obtener un mayor ancho de banda y recibir una potencia menor con respecto a cuando no hay tejido, debido a que el material biológico absorbe gran parte de la señal. Este estudio se realizó con un modelo sencillo de intestino y un modelo que incluía dos intestinos pegados, siguiendo un modelo más realista de anastomosis. En esta prueba se concluyó que no hay demasiados cambios en la respuesta de la antena al analizar su comportamiento con uno o con dos intestinos, por lo que se

decidió hacer la optimización con solo un modelo de intestino, reduciendo la carga computacional de las simulaciones y, con ella, el tiempo.

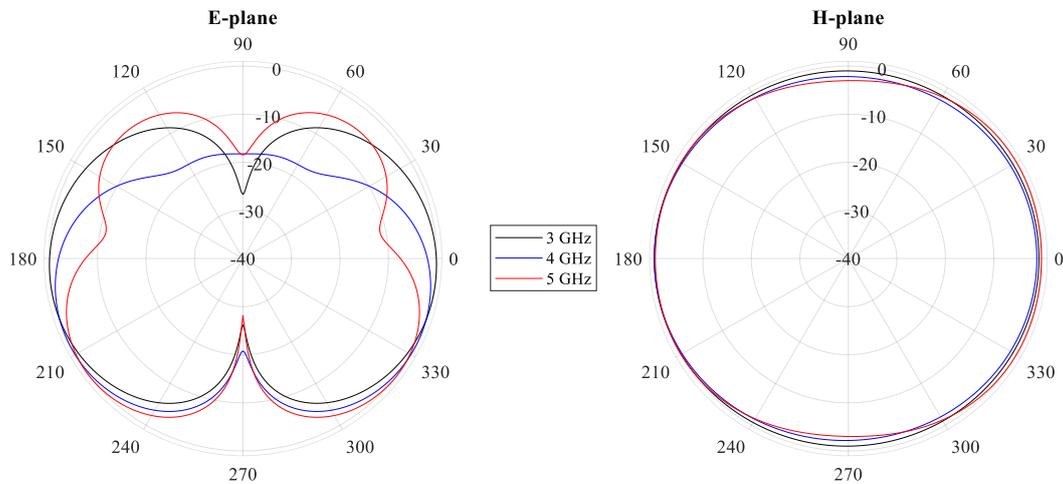


Figura 5.7. Diagramas de radiación de los planos E y H simulados de la antena tras realizar la primera optimización en aire para las frecuencias de 3 GHz, 4 GHz y 5 GHz.

Para esta aplicación, la antena se ha diseñado sobre un material (substrato) que presenta una baja permitividad. Además, como la antena está destinada a irradiar en un medio que presenta una permitividad alta, tejido biológico del intestino, y para evitar en la medida de lo posible reflexiones por desadaptación, se ha planteado añadir varios materiales con diferentes permitividades para realizar una transición suave de impedancias del medio entre la antena y el intestino. Teniendo en cuenta el comportamiento de la antena cuando se simula con material biológico, y con el fin de mejorar el realismo del modelo diseñado en simulación, no solo se debe optimizar la antena junto con un modelo de intestino, sino que se debe hacer hincapié en que la mayor parte de la radiación de la antena se focalice hacia el modelo. Para ello, antes de optimizar de nuevo la antena, pero esta vez añadiendo el material biológico, se ha trabajado sobre dos opciones que permiten esa focalización de la radiación hacia el material bajo estudio. Por un lado, se ha realizado un estudio de materiales absorbentes para eliminar la radiación en la zona donde no hay modelo (radiación hacia atrás). Esto es posible gracias al uso de materiales absorbentes que se pueden utilizar con una impresora 3D. Por otro lado, para mejorar la radiación y focalizarla en la parte donde hay material biológico (hacer que la antena sea direccional), se ha realizado un estudio con distintos materiales, que también pueden utilizarse con una impresora 3D, para obtener una respuesta similar al comportamiento que tienen las antenas cuando se utilizan junto con lentes dieléctricas.

En la figura 5.8 se muestra un esquema de este diseño mejorado, donde se representan las distintas capas que deben formar la antena embebida para mejorar sus características de radiación. La principal ventaja de este diseño es que permite dirigir el haz de la antena manteniendo sus características de banda ancha.

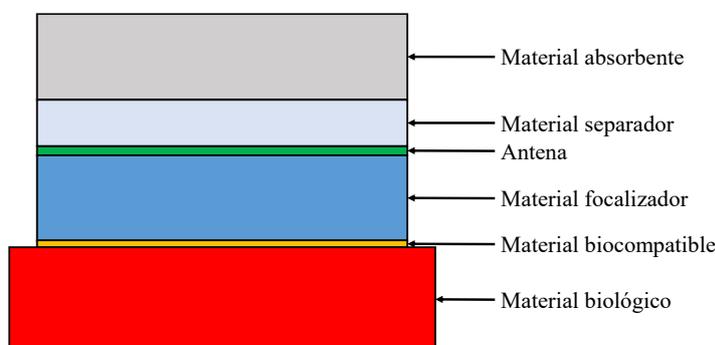


Figura 5.8. Esquema inicial del diseño de la antena embebida con los distintos materiales que la conforman.

5.2.2. CARACTERIZACIÓN DIELECTRICA DE MATERIALES

Los distintos materiales que conforman la antena embebida se han seleccionado para que puedan fabricarse con una impresora 3D, tenido en cuenta tanto su disponibilidad como sus posibles características dieléctricas en función de las necesidades de la antena propuesta. Para el material biocompatible se ha utilizado el filamento ABS Medical de Smart Materials 3D [5.21]. La impresión de este material se ha realizado con la impresora 3D Tumaker NX Pro Dual con dos cabezales independientes Direct Drive HR – Direct Drive HR de Tumaker [5.22]. El material absorbente utilizado en la antena embebida es TW-CON175BK de Torwell Technologies [5.23], que es un filamento ABS (*Acrylonitrile Butadiene Styrene*) conductor cargado de carbono que debido a su composición permite una importante absorción de la señal, ya que presenta unas pérdidas dieléctricas muy altas. Este material se ha fabricado con la impresora 3D de bajo coste P3STEEL DUAL de HTA3D [5.24], que ha sido modificada para obtener mayor precisión. Por último, para el material focalizador y el material que separa la antena del material absorbente se han utilizado dos tipos diferentes de PREPERM, los cuales ofrecen

una constante dieléctrica estable con la frecuencia y unas pérdidas muy bajas. Los materiales que se han utilizado son el PREPERM ABS300/TP20279 [5.25], que según el fabricante presenta una ϵ_r de 3, y el PREPERM ABS1000 [5.26], que presenta una ϵ_r de 10. La impresión de estos materiales se ha realizado con la misma impresora 3D que se ha utilizado en la impresión del material biocompatible, es decir, la impresora 3D Tumaker NX Pro Dual. La impresión de las piezas necesarias en la caracterización de los materiales y en la antena embebida las han realizado los profesores Héctor García Martínez y Germán Torregrosa Penalva.

Después de fabricar con las impresoras 3D los materiales a utilizar en la antena embebida, se han caracterizado para poder conocer de forma precisa las características dieléctricas de estos materiales, obteniendo la permitividad relativa (ϵ_r) y la tangente de pérdidas ($\tan \delta$). Estos valores se incorporarán posteriormente a la simulación de la antena embebida para que el modelo sea lo más realista posible. La caracterización de los materiales se ha realizado por parte del profesor Germán Torregrosa Penalva y la estudiante Paula Viudes Pérez. Para realizar dicha caracterización se han utilizado unas guías de onda rectangulares WR-137 y WR-90. El método empleado en la caracterización de los materiales se basa en el uso del software de simulación electromagnética HFSS [5.27] y el método de Baker-Jarvis [5.28].

Los valores de los materiales necesarios para realizar la antena embebida tras su caracterización se presentan a continuación. Para el material biocompatible se ha obtenido una ϵ_r de 2.55 y una $\tan \delta$ de 0.006. Este material biocompatible está destinado a situarse en la parte inferior de la antena embebida para separar la antena del material biológico. En el caso del material focalizador y el material que separa el material absorbente de la antena, se ha utilizado PREPERM ABS300/TP20279 donde la ϵ_r obtenida es de 2.7 y la $\tan \delta$ es de 0.0055, y PREPERM ABS1000, que tras caracterizar dicho material se ha obtenido una ϵ_r de 7.48 y una $\tan \delta$ de 0.0052. Por último, se ha caracterizado el material absorbente, que es un material dispersivo, obteniendo un valor medio de 8.00 para la ϵ_r y de 0.77 para la $\tan \delta$. Los valores obtenidos para el absorbente son consistentes con los presentados por otros autores en [5.29], donde se ha caracterizado el material en la banda de frecuencias de 8 a 12 GHz, dando como resultado que la ϵ_r a 8 GHz es de 10.30 y a 12 GHz es de 9.93, y la $\tan \delta$ es de alrededor de 0.27 entre los 8 GHz y los 12 GHz. Para ese trabajo se han utilizado unas características dieléctricas no dispersivas en los materiales de la antena embebida, es decir, que la permitividad relativa y la tangente de

pérdidas inicialmente se ha dejado como un valor fijo. Por tanto, una vez caracterizados los materiales que pretenden utilizarse en la antena embebida, se procede al diseño, en simulación, de dicha antena incluyendo los datos de las propiedades dieléctricas correspondientes a los materiales que la engloban.

5.2.3. DISEÑO DEL MATERIAL ABSORBENTE

Para poder concentrar la mayor parte de la radiación de las antenas sobre el material biológico, primero se ha estudiado el uso de materiales absorbentes con impresión 3D. Con la utilización del absorbente se pretende eliminar la mayor cantidad de radiación en la zona donde no hay material biológico, es decir, donde no se encuentre el modelo bajo estudio. Para ello, se han realizado varias pruebas donde la antena se ha simulado en aire (sin ningún material biológico) para poder comprobar cómo el material absorbente influye en las características de radiación de la antena. En este contexto, el estudio del material absorbente llevado a cabo ha consistido en probar diferentes separaciones entre la antena y dicho material, y en probar diferentes espesores del material, de forma que no solo las características de la antena no se vieran gravemente modificadas, sino que el tamaño final de la antena fuera lo más compacto posible. Además, dentro del estudio del material absorbente también se han probado distintos tipos de materiales comerciales, siendo el material que mejor se adapta a las necesidades de la aplicación el material mostrado en [5.23], que se ha caracterizado previamente. Las características dieléctricas del material se han fijado para todas las frecuencias en $\epsilon_r = 8.00$ y $\tan \delta = 0.77$.

En simulación, se ha seleccionado como material que hace de separación entre la antena y el material absorbente el PREPERM ABS300/TP20279, donde en este caso se ha utilizado una $\epsilon_r = 2.5$ y una $\tan \delta$ de 0.005. Como se ha comentado anteriormente, en este estudio se han probado diferentes espesores del material absorbente y del material que hace de separación entre el absorbente y la antena. De esta forma se asegura un espacio suficiente entre la antena y el absorbente para que no se modifiquen drásticamente las características de radiación de la antena. Las figuras de mérito que se han evaluado

para los distintos valores de los espesores han sido los coeficientes de reflexión de la antena, la distribución de campo en el espacio de simulación, los diagramas de radiación en campo lejano y la directividad en campo cercano (*Near-Field Directivity*, NFD). La NFD es utilizada en antenas que están destinadas a trabajar cerca de materiales biológicos, puesto que permite visualizar cómo es el rendimiento de la antena en campo cercano [5.30], [5.31], [5.32], [5.33]. Además, la NFD muestra la cantidad de energía acoplada a la dirección del tejido, y se calcula como la integración de la magnitud del vector de Poynting sobre una superficie con y sin material biológico [5.30], [5.31]. En este estudio se ha obtenido la magnitud del vector de Poynting en campo cercano en un plano completo que se sitúa a 1 mm del material absorbente. En la figura 5.9 se muestra el diseño realizado en simulación de la antena con los materiales bajo estudio, así como el plano de referencia situado a 1 mm del material absorbente que permite calcular la NFD. Todas las figuras de mérito que se han evaluado se han comparado con y sin material absorbente, ya que de esta forma se puede comprobar mejor los posibles cambios en las características de la antena.

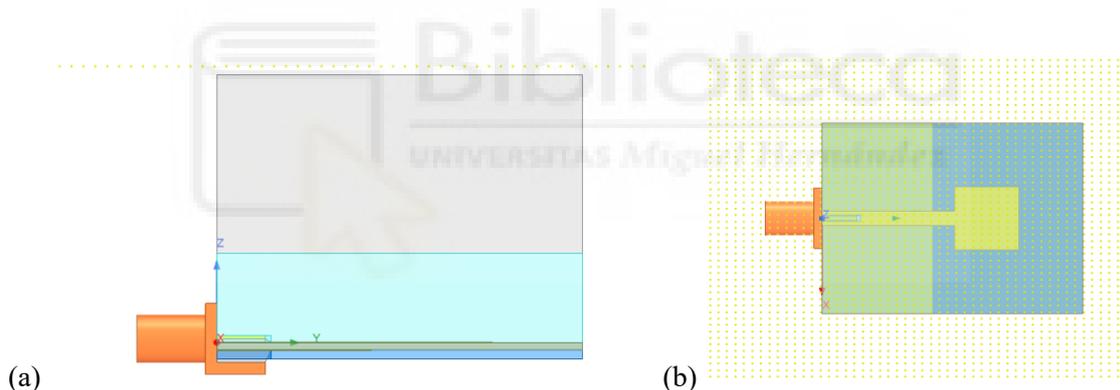


Figura 5.9. Diseño de la antena en simulación junto con el plano de referencia utilizado para el cálculo de la NFD del material absorbente (puntos amarillos): (a) Vista lateral; (b) Vista superior.

La primera figura de mérito evaluada en este estudio ha sido el coeficiente de reflexión. Para el caso de las separaciones entre el absorbente y la antena, de todas las distancias que se han probado, las más representativas han sido las de 10, 15 y 20 mm. Para los espesores del material absorbente las dimensiones han sido las de 10, 15 y 20 mm. A modo de ejemplo, si se compara el módulo de los distintos coeficientes de reflexión para una separación de 10 mm entre la antena y el material absorbente, y diferentes espesores del material absorbente (es decir, el espesor es variable), se ha podido observar que la respuesta de la antena cuando se utiliza el material absorbente se desplaza

a frecuencias más bajas. Asimismo, el ancho de banda de la antena no se ve gravemente influenciado con respecto al caso donde no se utiliza el material absorbente, tal y como se muestra en la figura 5.10. Además, no existe una diferencia significativa en el $|S_{11}|$ para los diferentes espesores del material absorbente utilizado, lo que denota que los resultados obtenidos son prometedores para poder eliminar la radiación de la antena hacia donde no esté el modelo bajo estudio. En otro de los casos bajo estudio, se ha comparado la respuesta obtenida cuando se fija a 10 mm el espesor del material absorbente y se varía la separación entre éste y la antena. En este caso se ha podido observar que cuando la separación entre la antena y el material absorbente es mayor, la respuesta obtenida es más parecida a la respuesta de la antena sin material absorbente.

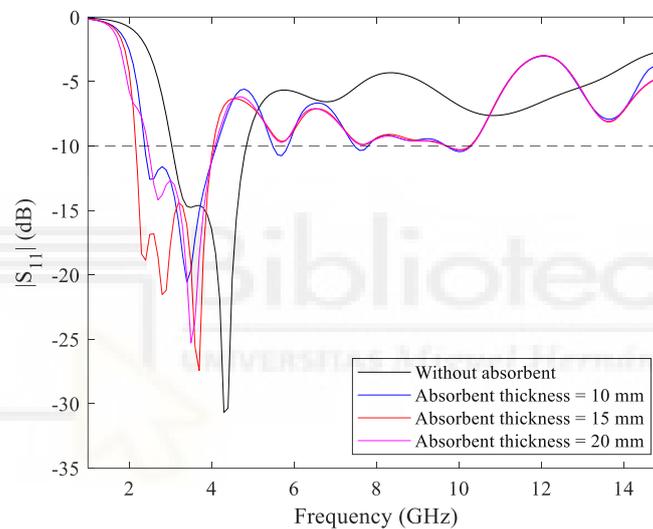


Figura 5.10. Comparativa del módulo de los coeficientes de reflexión para el caso donde la separación entre la antena y el material absorbente es de 10 mm y se varía el espesor del material absorbente.

Con respecto a la distribución de campo de la antena en todo el espacio de simulación, se ha comprobado que cuanto mayor es el espesor del material absorbente, mayor es la cantidad de radiación que hay hacia la zona opuesta, es decir, que dicho material absorbe la radiación y elimina la radiación trasera de la antena. A la vista de estos primeros resultados, se podría decir que el mejor resultado obtenido es cuando el material absorbente y la antena están muy separados, y cuando el espesor del absorbente es muy grande. Estas dimensiones que se obtendrían de la antena hacen que ésta sea muy ancha, por lo que existe un compromiso entre la respuesta que se quiere obtener, la mejora en la radiación y las dimensiones finales de la antena embebida.

Siguiendo con el estudio de las figuras de mérito, también se ha evaluado cuantitativamente la distribución de campo, para ello, se ha utilizado el valor máximo de la intensidad de campo (magnitud del campo E) en varios puntos del espacio para el caso de la antena con y sin material absorbente, y a continuación para diferentes separaciones entre la antena y el absorbente (separaciones de 10, 15 y 20 mm), y para diferentes espesores del material absorbente (espesores de 10, 15 y 20 mm). Utilizando el caso donde la antena presenta la mayor dimensión de todas las analizadas, los puntos evaluados se han situado a 1 cm de distancia del límite final de la antena, que se ha fijado para que sea igual en todos los casos. A modo de ejemplo, en la figura 5.11 se muestra el estudio de la atenuación, obtenido de restar el valor máximo de la intensidad de campo de la antena sin material absorbente menos la antena con material absorbente para una separación antena-absorbente de 10 mm. Como se puede observar la atenuación es mayor cuanto mayor es el espesor del absorbente, siendo, tal y como se ha comentado anteriormente, la elección del espesor del material un compromiso entre la atenuación y el tamaño final de la antena y del aplicador. Por lo tanto, a la vista de los resultados, lo más conveniente es utilizar un espesor de material de 20 mm para garantizar que llegue mayor cantidad de radiación a la zona donde se encontraría el material biológico.

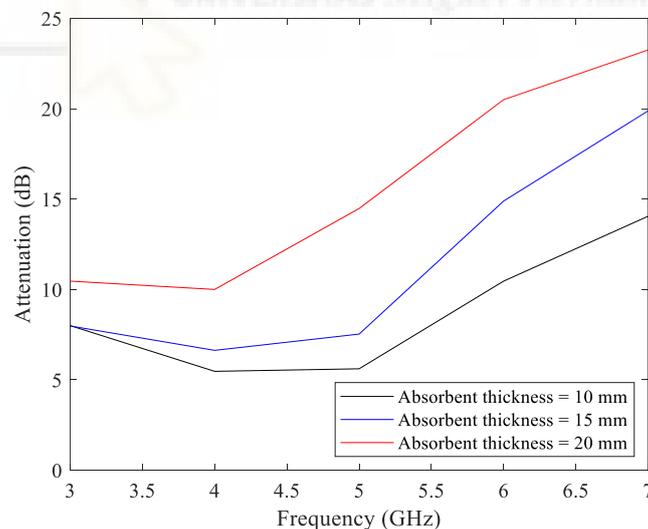


Figura 5.11. Comparativa de la atenuación obtenida para el caso donde la separación entre la antena y el material absorbente es de 10 mm y se varía el espesor del material absorbente.

Observando los diagramas de radiación de la antena con diferentes espesores de material absorbente, se ha podido apreciar que cuanto mayor es el espesor del material absorbente, menor es la radiación hacia donde está situado el material absorbente.

Además de concentrarse una mayor cantidad de radiación donde supuestamente se situaría el material bajo estudio, tal y como se ha ido observando con las otras figuras de mérito. A modo de ejemplo se muestra en la figura 5.12 los diagramas de radiación de los planos E y H y para las frecuencias de 3, 4 y 5 GHz, que están incluidos dentro del ancho de banda de la antena, para el caso donde la separación entre la antena y el material absorbente es de 10 mm y el espesor del material absorbente es de 20 mm. Centrándose en el plano H de la figura, que es donde se encuentra el plano de medida, la radiación de la antena es mayor en la posición 180° (que corresponde con la posición de la zona de medida). Por el contrario, en la posición 0° , que es donde está situado el material absorbente, la radiación es menor debido a que es absorbida por dicho material. Si se comparan los diagramas con los obtenidos cuando se ha simulado la antena sin el material absorbente (figura 5.7), se puede comprobar claramente el efecto que tiene la utilización del material absorbente en las características de radiación de la antena. Donde parte de la radiación es absorbida, haciendo que haya una mayor cantidad de radiación en la zona de interés, que correspondería con la posición donde se situaría el material bajo estudio.

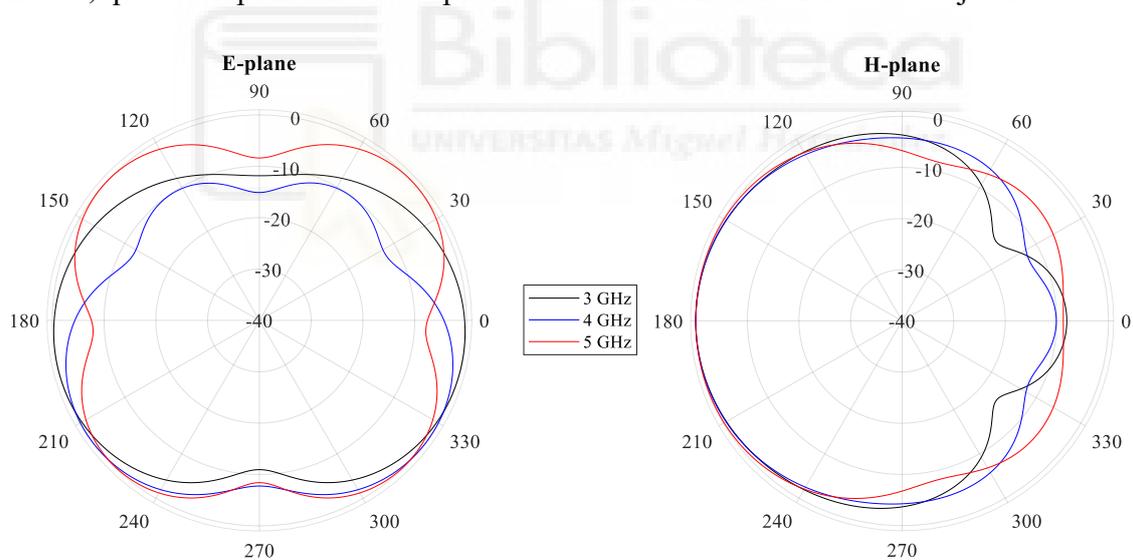


Figura 5.12. Diagramas de radiación de los planos E y H simulados para la antena con material absorbente de 20 mm de espesor y separación entre ambos de 10 mm para las frecuencias de 3 GHz, 4 GHz y 5 GHz.

Por último, se ha evaluado la NFD a fin de poder recopilar y contrastar con los resultados anteriores el comportamiento que tiene el material absorbente sobre la antena. En la figura 5.13 se muestra la NFD promedio de la magnitud del vector de Poynting para cada frecuencia y para el caso en que la separación entre la antena y el material absorbente es de 10 mm, y el material absorbente presenta un espesor de 20 mm. En dicha imagen se

puede observar que de media la atenuación varía entre 1.43 y 7.43 dB, y que hay una gran atenuación de la señal con el uso del absorbente, siendo mayor en frecuencias altas. Este resultado es consistente con los obtenidos con las otras figuras de mérito evaluadas. Comprando estos datos con los demás casos bajo estudio se ha podido observar que la atenuación es menor cuanto menor es el espesor del material absorbente. Por tanto, en base a los resultados obtenidos y al compromiso entre la atenuación deseada y el tamaño final de la antena, se ha determinado que el material absorbente debe, tanto estar separado de la antena 10 mm, como tener un espesor de 20 mm para evitar la radiación hacia donde no esté situado el material biológico. Por consiguiente, se daría por finalizado el proceso de diseño del material absorbente.

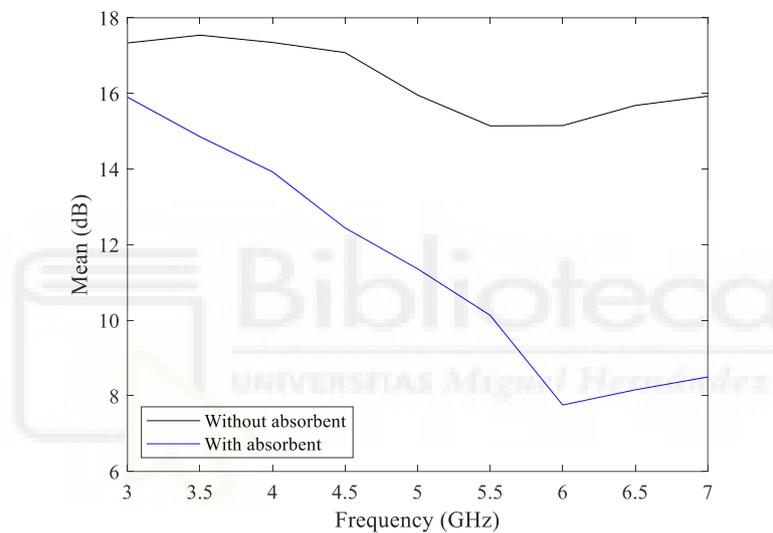


Figura 5.13. Comparación de la NFD promedio para la antena con y sin material absorbente.

5.2.4. DISEÑO DEL MATERIAL FOCALIZADOR

Una vez optimizada la geometría que debe tener la antena para que se absorba la mayor cantidad posible de radiación trasera, se procede al diseño del material encargado de focalizar la radiación hacia el punto de interés, que en este caso es el material biológico bajo estudio. Para mejorar la radiación y focalizarla en la parte donde hay material biológico (hacer más directiva la antena), se ha propuesto utilizar un material que actúa de forma similar a la lente dieléctrica. En este sentido, se ha buscado un posible material

con una permitividad relativa alta y una tangente de pérdidas bajas que pudiera ayudar a focalizar esa radiación. Para determinar el material final que debe ser utilizado, se ha realizado un estudio de diferentes materiales aptos para la impresora 3D. Además, para dichos materiales se han analizado distintos espesores y geometrías, buscando que la radiación de la antena fuera la mayor posible en la zona de interés. Las figuras de mérito evaluadas en este caso han sido las mismas que las utilizadas en el diseño del material absorbente, es decir, el coeficiente de reflexión de la antena, la distribución de campo, los diagramas de radiación en campo lejano y la NFD. Además, se ha añadido una nueva figura de mérito, que consiste en la evaluación de la ganancia de la antena en el plano H (plano de máxima radiación donde se sitúa el objeto bajo estudio).

El estudio realizado con distintos materiales focalizadores ha ido en consonancia con el tipo de geometría utilizada en la zona focalizadora de la antena. En este sentido se han probado materiales con distintas permitividades relativas y tangentes de pérdidas. Las características de dichos materiales son fundamentales, ya que lo más importante del funcionamiento del focalizador de la antena es que se atraiga la radiación hacia donde se posiciona el objeto bajo estudio (característica que proporciona la permitividad relativa), y que se absorba la menor cantidad posible de radiación (característica que está relacionada con la tangente de pérdidas). En este sentido, el objetivo del diseño del focalizador es hacer que la antena sea directiva hacia donde se sitúa el material biológico. Para ello, se debe utilizar un material con una permitividad relativa alta para atraer mucha radiación, pero con una tangente de pérdidas bajas para no absorber tanta radiación y que, de esta forma, pueda llegar la mayor cantidad de energía al material bajo estudio, de manera que se pueda determinar cualquier perturbación que haya dentro del material bajo estudio. Tras estudiar distintos materiales que pudieran utilizarse con la impresora 3D, por la facilidad que proporciona a la hora de fabricar los diseños, se ha comprobado que la mejor opción es utilizar el material PREPERM [5.34], puesto que ofrece una permitividad relativa alta y una tangente de pérdidas bajas, tal y como se puede observar en [5.35]. Una vez seleccionado el material con el que trabajar para desarrollar el focalizador, se han evaluado las figuras de mérito para distintas geometrías del material y para distintos espesores. Entre las geometrías que se han evaluado, algunas han consistido en utilizar uno o más materiales diferentes, donde se ha modificado la permitividad relativa del PREPERM, de forma que la señal transmitida por la antena tuviera una transición continuada entre la antena y el objeto bajo estudio, proporcionando

de esta manera que no haya una desadaptación de la respuesta transmitida por la antena. A modo de ejemplo en la figura 5.14 se muestran algunas de las geometrías que se han utilizado en este estudio, donde los distintos materiales se han posicionado de forma horizontal o con geometría circular o cuadrada. Para las distintas geometrías mostradas en la figura, se han utilizado las permitividades de 2.00, 5.00 y 7.48, y una tangente de pérdidas que dependiendo del tipo de material es de 0.0052 o 0.0055. En el caso de un solo material (figura 5.14 (a)) la ϵ_r es de 7.48, en el caso de dos materiales (figura 5.14 (b)) la ϵ_r es de 2.00 para el material de la izquierda (situado debajo del plano de tierra) y de 7.48 para el material de la derecha. Para el caso de tres materiales posicionados en horizontal (figura 5.14 (c)) la ϵ_r es de 2.00 para el material de la izquierda y, para el material de la derecha, la ϵ_r es de 5.00, para el material superior situado ente la antena y el material de mayor permitividad, y de 7.48, para el material inferior que está en contacto con el material biológico. Con este último material lo que se busca es que haya un cambio de impedancia progresivo y no brusco, sobre todo en la zona donde se sitúa el material bajo estudio, que en este caso se sitúa debajo del parche radiante. Para el caso de tres materiales dispuestos en forma cuadrada (figura 5.14 (d)) y en forma circular (figura 5.14 (e)) la ϵ_r es de 2.00 para el material externo, de 5.00 para el material intermedio (cuadrado y círculo intermedio) y de 7.48 para el material situado debajo del parche radiante (cuadrado y círculo interno). Además, se ha añadido una capa de 0.50 mm de material biocompatible ($\epsilon_r = 2.50$, $\tan \delta = 0.006$) debajo del material focalizador para que la antena pueda interactuar con el material biológico bajo estudio. Entre los espesores que se han probado para esta prueba se han evaluado principalmente los de 10, 15 y 20 mm, ya que proporcionaban mejores resultados en comparación con los demás que se han estudiado.

En el estudio de la geometría y el espesor del focalizador, inicialmente se ha evaluado el módulo del coeficiente de reflexión, tal y como se muestra en la figura 5.15 para algunas de las geometrías evaluadas y para un espesor de 10 mm. En concreto, en la figura se puede observar el $|S_{11}|$ en el caso de situar en horizontal 1, 2 y 3 materiales (figura 5.14 (a), (b) y (c)), donde la respuesta de la antena se ve bastante influenciada con la presencia de los materiales bajo estudio. Asimismo, el $|S_{11}|$ de la antena con los distintos materiales es muy parecida en este caso y en los otros que se han evaluado. Con respecto a la comparativa del coeficiente de reflexión para distintos espesores del

focalizador, se ha podido comprobar que cuanto mayor es esta dimensión, mejor es la adaptación en algunas frecuencias.

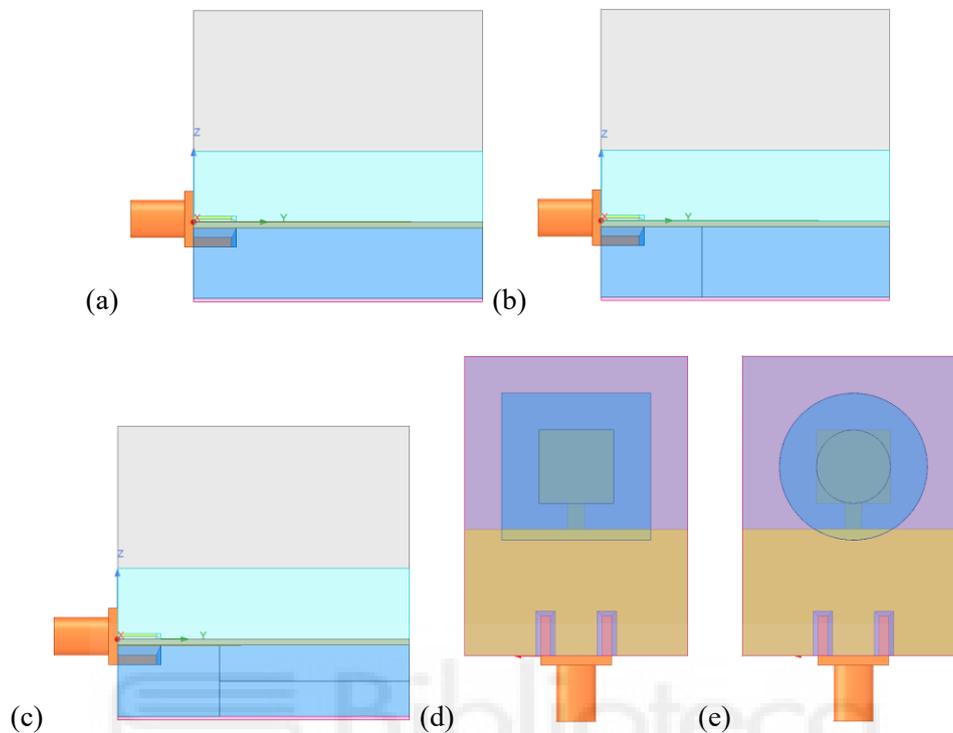


Figura 5.14. Algunas de las geometrías utilizadas en el estudio del material focalizador: (a) Focalizador de un material (vista lateral); (b) Focalizador de dos materiales en horizontal (vista lateral); (c) Focalizador de tres materiales en horizontal (vista lateral); (d) Focalizador de tres materiales con geometría cuadrada (vista inferior); (e) Focalizador de tres materiales con geometría circular (vista inferior).

Siguiendo con el estudio de las figuras de mérito para poder seleccionar la geometría y dimensiones del material focalizador, en este caso también se ha evaluado cuantitativamente la distribución de campo en varios puntos del espacio para el caso de la antena con y sin material focalizador, tal y como se ha realizado con el estudio del material absorbente. Los puntos evaluados se han situado a 1 cm de distancia de la dimensión más grande analizada en el focalizador, manteniéndose fijo para todos los demás casos bajo estudio. En la figura 5.16 se muestra a modo de ejemplo el estudio de la ganancia obtenida de restar el valor máximo de la intensidad de campo de la antena con el focalizar menos la antena sin el focalizador. En dicha figura se ha fijado el espesor del material focalizador en 10 mm y se han evaluado las geometrías del focalizador de 1, 2 y 3 materiales situados en horizontal (figura 5.14 (a), (b) y (c)). Como se puede observar, de media, la ganancia es mayor cuantos más materiales se utilizan en el focalizador, y es

mayor a frecuencias altas. En las bajas frecuencias la radiación de la antena es atraída hacia donde está el material focalizador debido a que se obtiene una ganancia pequeña, pero suficiente para observar el correcto funcionamiento del focalizador. Comparando las demás geometrías analizadas y los diferentes espesores (donde se ha observado que cuanto mayor es el espesor del focalizador mayor es la ganancia obtenida), la elección del diseño final del material es un compromiso entre la ganancia y el tamaño final de la antena, siendo lo más conveniente, tras el estudio de esta figura de mérito, un espesor de material de 10 mm.

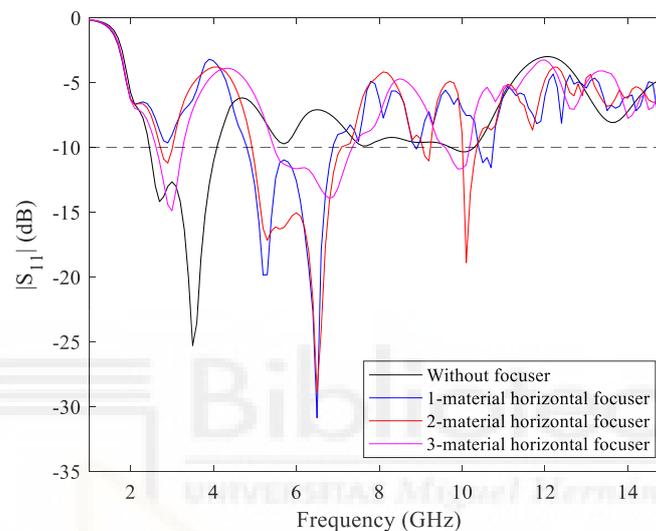


Figura 5.15. Comparativa del módulo de los coeficientes de reflexión para un espesor de 10 mm del material focalizador y distintas geometrías del focalizador situadas en horizontal, que corresponden a la figura 5.14 (a), (b) y (c).

La siguiente figura de mérito evaluada en el diseño del material focalizador ha sido los diagramas de radiación en campo lejano de la antena. Probando diferentes espesores del material focalizador, se ha podido observar que cuanto más grande es su espesor, mayor es la radiación hacia donde está situado el focalizador, siendo la respuesta más directiva hacia donde estaría situado el objeto bajo estudio. Además, se ha comprobado que utilizando más materiales en el focalizador, la radiación también es mayor hacia la zona donde se sitúa el objeto bajo estudio. Como ejemplo del estudio realizado, en la figura 5.17 se muestran los diagramas de radiación en los planos E y H para las frecuencias de 3, 4 y 5 GHz. La geometría del focalizador presenta tres materiales de espesor 10 mm y están posicionados en forma circular, tal y como se puede observar en la figura 5.14 (e). En dicha geometría el radio del círculo interno ($\epsilon_r = 7.48$) es de 5 mm y el radio del círculo externo ($\epsilon_r = 5.00$) es de 10 mm. En la figura se puede apreciar

que en el plano donde se sitúa el material bajo estudio, posición 180° del plano H, la radiación de la antena es mayor, debido a que ahí está situado el material focalizador. Comparando los diagramas obtenidos con el caso donde la antena no presenta el material focalizador, es decir, los diagramas presentados en la figura 5.7, se puede ver que en este caso la radiación de la antena está más focalizada en una zona (la respuesta ya no presenta una radiación omnidireccional típica de las antenas monopolo). Por tanto, se puede corroborar el correcto funcionamiento del material focalizador y del material absorbente, ya que el absorbente se encarga de eliminar parte de la radiación innecesaria y el focalizador se encarga de hacer más directiva la radiación hacía la zona de medida del material bajo estudio. Por ende, el efecto de la utilización de ambos materiales es notorio y mejora, en este caso, las características de radiación de la antena, adaptándolas a las necesidades requeridas de la aplicación.

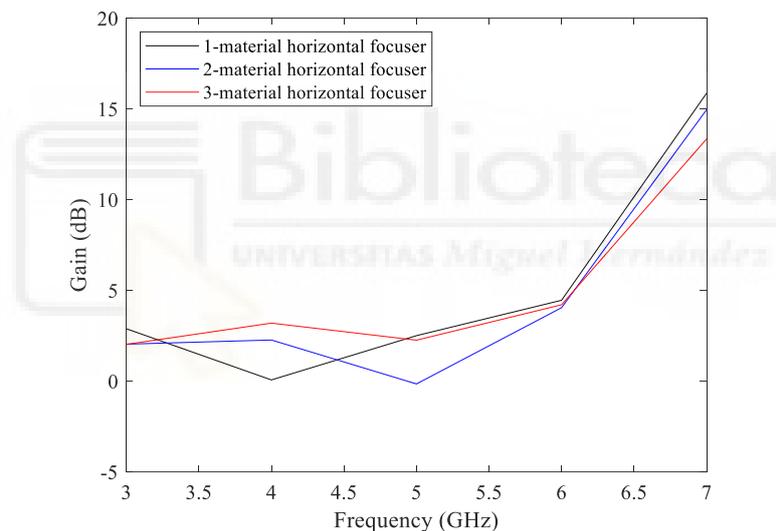


Figura 5.16. Comparativa de la ganancia obtenida para un espesor de 10 mm del material focalizador y distintas geometrías del focalizador situadas en horizontal, que corresponden a la figura 5.14 (a), (b) y (c).

Para comprobar la mayor radiación que se obtiene en la zona de medida, se ha realizado un estudio de la ganancia de la antena para todas las geometrías evaluadas, como análisis adicional a los diagramas de radiación. Esta ganancia se ha obtenido en el plano de máxima radiación de la antena, que es el plano H. Al igual que sucede con los diagramas de radiación, cuando el espesor del material focalizador es mayor la ganancia de la antena también lo es, tal y como se muestra en la figura 5.18. En la figura se compara la ganancia obtenida de la antena sin ningún material y la antena con material absorbente

y material focalizador, para diferentes espesores de éste (5, 10, 15 y 20 mm) en el caso de una geometría de tres materiales posicionados en forma circular (figura 5.14 (e)). Además, comparando la ganancia para un espesor determinado del focalizador y distintas geometrías, se ha podido observar que cuando se sitúan los materiales de forma horizontal (figura 5.14 (a), (b) y (c)) la ganancia obtenida es menor que en el caso de utilizar una geometría de 3 materiales dispuestos de forma cuadrada o circular (figura 5.14 (d) y (e)). Asimismo, la ganancia para el caso de una geometría de 3 materiales dispuestos de forma cuadrada o circular (figura 5.14 (d) y (e)) es muy parecida, y cambia en función de las dimensiones de los cuadrados o círculos interiores y exteriores que se sitúan en el focalizador. Tras el análisis de esta figura de mérito se concluye que la mejor opción es utilizar un material focalizador con 3 materiales distintos y que la geometría del focalizador sea circular o cuadrada, aunque se obtienen mejores resultados cuando se utiliza una forma circular.

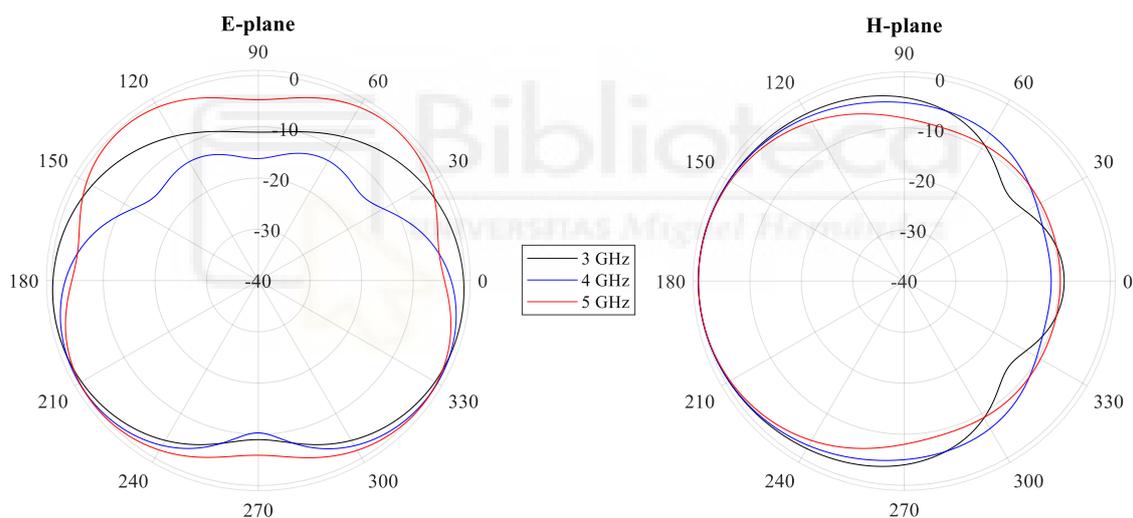


Figura 5.17. Diagramas de radiación de los planos E y H simulados para la antena con material focalizador de 10 mm de espesor y tres materiales posicionados en forma circular (figura 5.14 (e)) para las frecuencias de 3 GHz, 4 GHz y 5 GHz.

La última figura de mérito evaluada en el proceso de diseño del material focalizador, a fin de poder contrastarlos con los resultados anteriores, es la NFD. En este estudio se ha obtenido la NFD en un plano completo que se sitúa a 1 mm del material focalizador. En la figura 5.19 se muestra el diseño realizado en simulación de la antena con los materiales bajo estudio, así como el plano de referencia situado a 1 mm del material focalizador que permite calcular la NFD.

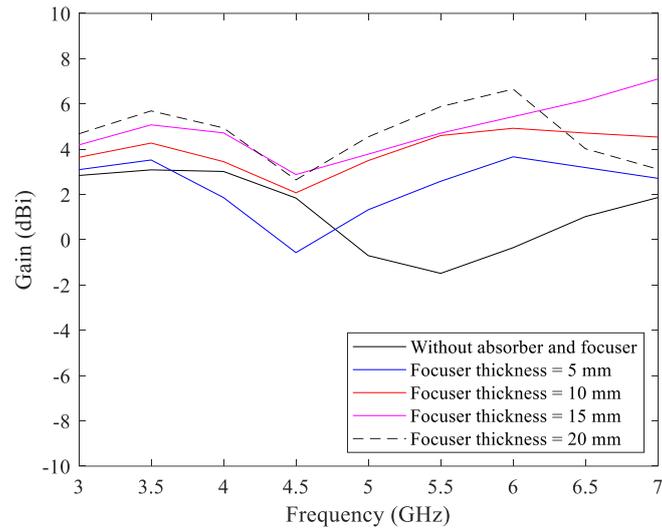


Figura 5.18. Comparativa de la ganancia simulada para la antena sin ningún material y la antena con material absorbente y focalizador, para diferentes espesores del focalizador en el caso de una geometría de tres materiales posicionados en forma circular (figura 5.14 (e)).

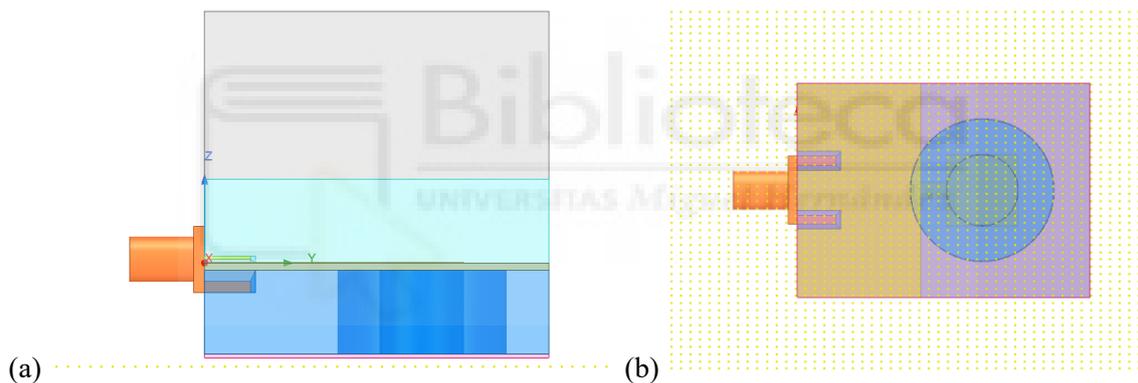


Figura 5.19. Diseño de la antena en simulación junto con el plano de referencia utilizado para el cálculo de la NFD del material focalizador (puntos amarillos): (a) Vista lateral; (b) Vista inferior.

En la figura 5.20 se muestra la NFD promedio de la magnitud del vector de Poynting para cada frecuencia. En este caso, como ejemplo de los datos obtenidos, se ha representado la NFD de la antena con material focalizador de espesor 10 mm y una geometría de 3 materiales dispuestos de forma circular (figura 5.14 (e)) junto con el caso de la antena sin material focalizador. En la imagen se puede observar que utilizando el focalizador se puede obtener una ganancia que varía entre 0.19 y 3.36 dB, habiendo un notable aumento de la señal con el uso de este material, que es mayor en las altas frecuencias. Para todos los casos bajo estudio, se han comparado los resultados obtenidos con todas las figuras de mérito evaluadas, donde se ha podido ver que son todas

consistentes. Comparando la NFD de las distintas geometrías del focalizador para distintos espesores se ha podido observar que la ganancia es mayor cuanto mayor es el espesor del material focalizador. Además, para un espesor fijo, el uso de una geometría de 1, 2 y 3 materiales puestos en horizontal no proporcionan tanta ganancia con respecto al uso de 3 materiales dispuestos de forma circular y cuadrada. Dentro de los resultados obtenidos con la geometría del focalizador de 3 materiales con forma circular y cuadrada se han obtenido unos valores muy parecidos, siendo ligeramente mejores los que proporciona el material con forma circular.

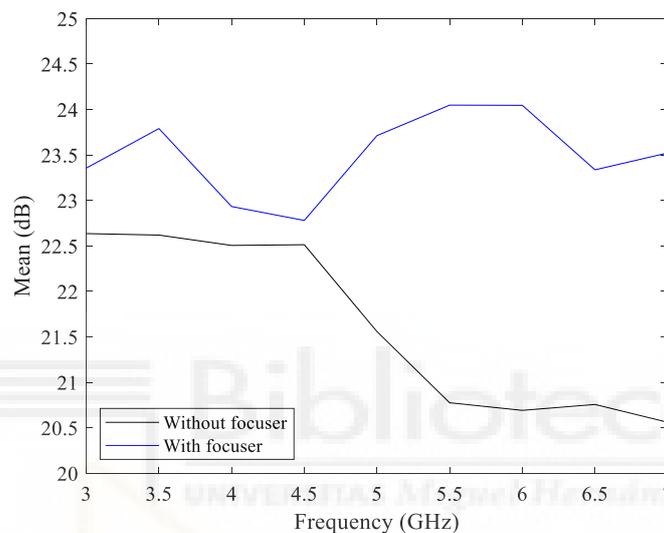


Figura 5.20. Comparación de la NFD promedio para la antena con y sin material focalizador.

Si en vez de obtener la media de la NFD como en el caso anterior, se observan los valores obtenidos de la magnitud del vector de Poynting en cada punto del plano analizado para cada frecuencia, se puede obtener una representación visual de cómo es la radiación en la zona donde se sitúa el material focalizador y, por ende, en la zona de medida, tal y como se puede observar en la figura 5.21. Para este caso se muestran los resultados obtenidos con el material focalizador de espesor 10 mm y una geometría de 3 materiales dispuestos de forma circular (figura 5.14 (e)). Además, como sucede con la representación de la NFD medio, se puede observar que a altas frecuencias la radiación se focaliza mejor hacia la zona donde se sitúa el objeto bajo estudio. Asimismo, a frecuencias bajas se puede ver que la radiación no es tan directiva, pero está concentrada en una zona cercana al parche radiante, no habiendo radiación en zonas indeseadas. Para las demás geometrías analizadas se obtienen unos resultados parecidos a los mostrados.

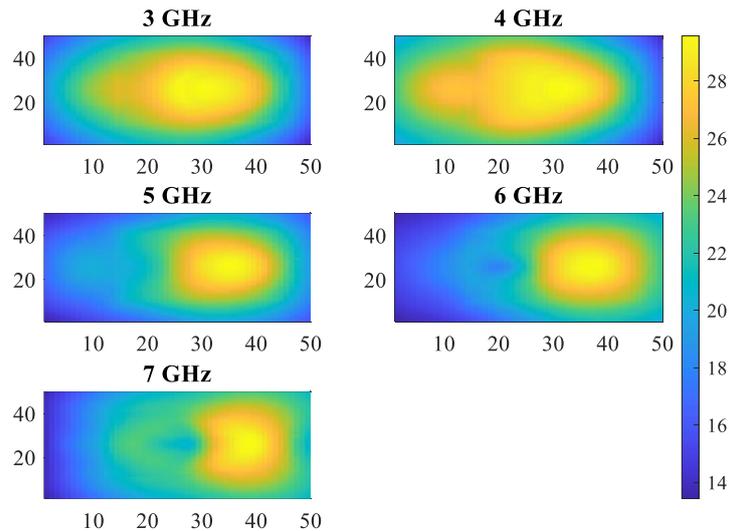


Figura 5.21. NFD de la antena con material focalizador de 10 mm de espesor y tres materiales posicionados en forma circular (figura 5.14 (e)). Los colores representan la intensidad de radiación en dB en el plano evaluado.

A la vista de los resultados obtenidos, tanto con las distintas geometrías del material focalizador como con los distintos espesores, y teniendo en cuenta el compromiso entre la mejor respuesta obtenida con la antena y el tamaño final de ésta, se ha determinado que el espesor del material focalizador es de 10 mm. Asimismo, debido a que los resultados proporcionados en comparación con los otros casos estudiados son mejores, la geometría final del material focalizador presenta 3 materiales de distinta permitividad relativa dispuestos de forma circular (figura 5.14 (e)), de forma que el círculo interior, cuya ϵ_r es de 7.48, tiene un radio de 5 mm y el círculo exterior, con una ϵ_r de 5.00, tiene un radio de 10 mm. Por tanto, se daría por finalizado el proceso de diseño del material focalizador, donde se ha comprobado que tanto el diseño del material absorbente como del focalizador funcionan perfectamente. En la figura 5.22 se muestra la respuesta de la antena en las diferentes fases de diseño realizadas (antena inicial, antena con material absorbente y antena con material focalizador (antena embebida)), donde se puede observar el efecto del módulo del coeficiente de reflexión con cada decisión que se ha tomado para mejorar la radiación de la antena.

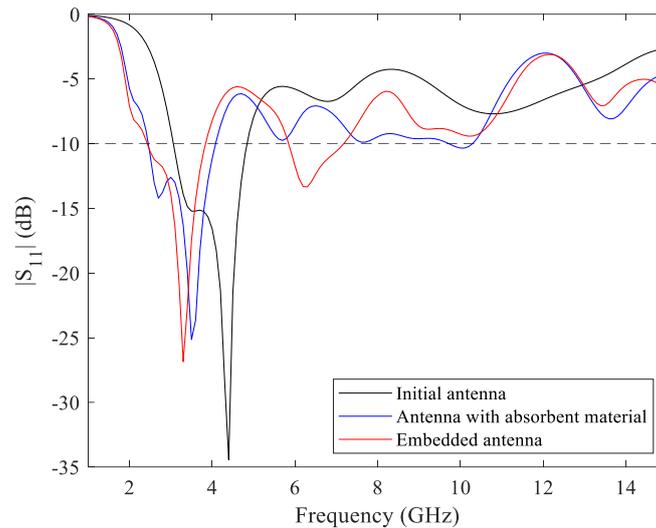


Figura 5.22. Resultados del módulo de los coeficientes de reflexión de las diferentes fases seguidas en el diseño de la antena.

5.2.5. REDISEÑO DE LA ANTENA EMBEBIDA

Finalizado el proceso de diseño del material absorbente y focalizador, donde se han obtenido unos buenos resultados en la evaluación de las distintas figuras de mérito analizadas, se procede al rediseño de las dimensiones de la antena para aumentar el ancho de banda de la misma. En la figura 5.23 se muestra el diseño de la antena embebida antes de empezar la optimización y en la Tabla 5.3 se muestran las dimensiones, que se han redondeado a dos decimales.

Para el proceso de optimización de la antena embebida se ha realizado, con el programa HFSS, un análisis paramétrico de todas las variables de la antena, en concreto del ancho de la línea de transmisión en la zona de microstrip y en la zona no microstrip, la separación entre el plano de tierra y el parche rectangular, la longitud del plano de tierra, y el largo y ancho del parche rectangular. La antena se ha optimizado siguiendo ese orden, donde primero se ha hecho un análisis paramétrico de forma individual y, seguidamente, de forma conjunta realizando una optimización basada en el método del gradiente con 200 simulaciones. Finalmente, se ha añadido un *taper* (transición) pequeño para mejorar el ancho de banda de la antena. Para aproximar la respuesta de la antena a

la aplicación final, ésta se ha optimizado junto con el material biológico, es decir, con un modelo de intestino, cuyas propiedades dispersivas son las mostradas en la figura 5.3. En la figura 5.24 se muestra el modelo de intestino utilizado en simulación junto con la antena embebida y en la Tabla 5.4 las dimensiones del modelo. Los objetivos planteados en la optimización de la antena han sido la frecuencia mínima más baja posible, el tamaño más pequeño de la antena y el mayor ancho de banda posible.

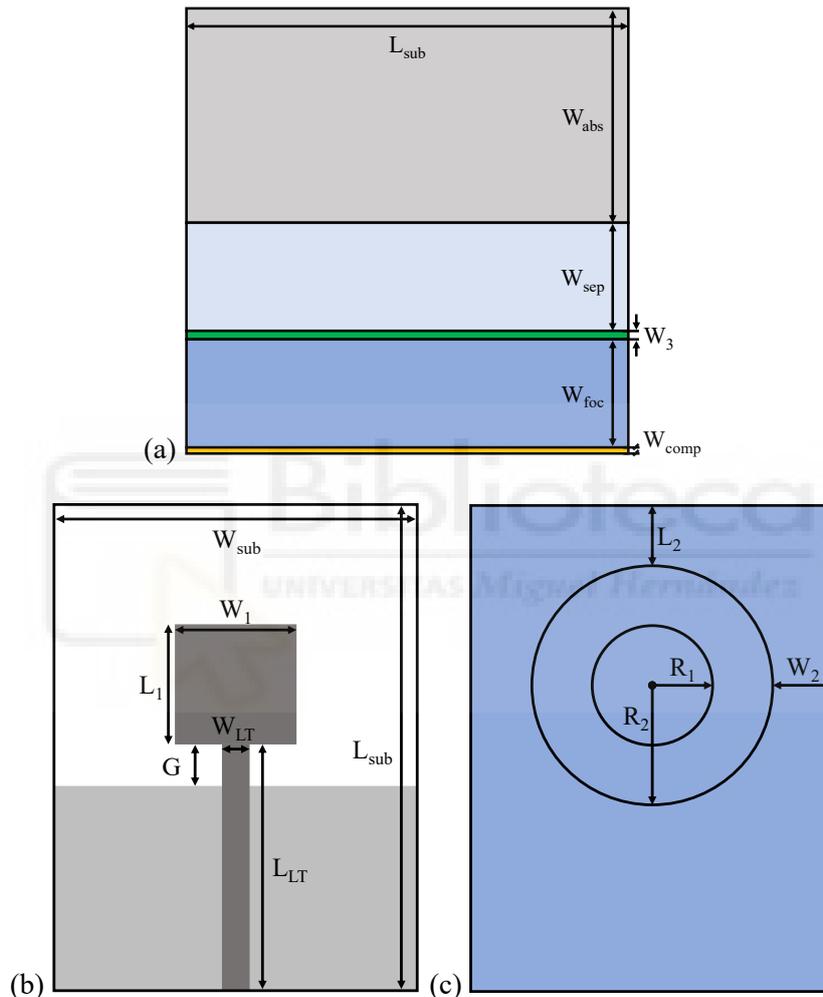


Figura 5.23. Geometría inicial de la antena embebida: (a) Vista lateral, (b) Vista superior (la parte gris clara es el plano de tierra y la parte gris oscura es la línea de alimentación y el parche radiante); (c) Vista inferior.

La respuesta inicial de la antena embebida con material biológico antes de realizar la optimización se muestra en la figura 5.25. En dicha figura se puede observar que, en comparación con el $|S_{11}|$ obtenido con la antena embebida sin material biológico, en este caso la respuesta de la antena se ha visto influenciada por la presencia del material

biológico, donde la frecuencia mínima de funcionamiento ha aumentado, así como el ancho de banda.

Tabla 5.3. Parámetros iniciales de la antena embebida.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
W_{sub}	30.00	R_2	10.00
L_{sub}	40.69	W_{LT}	2.29
W_1	10.00	L_{LT}	20.69
L_1	10.00	G	3.50
W_2	5.00	W_{abs}	20.00
L_2	5.00	W_{sep}	10.00
W_3	0.83	W_{foc}	10.00
R_1	5.00	W_{comp}	0.50

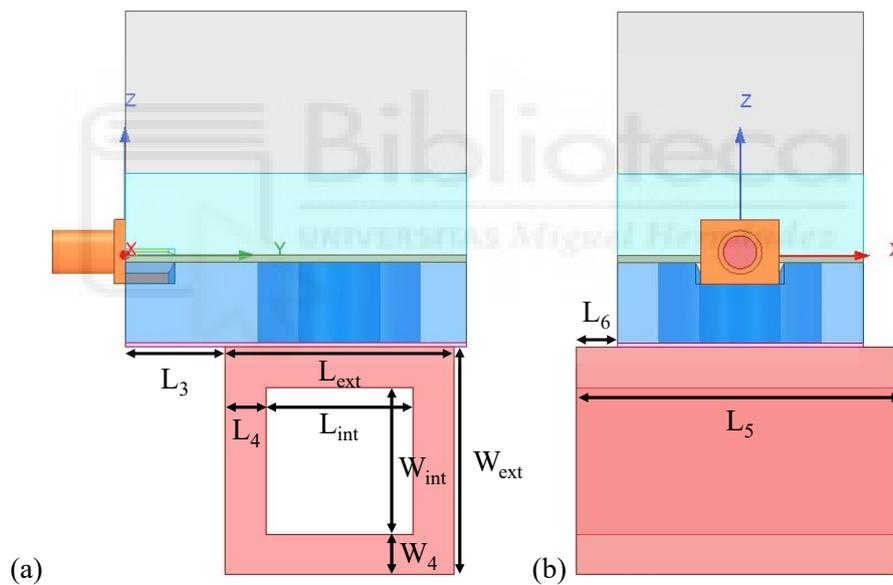


Figura 5.24. Geometría del modelo de intestino simulado junto con la antena embebida:
(a) Vista lateral; (b) Vista frontal.

Como ejemplo de la optimización de la antena embebida se muestra, en la figura 5.26, los resultados obtenidos de dos variables, en este caso W_{LT} (ancho de la línea de transmisión) y G (separación entre el plano de tierra y el parche de la antena), donde se ha remarcado con un grosor mayor la dimensión seleccionada. En la variable W_{LT} se ha realizado primero una optimización de la zona microstrip y después de la zona no microstrip. Tras optimizar el ancho de la zona microstrip, el mejor resultado se ha obtenido para la dimensión de 1 mm. A continuación, se ha optimizado la zona no

microstrip, cuyos resultados se pueden observar en la figura 5.26 (a). Considerando las respuestas obtenidas en la variable W_{LT} para la zona no microstrip, se puede observar que hay una gran influencia en la adaptación de la antena, donde claramente cuanto menor es esta dimensión menor ancho de banda se consigue. Analizando las bajas frecuencias se aprecia que la frecuencia mínima de funcionamiento es menor cuanto mayor es el valor de la variable. A frecuencias altas, cuanto menor es la dimensión de W_{LT} menor ancho de banda se consigue, al igual que sucede cuando la dimensión de la variable es muy grande. Por ello, las dimensiones que podrían cumplir con los objetivos propuestos son las dimensiones de 3 y 4 mm.

Tabla 5.4. Dimensiones del modelo de intestino simulado.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
W_{ext}	28.00	W_4	5.00
L_{ext}	28.00	L_4	5.00
W_{int}	18.00	L_5	40.00
L_{int}	18.00	L_6	5.00
L_3	11.69		

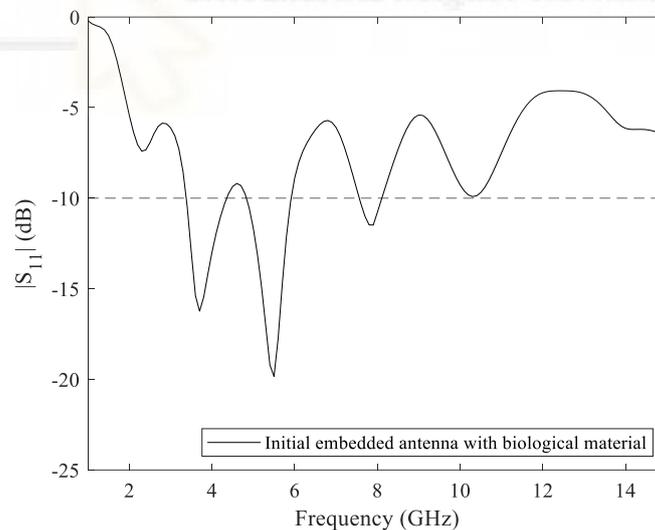


Figura 5.25. Módulo del coeficiente de reflexión de la antena embebida inicial con material biológico.

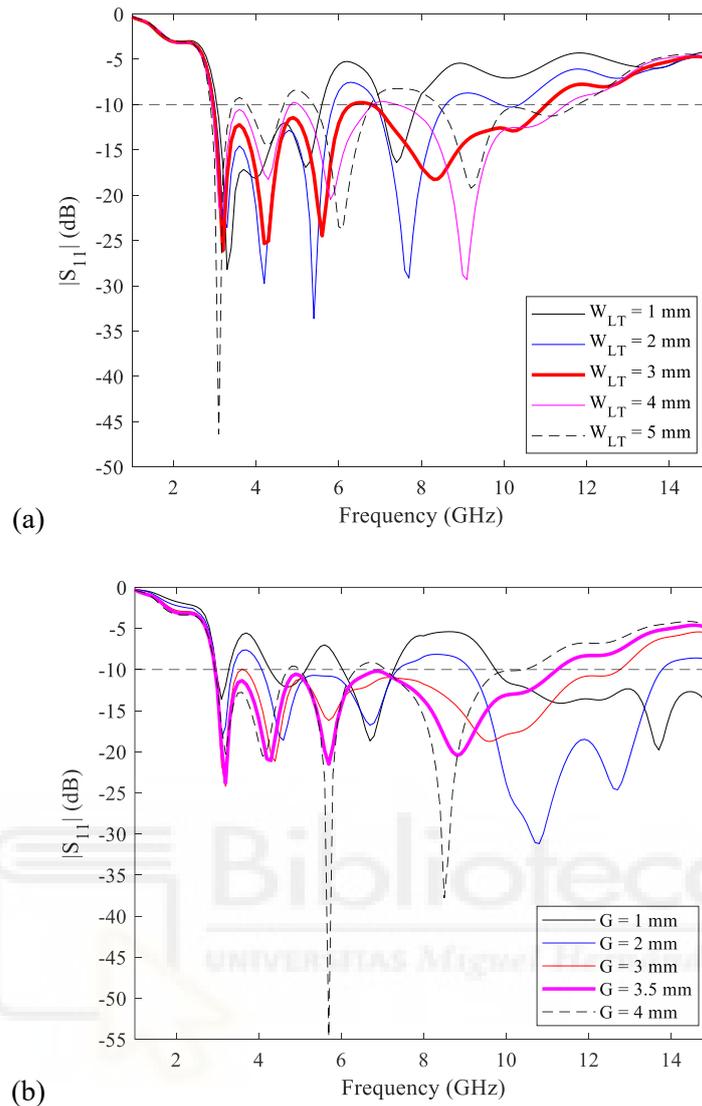


Figura 5.26. Módulo del coeficiente de reflexión de la antena para diferentes valores de las variables: (a) Ancho de la línea de transmisión (W_{LT}); (b) Separación entre el plano de tierra y el parche de la antena (G).

Analizando la respuesta de la variable W_{LT} cuando toma un valor de 3 mm, se puede observar que la frecuencia mínima de funcionamiento es ligeramente superior a la obtenida con 4 mm, al igual que sucede con la frecuencia máxima de funcionamiento, donde se obtiene un valor levemente inferior. Por tanto, el ancho de banda en este caso para el un valor de 3 mm sería de aproximadamente 8 GHz. Si se analiza la zona entre 3 – 6 GHz se puede observar que la respuesta de la antena está muy bien adaptada, ya que el módulo del coeficiente de reflexión se encuentra muy por debajo de -10 dB. Por el contrario, la respuesta con una dimensión de 4 mm proporciona un ancho de banda de aproximadamente 8.5 GHz, pero en la zona comprendida entre 3 y 6 GHz la respuesta de

la antena no está tan bien adaptada como en el caso de la dimensión anterior. Además, en 5 GHz las pérdidas son superiores a -10 dB, por lo que la elección de la dimensión de 4 mm comprometería que en las siguientes optimizaciones la respuesta de la antena no cumpliera con los objetivos de diseño propuestos. También hay que tener en cuenta que en torno a los 6 – 8 GHz, la respuesta de la antena con ambas dimensiones sobrepasa ligeramente los -10 dB. Por tanto, a la vista de los resultados obtenidos, el mejor resultado obtenido para la variable W_{LT} en la zona no microstrip se consigue con una dimensión de 3 mm.

Para el caso de la variable G los resultados se muestran en la figura 5.26 (b). Si se analizan para este caso cada una de las dimensiones seleccionadas, se puede observar que cuanto menor es la separación entre el plano de tierra y la antena, la adaptación de la antena empeora y, por consiguiente, el ancho de banda disminuye. Si se evalúan las dimensiones que mejor se pueden adaptar a los objetivos establecidos, las mejores respuestas se consiguen con los valores de 3.0, 3.5 y 4.0 mm. Para esas tres dimensiones se obtiene la misma frecuencia mínima de funcionamiento, pero cuanto menor es la dimensión, mayor es el ancho de banda que se puede conseguir, debido a que la frecuencia máxima de funcionamiento es más alta, siendo superior a los 10 GHz en todos los casos. Analizando la adaptación de la respuesta de la antena en la banda comprendida entre 3 y 8 GHz, se puede apreciar que la dimensión de 3 mm ofrece en 3.5 GHz un $|S_{11}|$ de -10 dB, lo que limita el uso de esta dimensión en las siguientes optimizaciones, ya que podría superar ese límite establecido. Por el contrario, a esa frecuencia de 3.5 GHz, las dimensiones de 3.5 y 4.0 mm ofrecen una respuesta muy por debajo de -10 dB, por lo que cualquiera de estas dos serían una buena opción. Si se analizan las frecuencias entorno a 5 y 7 GHz, se puede apreciar que, la respuesta obtenida con una dimensión de 4 mm sobrepasa los límites de -10 dB, pero con las otras dos dimensiones hay una mejor adaptación que está muy por debajo del límite, consiguiendo una mejor adaptación con la dimensión más pequeña. Analizando los resultados con cada una de las dimensiones, la mejor opción es utilizar para la variable G una dimensión de 3.5 mm, ya que asegura que en todo el ancho de banda hay una buena adaptación, habiendo un margen para optimizar la antena sin que el módulo del coeficiente de reflexión supere el límite de -10 dB. En este caso la dimensión que se ha seleccionado es la misma que se ha establecido inicialmente, pero que al finalizar del proceso de optimización de la antena podría verse ligeramente modificada.

Tras realizar la optimización de todas las variables de la antena mediante un análisis paramétrico de cada una de ellas, se ha obtenido un buen resultado final y se ha podido analizar cómo afecta cada una en la respuesta de la antena. A continuación, se ha realizado una optimización automática con HFSS, basada en el método del gradiente. El uso de esta optimización se debe a que a partir de unos parámetros de la antena que ya cumplen con los objetivos de diseño, intentar conseguir alguna mejora modificando a la vez distintas variables. Además, la respuesta de la antena se ha mejorado añadiendo un *taper* (transición) entre la línea de transmisión que está en la zona microstrip y la línea que está en la zona no microstrip, debido a la gran diferencia de tamaño entre estas. Tras terminar el diseño de la antena se ha comparado la respuesta con la obtenida inicialmente, mostrándose ambos resultados en la figura 5.27. En la figura se puede apreciar que después del proceso de optimización de la antena, se ha podido obtener en simulación un rango de funcionamiento de 2.95 a 11.52 GHz para un $|S_{11}| < -10$ dB, por tanto, el ancho de banda de esta antena en simulación es de 8.57 GHz. La geometría final de la antena simulada con material biológico se muestra en la figura 5.28, siendo las dimensiones finales de ésta las que se presentan en la Tabla 5.5, donde hay que tener en cuenta que no se han visto modificados los diseños del material absorbente y el material focalizador.

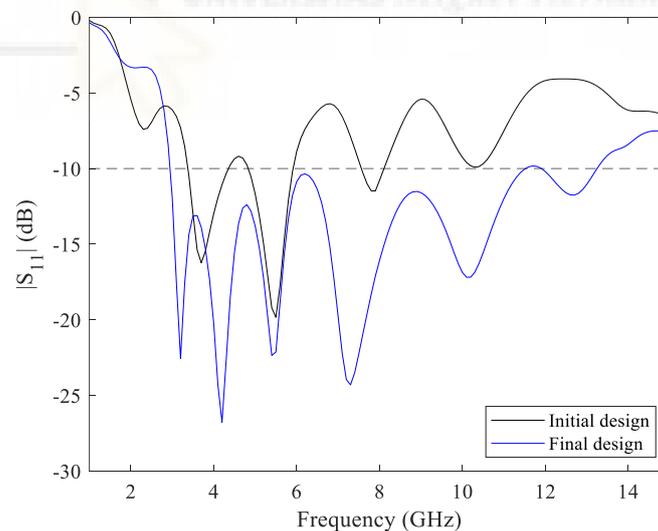


Figura 5.27. Comparación de la respuesta inicial y final de la antena propuesta.

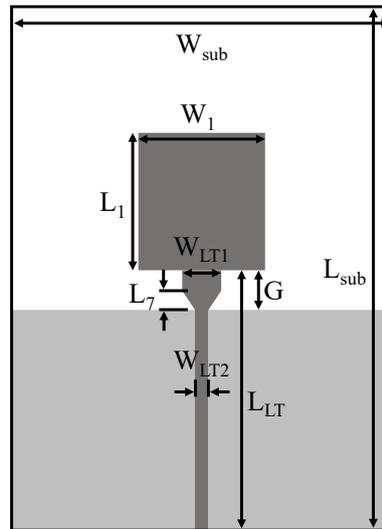


Figura 5.28. Antena propuesta (la parte gris clara es el plano de tierra y la parte gris oscura es la línea de alimentación y el parche radiante).

Tabla 5.5. Dimensiones de la antena propuesta.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
W_{sub}	30.00	W_{LT1}	3.00
L_{sub}	41.70	W_{LT2}	1.00
W_1	10.00	L_{LT}	20.70
L_1	11.00	G	3.20
L_7	1.60		

Después de la optimización de la antena incluyendo el modelo de intestinos, se debe realizar un estudio en el dominio de la frecuencia de la antena embebida para ver sus características. Este estudio debe realizarse sin material biológico, debido a que gran parte de la radiación es absorbida por el material biológico, lo que dificulta que se pueda apreciar correctamente algunos de los parámetros esenciales de la antena, como son los diagramas de radiación o la ganancia. De esta manera, también se puede comprobar que después de la optimización, el material absorbente y el focalizador que se han diseñado previamente siguen funcionando perfectamente. La primera característica esencial de la antena que se ha comparado es el $|S_{11}|$ con y sin material biológico, tal y como se muestra en la figura 5.29. En dicha figura se puede apreciar que la respuesta de la antena sin el material biológico se ha visto gravemente afectada, disminuyendo el ancho de banda con respecto a la antena simulada con material biológico.

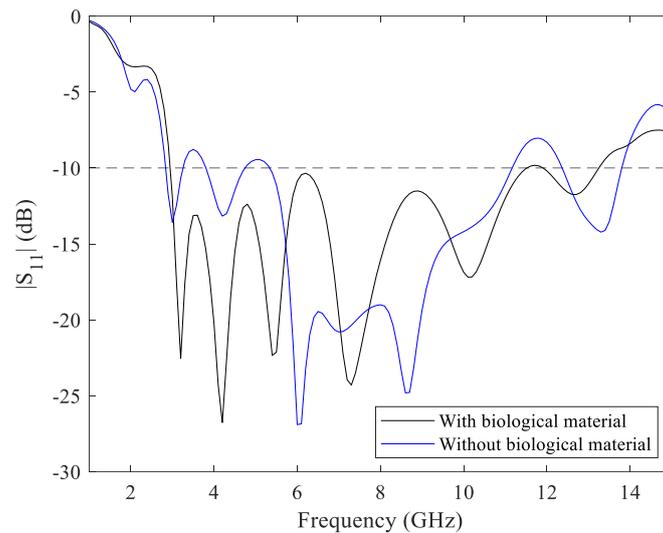


Figura 5.29. Comparación de la respuesta de la antenna propuesta con y sin material biológico.

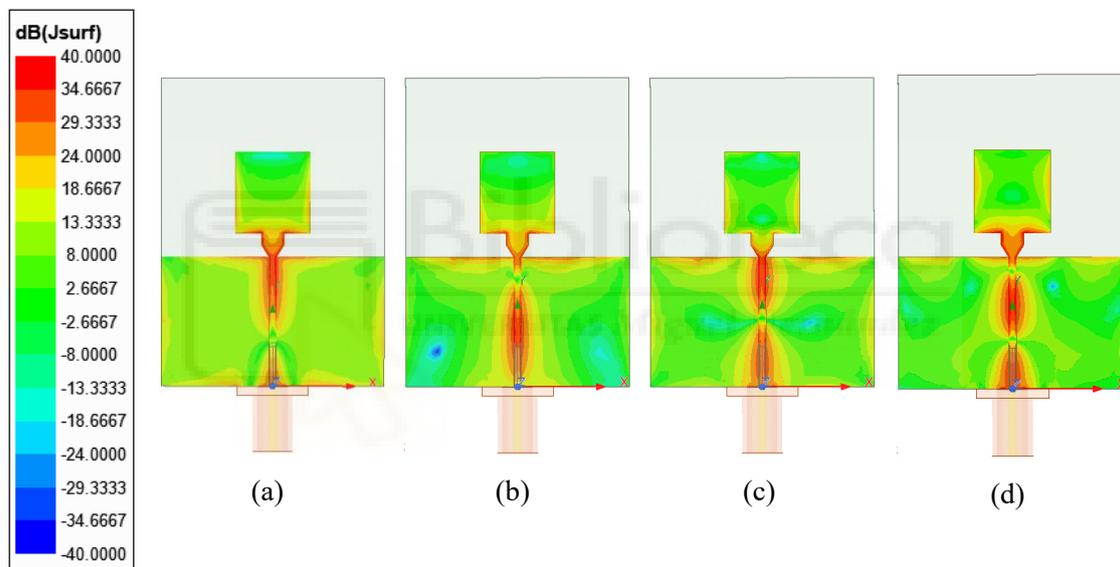


Figura 5.30. Distribución de la densidad de corriente superficial simulado de la antenna propuesta para las frecuencias: (a) 4 GHz; (b) 6 GHz; (c) 8 GHz; (d) 10 GHz.

Para comprender el funcionamiento de la antenna embebida que se ha propuesto, se ha comprobado su principio de radiación. Para ello, primero se ha evaluado la distribución de la densidad de corriente superficial. En la figura 5.30 se muestran los resultados obtenidos para algunas frecuencias que están dentro del ancho de banda de la antenna embebida sin material biológico. En concreto se presentan los resultados obtenidos para las frecuencias de 4, 6, 8 y 10 GHz. Analizando los resultados obtenidos para cada frecuencia, se puede apreciar que la corriente en todas las frecuencias se concentra mayoritariamente en la línea de transmisión. También se puede observar que a partir de

los 4 GHz el parche y el *taper* empiezan a funcionar, ya que la corriente se concentra alrededor de estos elementos. En 6 GHz el *taper* tiene menos influencia en la distribución de corriente, además la radiación en el plano de tierra es menor, ya que hay zonas donde no hay apenas radiación. En 8 GHz hay una menor concentración de la corriente en el *taper* y alrededor del parche radiante, aunque por el contrario aumenta la distribución de la corriente sobre el plano de tierra. Por último, en la frecuencia de 10 GHz la corriente claramente vuelve a concentrarse sobre el *taper* y a distribuirse por el parche radiante, disminuyendo la cantidad de corriente del plano de tierra.

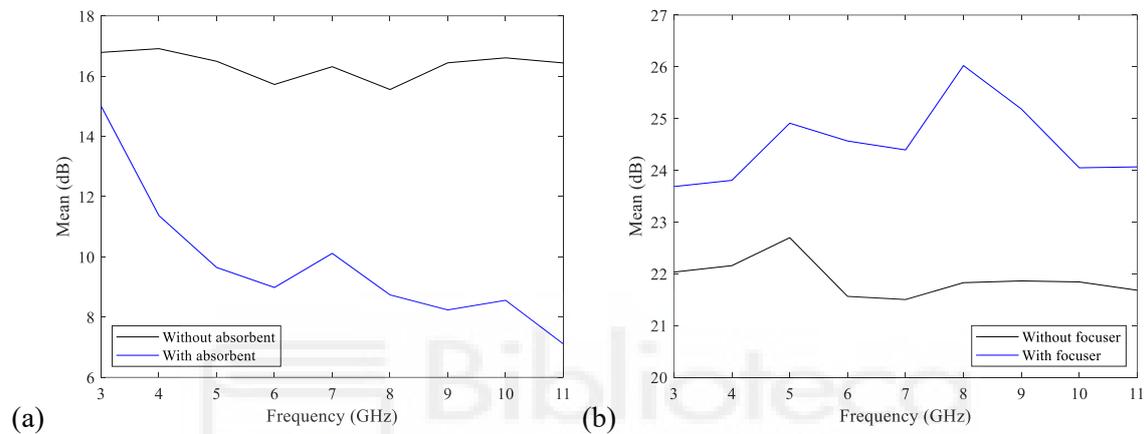


Figura 5.31. Comparación de la NFD promedio para la antena optimizada: (a) Con y sin material absorbente; (b) Con y sin material focalizador.

La segunda evaluación que se ha realizado para comprobar el correcto funcionamiento de la antena embebida ha sido la NFD. Para ello, se ha obtenido la NFD en un punto situado a 10 mm del material absorbente y del material focalizador, y se ha comparado tanto con la antena optimizada sin ningún material como con los resultados de la NFD que se habían obtenido antes de realizar la optimización de la antena. En la figura 5.31 se muestra la NFD promedio de la magnitud del vector de Poynting para cada frecuencia y para los dos casos evaluados. Con respecto a la figura 5.31 (a), se presenta una comparación de la NFD promedio de la antena optimizada con y sin material absorbente. En la figura se observa que de media la atenuación varía entre 1.78 y 9.33 dB, presentando una atenuación mayor a frecuencias más altas, tal y como ocurría en el caso de la antena antes de optimizar. Esto se puede traducir en una absorción de la señal considerable en la zona donde no se sitúa el material bajo estudio. Analizando los resultados obtenidos en la figura 5.31 (b), que corresponde a la comparación de la NFD promedio de la antena con y sin material focalizador, se puede observar que la ganancia

obtenida en este caso varía entre 1.65 y 4.19 dB. Además, se puede apreciar que la ganancia aumenta conforme aumenta la frecuencia, tal y como se ha mostrado en el estudio de la NFD con la antena antes de optimizarla. Por tanto, el aumento de señal en la zona de medida que ofrece el material focalizador con la antena optimizada es notable.

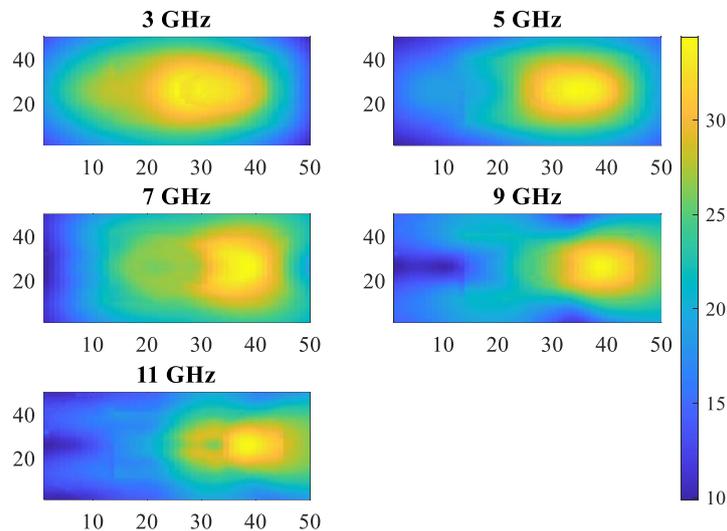


Figura 5.32. NFD de la antena embebida propuesta obtenido en la parte del focalizador. Los colores representan la intensidad de radiación en dB en el plano evaluado.

En la figura 5.32 se muestra de forma visual la radiación de la antena en la zona donde se sitúa el material focalizador. Para ello, se ha representado la NFD de los valores obtenidos de la magnitud del vector de Poynting en cada punto del plano analizado para cada frecuencia. En este caso, se presentan los resultados obtenidos para las frecuencias 3, 5, 7, 9 y 11 GHz, que están dentro en el ancho de banda de la antena embebida. Analizando dichas frecuencias se puede observar que la radiación de la antena se concentra entorno a donde se sitúa el parche radiante, es decir, en la parte derecha de la figura. En las frecuencias bajas se aprecia que la radiación se encuentra más distribuida por la zona del material focalizador, pero conforme aumenta la frecuencia dicha radiación se concentra más en un punto, que es donde se posiciona el objeto bajo estudio, coincidiendo también con el centro del parche de la antena. De esta forma se corrobora que no hay parte de la radiación de la antena que se distribuye por zonas indeseadas. Tras comprobar el correcto funcionamiento, tanto del material absorbente como del material focalizador después de la optimización de la antena, el diseño de la antena embebida queda finalizado.

5.2.6. FABRICACIÓN Y MEDIDA DE LA ANTENA EMBEBIDA

Una vez finalizado el proceso de diseño de la antena embebida se ha procedido a su fabricación sobre el substrato de alta frecuencia Taconic TLX8 de 0.832 mm de espesor ($\epsilon_r = 2.55$, $\tan \delta = 0.0017$), donde en este caso se ha utilizado la microfresadora ProtoMat 93s de LPKF para su fabricación. En la figura 5.33 se muestra una fotografía de la antena fabricada, que presenta un tamaño final de 30.0 x 41.7 mm². Al ser una antena embebida, las distintas piezas que la conforman se han fabricado por separado y, posteriormente, se han pegado una a una. En cada una de las fases del pegado de las piezas se ha comprobado el coeficiente de reflexión y los diagramas de radiación, y se han comparado con la simulación correspondiente (simulando la antena con cada uno de los materiales por separado, tal y como se ha hecho en la medida) para poder verificar que el proceso de fabricación se ha realizado correctamente.

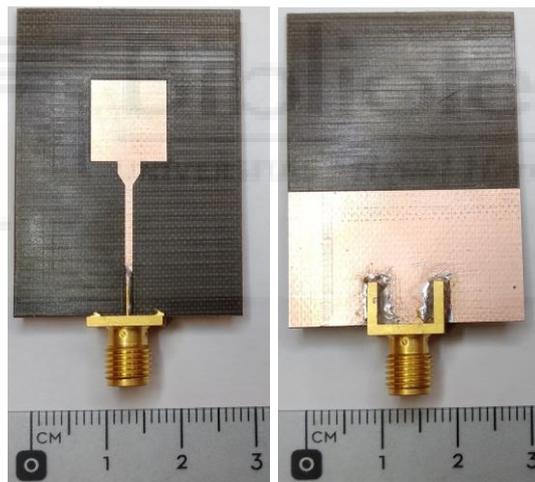


Figura 5.33. Fotografía de la antena fabricada, parte delantera (izquierda) y parte trasera (derecha).

En la figura 5.34 se muestra una comparación del módulo del coeficiente de reflexión simulado y medido para la antena fabricada sin ningún material. Al igual que en las antenas anteriores, las medidas se han realizado con el VNA E8363B de Agilent Technologies (10 MHz – 40 GHz). En la figura se puede apreciar que los resultados simulados y medidos de la antena presentan un comportamiento similar, lo que denota su buen funcionamiento. Con respecto a los diagramas de radiación de la antena simulada y medida, se ha comprobado que ambos son muy parecidos y presentan una radiación

omnidireccional típica de las antenas monopolo, ya que todavía no se ha situado sobre la antena ningún material que haga que la radiación sea más directiva. En la figura 5.35 se puede observar una comparación de los diagramas de radiación simulados y medidos en el plano E y H para las frecuencias de 5, 7, 9 y 11 GHz, incluidas en el ancho de banda de la antena. Tras comprobar que se ha realizado correctamente el proceso de fabricación de la antena se ha procedido con la impresión de las piezas que conforman la antena embebida.

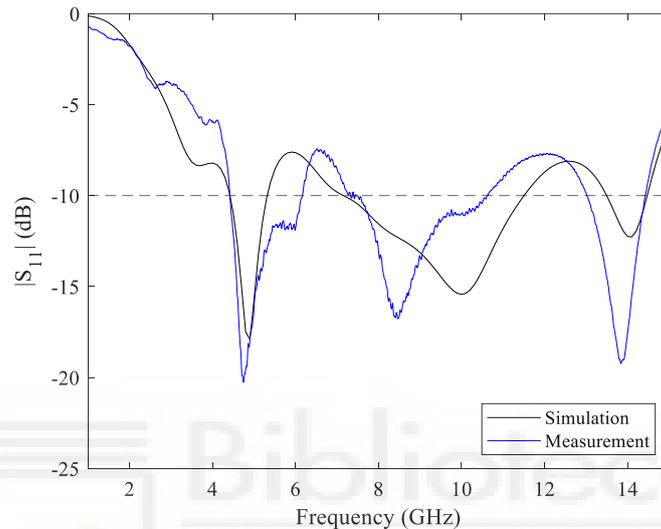


Figura 5.34. Módulo del coeficiente de reflexión simulado y medido de la antena fabricada sin ningún material (figura 5.33).

Como se ha comentado anteriormente, las piezas se realizan con impresoras 3D. En el diseño del material focalizador y el material que separa la antena del material absorbente, se han utilizado distintos tipos de permitividades que pueden implementarse con los dos tipos de PREPERM. Para poder obtener en la fabricación las mismas características dieléctricas que se han usado en simulación, se ha utilizado en la impresión de las piezas distintas densidades de relleno del material. El proceso de fabricación de las piezas se ha realizado con unas capas externas de un espesor de $200\ \mu\text{m}$ con una densidad de relleno con patrón rectilíneo del 100% debido a que dichas capas deben ser sólidas, ya que marcan la rigidez del substrato. Para las capas intermedias también se utiliza un patrón rectilíneo, debido a que la fabricación es más fácil y proporciona una impresión estable. Además, en las capas intermedias se superponen distintas láminas de $100\ \mu\text{m}$ de espesor hasta obtener la altura necesaria, variando el porcentaje de densidad del relleno para modificar selectivamente las características dieléctricas del substrato. Por tanto, si

en la impresión se varía el patrón de densidad de relleno se puede obtener la permitividad relativa necesaria para el material que se ha seleccionado [5.36].

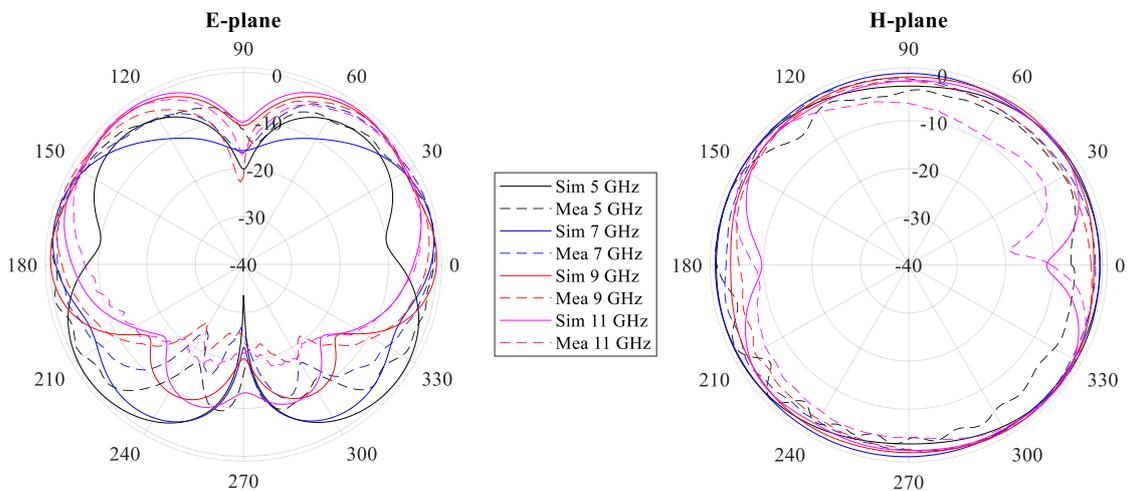


Figura 5.35. Diagramas de radiación de los planos E y H simulados y medidos de la antena fabricada sin ningún material (figura 5.33) para las frecuencias de 5, 7, 9 y 11 GHz.

Las características dieléctricas del material biocompatible ($\epsilon_r = 2.55$ y $\tan \delta = 0.006$) se han obtenido para una densidad de fabricación del material del 100%. En el caso del material que separa el absorbente de la antena, se ha utilizado PREPERM ABS300/TP20279 donde para poder obtener la ϵ_r deseada, es decir, la que se ha utilizado en simulación, el material se ha impreso con una densidad del 85%, donde la ϵ_r es de 2.5 y la $\tan \delta$ es de 0.005. Como en el material focalizador se utilizan tres tipos de materiales con ϵ_r de 2.00, 5.00 y 7.48 se ha tenido que utilizar los dos tipos de PREPERM. Para la parte exterior del focalizador, el material seleccionado es PREPERM ABS300/TP20279, cuya ϵ_r es de aproximadamente 2.00 y la $\tan \delta$ es de 0.0039 para una densidad del material del 53%. Para el resto de los materiales del focalizador (radio interior y exterior) se ha utilizado PREPERM ABS1000, que con una densidad del 100% se ha obtenido una ϵ_r de 7.48 y una $\tan \delta$ de 0.0052, tal y como se ha comentado en el subapartado anterior. Para el radio exterior la ϵ_r que se ha obtenido es de 5 con una $\tan \delta$ de 0.0033 para una densidad del 73%. Por último, para el material absorbente, las características dieléctricas ($\epsilon_r = 8.00$ y $\tan \delta = 0.77$) se han conseguido para una densidad del 100% de impresión del material. Todos estos valores de permitividad y tangente de pérdidas han sido obtenidos con el método descrito en el apartado 5.2.2.

Después de imprimir cada uno de los materiales que van ensamblados en la antena embebida, se ha procedido a pegarlos por partes, comprobando, tal y como se comentó anteriormente, el coeficiente de reflexión y los diagramas de radiación en cada paso. En todos los casos los resultados obtenidos en simulación y en medida son muy parecidos, lo que demuestra el correcto funcionamiento de la antena y el buen proceso de optimización realizado. A modo de ejemplo se muestra en la figura 5.36 el módulo de los coeficientes de reflexión de cada uno de los procesos de pegado de la antena embebida, en concreto para el caso de la antena donde se ha pegado el material que separa la antena del material absorbente, el caso de la antena con el material separador y el material focalizador y, por último, el caso con el material separador, el material focalizador y el material absorbente.

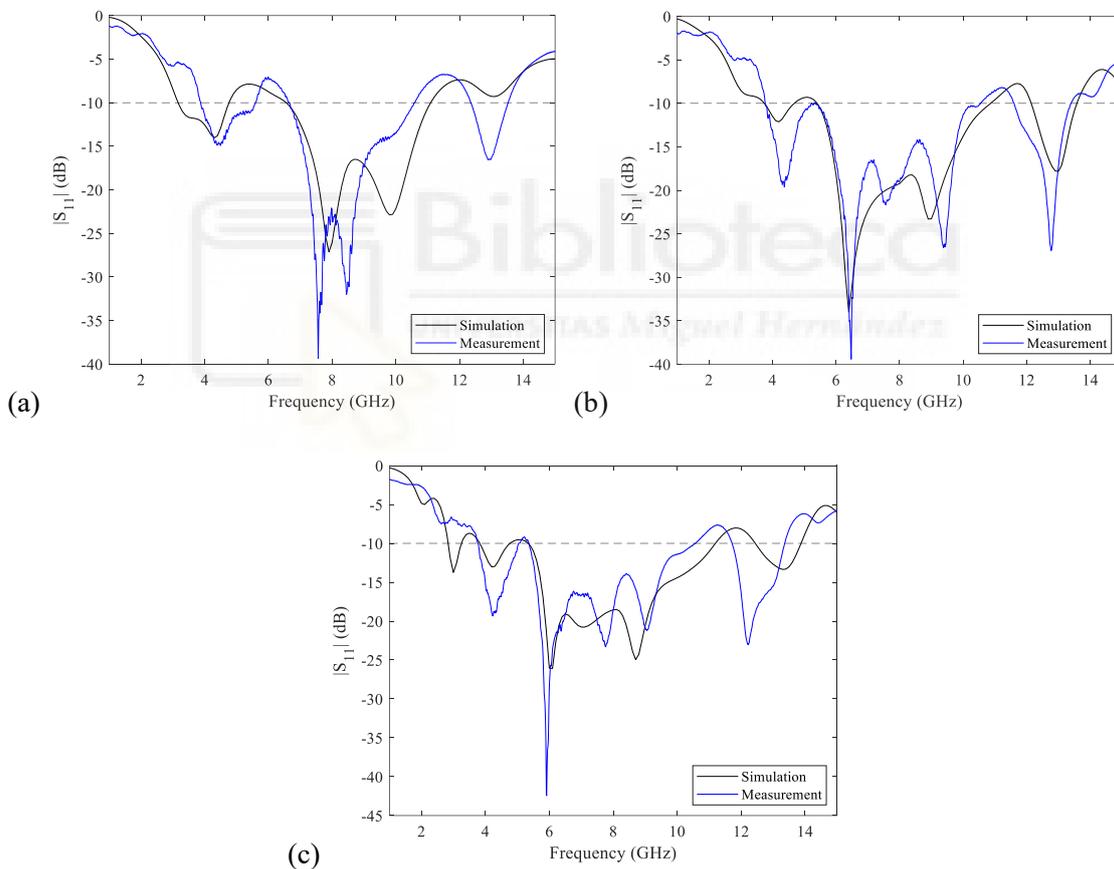


Figura 5.36. Módulo del coeficiente de reflexión medido y simulado para el proceso de ensamblado de la antena: (a) Antena con el material separador; (b) Antena con el material separador y el material focalizador; (c) Antena con el material separador, focalizador y absorbente.

Para realizar la antena final se ha incorporado el material biocompatible pegado al material focalizador, ya que es la parte que estará en contacto con el material bajo estudio. En la figura 5.37 se muestra una fotografía de la antena embebida desde diferentes ángulos para que se puedan apreciar los distintos materiales que se han utilizado en la fabricación de la misma, siendo el tamaño final de la antena embebida $30.0 \times 41.7 \times 41.3 \text{ mm}^3$.

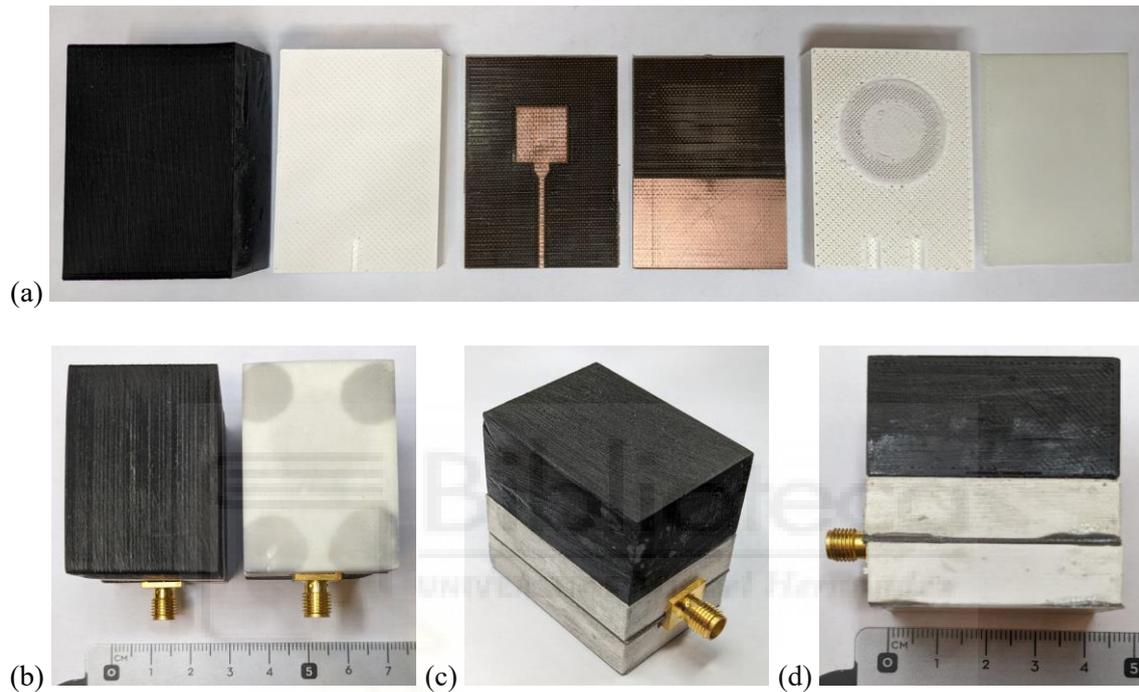


Figura 5.37. Fotografía de la antena embebida fabricada: (a) Despiece de la antena embebida; (b) Vista superior e inferior; (c) Perspectiva; (d) Vista lateral.

El módulo del coeficiente de reflexión de la antena embebida final medido y simulado (sin material biológico) se muestra en la figura 5.38. En la figura se puede observar una buena concordancia entre ambas respuestas, validando el proceso de diseño realizado con simulaciones. Para la medida, el rango de funcionamiento para un $|S_{11}| < -10 \text{ dB}$ se encuentra entre 3.7 y 10.2 GHz, lo que supone un ancho de banda de 6.5 GHz. Además, analizando las frecuencias superiores de la antena, también se puede ver en la medida una banda de trabajo de 11.8 GHz a 13.3 GHz, con un ancho de banda de 1.5 GHz.

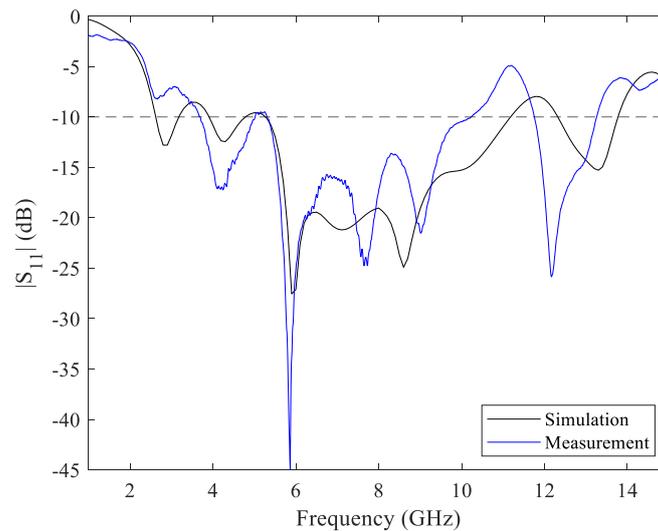


Figura 5.38. Módulo del coeficiente de reflexión medido y simulado de la antenna fabricada.

En la figura 5.39 se pueden observar una comparación de los diagramas de radiación de la antenna propuesta simulados y medidos en el plano E y H para las frecuencias que están incluidas en el ancho de banda de la antenna, que van de 4 a 10 GHz. Estos diagramas se han obtenido en el interior de una cámara anecoica, utilizando una antenna de bocina como referencia. En la figura se puede apreciar que los diagramas de radiación simulados y medidos presentan una buena concordancia entre sí, especialmente en el plano H. Analizando los resultados del plano H, se puede observar que la radiación de la antenna apunta hacia 180° , que es la zona donde se sitúa el material focalizador. Asimismo, se aprecia el buen funcionamiento de cada uno de los materiales que se han utilizado en la antenna embebida, ya que la menor cantidad de radiación se obtiene en 0° , que corresponde con la zona donde está el material absorbente. Comparando los diagramas de radiación de la antenna embebida final y los diagramas obtenidos con la antenna sin ningún material (figura 5.35), claramente se puede observar que la radiación pasa de ser omnidireccional a tener una focalización/directividad más precisa en la zona de interés. De esta forma se puede corroborar que los materiales que forman la antenna embebida cumplen con el objetivo inicial de diseño, que es la focalización de la radiación hacia el material bajo estudio.

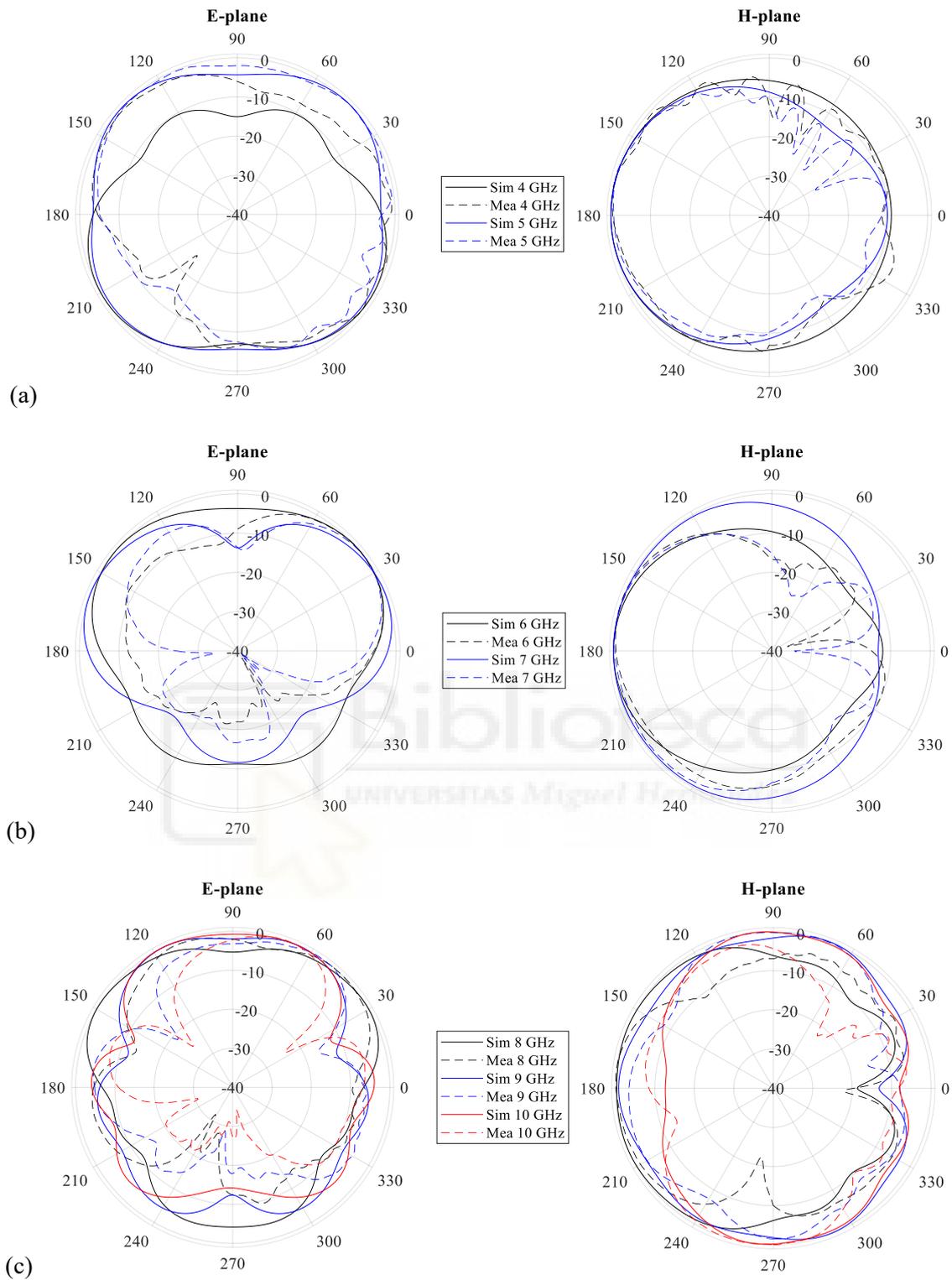


Figura 5.39. Diagramas de radiación de los planos E y H simulados y medidos de la antena propuesta: (a) 4 y 5 GHz; (b) 6 y 7 GHz; (c) 8 – 10 GHz.

Otra de las medidas realizadas en el proceso de caracterización de la antena embebida ha sido la ganancia. En este caso, se muestra en la figura 5.40 los resultados de la ganancia simulada y medida de la antena embebida. Como se puede observar en la figura, la ganancia simulada y medida son similares entre sí, obteniendo una ganancia medida que varía entre -1.8 y 5.5 dBi para todo el ancho de banda de la antena. En el caso de la eficiencia de la antena se han obtenido los valores simulados, tal y como se muestra en la figura 5.40. Para la antena embebida, la eficiencia de radiación en simulación se encuentra por encima del 60% y se mantiene prácticamente constante con la frecuencia.

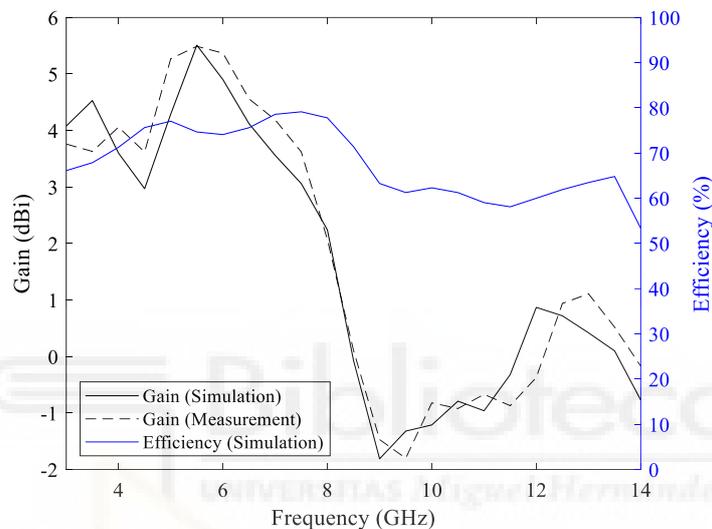


Figura 5.40. Ganancia simulada y medida, y eficiencia de radiación simulada de la antena embebida propuesta.

Dentro del estudio en el dominio de la frecuencia que se ha realizado de la antena embebida se ha calculado en simulación la polarización. En la figura 5.41 se muestra la polarización de la antena embebida para las frecuencias que van de 4 a 10 GHz. En dicha figura también se aprecia la polarización de la antena a 4 GHz para una fase de 0 grados y con la orientación que presenta la antena en el eje X e Y. Para representar la polarización en campo lejano se ha obtenido el valor escalar del vector de campo E en el eje X e Y. En la figura 5.41 (a) se presenta la polarización en cada una de las frecuencias incluidas en el ancho de banda de la antena, donde los ejes de las gráficas no presentan magnitud. En la figura 5.41 (b) se puede observar una fotografía de la antena en el software de diseño, donde la orientación presentada coincide con las mismas que se han utilizado en las gráficas. Tal y como se observa en la figura, para todo el rango de frecuencias de la antena embebida, la polarización es lineal y presenta una orientación vertical.

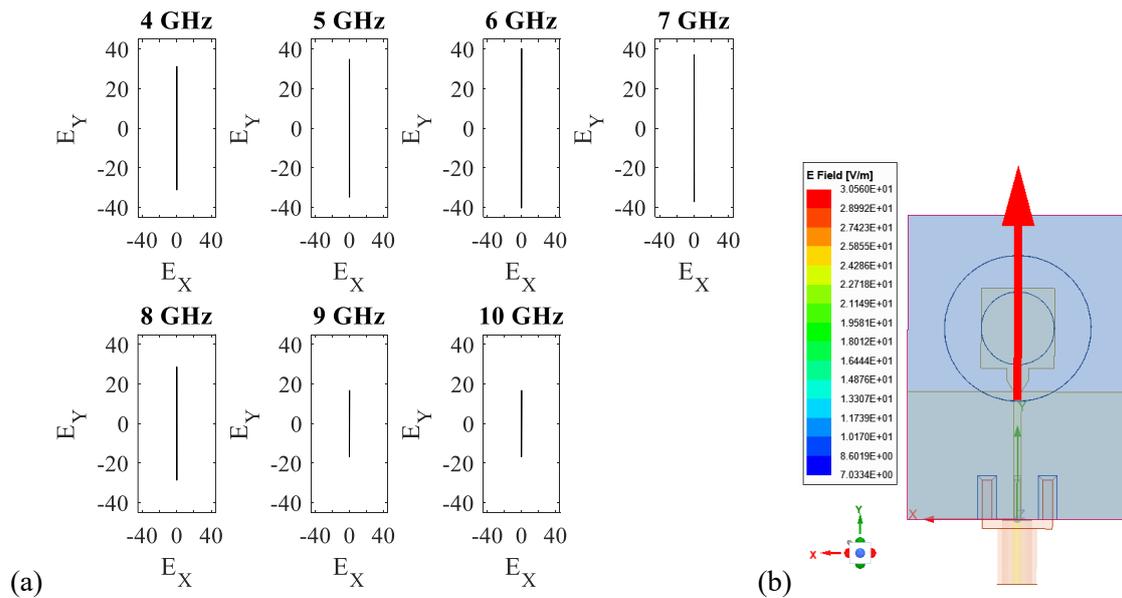


Figura 5.41. (a) Polarización, en simulación, de la antena propuesta para las frecuencias de 4 – 10 GHz. (b) Orientación y polarización a 4 GHz y fase 0 grados de la antena en el software de diseño.

5.2.7. ANÁLISIS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

En las antenas de banda ancha que están destinadas a utilizarse en sistemas de imagen médica por microondas es importante no solo estudiar las características en el dominio de la frecuencia, sino que también se tienen que estudiar en el dominio del tiempo. Es por ello, que en este apartado se presentan los resultados obtenidos tras evaluar el comportamiento de la antena en el dominio del tiempo, de forma que se pueda demostrar que la antena embebida propuesta puede ser utilizada en un sistema de banda ancha. Para ello, tal y como se ha mostrado en los capítulos anteriores, se han realizado distintas pruebas de transmisión con dos antenas idénticas.

Para realizar las medidas se ha implementado un *set-up* compuesto por dos antenas embebidas idénticas (como las presentadas anteriormente) que se han situado en el interior de una cámara anecoica, donde una hace de transmisora y la otra de receptora. Dichas antenas se han enfrentado cara a cara (*face to face*) y se han separado unos 30 cm entre sí para asegurar que la transmisión se encuentra en campo lejano. Una vez situadas

las antenas, se utiliza un VNA para medir la transmisión y se evalúan los resultados. Este procedimiento también se ha realizado en simulación para poder comparar los resultados obtenidos en ambos casos.

La primera característica analizada en la caracterización de la antena en el dominio del tiempo es el parámetro de transmisión. El módulo del parámetro S_{21} simulado y medido para todo el ancho de banda de la antena embebida se muestra en la figura 5.42. En dicha figura se puede observar que la simulación y la media presentan una buena concordancia entre ellas debido a la similitud de ambas respuestas, presentando una transmisión aceptable en todo el ancho de banda.

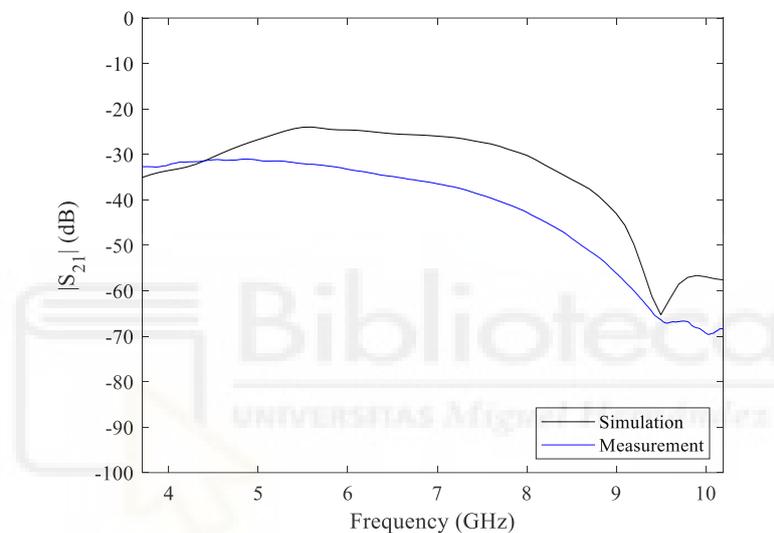


Figura 5.42. Módulo del parámetro de transmisión simulado y medido de la antena embebida propuesta con la configuración *face to face*.

A partir de la fase del parámetro S_{21} se ha obtenido el retardo de grupo del sistema, tanto en simulación como en medida para todo el ancho de banda de la antena, el resultado final se muestra en la figura 5.43. Tal y como se aprecia en la figura, el retardo de grupo simulado y medido de la antena embebida son similares, además de ser estable en el tiempo para ambos casos. Asimismo, se puede observar que, de media, se obtiene un retardo de 1.4 ns en simulación y medida. Calculando el retardo de grupo teórico cuando las antenas se encuentran separadas 30 cm entre sí, se obtiene que éste debería ser de 1 ns. En los resultados obtenidos el valor del retardo es parecido al teórico, pero la diferencia existente entre los resultados simulados y medidos, y el valor teórico, puede deberse a la longitud de los conectores SMA que se han utilizado, el substrato o incluso a algún error que se ha cometido en la medida de las antenas.

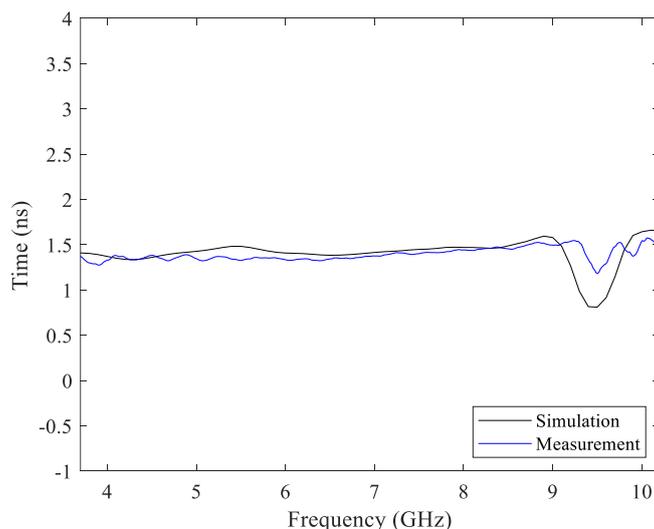


Figura 5.43. Retardo de grupo simulado y medido para la configuración *face to face*.

Como la antena embebida propuesta está destinada a ser utilizada en un sistema de imagen médica donde se emplean señales de banda ancha, es conveniente verificar el funcionamiento de dichas antenas frente a la transmisión de pulsos temporales. De esta forma, tanto en simulación como en medida se ha evaluado la transmisión de un pulso de banda ancha para la configuración bajo estudio. El pulso utilizado en este caso es una variante del pulso Gaussiano, en concreto la séptima derivada, que es el mismo que se ha empleado en los capítulos anteriores, ya que permite cubrir el ancho de banda de los sistemas de imagen médica. Para ello, tanto en simulación como en medida, primero se obtiene el pulso de banda ancha que se utiliza en la evaluación de las características de la antena, se transmite el pulso al sistema a partir del S_{21} y se analiza el pulso recibido. Los pulsos temporales transmitidos y recibidos se muestran en la figura 5.44, donde para una mejor comprensión de los resultados obtenidos, los pulsos se han normalizado y se ha ajustado el tiempo de transmisión del pulso simulado para hacerlo coincidir con la posición obtenida en la medida. Como se puede observar en la figura, los pulsos recibidos son similares entre sí y con el pulso transmitido, siendo evidente que tras pasar el pulso por el sistema se provocan algunos cambios en su forma, presentando en ambos casos una baja distorsión.

Para evaluar numéricamente el parecido de los pulsos transmitidos y recibidos, se ha realizado el cálculo del SFF tanto en simulación como en medida para la configuración bajo estudio (*face to face*). En este caso se ha obtenido un SFF simulado del 85.6% y medido del 84.4%. Al ser estos valores altos, se demuestra que el pulso recibido es muy

parecido al transmitido y se asegura, por tanto, una alta integridad de la señal transmitida por las antenas, así como la idoneidad de éstas para formar parte de un sistema de imagen médica por microondas.

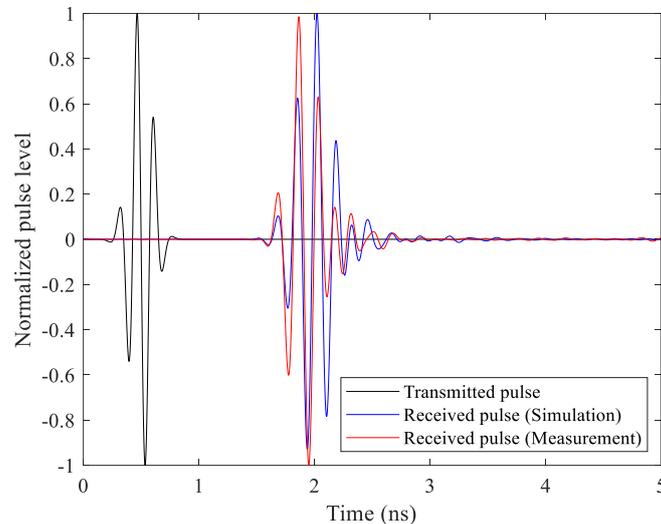


Figura 5.44. Pulso transmitido y recibido en simulación y medida para las antenas embebidas situadas *face to face*.



5.3. DISEÑO DEL APLICADOR

Después de diseñar la antena embebida y comprobar sus características en el dominio de la frecuencia y del tiempo, tanto en simulación como en medida, se ha procedido al diseño del aplicador propuesto para la aplicación planteada. En este sentido, el diseño de la antena embebida supone un punto de partida para el diseño del aplicador, puesto que éste consta de cuatro antenas independientes que se encuentran unidas. Las antenas embebidas se han dispuesto en una matriz de 2×2 y se ha realizado un estudio de su disposición, así como una nueva optimización de las antenas del aplicador para tener en cuenta las nuevas condiciones y materiales utilizados.

5.3.1. DISEÑO Y OPTIMIZACIÓN DEL APLICADOR

Para realizar el diseño del aplicador se han utilizado 4 antenas embebidas idénticas a las propuestas en el apartado anterior. La disposición de las antenas se ha realizado en una matriz de 2 x 2 antenas, siendo el tamaño final del aplicador de 84.4 x 65.0 x 41.8 mm³. Dentro del estudio realizado en el diseño del aplicador, se ha evaluado el comportamiento de la radiación de cada antena cuando se sitúan en la configuración de aplicador, se ha tenido en cuenta la disposición del material focalizador y, por último, se ha realizado una optimización de las antenas para cumplir con uno de los objetivos iniciales del diseño, en concreto que el aplicador presente el mayor ancho de banda posible. Las distintas fases del proceso de diseño del aplicador, antes de realizar la optimización de las antenas, se muestra en la figura 5.45. El proceso de diseño realizado sigue los siguientes pasos:

1. Posicionamiento de una antena en el aplicador y estudio de la separación de los focalizadores.
2. Incorporación de cuatro antenas independientes en el aplicador.
3. Estudio de un material separador en el aplicador, que en este caso es un material absorbente para separar las antenas.
4. Estudio de material absorbente alrededor del aplicador.

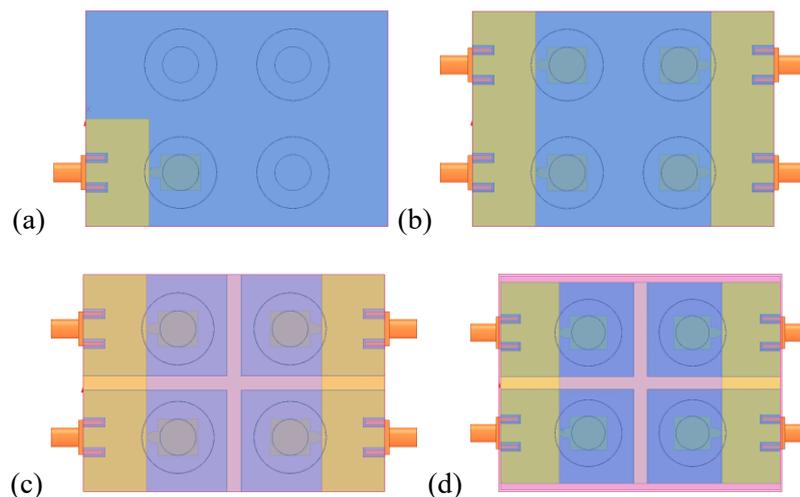


Figura 5.45. Distintas fases del proceso de diseño del aplicador: (a) Una antena en el aplicador y estudio de la separación de los focalizadores (Fase 1); (b) Aplicador con todas las antenas independientes (Fase 2); (c) Estudio del material separador de las antenas (Fase 3); (d) Estudio de material absorbente alrededor del aplicador (Fase 4).

En las fases del diseño, el objetivo principal ha sido intentar conseguir la mejor respuesta posible para las figuras de mérito evaluadas, que en este caso han sido los parámetros S , los diagramas de radiación y la radiación de campo cercano utilizando el vector de Poynting. Para poder evaluar dichas figuras de mérito, las simulaciones se han realizado sin la presencia de material biológico, debido a que de lo contrario el material biológico atraería toda la radiación y sería imposible evaluar de forma precisa las figuras de mérito.

El primer estudio del aplicador (Fase 1) se ha centrado tanto en analizar cómo se distribuye la corriente por toda la estructura cuando se incorpora una antena, como en situar diferentes focalizadores a distintas distancias entre sí, para evaluar la separación entre las antenas. Para ello, se han analizado las figuras de mérito comentadas anteriormente. Como ejemplo del estudio, en la figura 5.46 se muestra la estructura que se ha evaluado con diferentes distancias entre los focalizadores, en concreto sin ninguna separación, con una separación de 5 mm y una separación de 10 mm.

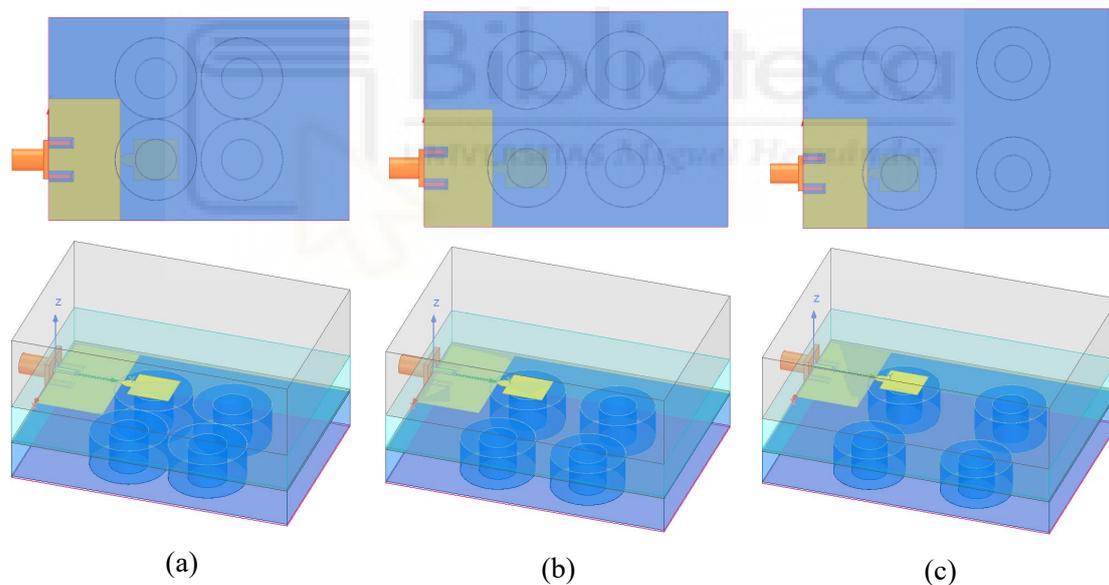


Figura 5.46. Algunos ejemplos del aplicador con una antena y distintas separaciones entre el material focalizador (vista inferior y perspectiva): (a) Sin separación; (b) Separación de 5 mm; (c) Separación de 10 mm.

En la figura 5.47 se presenta una comparación del $|S_{11}|$ para los resultados obtenidos con la antena antes de situarla en el aplicador y en los casos que se muestran en la figura 5.46. Tal y como se puede observar en la figura, el $|S_{11}|$ de todos los casos bajo estudio no presentan apenas variación, siendo todos muy parecidos. Aun así, el

mayor cambio apreciable de las respuestas se percibe alrededor de la banda de 7 a 9 GHz. En este caso, con el $|S_{11}|$ no se puede determinar con exactitud qué estructura, de entre todas las evaluadas, es la más adecuada para el sistema final. La siguiente figura de mérito bajo estudio han sido los diagramas de radiación, donde tampoco se ha visto un gran cambio entre las diferentes estructuras.

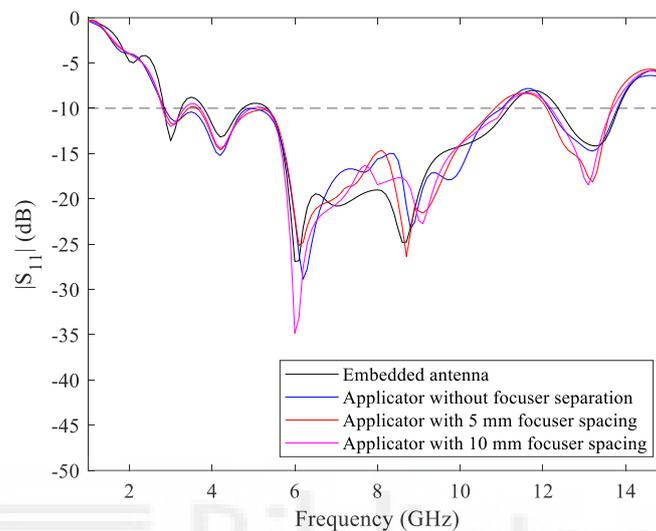


Figura 5.47. Comparativa del módulo de los coeficientes de reflexión de la antena embebida y todos los casos presentados en la figura 5.46.

Con respecto a la radiación de campo cercano con el vector de Poynting. A modo de ejemplo en la figura 5.48 se muestra una comparación de la radiación de campo cercano para los casos bajo estudio en tres frecuencias representativas incluidas en el ancho de banda de la antena embebida simulada, que son 3, 9 y 13 GHz. Comparando el vector de Poynting en campo cercano, se puede observar que cuando los focalizadores están separados 10 mm, la respuesta es más parecida al caso de una sola antena embebida. Además, evaluando detenidamente los resultados obtenidos, se aprecia que hay una mayor cantidad de radiación en la zona destinada a las otras antenas cuando el focalizador no tiene separación y cuando la separación es de 5 mm. Dado los resultados, la mejor opción es utilizar una separación de 10 mm entre los focalizadores de las otras antenas, ya que de esta forma la radiación de una antena no pasaría a las demás. Asimismo, como la radiación se reparte en otras zonas del aplicador, el siguiente paso es utilizar un material separador entre las antenas para poder concentrar más radiación en la antena que está trabajando. Para obtener un mejor resultado con el aplicador, el siguiente paso es en el diseño

ha sido situar las demás antenas en el aplicador (Fase 2) y el estudio de la incorporación de un material separador entre los focalizadores (Fase 3).

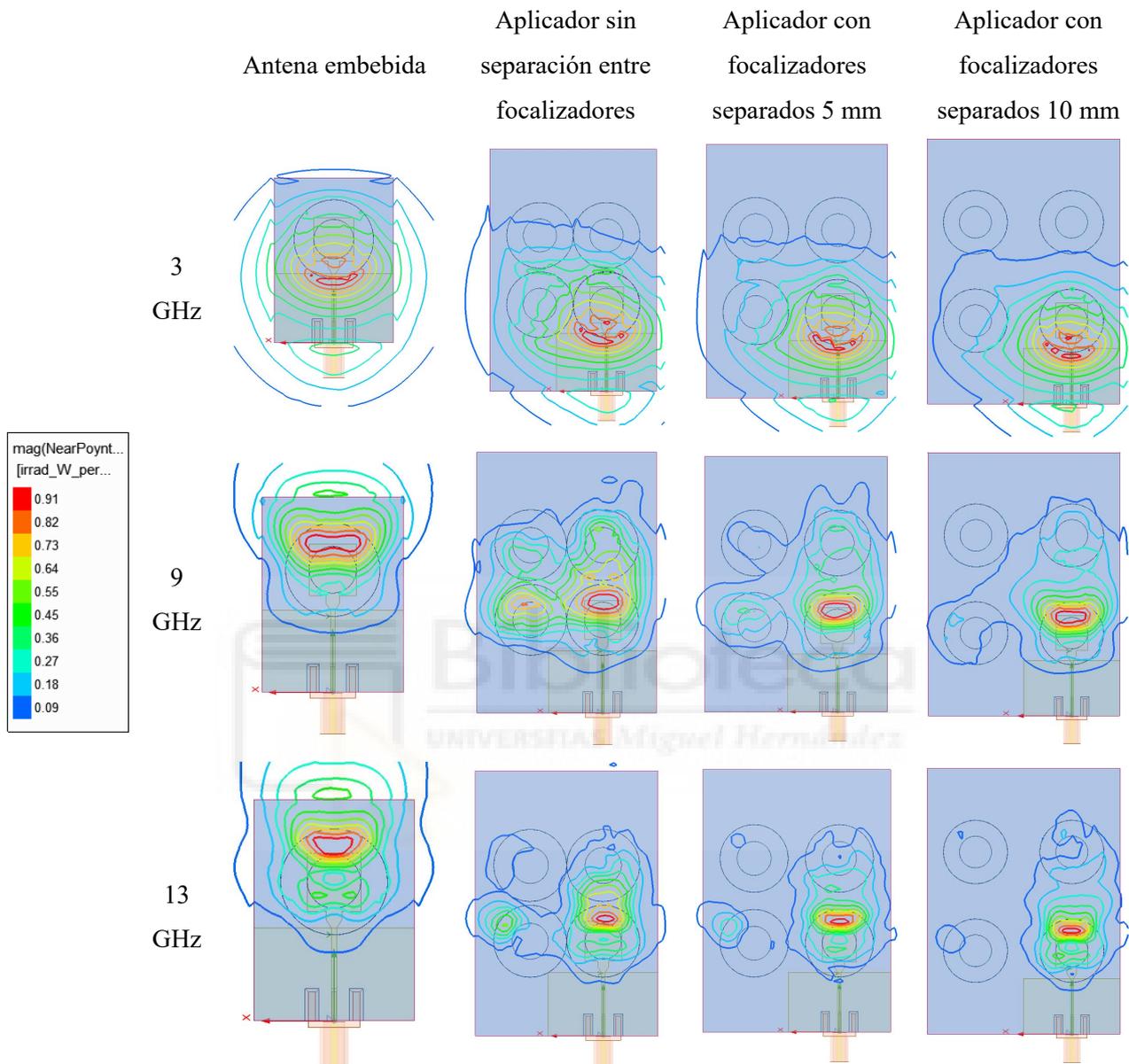


Figura 5.48. Comparativa de la radiación de campo cercano de la antena embebida y de todos los casos presentados en la figura 5.46 para las frecuencias de 3 GHz, 9 GHz y 13 GHz.

El estudio realizado sobre la disposición de los materiales separadores entre los focalizadores ha consistido en evaluar los resultados obtenidos para diferentes espesores y diferentes permitividades de dicho material. Comparando el $|S_{11}|$ para distintas permitividades y distintos espesores del material separador, se ha visto que la respuesta en todos los casos se ve influenciada con la incorporación del material separador, con respecto a no utilizar ningún material. Observando el $|S_{21}|$ se ha comprobado que se

transmite una importante cantidad de radiación, debido a que el nivel de señal es muy alto, por tanto, para bajar el nivel de señal entre antenas lo más conveniente es utilizar el material absorbente. Con respecto a la radiación de campo cercano utilizando el vector de Poynting, se ha observado que la radiación de la antena se queda más concentrada en el espacio de la antena. El mejor caso que se ha encontrado en este estudio es cuando se utiliza como material separador el material absorbente y cuando el espesor de éste es de 4 mm. Esto se debe a que la energía no se distribuye entre las antenas vecinas como ocurre en el resto de las configuraciones. Por consiguiente, esta configuración es la escogida en el diseño del aplicador. A modo de ejemplo, en la figura 5.49 se muestra una comparación de la radiación de campo cercano para el caso del aplicador con cuatro antenas con y sin material absorbente de espesor 4 mm, para algunas frecuencias representativas, que son 3, 9 y 13 GHz. Hay que tener en cuenta que, aunque hay 4 antenas en el aplicador, para esta prueba sólo se ha alimentado una de ellas, ya que todas las antenas son independientes y sólo funciona una de ellas en un momento dado.

Una vez optimizado el material absorbente que se ha situado entre las antenas, se ha procedido a realizar un estudio cubriendo todo el aplicador de material absorbente (Fase 4), intentando de esta forma mejorar las características de las antenas y, por ende, del aplicador. Observando el $|S_{11}|$ cuando se sitúa el material absorbente en los lados exteriores del aplicador, la respuesta de la antena se ve influenciada con respecto a no utilizar dicho material. Además, incorporando más absorbente, la radiación también se ve afectada, confinando aún más la señal en la celda de la antena. Por tanto, utilizar esta configuración es útil, puesto que habría más radiación hacia la zona donde se encuentra el material biológico. En este caso se han probado distintos espesores para cubrir el lateral del aplicador. Comparando sus figuras de mérito, la mejor opción obtenida es utilizando un material absorbente de 2 mm de espesor. También se ha probado a poner material absorbente en el lateral del aplicador donde están los conectores de las antenas. Esta configuración se ha descartado, debido a que las características de radiación no se han visto modificadas. Esto se debe a que la radiación de la antena presenta un mínimo en esa zona del conector, lo que hace que la señal no se vea afectada. Como ejemplo, en la figura 5.50 se muestra la radiación de campo cercano para el aplicador con 4 antenas, donde se ha situado el material absorbente de 2 mm en el lateral de la estructura. En la figura se puede observar que, en comparación con los otros procesos de diseño, se obtiene una radiación más confinada en cada celda.

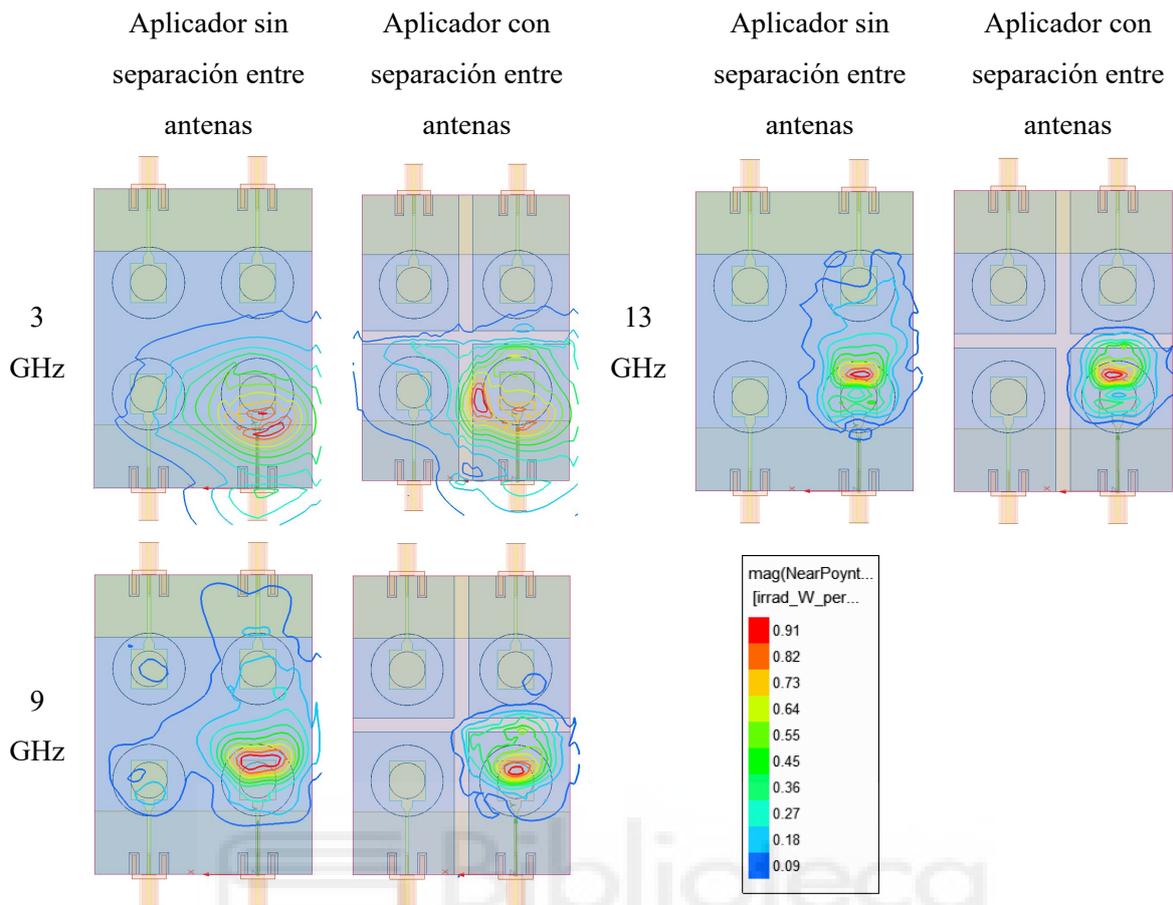


Figura 5.49. Comparativa de la radiación de campo cercano para el caso de cuatro antenas situadas en el aplicador con y sin material absorbente de 4 mm de espesor para las frecuencias de 3 GHz, 9 GHz y 13 GHz.

Finalmente, al estar el aplicador en contacto con un material biológico, se ha decidido cubrir toda la estructura con un material biocompatible de 0.5 mm de espesor. Como se ha comprobado, ni la respuesta de la antena ni la radiación se ven afectadas cuando se incluye este material.

En la figura 5.51 se presenta una comparación de cómo se ha visto afectado el $|S_{11}|$ de una de las antenas en cada una de las fases de diseño del aplicador. En dicha figura se muestra cómo la respuesta se ve influenciada en el proceso de diseño del aplicador, haciendo que la antena pierda ancho de banda con respecto a la antena embebida. Esto es debido a los materiales dispersivos que se han puesto alrededor de cada antena para conseguir que la energía permaneciera confinada en cada celda. El $|S_{21}|$ ha mejorado con el diseño del aplicador, así como la radiación en campo cercano, tal y como se ha mostrado anteriormente. Por este motivo, se ha realizado una nueva optimización de las dimensiones de cada antena del aplicador, prestando más atención en la mejora del

$|S_{11}|$. Para ello, siguiendo el mismo método de optimización que la antena embebida, en este caso se ha realizado un estudio paramétrico de todas las variables de la antena por separado y, a continuación, se ha realizado una optimización más precisa con todas las variables al mismo tiempo. Además, esta optimización se ha realizado con el modelo de intestino, para que las características del aplicador en simulación sea lo más realista posible.

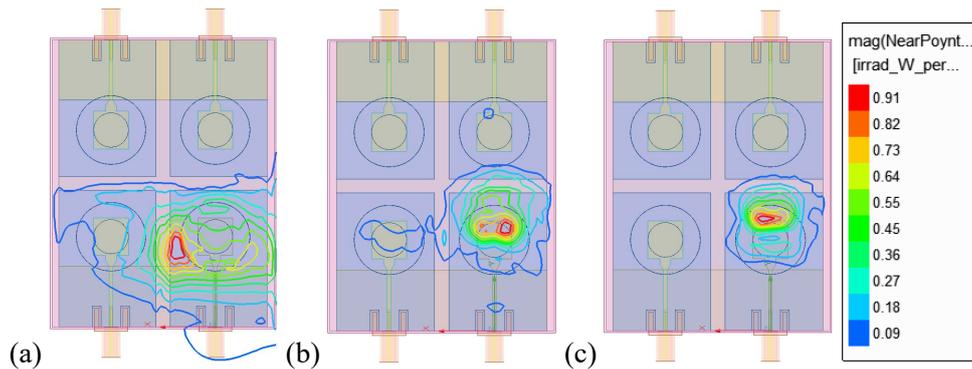


Figura 5.50. Radiación de campo cercano para el aplicador con material absorbente de 4 mm de espesor en la zona del focalizador y 2 mm de espesor en el lateral del aplicador, para las frecuencias: (a) 3 GHz; (b) 9 GHz; (c) 13 GHz.

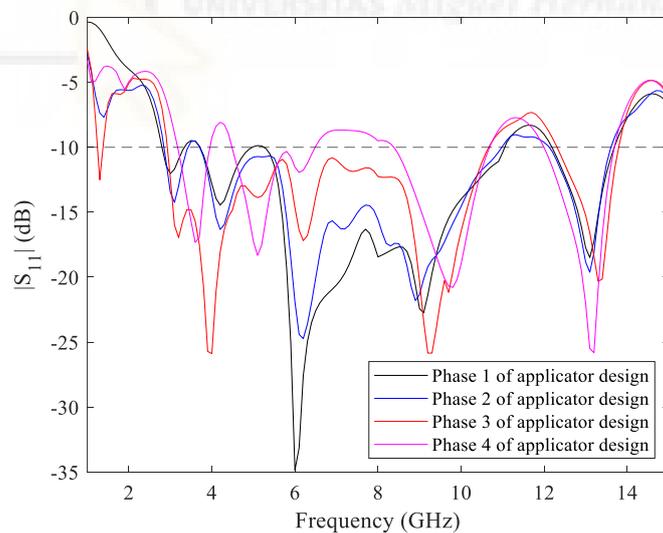


Figura 5.51. Comparación del módulo del coeficiente de reflexión de las distintas fases del proceso de diseño del aplicador.

Después de la optimización de las antenas situadas en el aplicador, sus dimensiones se han modificado ligeramente con respecto a la antena embebida. La geometría final de las antenas del aplicador, así como del aplicador final, se muestra en

la figura 5.52 y las dimensiones finales de las antenas y del aplicador, que se han redondeado a dos decimales, se pueden observar en la Tabla 5.6.

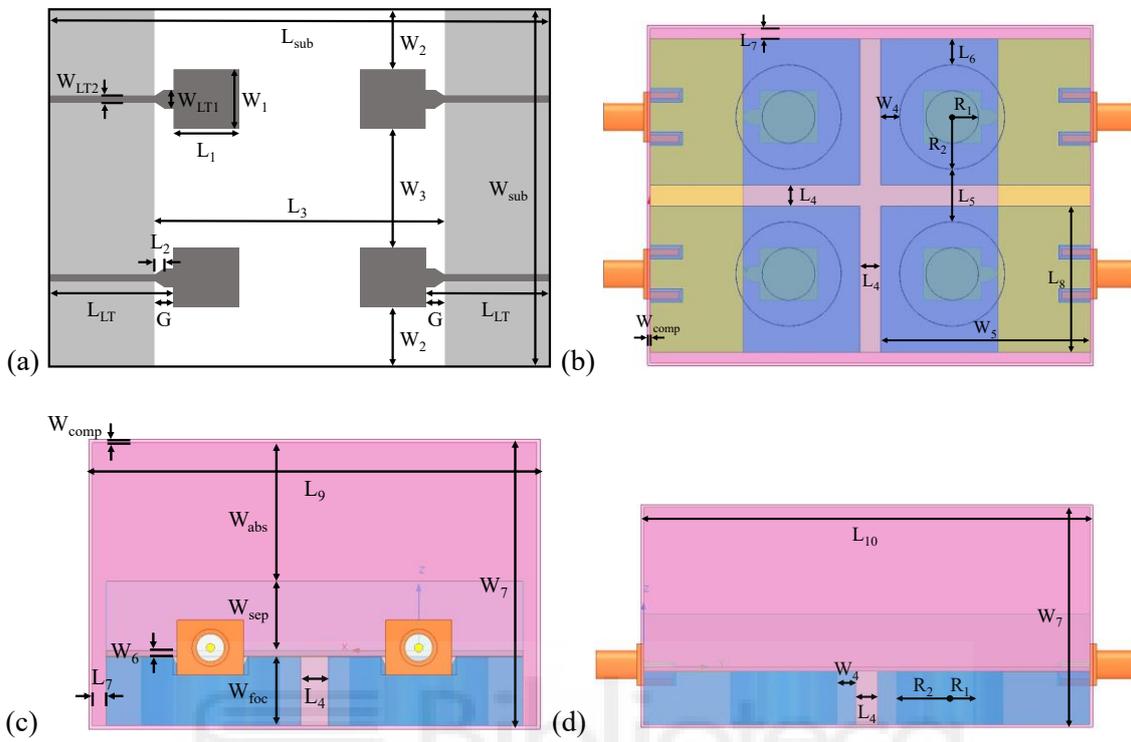


Figura 5.52. Aplicador final y antenas: (a) Vista superior (la parte gris clara es el plano de tierra y la parte gris oscura es la línea de alimentación y el parche radiante); (b) Vista inferior; (c) Vista frontal; (d) Vista lateral.

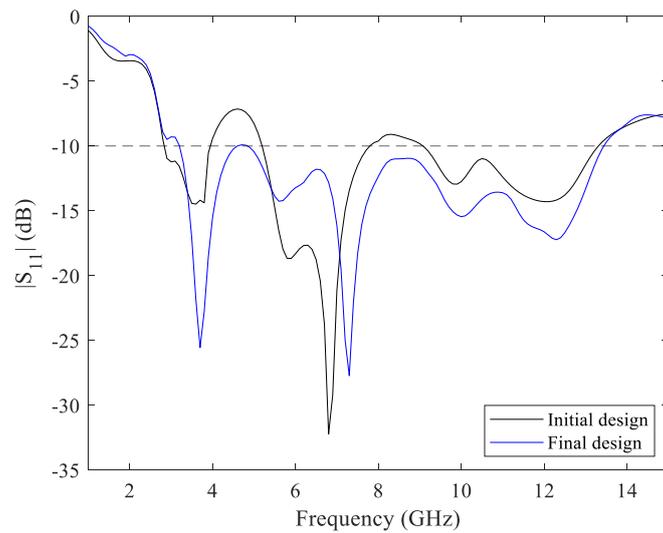


Figura 5.53. Comparación del módulo del coeficiente de reflexión antes y después de la optimización de una de las antenas del aplicador.

En la figura 5.53 se muestra el módulo del coeficiente de reflexión de una de las antenas del aplicador antes y después de hacer la nueva optimización, donde se puede observar que se ha mejorado el ancho de banda de la antena. Como se muestra en la figura, tras la optimización se ha conseguido, en simulación, un rango de funcionamiento de 3.2 a 13.4 GHz para un $|S_{11}| < -10$ dB, lo que supone un ancho de banda de 10.2 GHz.

Tabla 5.6. Dimensiones del aplicador final y las antenas.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
W_{sub}	60.00	L_7	2.00
L_{sub}	83.40	L_8	28.00
W_1	9.70	L_9	65.00
L_1	8.90	L_{10}	84.40
W_2	10.15	R_1	5.00
L_2	1.45	R_2	10.00
W_3	20.30	W_{LT1}	3.10
L_3	48.20	W_{LT2}	1.00
W_4	4.75	L_{LT}	20.50
L_4	4.00	G	2.90
W_5	39.70	W_{abs}	20.00
L_5	10.00	W_{sep}	10.00
W_6	0.83	W_{foc}	10.00
L_6	5.00	W_{comp}	0.50
W_7	41.83		

5.3.2. FABRICACIÓN Y MEDIDA DEL APLICADOR

Después de realizar el diseño del aplicador con el software de simulación, se ha procedido a la fabricación del mismo. El proceso de fabricación se ha realizado paso por paso, al igual que en el caso de la antena embebida, ya que al necesitar varios materiales se han tenido que fabricar por separado cada uno de ellos para posteriormente unirlos todos. En cada una de las fases del pegado de las piezas se ha comprobado y comparado,

el resultado obtenido con la simulación correspondiente del aplicador sin material biológico. De esta forma, se ha verificado que el proceso de fabricación se ha realizado correctamente. Las antenas del aplicador, que presentan un tamaño de $28.0 \times 39.7 \text{ mm}^2$, se han fabricado sobre un sustrato de alta frecuencia Taconic TLX8 de 0.832 mm de espesor, utilizando la misma microfresadora que en el caso de la antena embebida. El resto de los materiales se han fabricado con la impresora 3D, utilizando para cada material su impresora correspondiente. Debido a la dificultad que supone la impresión del material absorbente, éste se ha fabricado en piezas más pequeñas que posteriormente se han ensamblado y pegado junto con los demás materiales que forman el aplicador. Al igual que en caso de la antena embebida, se ha utilizado un pegamento epoxi no conductor. En la figura 5.54 se muestra una fotografía del aplicador desde diferentes ángulos para que se puedan apreciar los materiales que se han utilizado en la fabricación, siendo el tamaño final del aplicador de $65.0 \times 84.4 \times 41.8 \text{ mm}^3$.

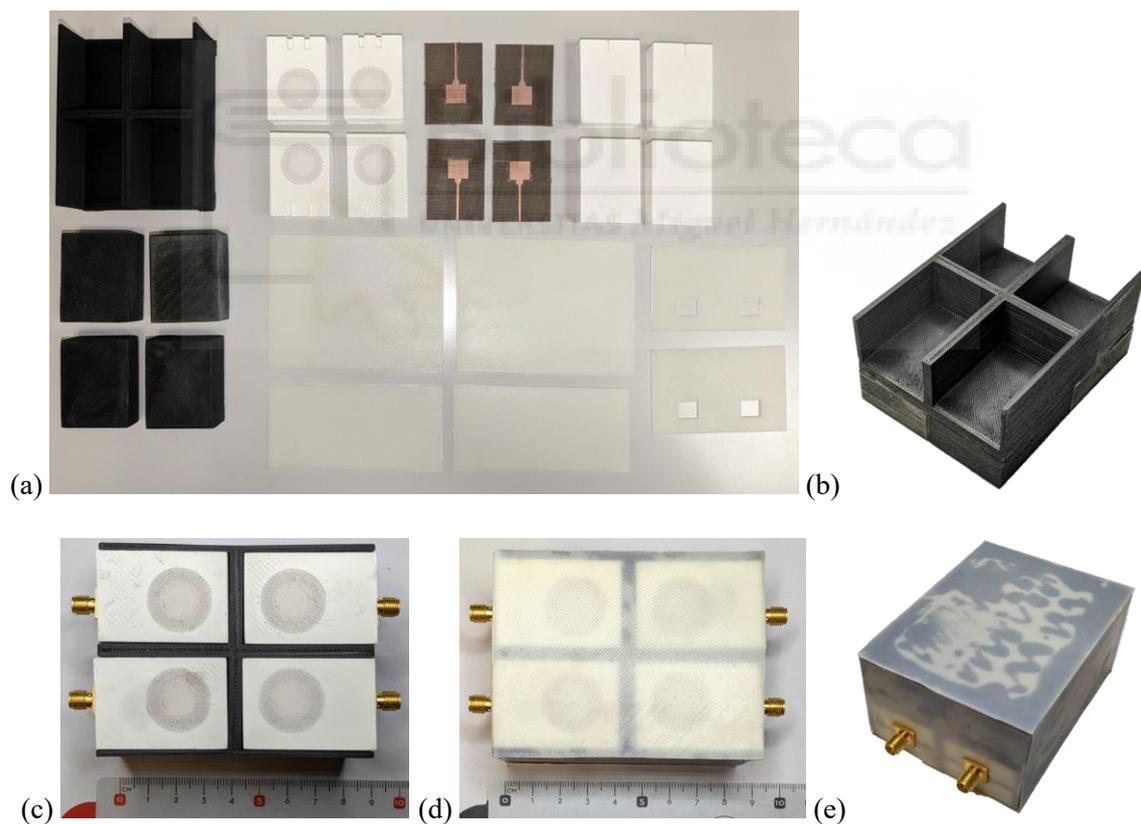


Figura 5.54. Fotografía del aplicador fabricado: (a) Despiece del aplicador; (b) Pieza de material absorbente final; (c) Antenas pegadas en la pieza de material absorbente; (d) Vista inferior del aplicador final; (e) Perspectiva del aplicador final.

En la figura 5.55 se muestra el módulo del coeficiente de reflexión de una de las antenas del aplicador medido y simulado (sin material biológico). En la figura se puede observar que los resultados presentan una buena concordancia entre sí, validando el proceso de diseño que se ha realizado en simulación. Además, la respuesta de la antenna medida se ha desplazado ligeramente hacia frecuencias bajas, debido posiblemente al proceso de fabricación. Esto no supone un problema, ya que se consigue obtener una frecuencia mínima más baja junto con un gran ancho de banda, tal y como se requerían en los objetivos establecidos. El rango de funcionamiento medido para un $|S_{11}| < -10$ dB se encuentra entre 2.8 y 10.5 GHz, lo que supone un ancho de banda de 7.7 GHz. Asimismo, al igual que sucede en la antenna embebida, en el aplicador se puede ver una banda de trabajo en las frecuencias superiores que va de 10.9 a 12.9 GHz, con un ancho de banda de 2 GHz. Aunque no se muestra el resultado de las otras antenas del aplicador, se ha comprobado que todas presentan una respuesta parecida entre sí y con la simulación. Dados los resultados se puede decir que se han cumplido con los objetivos iniciales de diseño.

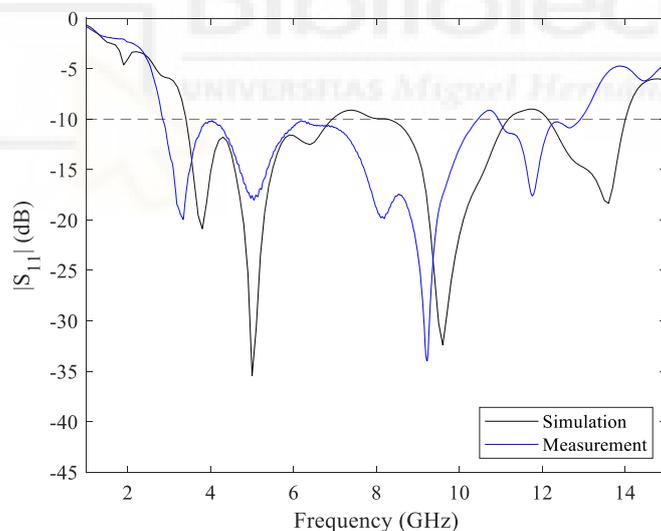


Figura 5.55. Módulo del coeficiente de reflexión medido y simulado de una antena del aplicador propuesto.

Los diagramas de radiación de las antenas del aplicador no se han medido, ya que de la teoría de antenas es conocido que éstos serán prácticamente iguales a los que presenta la antenna embebida, especialmente en la dirección en la que se encuentra el tejido biológico, debido a que los diagramas dependen de la geometría de la antenna y ésta se mantiene en el caso del aplicador.

5.4. MODELO DIGITAL Y PRUEBA DE CONCEPTO

La aplicación propuesta para el aplicador diseñado es la evaluación de la calidad de la sutura de anastomosis. Para poder estimar dicha calidad, se ha realizado un modelo digital simplificado con dos aplicadores y dos intestinos unidos, donde se ha analizado los diferentes procesos de la anastomosis de una forma realista mediante simulación. Para comprobar los resultados obtenidos se han tenido en cuenta como figuras de mérito los parámetros S_{11} , S_{22} y S_{21} . Las fases del proceso de anastomosis que se han estudiado han consistido en los siguientes escenarios:

Fase 1: Dos aplicadores enfrentados sin intestinos.

Fase 2: Dos aplicadores enfrentados con dos intestinos juntos sin unir (no están conectados) y vacíos.

Fase 3: A los intestinos de la Fase 2 se les incorpora un agujero que representa la unión entre intestinos.

Fase 4: Con respecto a los intestinos de la Fase 3, se rellena un intestino con lumen, así como la mitad del espacio que conecta ambos intestinos.

Fase 5: Igual que la Fase 4, pero ambos intestinos se rellenan de lumen.

Fase 6: En el modelo de la Fase 3 se incorpora un sangrado en la unión de los intestinos, simulando una fuga de anastomosis.

Fase 7: En el modelo de la Fase 5 se añade un sangrado en la unión de los intestinos para simular una fuga de anastomosis.

En la figura 5.56 se muestra gráficamente las diferentes fases asociadas al proceso de anastomosis que se han analizado.

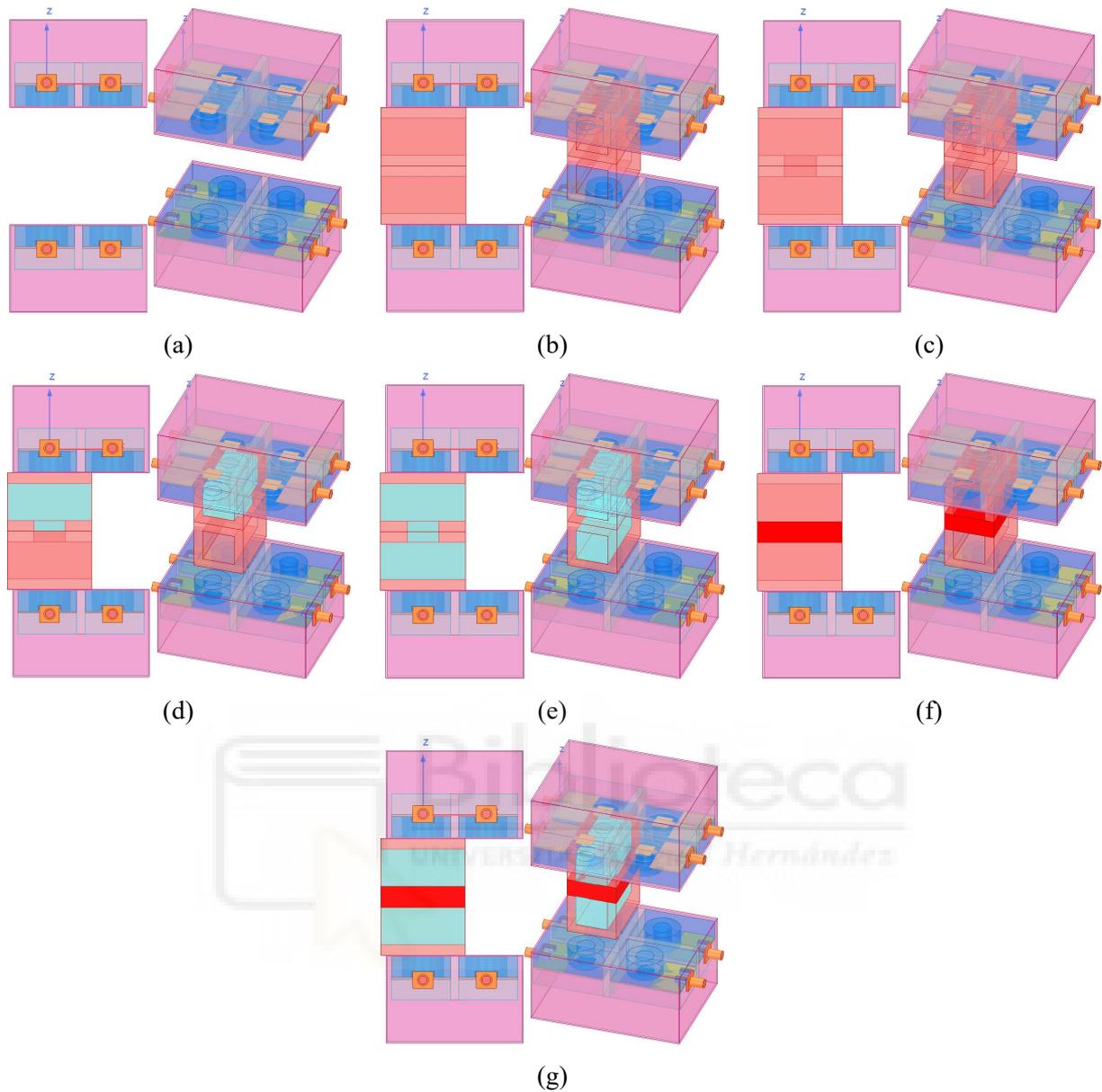


Figura 5.56. Proceso de anastomosis evaluado, vista lateral y perspectiva: (a) Aplicadores enfrentados sin intestinos (Fase 1); (b) Aplicadores con intestinos vacíos sin conectar (Fase 2); (c) Aplicadores con intestinos vacíos conectados (Fase 3); (d) Aplicadores con un intestino vacío y otro relleno de lumen (Fase 4); (e) Aplicadores con intestinos rellenos de lumen (Fase 5); (f) Aplicadores con intestinos vacíos conectados con un sangrado (Fase 6); (g) Aplicadores con intestinos rellenos de lumen con un sangrado (Fase 7).

Para hacer el proceso de anastomosis simulado más realista, se ha utilizado tanto para el lumen como para la sangre un modelo dieléctrico dispersivo, donde los datos necesarios para obtener las características dieléctricas de ambos materiales se han obtenido de la base de datos [5.20]. Los valores de permitividad dieléctrica para cada frecuencia y modelo se han calculado en MATLAB. En la figura 5.57 se muestra la

permitividad relativa y la tangente de pérdidas del lumen y la sangre obtenidos con el modelo de Cole-Cole de 4 polos para el ancho de banda de simulación. El sangrado utilizado para la simulación de una fuga anastomótica se ha situado entre los dos intestinos y presenta un tamaño de $10 \times 28 \times 40 \text{ mm}^3$, donde en el centro del sangrado hay un hueco con un tamaño $10 \times 18 \times 15 \text{ mm}^3$, que simula la unión entre ambos intestinos tras la realización de la anastomosis. Con respecto a los intestinos del modelo digital, se han utilizado dos intestinos iguales que se han situado juntos entre los dos aplicadores del sistema. Estos intestinos son los mismos que los presentados en la figura 5.24, cuyas dimensiones se muestran en la Tabla 5.4. Se ha utilizado un modelo dispersivo de intestino cuyas características dieléctricas se muestran en la figura 5.3. Hay que tener en cuenta que dada la complejidad de este modelo digital que simula un proceso de anastomosis, el tiempo de simulación de cada proceso se incrementa en función de la complejidad del modelo. Seleccionado para todas las fases del proceso de anastomosis la misma configuración del análisis de simulación, el tiempo que tarda el ordenador en simular es de casi 12 horas en el mejor de los casos (Fase 1) y, de casi 31 horas en el peor de los casos (Fase 4) para un ordenador con un procesador Intel Core i9-10980XE con una RAM de 128 GB.

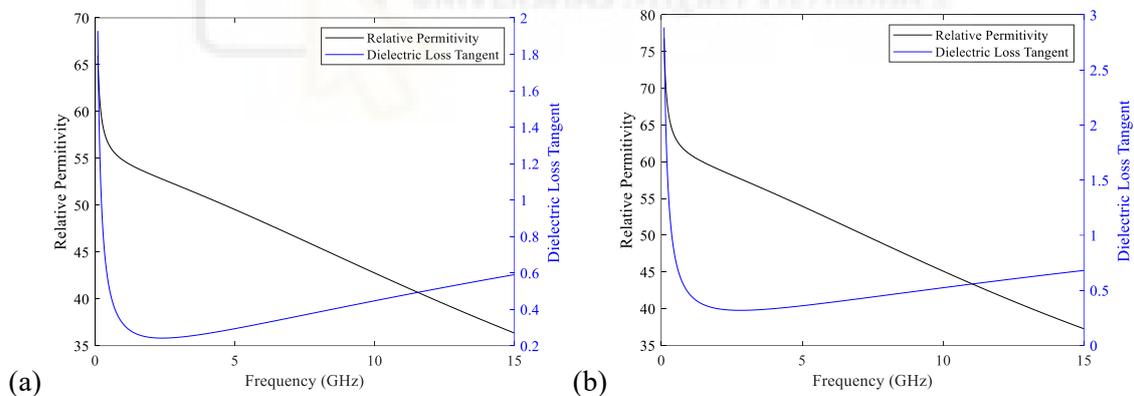


Figura 5.57. Características dieléctricas (permitividad relativa y tangente de pérdidas):

(a) Lumen; (b) Sangre.

Después de simular cada una de las fases del proceso de anastomosis se han evaluado las figuras de mérito, es decir, los parámetros S_{11} , S_{22} y S_{21} . En la figura 5.58 se muestra una comparación de los parámetros S para cada una de las fases. Analizando los resultados obtenidos se puede apreciar que entre la Fase 1 y las demás hay un gran cambio, debido a que se incorpora en el diseño un modelo de intestino que hace que la respuesta de la antena se modifique notablemente. Por el contrario, comprando las figuras

de mérito para las demás fases del proceso, se puede observar que existe una pequeña diferencia en las señales, debido a que en cada una de las fases se incorpora un nuevo elemento en el diseño. Por tanto, el sistema propuesto detecta un cambio ante las distintas fases de la anastomosis evaluada, pero la interpretación de estos resultados es un poco complicada. De forma más detallada, se puede observar que en el $|S_{11}|$ y en el $|S_{22}|$ se detecta un pequeño cambio en la señal cuando se inserta en el modelo digital el lumen en el intestino más cercano a la antena analizada. Por el contrario, cuando se analiza el $|S_{11}|$ o el $|S_{22}|$, para el caso donde se incorpora el lumen en la parte del intestino que está más alejada de la antena evaluada, no se detecta ningún cambio en la señal, esto mismo sucede cuando se incorpora el sangrado en el modelo. En el caso del $|S_{21}|$, se pueden apreciar un poco mejor los cambios de las señales con respecto a los otros parámetros de dispersión analizados. No obstante, como se observa en la figura 5.58 (c), los cambios en las señales son pequeños, obteniéndose una ligera diferencia entre las señales conforme se incorporan los distintos elementos en cada una de las fases del proceso de anastomosis.

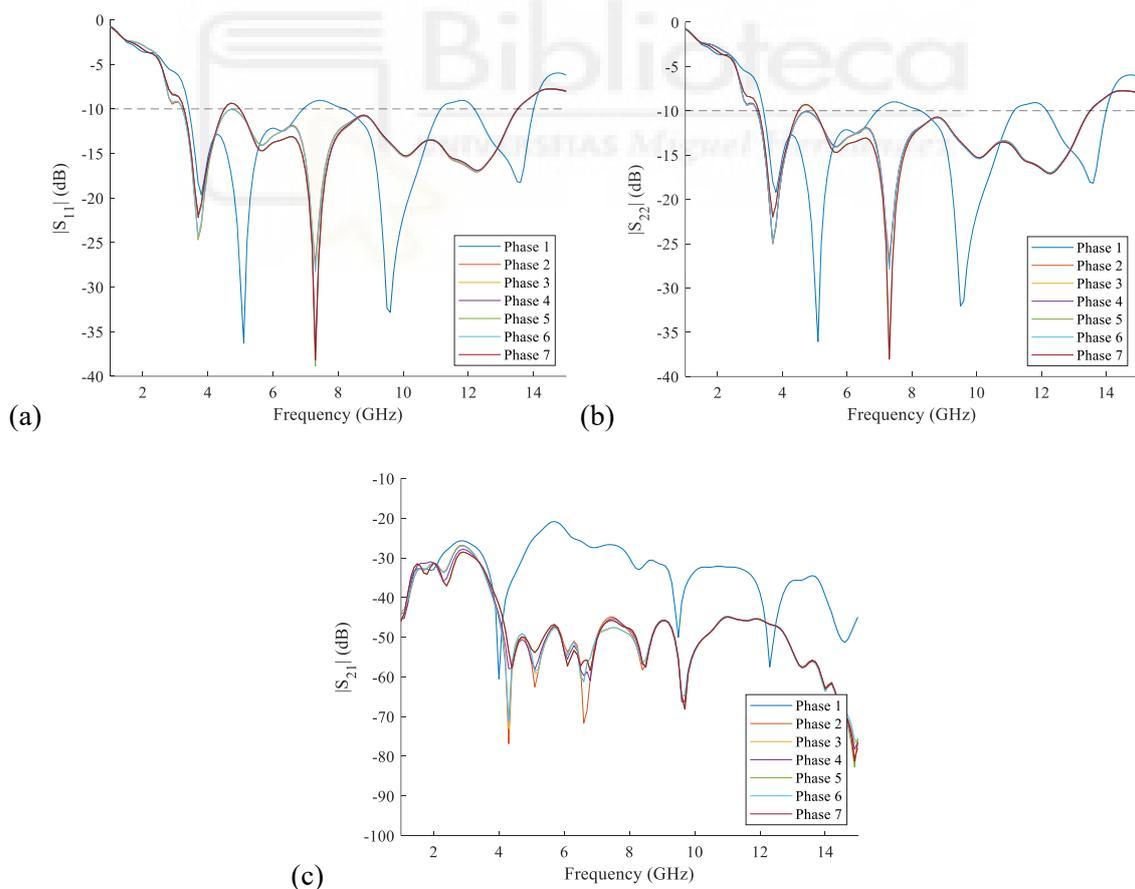


Figura 5.58. Comparación de los parámetros S de todas las fases del proceso de anastomosis:

(a) $|S_{11}|$; (b) $|S_{22}|$; (c) $|S_{21}|$.

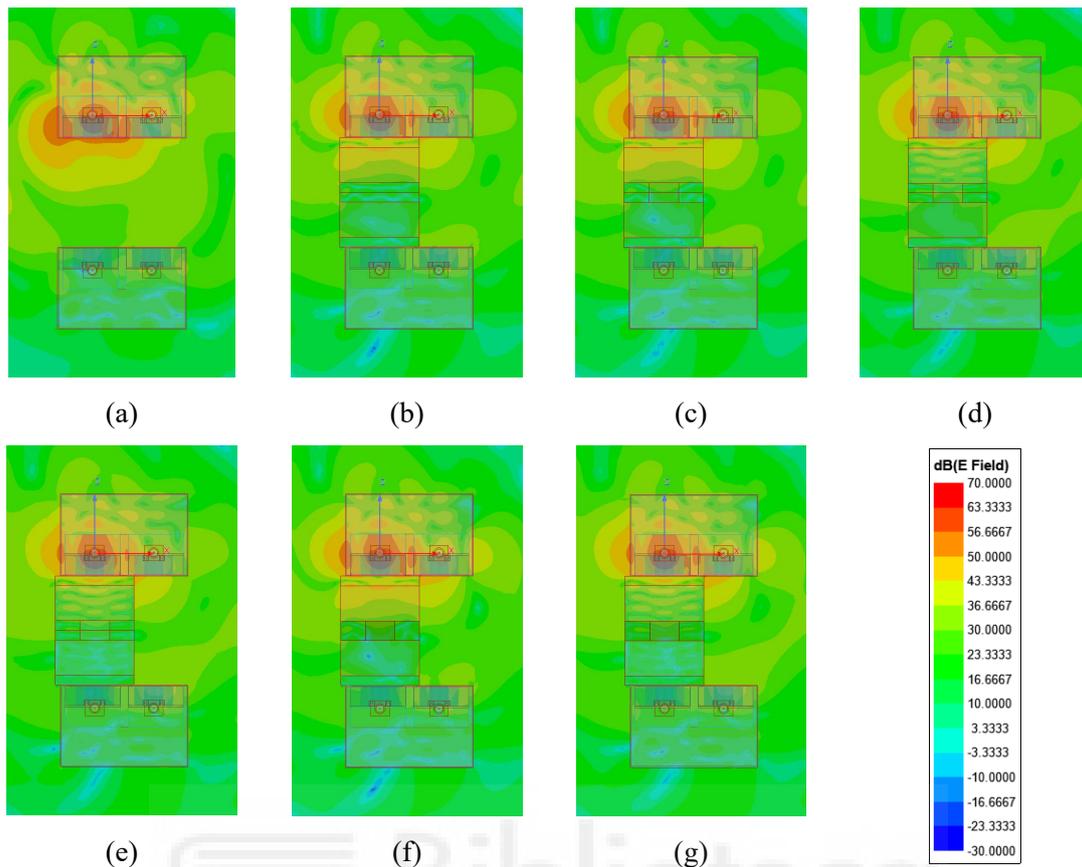


Figura 5.59. Magnitud de la distribución de corriente del campo E para cada una de las fases del proceso de anastomosis a 4 GHz: (a) Fase 1; (b) Fase 2; (c) Fase 3; (d) Fase 4; (e) Fase 5; (f) Fase 6; (g) Fase 7.

Adicionalmente, también se ha analizado la distribución de corriente del campo E en cada una de las fases de la anastomosis. En este caso, se ha comprobado que existen ciertas diferencias entre las distintas fases para cada una de las frecuencias evaluadas. A modo de ejemplo, en la figura 5.59 y en la figura 5.60 se muestra la distribución de corriente del campo E de cada una de las fases del proceso de anastomosis para las frecuencias de 4 y 9 GHz, respectivamente. En las figuras se presenta un corte longitudinal del modelo digital, donde solamente emite una antena del modelo, la antena superior izquierda. Tal y como se puede observar, en las frecuencias bajas, la profundidad de penetración de las ondas en el intestino es mayor en comparación con la penetración a frecuencias altas. Esto debe tenerse en cuenta a la hora de realizar el sistema de medida funcional, ya que es importante seleccionar de manera adecuada el rango de frecuencias del sistema para poder conseguir una buena resolución espacial, a la vez que mantener una buena penetración en los tejidos. Además, hay que considerar que la antena receptora debe recibir señal suficiente no solo para poder interpretar la información correctamente,

sino también para poder evaluar los posibles cambios producidos por las distintas fases de la anastomosis. Esto debe contemplarse en el diseño del *set-up*, ya que involucra tanto la potencia de transmisión del sistema como la sensibilidad del receptor. Por otra parte, analizando las dos figuras, se observa que en ambas frecuencias hay cambios en la distribución de campo, especialmente cuando se inserta el modelo de intestino y cuando se introduce el lumen en cada una de las partes. También se constata que hay una parte de la radiación de la antena que se escapa por los laterales y que se propaga por el aire. Dicha radiación lateral es absorbida por el material biológico. Este efecto se puede apreciar porque el centro del intestino que se encuentra más alejado de la antena analizada presenta una radiación menor que en los laterales, siendo más acentuado este efecto a 9 GHz. Además, en 9 GHz se puede observar que la radiación de la antena que se escapa por los laterales no penetra demasiado en el intestino cuando está relleno lumen, esto es debido no solo a la baja penetración de la señal en el modelo a dicha frecuencia, sino también a la absorción de la señal por parte del lumen.

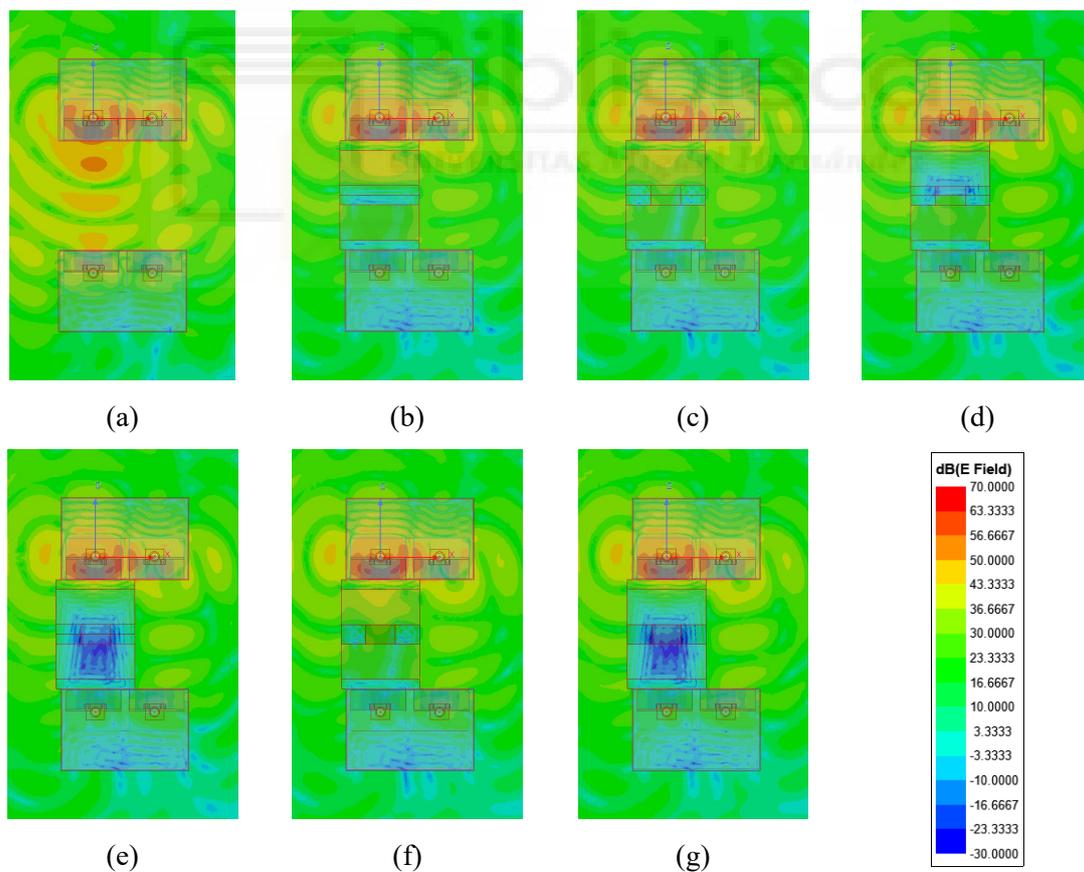


Figura 5.60. Magnitud de la distribución de corriente de campo E para cada una de las fases del proceso de anastomosis a 9 GHz: (a) Fase 1; (b) Fase 2; (c) Fase 3; (d) Fase 4; (e) Fase 5; (f) Fase 6; (g) Fase 7.

Para obtener más información de los datos extraídos de la simulación y analizar los mismos en las distintas fases de la anastomosis, se ha implementado un modelo en ADS que permite, a partir de los parámetros S obtenidos, realizar un procesado temporal básico de los datos. Esto se ha desarrollado con funciones ya predefinidas en el módulo de procesado de ADS que ofrece la posibilidad de hacer Transformadas Directas e Inversas de Fourier. A la hora de aplicar este procesado hay que tener cuenta los siguientes aspectos:

1. Como los resultados provienen de una simulación en HFSS con pocos puntos frecuenciales, sobre todo si se compara con una medida de laboratorio, se aplica un interpolado para tener más puntos. Hay que tener presente que la información está contenida en los puntos de frecuencia que se obtienen de la simulación, por tanto, con la interpolación no se puede conseguir nueva información.
2. Los datos proceden de una simulación que ya tiene un error y que viene marcado por un delta error máximo del 0.01% que se utiliza en el software de simulación HFSS. Además, en función de las características seleccionadas en HFSS, las simulaciones con material biológico pueden ser muy complejas de realizar y los resultados obtenidos pueden no ser tan precisos, sobre todo cuando se utilizan materiales que presentan unas permitividades dieléctricas muy altas.
3. El procesado que se puede realizar con ADS es muy básico, ya que se utilizan funciones estándar que vienen predefinidas en el programa. En este caso, no se ha desarrollado un algoritmo de procesado específico para esta aplicación como si se ha hecho en los capítulos anteriores, dejando para un futuro la realización de este procesado más complejo. Los resultados obtenidos tras este procesado más sencillo deben ser considerados como una primera prueba de concepto de las posibilidades que ofrece el sistema.

Con todo esto, lo que se presenta en este estudio son unos datos preliminares para comprobar si la respuesta temporal obtenida de la antena cambia entre cada una de las fases del proceso de anastomosis, y si las señales recibidas son correctas.

El procesado en el dominio del tiempo después de aplicar la Transformada Inversa de Fourier a los datos obtenidos de las simulaciones con el modelo digital sigue un proceso parecido al que se ha realizado en los sistemas anteriores. Para ello, primero se

han analizado las señales correspondientes al S_{11} , al S_{22} y al S_{21} y se ha asumido un modelo lineal para aplicar el principio de superposición. A continuación, se ha realizado una simulación de referencia con únicamente un aplicador para eliminar en el parámetro S_{11} y S_{22} las reflexiones asociadas a la propia antena. Seguidamente, se han realizado las simulaciones correspondientes a las diferentes fases del proceso de anastomosis, explicadas anteriormente. Una vez obtenidas todas las simulaciones para cada fase del proceso de anastomosis, en el caso de los resultados asociados a los parámetros S_{11} y S_{22} , se ha realizado la resta de las señales obtenidas de la simulación de un aplicador y de cada una de las simulaciones de las fases. Con esta resta se obtiene el resultado de los ecos que están asociados con los objetos bajo estudio. Para el caso del S_{21} esto no ha sido necesario.

Para todos los casos bajo estudio, se ha realizado la resta de las señales (parámetros S) obtenidas entre las fases, para comprobar si la señal presenta cambios frente a las distintas configuraciones. Posteriormente, y una vez obtenidas las respuestas temporales, se ha realizado la envolvente de la señal para determinar cómo se ha desplazado el pulso entre las diferentes fases evaluadas. De forma más específica, para la evaluación de los datos de las distintas fases del proceso de anastomosis se han evaluado los siguientes 6 casos:

Caso 1: Aplicadores con los intestinos vacíos (sin unir) menos aplicadores enfrentados sin intestinos (correspondiente a la resta entre la Fase 2 menos la Fase 1).

Caso 2: Aplicadores con los intestinos vacíos unidos menos aplicadores con los intestinos vacíos sin unir (es decir, Fase 3 - Fase 2).

Caso 3: Aplicadores con un intestino (y la mitad del espacio que conecta ambos intestinos) relleno con lumen menos aplicadores con los intestinos vacíos unidos (es decir, Fase 4 - Fase 3).

Caso 4: Aplicadores con ambos intestinos rellenos de lumen menos aplicadores con un intestino (y la mitad del espacio que conecta ambos intestinos) relleno con lumen (es decir, Fase 5 - Fase 4).

Caso 5: Aplicadores con los intestinos vacíos unidos con sangrado menos aplicadores con los intestinos vacíos unidos sin sangrado (es decir, Fase 6 - Fase 3).

Caso 6: Aplicadores con ambos intestinos rellenos de lumen con sangrado menos aplicadores con ambos intestinos rellenos de lumen sin sangrado (es decir, Fase 7 - Fase 5).

Analizando los resultados obtenidos de los parámetros S en cada uno de los casos del proceso de anastomosis, se ha podido comprobar que el modelo digital simulado proporciona una primera estimación del funcionamiento del sistema. En la figura 5.61 se presentan los resultados obtenidos para la envolvente de las señales obtenidas a partir de los parámetros S_{11} y S_{22} . Se puede observar que claramente las señales son distintas entre las diferentes fases, debido a los cambios producidos en el proceso de anastomosis. En la figura 5.61 (a) y (b) se aprecian unas pequeñas diferencias, debidas a posibles errores en la simulación, entre los parámetros S_{11} y S_{22} , que deberían ser iguales, ya que el modelo analizado es simétrico. En este punto se debe tener en cuenta que las diferencias entre las señales que se analizan son muy pequeñas, por lo que se han normalizado para que sea más fácil su interpretación y visualización. Para el caso 3 (figura 5.61 (c)) y 4 (figura 5.61 (d)) ambas señales presentan una clara diferencia, puesto que para el caso 3 la antena asociada al S_{11} ve el cambio de un intestino que se encuentra vacío a uno que se rellena de lumen, mientras que la antena asociada al S_{22} no ve ningún cambio. Para el caso 4 pasa lo mismo, la antena relacionada con el S_{22} ve el cambio que se produce cuando pasa de estar vacío el intestino a estar relleno de lumen, pero la antena asociada al S_{11} no aprecia ningún cambio. Para el caso del sangrado cuando los intestinos están vacíos y rellenos de lumen (caso 5 (figura 5.61 (e)) y 6 (figura 5.61 (f))), la diferencia que se puede observar es pequeña, debido en parte a que las constantes dieléctricas de la sangre, el intestino y el lumen son muy parecidas, pero aun así esa pequeña diferencia es suficiente para poder tener una primera estimación del cambio en la señal ante un sangrado.

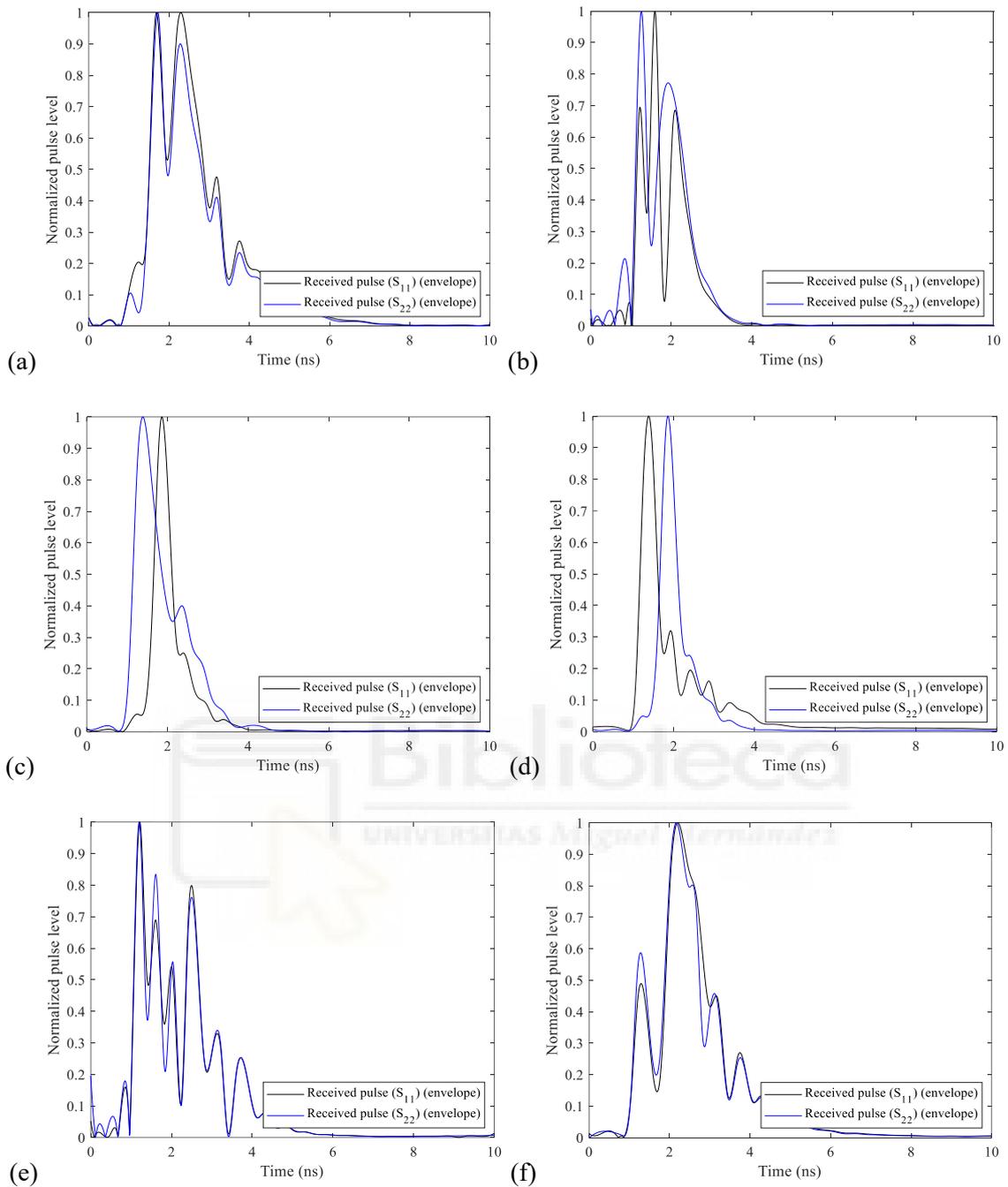


Figura 5.61. Señales temporales obtenidas con el parámetro S_{11} y S_{22} asociadas a los casos del proceso de anastomosis evaluado: (a) Caso 1; (b) Caso 2; (c) Caso 3; (d) Caso 4; (e) Caso 5; (f) Caso 6.

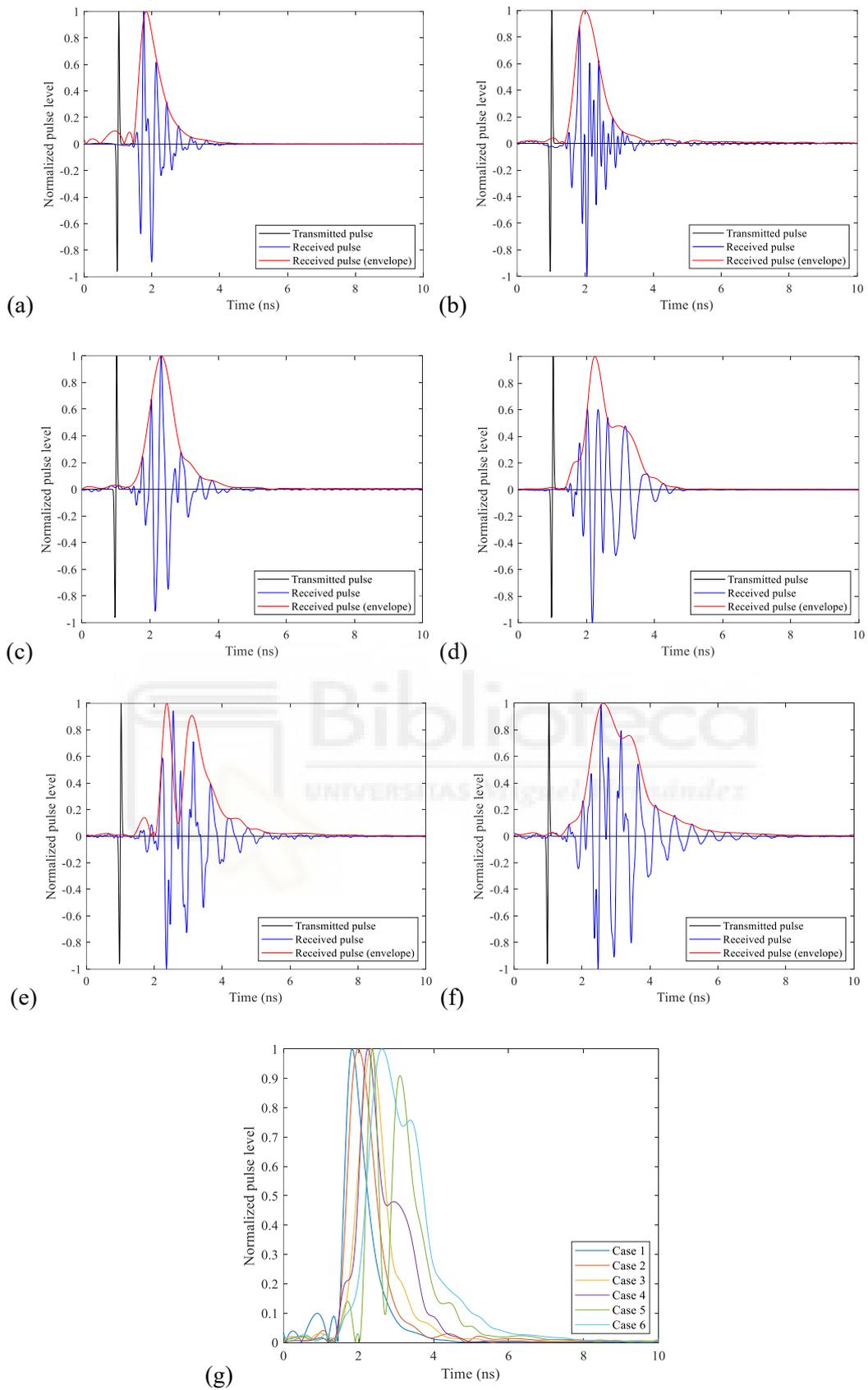


Figura 5.62. Señales temporales obtenidas con el parámetro S_{21} asociadas a los casos del proceso de anastomosis evaluado: (a) Caso 1; (b) Caso 2; (c) Caso 3; (d) Caso 4; (e) Caso 5; (f) Caso 6; (g) Comparación de todos los casos.

Para obtener más información de los cambios producidos con este modelo se ha evaluado el parámetro S_{21} . En la figura 5.62 se presentan los resultados obtenidos del pulso transmitido y recibido, junto con la envolvente. Además, se presenta una comparación de todos los casos bajo estudio para comprobar la diferencia existente entre las señales. La evaluación de los resultados obtenidos con el parámetro S_{21} ofrece conclusiones similares a las obtenidas en la evaluación de los datos anteriores. Claramente se puede observar que la señal se ve afectada por cada cambio que se aplica en el modelo digital, por lo que se puede detectar estos pequeños cambios en el proceso de anastomosis, lo que podría ser útil para revelar una posible fuga anastomótica. Analizando los resultados obtenidos en la figura 5.62 (g), se puede determinar que los pulsos tienen su máximo en diferentes tiempos en función de los distintos casos evaluados. Esto es debido a que las señales pasan por diferentes medios biológicos que hacen que su velocidad se vea afectada y, por consiguiente, el tiempo de transmisión cambie. De esta forma se puede observar si se han rellenado o no los intestinos o si hay una posible fuga anastomótica.

En resumen, se ha demostrado el correcto funcionamiento y las posibilidades que tiene el sistema de dos aplicadores para una aplicación de detección de fugas anastomóticas en el caso de una anastomosis intestinal, que puede ser utilizada para ofrecer una métrica de la calidad de la anastomosis realizada. Hay que recordar que los resultados presentados de este estudio se han obtenido con un procesado de señal básico, que sirve simplemente para ver el cambio entre los distintos casos presentados. Este análisis preliminar ha permitido mostrar la posibilidad que ofrece el sistema, pudiendo obtenerse, en un futuro, una mayor precisión de los resultados con el desarrollo de un procesado mejorado que permita una evaluación de la calidad de la sutura con gran exactitud.

5.5. CONCLUSIONES

En este capítulo se ha presentado el desarrollo de un prototipo de medida por microondas para la detección de fugas anastomóticas intestinales. Este sistema no invasivo puede ser un complemento a los métodos tradicionales que permitiría medir

cuantitativamente la calidad de anastomosis intestinales realizadas. El sistema cuenta con dos aplicadores compuestos, cada uno, por 4 antenas independientes, que han sido diseñados para focalizar la radiación hacia la zona de medida. En el diseño se ha incluido un modelo de intestino para obtener unos resultados más realistas.

Para obtener el diseño final del aplicador, primero se ha realizado el diseño, optimización, fabricación y medida de una antena embebida, que está compuesta de varios materiales que hacen que la radiación no sea omnidireccional. Para ello se han optimizado y diseñado los materiales que engloban la antena, centrando los esfuerzos en el diseño del material absorbente, para que la radiación no deseada se absorba, y en el material focalizador, para que la radiación sea la máxima posible hacia la zona de medida. Las antenas de los aplicadores propuestos son antenas monopolo impresas de alimentación microstrip. La antena embebida presenta un parche rectangular, se ha fabricado sobre un substrato Taconic TLX8 de 0.832 mm de espesor y presenta un tamaño final de 30.0 x 41.7 x 41.3 mm³. El rango de funcionamiento medido se encuentra entre 3.7 y 10.2 GHz para un $|S_{11}| < -10$ dB, y la ganancia medida máxima es de 5.5 dBi. Los materiales empleados en la antena embebida hacen que su radiación esté focalizada, haciéndola más directiva que en caso de no usarlos. El análisis en el dominio del tiempo realizado, indica que hay una alta integridad de las señales transmitidas y recibidas por las antenas, obteniendo un SFF medido del 84.4%.

Después de realizar el diseño de la antena embebida se ha procedido al diseño, optimización, fabricación y medida de los aplicadores. Para ello, se han utilizado 4 antenas embebidas en una misma estructura y se ha estudiado la disposición de éstas. También se ha analizado el uso de material absorbente para que la radiación entre las antenas sea la menor posible, llegando a la solución de utilizar este material entre las antenas y en los laterales del aplicador. Tras el diseño y posterior optimización, el tamaño final del aplicador es de 65.0 x 84.4 x 41.8 mm³ y el rango de funcionamiento medido se encuentra entre 2.8 y 10.5 GHz para un $|S_{11}| < -10$ dB.

Por último, para probar el correcto funcionamiento del sistema propuesto se ha realizado un modelo digital del proceso de anastomosis con 7 fases distintas, que emulan el proceso de anastomosis intestinal y sus posibles complicaciones. Después del análisis detallado de los resultados obtenidos, tanto en el dominio de la frecuencia como del tiempo, se ha observado que el sistema es capaz de detectar los cambios producidos en el

modelo ante las diferentes fases del proceso de anastomosis, pudiendo detectar, incluso, una posible fuga anastomótica. Tras los resultados obtenidos, se concluye que el sistema propuesto puede ser un buen complemento a los actuales métodos de estimación de la calidad de la anastomosis.

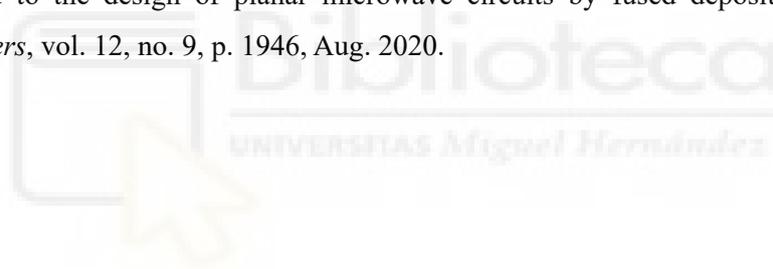
5.6. REFERENCIAS

- [5.1] S. Ionescu, “The problem of the colorectal anastomosis,” in *Current Topics in Colorectal Surgery*. London, UK: InTech, 2021.
- [5.2] D. Aniruthan, A. R. Pranavi, G. S. Sreenath and V. Kate, “Efficacy of single layered intestinal anastomosis over double layered intestinal anastomosis-an open labelled, randomized controlled trial,” *Int. J. Surg.*, vol. 78, pp. 173–178, Jun. 2020.
- [5.3] S. Shikata, H. Yamagishi, Y. Taji, T. Shimada and Y. Noguchi, “Single- versus two- layer intestinal anastomosis: A meta-analysis of randomized controlled trials,” *BMC Surg.*, vol. 6, no. 2, pp. 1–7, Jan. 2006.
- [5.4] F. Ashkanani and Z. H. Krukowski, “Intestinal anastomosis,” *Surgery (Oxford)*, vol. 20, no. 5, pp. 104–107, May 2002.
- [5.5] S. Kar, V. Mohapatra, S. Singh, P. K. Rath and T. R. Behera, “Single layered versus double layered intestinal anastomosis: A randomized controlled trial,” *J. Clin. Diagn. Res.*, vol. 11, no. 6, pp. 1–4, Jun. 2017.
- [5.6] “Anastomosis.” Cleveland Clinic. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online.] Available: <https://my.clevelandclinic.org/health/treatments/24035-anastomosis>
- [5.7] A. L. Peel and E. W. Taylor, “Proposed definitions for the audit of postoperative infection: A discussion paper. Surgical infection study group,” *Ann. R. Coll. Surg. Engl.*, vol. 73, no. 6, pp. 385–388, Nov. 1991.
- [5.8] Y.-H. Ho and M. A. T. Ashour, “Techniques for colorectal anastomosis,” *World J. Gastroenterol.*, vol. 16, no. 13, pp. 1610–1621, Apr. 2010.
- [5.9] N. H. Hyman, “Managing anastomotic leaks from intestinal anastomoses,” *Surgeon*, vol. 7, no. 1, pp. 31–35, Feb. 2009.

- [5.10] M. Domingues dos Santos, “Colorectal anastomosis: The critical aspect of any colorectal surgery,” in *Current Concepts and Controversies in Laparoscopic Surgery*. London, UK: InTech, 2024.
- [5.11] B. C. Morse, J. P. Simpson, Y. R. Jones, B. L. Johnson, B. M. Knott and J. A. Kotrady, “Determination of independent predictive factors for anastomotic leak: Analysis of 682 intestinal anastomoses,” *Am. J. Surg.*, vol. 206, no. 6, pp. 950–956, Dec. 2013.
- [5.12] A. H. Fang, W. Chao and M. Ecker, “Review of colonic anastomotic leakage and prevention methods,” *J. Clin. Med.*, vol. 9, no. 12, p. 4061, Dec. 2020.
- [5.13] S. B. Lim and J. G. Guillem, “Anastomotic leak/pelvic abscess,” in *Gastrointestinal Surgery*. New York, NY, USA: Springer, 2015.
- [5.14] F. D. McDermott, A. Heeney, M. E. Kelly, R. J. Steele, G. L. Carlson and D. C. Winter, “Systematic review of preoperative, intraoperative and postoperative risk factors for colorectal anastomotic leaks,” *Br. J. Surg.*, vol. 102, no. 5, pp.462–479, Apr. 2015.
- [5.15] A. Karliczek, N. J. Harlaar, C. J. Zeebregts, T. Wiggers, P. C. Baas and G. M. van Dam, “Surgeons lack predictive accuracy for anastomotic leakage in gastrointestinal surgery,” *Int. J. Colorectal Dis.*, vol. 24, no. 5, pp. 569–576, May 2009.
- [5.16] J. W. T. Dekker, G. J. Liefers, J. C. A. de Mol van Otterloo, H. Putter and R. A. E. M. Tollenaar, “Predicting the risk of anastomotic leakage in left-sided colorectal surgery using a colon leakage score,” *J. Surg. Res.*, vol. 166, no. 1, pp. e27–e34, Mar. 2011.
- [5.17] W. M. Chambers and N. J. McC. Mortensen, “Postoperative leakage and abscess formation after colorectal surgery,” *Best Pract. Res. Clin. Gastroenterol.*, vol. 18, no. 5, pp. 865–880, Oct. 2004.
- [5.18] C. G. Juan et al., “Study of Qu-based resonant microwave sensors and design of 3-D-printed devices dedicated to glucose monitoring,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 70, pp. 1–16, Oct. 2021.
- [5.19] S. Gabriel, R. W. Lau and C. Gabriel, “The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues,” *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, pp. 2271–2293, Nov. 1996.
- [5.20] P.A. Hasgall et al., Feb. 2022, “IT’IS Database for thermal and electromagnetic parameters of biological tissues, Version 4.1, Feb 22,” Foundation for Research on Information Technologies in Society (IT’IS). [Online]. Available: <https://itis.swiss/virtual-population/tissue-properties/database/dielectric-properties/>

- [5.21] Smart Materials 3D. Technical Datasheet ABS Medical. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.smartmaterials3d.com/medical>
- [5.22] “Tumaker Pro Dual Direct Drive HR - Direct Drive HR.” Tumaker. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online.] Available: <https://tumaker.com/impresoras-3d/doble-cabezal/tumaker-pro-dual-direct-drive-hr-direct-drive-hr/>
- [5.23] Torwell Technologies. Technical Datasheet Conductive ABS Filament Black TW-CON175BK. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <http://www.torwell3d.com/?m=products&a=show&catid=24&id=170>
- [5.24] “P3STEEL DUAL por HTA3D - Kit DIY personalizable.” HTA3D. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online.] Available: <https://www.hta3d.com/es/kit-p3steel-dual>
- [5.25] Avient. Technical Datasheet Preperm ABS300/TP20279. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://catalog.ides.com/Datasheet.aspx?I=19843&FMT=PDF&E=435645>
- [5.26] Avient. Technical Datasheet Preperm ABS1000. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.avient.com/sites/default/files/2022-11/PREPERM%20RF%20Materials%201-pager.pdf>
- [5.27] C. P. Ablanado Hurtado, P. Viudes Pérez, G. Torregrosa Penalva, H. García Martínez, E. Bronchalo Bronchalo and E. Ávila Navarro, “Caracterización de materiales de impresión 3D mediante guías de onda rectangulares,” in *XXXVIII Simposio de la Unión Científica Internacional de Radio*, Cáceres, Spain, 2023.
- [5.28] J. Baker-Jarvis, E. J. Vanzura and W. A. Kissick, “Improved technique for determining complex permittivity with the transmission/reflection method,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 38, no. 8, pp. 1096–1103, Aug. 1990.
- [5.29] Y. Arbaoui et al., “Full 3-D printed microwave termination: A simple and low-cost solution,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 64, no. 1, pp. 271–278, Jan. 2016.
- [5.30] R. K. Amineh, A. Trehan and N. K. Nikolova, “TEM horn antenna for ultra-wide band microwave breast imaging,” *Prog. Electromagn. Res. B*, vol. 13, pp. 59–74, Feb. 2009.
- [5.31] R. K. Amineh, M. Ravan, A. Trehan and N. K. Nikolova, “Near-field microwave imaging based on aperture raster scanning with TEM horn antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 3, pp. 928–940, Mar. 2011.
- [5.32] M. Samsuzzaman, M. T. Islam, M. T. Islam, A. A. S. Shovon, R. I. Faruque and N. Misran, “A 16-modified antipodal vivaldi antenna array for microwave-based breast tumor

- imaging applications,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 61, no. 9, pp. 2110–2118, Jun. 2019.
- [5.33] A. Arayeshnia, S. Amiri and A. Keshtkar, “Miniaturized on-body antenna for small and wearable brain microwave imaging systems,” *Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng.*, vol. 30, no. 4, p. e22133, Apr. 2020.
- [5.34] “Low Loss Dielectric Thermoplastics.” Avient. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online.] Available: <https://www.avient.com/products/engineered-polymer-formulations/conductive-signal-radiation-shielding-formulations/preperm-low-loss-dielectric-thermoplastics>
- [5.35] Avient. Technical Datasheet PREPERM. Accessed: Jun. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.avient.com/sites/default/files/2022-11/PREPERM%20RF%20Materials%201-pager.pdf>
- [5.36] H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, A. Rodríguez-Martínez, C. Blanco-Angulo and M. de la Casa-Lillo, “Low-cost additive manufacturing techniques applied to the design of planar microwave circuits by fused deposition modeling,” *Polymers*, vol. 12, no. 9, p. 1946, Aug. 2020.



CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES

En este capítulo se presentan las conclusiones extraídas de la presente Tesis Doctoral, así como las futuras líneas de investigación que se proponen a partir de los resultados obtenidos. En particular, en la sección 6.1 se muestran las conclusiones más relevantes de cada uno de los sistemas desarrollados, mientras que en la sección 6.2 se describen las líneas futuras sobre las que trabajar, divididas en unas líneas generales que se deberían abordar en todos los sistemas presentados y unas específicas para cada uno de los sistemas.



6.1. CONCLUSIONES

El trabajo que se ha realizado en esta Tesis Doctoral se ha centrado en el desarrollo de tres sistemas de imagen médica por microondas no invasivos basados en radar para distintas aplicaciones médicas, cuya finalidad es proponer una alternativa o complemento a otros métodos de imagen médica utilizados actualmente. Las aplicaciones se han centrado en los problemas de detección del *brain-shift* o desplazamiento cerebral, detección de aneurismas de aorta abdominal y detección de fugas anastomóticas intestinales. Para cada aplicación se han utilizado, como elemento radiante, unas antenas monopolo impresas que se han diseñado para adaptarse a las características necesarias y específicas de cada sistema. La exigencia en el diseño de las antenas en las aplicaciones propuestas se ha ido incrementando, llegando a forzar que la radiación de una de ellas se focalice hacia el objeto bajo estudio gracias a la inclusión de distintos materiales.

El primer sistema implementado se presenta en el Capítulo 3 y está centrado en la detección del efecto del *brain-shift*. El sistema implementado está formado por 12 antenas idénticas situadas sobre un casco que se encuentra adaptado a un modelo biológico de cráneo fabricados con una impresora 3D. Las antenas utilizadas en el sistema son de tipo monopolo impreso y se han diseñado, optimizado, fabricado y medido tanto en el dominio de la frecuencia como en el tiempo. La geometría de la antena es de tipo rectangular escalonado con alimentación coplanar, se ha fabricado sobre un sustrato FR-4 de bajo coste y presenta un tamaño de 30 x 30 mm². El rango de funcionamiento medido se encuentra entre 2.5 y 24.9 GHz, su radiación es omnidireccional, su ganancia máxima es de 5.4 dBi y presenta una polarización lineal con orientación vertical. Tras realizar un estudio en el dominio del tiempo de las características de la antena, se ha determinado una alta integridad de las señales transmitidas, siendo el SFF medido del 92.26% y el retardo de grupo de 1.1 ns. Estas antenas, que funcionan de forma independiente, se han posicionado de forma equiespaciada en el interior del casco para abarcar la mayor cantidad posible de la zona de medida. Éstas se conectan con el VNA a través de un sistema de conmutadores que permite realizar las medidas del coeficiente de reflexión en el rango de 10 MHz a 6 GHz. El sistema dispone de un subsistema de control y alimentación, gobernado por un Arduino, que alimenta el sistema de medida con 3.3 V y controla la red de conmutación para realizar las medidas de forma automática. Además, todo el sistema se controla mediante un ordenador que se conecta al VNA mediante Wi-Fi con una red LAN para recoger las medidas y procesarlas posteriormente. La potencia de emisión se establece en 0 dBm (1 mW) que es lo suficientemente baja como para garantizar que el sistema sea inofensivo para los usuarios. Las medidas realizadas con este sistema son de aproximadamente 1 minuto de duración, por lo que el tiempo de exposición a la radiación no ionizante es bajo. El sistema presenta una SNR superior a +25 dB para todo el rango de funcionamiento y una precisión de 3.8 mm, considerando una frecuencia máxima de 6 GHz y un cerebro humano. Por tanto, el sistema es capaz de detectar con precisión un posible *brain-shift*, incluso leve.

Una vez terminado el diseño y el montaje del sistema, se procede a la realización de las medidas y a la evaluación de los resultados, en los que se obtiene la distancia existente entre el modelo bajo estudio y las antenas, analizando el tiempo de vuelo de los ecos recibidos y asumiendo un modelo de propagación lineal. En el proceso de puesta en marcha del sistema se ha realizado un ajuste de distancias con dos experimentos de

calibración. En primer lugar, se ha analizado el comportamiento de las señales utilizando un reflector metálico paralelo a las antenas situadas en la zona superior del casco, posicionándolo a diferentes alturas conocidas, obteniendo que el error en la medida es inferior al 5% de la distancia nominal. El segundo experimento ha consistido en el ajuste de la estimación de la distancia mediante la medida de media elipsoide metalizada con dimensiones conocidas, determinando que las antenas orientadas perpendicularmente a sus correspondientes planos presentan errores inferiores al 5%, mientras que en las antenas con orientación oblicua el error ronda el 15%.

Una vez ajustado y calibrado el sistema se ha procedido a su evaluación experimental para ver las capacidades del mismo frente a la detección del *brain-shift*. Para ello, se ha utilizado un modelo de cráneo impreso en 3D, en el que se han introducido unos modelos de cerebro que simulan distintos desplazamientos cerebrales. Los modelos de cerebro se han fabricado con una impresora 3D, se han rellenado con agua destilada y se han barnizado para evitar fugas del líquido. Tras procesar las medidas realizadas con los distintos modelos, se han analizado las señales recibidas y se ha representado la ubicación de las reflexiones obtenidas con las antenas, comparando el cerebro con y sin desplazamiento. Como se ha demostrado durante las distintas pruebas realizadas, el sistema es capaz de detectar el fenómeno del *brain-shift* en todos los casos propuestos, proporcionando una estimación del cambio producido en cada área del cerebro.

El segundo sistema desarrollado se presenta en el Capítulo 4 y se centra en la detección de aneurismas de aorta abdominal. El principal reto en este caso es la determinación de la posición y el tamaño de los aneurismas en un entorno plano. Este sistema está compuesto por 16 antenas monopolo impresas situadas sobre un metacrilato que se posiciona encima de un maniquí de torso humano de plástico. Al igual que en el sistema anterior, se ha presentado el diseño, optimización, fabricación y medida de las antenas en el dominio de la frecuencia y del tiempo. Las antenas propuestas presentan una geometría rectangular con alimentación microstrip con dos ranuras o *slots* en el plano de tierra para aumentar el ancho de banda en las frecuencias altas. Su tamaño total es de 20 x 30 mm² y se ha fabricado sobre un sustrato FR-4. El rango de funcionamiento medido se encuentra entre 2.7 y 9.6 GHz para un $|S_{11}| < -10$ dB, su radiación es omnidireccional, la polarización es lineal con orientación vertical y su ganancia máxima

es de 3 dBi. El retardo de grupo, evaluado a partir del S_{21} es de 1.3 ns, siendo la variación en todo el ancho de banda pequeña. Además, las señales transmitidas presentan una alta integridad, con un SFF medido del 96.29%. Las antenas del sistema son independientes y se han posicionado sobre una plancha de metacrilato, con un tamaño de $300 \times 300 \times 2 \text{ mm}^3$, cubriendo todo el espacio de medida. El equipamiento del sistema está gobernado por un sistema de control y una red de conmutación, que realiza una conexión secuencial de cada antena a los puertos del VNA, obteniendo la medida de los coeficientes de reflexión en el rango de 10 MHz a 6 GHz. Las medidas se realizan de forma automática, en menos de 1 minuto, bajo el control de un ordenador donde se ejecuta un script en Python. La potencia de emisión del sistema se establece en 0 dBm, con una potencia de radiación de las antenas superior a -7.8 dBm y una SNR superior a +28 dB. Para el caso de aorta y aneurisma, que están compuestos principalmente de sangre, la resolución espacial del sistema es de 3.5 mm a 6 GHz.

Después de completar las medidas de los parámetros de dispersión de todas las antenas del sistema, se procede al procesado de las señales, donde el objetivo es generar las señales recibidas en reflexión por las antenas, así como realizar una imagen para representar aquellos objetos detectados. Para ello, se aplica un primer procesado donde se identifican los ecos reflejados hacia las antenas para estimar el tiempo de vuelo y determinar la posición de los objetos. Seguidamente, se procede a la generación de las imágenes médicas mediante la utilización de algoritmos de formación de haz, que en este caso han sido el algoritmo DAS y el algoritmo IDAS, modificados adecuadamente para su correcto funcionamiento en la aplicación propuesta. El tiempo necesario para procesar las señales y generar las imágenes correspondientes es inferior a 30 segundos.

Para que el sistema propuesto funcione correctamente se ha realizado una calibración y un ajuste inicial, donde se han probado las capacidades de detección y ubicación en un plano mediante el uso de planchas metálicas en posiciones conocidas. Las pruebas de calibración realizadas han consistido en dos partes, primero se ha utilizado una plancha metálica lo suficientemente grande para cubrir la zona de medida a distintas alturas conocidas, obteniendo las señales recibidas y determinando la distancia de la plancha, con un error inferior al 3.8%. Posteriormente, se ha estudiado la capacidad del sistema para posicionar objetos más pequeños dentro del espacio de medida, que se sitúa en un plano a una distancia fija de las antenas. En este caso, la zona de medida se ha dividido en cuadrículas y sobre ellas se ha posicionado un reflector metálico pequeño. La

principal novedad del procesado de señal de este sistema es el uso de la amplitud de la señal reflejada en cada una de las antenas a la distancia de referencia como punto de partida para determinar la posición del objeto. La realización de las pruebas de calibración ha demostrado el correcto funcionamiento del sistema desarrollado, así como las posibilidades que tiene tanto para detectar como para ubicar objetos.

Después de hacer la calibración del sistema, se han realizado dos pruebas de concepto para evaluar la funcionalidad de detección del sistema con escenarios más complejos. En primer lugar, se ha realizado una prueba de detección de aneurisma de aorta abdominal, donde se ha utilizado, en el interior del modelo de torso, un tubo de plástico como modelo de aorta sana relleno de agua y situado en un plano a 210 mm de las antenas. Una vez realizadas las medidas se ha utilizado una versión modificada del algoritmo DAS adaptada a medidas en escenarios planos para la ubicación de la aorta. Posteriormente, se ha añadido a la aorta un modelo de aneurisma en diferentes posiciones. En este caso, como algoritmo de generación de imágenes se ha propuesto una versión adaptada del algoritmo IDAS para medidas en plano. Los resultados obtenidos con estas dos pruebas han mostrado una buena capacidad de detección y localización de los modelos. Adicionalmente, se ha realizado una evaluación de los errores cometidos en el posicionamiento de los modelos de aneurisma, con el fin de obtener una mejor valoración de los resultados obtenidos. Para ello, sobre los resultados mostrados por el algoritmo IDAS modificado, se ha aplicado un umbral y se ha comparado con una fotografía real de la posición del modelo de aneurisma. Los resultados obtenidos denotan que los errores son aceptables, siendo el error relativo inferior al 5% y el error absoluto inferior a 10 mm. Por tanto, el sistema desarrollado se muestra como una opción interesante para la detección rápida de aneurismas de aorta abdominal.

El último sistema se ha presentado en el Capítulo 5, donde se muestra un prototipo de medida para la detección de fugas anastomóticas intestinales y la evaluación de la calidad de las suturas. El sistema está compuesto de 2 aplicadores enfrentados y en medio se sitúan los intestinos. Estos aplicadores están formados por 4 antenas idénticas independientes entre sí. El diseño, optimización, fabricación y medida de los aplicadores se ha realizado en dos partes. Primero se han centrado los esfuerzos en el diseño de una antena embebida y, posteriormente, en el desarrollo del aplicador. En este caso se ha intentado solventar uno de los problemas que se ha encontrado en las antenas monopolo

desarrolladas en los capítulos anteriores, que es su radiación omnidireccional, ya que supone un problema debido a reflexiones en las direcciones no deseadas. Teniendo en cuenta que se necesitan antenas pequeñas con un gran ancho de banda y una frecuencia mínima lo más baja posible, se ha propuesto la utilización de antenas monopolo impresas donde se ha modificado su radiación con la inclusión de distintos materiales para hacerlas más directivas. Para ello, primero se ha realizado una antena embebida y el estudio de los materiales a utilizar, que ha servido como punto de partida en el diseño del aplicador.

En primer lugar, se ha estudiado el modelo de sustrato de bajas pérdidas a utilizar, a fin de obtener las mejores prestaciones en la antena, seleccionando el sustrato Taconic TLX8 de 0.832 mm de espesor con $\epsilon_r = 2.55$ y $\tan \delta = 0.0017$. Posteriormente, se han seleccionado los distintos materiales que formarán parte de la antena embebida, así como su disposición, en función de las propiedades dieléctricas de cada uno de ellos. Para obtener las dimensiones y la geometría final de la antena, se han realizado diversas simulaciones tanto del material absorbente como del material focalizador, evaluando en cada caso las siguientes figuras de mérito: coeficiente de reflexión, diagramas de radiación, ganancia o atenuación obtenida, distribución de campo en la estructura y directividad en campo cercano. Finalmente, se ha obtenido que las mejores prestaciones para la antena se consiguen cuando se utiliza un material absorbente (TW-CON175BK con $\epsilon_r = 8.00$ y $\tan \delta = 0.77$) de 20 mm de espesor, que está separado de la antena por un material de bajas pérdidas (PREPERM ABS300/TP20279 con $\epsilon_r = 2.5$ y $\tan \delta = 0.005$) de 10 mm de grosor. En la zona opuesta de la antena, el focalizador diseñado tiene geometría circular con tres materiales con distintas permitividades (PREPERM ABS300/TP20279 con $\epsilon_r = 2.00$ y $\tan \delta = 0.0039$, PREPERM ABS1000 con $\epsilon_r = 5.00$ y $\tan \delta = 0.0033$, y PREPERM ABS1000 con $\epsilon_r = 7.48$ y $\tan \delta = 0.0052$) con un espesor de 10 mm. Finalmente, se utiliza una capa de material biocompatible debajo del focalizar con un grosor de 0.5 mm (ABS Medical con $\epsilon_r = 2.55$ y $\tan \delta = 0.006$). El diseño realizado proporciona una atenuación de la señal que varía entre 1.78 y 9.33 dB en la radiación “hacia atrás” de la antena (dirección del material absorbente), mientras que se obtiene una ganancia que varía entre 1.65 y 4.19 dB en la dirección donde se encuentra el tejido biológico a analizar, al mismo tiempo que focaliza la radiación en esa misma dirección.

La antena embebida presenta una geometría rectangular con alimentación microstrip donde se ha incorporado una transición entre la alimentación y el parche

radiante. Para aproximar la antena a un modelo real, ésta se ha diseñado junto con un modelo de intestino. La fabricación de esta antena se ha realizado por partes, es decir, cada material se ha fabricado de uno en uno y, posteriormente, se han unido todos, comprobando en todo el proceso de unión que las características de la antena eran las adecuadas. El tamaño final de la antena embebida es de $30.0 \times 41.7 \times 41.3 \text{ mm}^3$, el rango de funcionamiento medido se encuentra entre 3.7 y 10.2 GHz, su ganancia máxima medida es de 5.5 dBi y tiene una polarización lineal con orientación vertical. El retardo de grupo medido de la antena es de 1.4 ns y el SFF del 84.4%, demostrando una alta integridad de las señales transmitidas.

Después de realizar el diseño de la antena embebida se ha procedido al diseño del aplicador, que consta de 4 antenas embebidas independientes dispuestas en una matriz de 2×2 . Para hacer el diseño del aplicador se ha realizado un estudio de la separación entre las antenas, la incorporación de un material absorbente como separador de las antenas del aplicador y la inclusión de material absorbente alrededor del aplicador. En este estudio se ha tenido en cuenta las mismas figuras de mérito que en la antena embebida, asegurando el comportamiento óptimo del aplicador. La fabricación del aplicador se ha realizado por partes y, posteriormente, se han unido todos los elementos. En este punto cabe destacar los numerosos problemas que se han tenido a la hora de imprimir el material absorbente, debido al tamaño de las piezas y a las propiedades específicas de dicho material. El tamaño final del aplicador es de $65.0 \times 84.4 \times 41.8 \text{ mm}^3$ y el rango de funcionamiento medido se encuentra entre 2.8 y 10.5 GHz para un $|S_{11}| < -10 \text{ dB}$, con una radiación direccional hacia el tejido del intestino.

Por último, para comprobar el correcto funcionamiento de los aplicadores, se ha realizado un sistema para la detección de fugas anastomóticas en simulación, con un modelo digital simplificado. El modelo está compuesto de dos aplicadores enfrentados con dos intestinos unidos entre ellos que se han simulado en las distintas fases en las que se puede dividir una intervención de anastomosis. La obtención de los parámetros S simulados de cada uno de los casos bajo estudio varía entre 12 y 31 horas en función del modelo analizado, lo que denota el gran coste computacional que supone dichas simulaciones. Se han analizado y comprado los parámetros S obtenidos en cada una de las fases de la anastomosis simulada y se ha aplicado un procesado básico en el dominio del tiempo, realizado en ADS. Analizando los resultados, se ha comprobado que el sistema es capaz de detectar cambios entre las distintas fases del proceso de anastomosis,

lo cual abre la posibilidad de desarrollar un procesado de señal específico para esta aplicación que pueda ofrecer una métrica de la calidad de la anastomosis.

Considerando los resultados obtenidos en la Tesis Doctoral se pueden destacar las siguientes conclusiones del trabajo realizado:

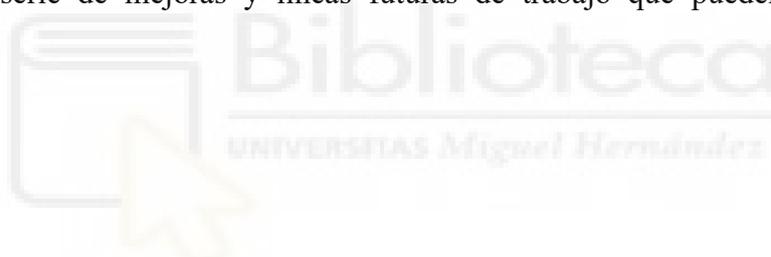
- Se han diseñado tres sistemas no invasivos de microondas basados en radar para distintas aplicaciones médicas, que presentan la capacidad de detección de artefactos en distintos escenarios.
- Se ha realizado el diseño de diferentes antenas de banda ancha y tamaño reducido particularizadas para las necesidades específicas de cada aplicación. Debido a las necesidades de tamaño y ancho de banda, las antenas idóneas son de tipo monopolo impresas.
- Se ha propuesto el diseño de una topología de antena embebida que permite la focalización de la radiación de las antenas monopolo impresas, al tiempo que mantienen sus características de antenas de banda ancha. Este diseño se ha realizado en base a distintos materiales con propiedades dieléctricas específicas y fabricación aditiva.
- Se han implementado unos algoritmos de procesado que han sido adaptados a cada una de las aplicaciones desarrolladas, permitiendo en todos los casos detectar y ubicar los objetos bajo estudio.
- La utilización de distintos modelos biológicos ha permitido adaptar los sistemas a las necesidades de la aplicación, además de poder realizar diversas pruebas de concepto para analizar su viabilidad.
- Los errores de medida obtenidos en los sistemas son inferiores al 5%, lo que denota una buena concordancia entre las medidas reales y los valores obtenidos con los algoritmos de procesado utilizados.
- Los resultados obtenidos con todos los sistemas son prometedores. La tecnología de imagen médica por microondas propuesta permite su utilización como complemento a los actuales sistemas de imagen médica, aportando una solución de bajo coste, apta para un uso hospitalario e inofensiva para los usuarios.

Finalmente, tras presentar todo el trabajo realizado en esta Tesis Doctoral se puede concluir que los resultados son satisfactorios y que se han cumplido con todos y cada uno de los objetivos que se marcaron al comienzo de la misma.

Aunque el trabajo realizado ha sido muy extenso, siempre quedan algunos puntos en los que se debería seguir trabajando para mejorar los sistemas, algunos de los cuales se exponen en el siguiente apartado.

6.2. LÍNEAS FUTURAS

La investigación y el diseño de los sistemas no termina con el trabajo que se ha desarrollado en esta Tesis Doctoral, ya que las conclusiones extraídas han permitido detectar una serie de mejoras y líneas futuras de trabajo que pueden resumirse a continuación.



6.2.1. LÍNEAS GENERALES DE LOS SISTEMAS IMPLEMENTADOS

Como líneas futuras generales para mejorar todos los sistemas que se han mostrado a lo largo de esta Tesis Doctoral, se proponen los siguientes puntos.

Por un lado, se propone realizar unos modelos digitales en simulación de los sistemas de detección de *brain-shift* y aneurisma de aorta abdominal, así como seguir trabajando con el modelo digital desarrollado del proceso de anastomosis con el fin de realizar más pruebas y poder compararlas con las medidas. Además, con dichas simulaciones se podría tener un conocimiento más completo de las propiedades del sistema, así como de sus características, siendo capaces de anticipar posibles problemas que pudieran aparecer posteriormente en las medidas. Teniendo en cuenta la complejidad de los sistemas y el uso de las características dispersivas de los materiales biológicos, se debe tener en cuenta cómo afectaría computacionalmente la simulación de los modelos y,

más específicamente, en el tiempo de simulación y en si el ordenador utilizado hasta ahora es capaz de realizar las simulaciones, o es necesario recurrir a uno más potente. Asimismo, debido al análisis temporal que se realiza con los pulsos transmitidos y recibidos, las simulaciones necesitan un número mínimo de pasos frecuenciales dentro del rango de funcionamiento, que hace que las simulaciones se compliquen aún más, siendo también crítica la frecuencia máxima de funcionamiento del sistema, puesto que a mayor frecuencia se requiere no solo de un mayor tiempo de simulación, sino también de mayores prestaciones del sistema.

Por otro lado, se debe trabajar en la mejora de los algoritmos de procesado de los sistemas, tanto en el dominio del tiempo como en la obtención de imágenes médicas. Perfeccionando este aspecto se puede llegar a detectar y ubicar con una mayor precisión los objetos bajo estudio. Incluso, con la utilización de la inteligencia artificial, se podrían clasificar los tejidos biológicos y ayudar en la interpretación de los resultados obtenidos, pudiendo detectar y clasificar los datos sin necesidad de supervisión. Asimismo, sería interesante evaluar y desarrollar distintos algoritmos de procesado de señal para el análisis de los resultados y compararlos entre sí para determinar con cuál de ellos se obtiene una imagen más acertada a una situación real. Además, sería necesario poder mostrar estos datos en una interfaz que permitiera visualizar toda esta información, siendo lo más fácilmente entendible para el usuario final del sistema.

Otra de las líneas futuras en las que se podría trabajar es el desarrollo de modelos biológicos sintéticos más realistas que permitan que los resultados de las pruebas realizadas sean lo más parecido posible a la realidad. Para ello, se tiene que hacer un estudio de las propiedades dieléctricas de los tejidos biológicos que se desean replicar según la aplicación en cuestión. Se deben desarrollar y medir, con la utilización de una sonda de microondas, diversos compuestos que puedan ofrecer el mismo comportamiento eléctrico que los tejidos reales bajo estudio y, a continuación, diseñar y fabricar los modelos realistas, con la morfología y la estructura necesaria, para poder ser utilizados en las distintas pruebas que se hagan con los sistemas. La utilización de este tipo de modelos realistas permite asemejar los resultados a los obtenidos en un caso real, pero teniendo la seguridad de su utilización en un laboratorio, sin tener que incomodar o poner en peligro al paciente y facilitando la realización de todas aquellas pruebas y supuestos prácticos que sean necesarios.

Por último, como línea futura general, una vez comprobado el correcto funcionamiento en el laboratorio de cada uno de los sistemas, se propone adaptarlos para poder utilizarlos en un hospital con pacientes reales y en un entorno controlado por personal médico. De esta forma se podría comprobar si esta tecnología ofrece resultados comparables a los de los métodos de imagen médica tradicionales, pudiendo ser sistemas complementarios que permitieran no solo ir mejorando sus características y prestaciones conforme se obtuvieran más datos de los pacientes, sino que se pudiera detectar, predecir y realizar un seguimiento del paciente de forma no invasiva e inócua de algunas patologías relacionados con el desplazamiento cerebral, las aneurismas y la anastomosis.

6.2.2. LÍNEAS ESPECÍFICAS DE LOS SISTEMAS IMPLEMENTADOS

En este apartado se presentan las líneas futuras específicas para mejorar cada uno de los sistemas presentados en esta Tesis Doctoral.

- Líneas sobre el sistema de detección de *brain-shift*.

Con respecto a las líneas futuras del sistema de detección de *brain-shift*, se ha podido comprobar que la precisión de las medidas está limitada por el número reducido de antenas y la baja directividad que presentan. Por ello, se propone como línea de trabajo el desarrollo de un nuevo casco que contenga un número mayor de antenas, cubriendo de esta forma más espacio de medida y que, por consiguiente, se incrementara la cantidad de puntos de medida. Asimismo, se propone trabajar en antenas embebidas que focalicen la radiación, al igual que las antenas presentadas en el sistema del capítulo 5. Otra línea de trabajo tiene que ver con la mejora de la precisión en el posicionamiento de los modelos cerebrales cuando se sitúan en el interior del modelo de cráneo. En este aspecto, se tiene que estudiar una nueva estructura del *set-up* que permita que los modelos cerebrales se muevan lo mínimo posible. De esta forma, se podría obtener unas medidas más precisas y confiables, reduciendo así el error asociado a las antenas situadas de forma oblicua con respecto al objeto bajo estudio.

Como línea futura también se propone la inclusión, en el sistema de procesado, de algoritmos que detecten si ha habido desplazamiento cerebral o no y que, en caso de haber,

predigan como serán dichas deformaciones del cerebro. De esta forma, se pretende que a partir de un modelo digital de deformaciones mecánico-elásticas del cerebro, el sistema pueda realizar la traslación del desplazamiento medido al conjunto del cerebro y obtener, como resultado, la nueva posición que tiene éste y, en su caso, el tumor. Además, se propone que, a través de técnicas de realidad aumentada, se puedan generar modelos en 3D para poder visualizar los datos relacionados con la geometría y con las posiciones antes y después de realizar la intervención quirúrgica. Esta línea puede suponer un avance significativo en la detección de las deformaciones del cerebro, siendo interesante durante las intervenciones realizar en tiempo real, o en el menor tiempo posible, esa detección del desplazamiento cerebral, ya que permitiría tanto que se redujera el riesgo de las intervenciones, como la adaptación de la estrategia de intervención por parte del equipo de neurocirujanos.

Por último, como línea de trabajo se propone utilizar este sistema en otra aplicación con un principio muy parecido. En este caso se propone su uso para la detección de deformidades craneales en el crecimiento de la cabeza de los bebés. Para ello, se plantea el uso de un casco o malla que se adapta al cráneo del bebe y que, tras las revisiones rutinarias del paciente, se obtengan unas imágenes del cráneo que se comparen entre sí para poder analizar si se está produciendo dichas deformidades o no, pudiendo actuar de esta forma en consecuencia y evitar un problema mayor. La ventaja que se obtiene en esta aplicación es que los recursos que se han utilizado en el caso del sistema de detección de *brain-shift*, no suponen un esfuerzo mayor para adaptarlo a esta aplicación, debido a la gran similitud entre ambos.

- Líneas sobre el sistema de detección de aneurismas de aorta abdominal.

Las líneas futuras relacionadas con el sistema de imagen médica para la detección de aneurismas de aorta abdominal se centran en el estudio de modelos de aneurisma de distintos tamaños, sobre todo de aneurismas más pequeños para determinar el tamaño mínimo que es capaz de detectar el sistema a través de la imagen médica obtenida de los datos. Además, es crucial seguir mejorando el posicionamiento de los elementos del sistema a fin de poder ubicar con precisión los modelos bajo estudio, así como disminuir los errores.

- Líneas sobre el sistema de detección de la calidad de anastomosis.

Con respecto a las líneas futuras relacionadas con el sistema de detección de la calidad de anastomosis, se propone la implementación de un sistema de medida, al igual que se ha realizado con los sistemas anteriores, adaptando los programas necesarios para que las medidas se realicen de forma automática, tenga buenas prestaciones y sea lo más sencillo y cómodo posible para el usuario. Además, se debería poner en marcha el sistema, realizar unas pruebas para la calibración del mismo y, posteriormente, unas medidas en distintos escenarios con un modelo de intestino simple como toma de contacto, para después utilizar un modelo más realista.

Además, se tiene que trabajar sobre los algoritmos de procesado e imagen médica que deben utilizarse para esta aplicación. De esta manera se puede conseguir la máxima información posible para realizar las imágenes médicas y obtener unos buenos resultados que permitan una fácil interpretación de los mismos. Asimismo, se podría entrenar a una inteligencia artificial con los datos obtenidos de las medidas realizadas para determinar de forma objetiva la calidad de la sutura.

Por último, se propone integrar este sistema en un *set-up* de intervención quirúrgica mediante navegación robótica, de manera que a la vez que se esté realizando la operación, el sistema propuesto pueda evaluar la calidad de las suturas y actuar en consecuencia con los datos obtenidos. De esta forma el sistema permitiría no solo obtener los resultados en tiempo real, sino que también ofrecería la información para que se pudiera realizar de nuevo la anastomosis o mejorar la que ya se ha hecho, sin necesidad de tener que terminar la operación y esperar a que el paciente tenga alguna complicación postoperatoria.

CHAPTER 6

CONCLUSIONS

This chapter presents the conclusions drawn from this Doctoral Thesis, as well as the future lines of research proposed based on the results obtained. In particular, section 6.1 shows the most relevant conclusions of each of the systems developed, while section 6.2 describes the future lines to work on, divided into general lines that should be addressed in all the systems presented and specific ones for each of the systems.

6.1. CONCLUSIONS

The work carried out in this Doctoral Thesis has focused on the development of three non-invasive radar-based microwave medical imaging systems for different medical applications, the purpose of which is to propose an alternative or complement to other methods of medical imaging currently used. The applications have focused on the problems of brain-shift detection, abdominal aortic aneurysm detection and intestinal anastomotic leak detection. For each application, printed monopole antennas have been used as the radiating element, which have been designed to adapt to the necessary and specific characteristics of each system. The demand in the design of the antennas in the proposed applications have been increasing, forcing the radiation from one of them to be focused towards the object under study thanks to the inclusion of different materials.

The first implemented system is presented in Chapter 3 and focuses on the detection of the brain-shift effect. The implemented system consists of 12 identical antennas placed on a helmet that is adapted to a biological skull model manufactured with a 3D printer. The antennas used in the system are of the printed monopole type and have

been designed, optimised, manufactured and measured in both the frequency and time domain. The antenna geometry is a stepped rectangular type with a coplanar feed, it has been manufactured on a low-cost FR-4 substrate and has a size of 30 x 30 mm². The measured operating range is between 2.5 and 24.9 GHz, its radiation is omnidirectional, its maximum gain is 5.4 dBi and it has a linear polarisation with vertical orientation. After performing a time domain study of the antenna characteristics, a high integrity of the transmitted signals has been determined, with a measured SFF of 92.26% and a group delay of 1.1 ns. These antennas, which operate independently, have been positioned equally spaced inside the helmet to cover as much of the measurement area as possible. These are connected to the VNA through a system of switches that allows reflection coefficient measurements in the range of 10 MHz to 6 GHz. The system has a control and power subsystem, governed by an Arduino, which supplies the measurement system with 3.3 V and controls the switching network to perform measurements automatically. In addition, the entire system is controlled by a computer that connects to the VNA via Wi-Fi with a LAN network to collect the measurements and process them later. The emission power is set at 0 dBm (1 mW) which is low enough to ensure that the system is harmless to users. Measurements made with this system are about 1 minute long, so the exposure time to non-ionising radiation is low. The system presents an SNR greater than +25 dB for the entire operating range and an accuracy of 3.8 mm, considering a maximum frequency of 6 GHz and a human brain. Therefore, the system is able to accurately detect a possible brain-shift, even a slight one.

Once the design and assembly of the system is completed, the measurements are carried out and the results evaluated, in which the distance between the model under study and the antennas is obtained by analysing the time of flight of the received echoes and assuming a linear propagation model. In the process of setting up the system, a distance adjustment has been performed with two calibration experiments. Firstly, the behaviour of the signals has been analysed using a metallic reflector parallel to the antennas located in the upper area of the helmet, positioning it at different known heights, obtaining that the error in the measurement is less than 5% of the nominal distance. The second experiment consisted of adjusting the distance estimation by measuring a metallised half ellipsoid with known dimensions, determining that the antennas oriented perpendicular to their corresponding planes present errors of less than 5%, while in antennas with oblique orientation the error is around 15%.

Once the system has been adjusted and calibrated, its experimental evaluation was carried out to see its capabilities against brain-shift detection. To do this, a 3D printed skull model has been used, in which brain models simulating different brain displacements have been introduced. The brain models have been manufactured with a 3D printer, filled with distilled water and varnished to prevent fluid leakage. After processing the measurements made with the different models, the received signals were analysed and the location of the reflections obtained with the antennas was represented, comparing the brain with and without displacement. As demonstrated during the different tests carried out, the system is capable of detecting the brain-shift phenomenon in all proposed cases, providing an estimate of the change produced in each area of the brain.

The second system developed is presented in Chapter 4 and focuses on the detection of abdominal aortic aneurysms. The main challenge in this case is to determine the position and size of the aneurysms in a plane environment. This system consists of 16 printed monopole antennas placed on a methacrylate plexiglass that is positioned on top of a plastic human torso mannequin. As in the previous system, the design, optimisation, manufacture and measurement of the antennas in the frequency and time domain has been presented. The proposed antennas have a rectangular geometry with microstrip feed with two slots in the ground plane to increase the bandwidth at high frequencies. Its total size is $20 \times 30 \text{ mm}^2$ and it has been manufactured on a FR-4 substrate. The measured operating range is between 2.7 and 9.6 GHz for an $|S_{11}| < -10 \text{ dB}$, its radiation is omnidirectional, the polarisation is linear with vertical orientation and its maximum gain is 3 dBi. The group delay, evaluated from S_{21} is 1.3 ns, the variation over the entire bandwidth being small. In addition, the transmitted signals present a high integrity, with a measured SFF of 96.29%. The antennas of the system are independent and have been positioned on a methacrylate sheet, with a size of $300 \times 300 \times 2 \text{ mm}^3$, covering the entire measurement space. The system equipment is governed by a control system and a switching network, which makes a sequential connection of each antenna to the VNA ports, obtaining the measurement of the reflection coefficients in the range of 10 MHz to 6 GHz. Measurements are performed automatically, in less than 1 minute, under the control of a computer running a Python script. The emission power of the system is set to 0 dBm, with a radiation power of the antennas greater than -7.8 dBm and an SNR higher than +28 dB.

For the case of aorta and aneurysm, which are mainly composed of blood, the spatial resolution of the system is 3.5 mm at 6 GHz.

After completing the measurements of the S-parameters of all the antennas of the system, the signals are processed, where the objective is to generate the signals received in reflection by the antennas, as well as to create an image to represent those objects detected. To do this, a first processing is applied where the echoes reflected towards the antennas are identified to estimate the time of flight and determine the position of the objects. The medical images are then generated using beamforming algorithms, which in this case are the DAS algorithm and the IDAS algorithm, suitably modified for their correct operation in the proposed application. The time required to process the signals and generate the corresponding images is less than 30 seconds.

In order for the proposed system to work correctly, an initial calibration and adjustment has been carried out, where the detection and location capabilities have been tested in a plane by using metal plates in known positions. The calibration tests carried out consisted of two parts, first a metal plate large enough to cover the measurement area at different known heights was used, obtaining the signals received and determining the distance of the plate, with an error of less than 3.8%. Subsequently, the ability of the system to position smaller objects within the measurement space, which is located in a plane at a fixed distance from the antennas, has been studied. In this case, the measurement area has been divided into grids and a small metallic reflector has been positioned on them. The main novelty of the signal processing of this system is the use of the amplitude of the signal reflected in each of the antennas at the reference distance as a starting point to determine the position of the object. The calibration tests have demonstrated the correct functioning of the developed system, as well as the possibilities for both object detection and location.

After calibration of the system, two proof-of-concepts were performed to evaluate the detection functionality of the system with more complex scenarios. Firstly, an abdominal aortic aneurysm detection test was performed, where a plastic tube was used inside the torso model as a healthy aorta model filled with water and placed in a plane 210 mm from the antennas. Once the measurements were made, a modified version of the DAS algorithm adapted to measurements in plane scenarios was used to locate the aorta. Subsequently, an aneurysm model in different positions has been added to the aorta. In this case, an adapted version of the IDAS algorithm for in-plane measurements has been

proposed as an image generation algorithm. The results obtained with these two tests have shown a good detection and localisation capacity of the models. In addition, an evaluation of the errors made in the positioning of the aneurysm models has been carried out, in order to obtain a better assessment of the results obtained. To do this, a threshold has been applied to the results shown by the modified IDAS algorithm and compared with a real photograph of the position of the aneurysm model. The results obtained show that the errors are acceptable, the relative error being less than 5% and the absolute error less than 10 mm. Therefore, the developed system is shown to be an interesting option for the rapid detection of aortic aneurysms.

The last system has been presented in Chapter 5, where a prototype measurement for the detection of intestinal anastomotic leaks and evaluation of suture quality is shown. The system is composed of 2 applicators facing each other and the intestines are located in the middle. These applicators consist of 4 identical antennas independent of each other. The design, optimisation, manufacturing and measurement of the applicators has been carried out in two parts. First, efforts were focused on the design of an embedded antenna and then on the development of the applicator. In this case, an attempt has been made to solve one of the problems encountered in the monopole antennas developed in the previous chapters, which is their omnidirectional radiation, since it is a problem due to reflections in unwanted directions. Taking into account that small antennas with a high bandwidth and a minimum frequency as low as possible are needed, the use of printed monopole antennas has been proposed, where their radiation has been modified with the inclusion of different materials to make them more directive. To do this, first an embedded antenna and a study of the materials to be used were made, which served as a starting point in the design of the applicator.

Firstly, the low-loss substrate model to be used has been studied in order to obtain the best performance in the antenna, selecting the Taconic TLX8 substrate of 0.832 mm thickness with $\epsilon_r = 2.55$ and $\tan \delta = 0.0017$. Subsequently, the different materials that will form part of the embedded antenna have been selected, as well as their arrangement, depending on the dielectric properties of each one of them. To obtain the dimensions and final geometry of the antenna, several simulations of both the absorbing material and the focusing material have been carried out, evaluating in each case the following figures of

merit: reflection coefficient, radiation patterns, gain or attenuation obtained, field distribution in the structure and near-field directivity. Finally, it has been obtained that the best performance for the antenna is achieved when using an absorbent material (TW-CON175BK with $\epsilon_r = 8.00$ and $\tan \delta = 0.77$) of 20 mm thickness, which is separated from the antenna by a low loss material (PREPERM ABS300/TP20279 with $\epsilon_r = 2.5$ and $\tan \delta = 0.005$) of 10 mm thickness. In the opposite area of the antenna, the designed focuser has circular geometry with three materials with different permittivity (PREPERM ABS300/TP20279 with $\epsilon_r = 2.00$ and $\tan \delta = 0.0039$, PREPERM ABS1000 with $\epsilon_r = 5.00$ and $\tan \delta = 0.0033$, and PREPERM ABS1000 with $\epsilon_r = 7.48$ and $\tan \delta = 0.0052$) with a thickness of 10 mm. Finally, a layer of biocompatible material with a thickness of 0.5 mm (ABS Medical with $\epsilon_r = 2.55$ and $\tan \delta = 0.006$) is used under the focuser. The design provides a signal attenuation ranging from 1.78 to 9.33 dB in the “backward” radiation of the antenna (direction of the absorbent material), while a gain is obtained that varies between 1.65 and 4.19 dB in the direction where the biological tissue to be analysed is located, while focusing the radiation on the same direction.

The embedded antenna has a rectangular geometry with microstrip feed where a transition between the feed and the radiating patch has been incorporated. To approximate the antenna to a real model, it has been designed together with an intestine model. The manufacture of this antenna has been done in parts, that is, each material has been manufactured one by one and, subsequently, all of them have been joined together, checking throughout the joining process that the characteristics of the antenna were adequate. The final size of the embedded antenna is $30.0 \times 41.7 \times 41.3 \text{ mm}^3$, the measured operating range is between 3.7 and 10.2 GHz, its maximum gain is 5.5 dBi and it has a linear polarisation with vertical orientation. The measured antenna group delay is 1.4 ns and the SFF is 84.4%, demonstrating a high integrity of the transmitted signals.

After the design of the embedded antenna has proceeded to the design of the applicator, which consists of 4 independent embedded antennas arranged in a 2×2 matrix. To design the applicator, a study of the separation between the antennas, the incorporation of an absorbent material as a separator for the applicator antennas and the inclusion of absorbent material around the applicator has been carried out. This study has taken into account the same figures of merit as in the embedded antenna, ensuring the optimal behaviour of the applicator. The manufacturing of the applicator has been carried out in parts and then all the elements have been joined together. At this point it is worth

highlighting the many problems encountered when printing the absorbent material, due to the size of the parts and the specific properties of this material. The final size of the applicator is 65.0 x 84.4 x 41.8 mm³ and the measured operating range is between 2.8 and 10.5 GHz for an $|S_{11}| < -10$ dB, with directional radiation towards the intestine tissue.

Finally, to verify the correct functioning of the applicators, a system for detecting anastomotic leaks in simulation has been developed, with a simplified digital model. The model is composed of two applicators facing each other with two intestines joined together that have been simulated in the different phases into which an anastomosis intervention can be divided. Obtaining the simulated S-parameters for each of the cases under study varies between 12 and 31 hours depending on the model analysed, which denotes the high computational cost of these simulations. The S-parameters obtained in each of the phases of the simulated anastomosis have been analysed and processed and a basic processing has been applied in the time domain, carried out in ADS. Analysing the results, it has been proven that the system is able to detect changes between the different phases of the anastomosis process, which opens the possibility of developing a specific signal processing for this application that can provide a metric of the quality of the anastomosis.

Considering the results obtained in the Doctoral Thesis, the following conclusions can be drawn from the work carried out:

- Three non-invasive radar-based microwave systems have been designed for different medical applications, which have the capability to detect artefacts in different scenarios.
- The design of different broadband and small size antennas has been carried out, tailored to the specific needs of each application. Due to the size and bandwidth requirements, the ideal antennas are the printed monopole type.
- The design of an embedded antenna topology has been proposed that allows the radiation focusing of the printed monopole antennas, while maintaining their broadband antenna characteristics. This design is based on different materials with specific dielectric properties and additive manufacturing.

- Processing algorithms have been implemented that have been adapted to each of the applications developed, allowing in all cases to detect and locate the objects under study.
- The use of different biological models has allowed the systems to be adapted to the needs of the application, in addition to being able to carry out various proofs of concept to analyse their viability.
- The measurement errors obtained in the systems are less than 5%, which denotes a good agreement between the real measurements and the values obtained with the processing algorithms used.
- The results obtained with all systems are promising. The proposed microwave medical imaging technology allows its use as a complement to current medical imaging systems, providing a low-cost solution, suitable for hospital use and harmless to users.

Finally, after presenting all the work carried out in this Doctoral Thesis, it can be concluded that the results are satisfactory and that each and every one of the objectives that were set at the beginning of it have been met.

Although the work carried out has been very extensive, there are always some points on which further work should be done to improve the systems, some of which are set out in the following section.

6.2. FUTURE RESEARCH LINES

The research and design of the systems does not end with the work that has been developed in this Doctoral Thesis, since the conclusions drawn have enabled a series of improvements and future lines of work to be detected, which can be summarised below.

6.2.1. GENERAL RESEARCH LINES OF THE IMPLEMENTED SYSTEMS

As general future lines to improve all the systems that have been shown throughout this Doctoral Thesis, the following points are proposed.

On the one hand, it is proposed to carry out digital models in simulation of the brain-shift and abdominal aortic aneurysm detection systems, as well as to continue working with the developed digital model of the anastomosis process in order to perform more tests and compare them with the measurements. In addition, such simulations could provide a more complete understanding of the properties of the system, as well as its characteristics, being able to anticipate possible problems that could appear later in the measurements. Taking into account the complexity of the systems and the use of the dispersive characteristics of the biological materials, it must be taken into account how the simulation of the models would affect computationally and, more specifically, the simulation time and whether the computer used so far is capable of carrying out the simulations, or it is necessary to resort to a more powerful one. Also, due to the temporal analysis performed with transmitted and received pulses, the simulations require a minimum number of frequency steps within the operating range, which makes the simulations even more complicated, the maximum operating frequency of the system is also critical, since the higher frequency requires not only a longer simulation time, but also higher system performance.

On the other hand, work must be done to improve the processing algorithms of the systems, both in the time domain and in medical imaging. By perfecting this aspect, it is possible to detect and locate the objects under study with greater precision. Even with the use of artificial intelligence, biological tissues could be classified and help in the interpretation of the results obtained, being able to detect and classify the data without the need for supervision. It would also be interesting to evaluate and develop different signal processing algorithms for the analysis of the results and compare them with each other to determine which one provides a more accurate image of a real situation. In addition, it would be necessary to be able to display this data in an interface that would allow all this information to be visualised, being as easily understandable as possible for the end user of the system.

Another future line of work is the development of more realistic synthetic biological models that allow the results of the tests to be as close as possible to reality. To do this, a study must be made of the dielectric properties of the biological tissues to be replicated according to the application in question. Using a microwave probe, various compounds that can offer the same electrical behaviour as the real tissues under study must be developed and measured and then realistic models with the necessary morphology and structure must be designed and manufactured so that they can be used in the different tests carried out on the systems. The use of this type of realistic models allows the results to be similar to those obtained in a real case, but with the safety of their use in a laboratory, without having to inconvenience or endanger the patient and facilitating the performance of all those tests and practical cases that may be necessary.

Finally, as a general future line, once the correct functioning of each of the systems has been verified in the laboratory, it is proposed to adapt them to be used in a hospital with real patients and in an environment controlled by medical staff. In this way, it would be possible to test whether this technology offers comparable results to traditional medical imaging methods, which could be complementary systems that would not only improve their characteristics and performance as more data are obtained from patients, but also to detect, predict and monitor the patient in a non-invasive and harmless way for some pathologies related to cerebral displacement, aneurysms and anastomoses.

6.2.2. SPECIFIC RESEARCH LINES OF THE IMPLEMENTED SYSTEMS

This section presents the specific future lines to improve each of the systems presented in this Doctoral Thesis.

- Lines on the brain-shift detection system.

Regarding the future lines of the brain-shift detection system, it has been found that the precision of the measurements is limited by the small number of antennas and their low directivity they present. For this reason, it is proposed to develop a new helmet containing a larger number of antennas, thus covering more measurement space and, consequently, increasing the number of measurement points. It is also proposed to work

on embedded antennas that focus the radiation, like the antennas presented in the system of chapter 5. Another line of work has to do with improving the precision in the positioning of the brain models when they are placed inside the skull model. In this aspect, a new set-up structure has to be studied that allows the brain models to move as little as possible. In this way, more accurate and reliable measurements could be obtained, thus reducing the error associated with antennas placed obliquely with respect to the object under study.

As a future line it is also proposed to include, in the processing system, algorithms that detect whether or not there has been brain displacement and, if there is, predict what the deformations of the brain will be like. In this way, it is intended that from a digital model of the mechanical-elastic deformations of the brain, the system can perform the translation of the measured displacement to the entire brain and obtain, as a result, the new position of the brain and, in its case, the tumour. In addition, it is proposed that, through augmented reality techniques, 3D models can be generated to visualise the data related to the geometry and positions before and after the surgical intervention. This line can represent a significant advance in the detection of brain deformations, as it would be interesting to detect brain displacement in real time, or in the shortest possible time, during surgery, since it would allow both the risk of interventions to be reduced and the adaptation of the intervention strategy by the neurosurgeon team.

Finally, as a line of work, it is proposed to use this system in another application with a very similar principle. In this case, its use is proposed for the detection of cranial deformities in the growth of the head of babies. To do this, the use of a helmet or mesh that adapts to the baby's skull is proposed and, after routine check-ups of the patient, images of the skull are obtained and compared with each other to be able to analyse whether or not these deformities are occurring, thus being able to act accordingly and avoid a bigger problem. The advantage obtained in this application is that the resources that have been used in the case of the brain-shift detection system do not require a major effort to adapt it to this application, due to the great similarity between both.

- Lines on the abdominal aortic aneurysm detection system.

Future lines related to the medical imaging system for the detection of abdominal aortic aneurysms focus on the study of aneurysm models of different sizes, especially smaller aneurysms to determine the minimum size that the system is able to detect through

the medical image obtained from the data. In addition, it is crucial to further improve the positioning of the system elements in order to accurately locate the models under study, as well as reduce errors.

- Lines on the anastomosis quality detection system.

Regarding future lines related to the anastomosis quality detection system, it is proposed to implement a measurement system, as has been done with previous systems, adapting the necessary programs so that the measurements are carried out automatically, with good performance and as simple and convenient as possible for the user. In addition, the system should be implemented, tests should be carried out to calibrate it and, subsequently, measurements should be taken in different scenarios with a simple intestine model as a first contact, in order to later use a more realistic model.

In addition, work must be done on the medical image and processing algorithms that should be used for this application. In this way, the maximum possible information can be obtained to make the medical images and obtain good results that are easy to interpret. Furthermore, an artificial intelligence could be trained with the data obtained from the measurements taken to objectively determine the quality of the suture.

Finally, it is proposed to integrate this system into a surgical intervention set-up using robotic navigation, so that while the operation is being performed, the proposed system can evaluate the quality of the sutures and act accordingly with the data obtained. In this way, the system would not only make it possible to obtain the results in real time, but would also provide information so that the anastomosis could be performed again or improve the one that has already been done, without having to finish the operation and wait for the patient to have any postoperative complications.

ANEXO

PUBLICACIONES

En este anexo se muestran las publicaciones en revistas incluidas en el *Journal Citation Reports* (JCR) resultantes del trabajo realizado durante el desarrollo de esta Tesis Doctoral. Estas publicaciones se enumeran a continuación en orden cronológico:

A.1 Artículo publicado en la revista IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement

A. Martínez-Lozano, C. Blanco-Angulo, A. Rodríguez-Martínez, C. G. Juan, H. García-Martínez, J. M. Sabater-Navarro and E. Ávila-Navarro, “Toward intraoperative brain-shift detection through microwave imaging system,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 72, pp. 1–11, Sep. 2023. DOI: 10.1109/TIM.2023.3315363

A.2 Artículo publicado en la revista Biosensors

A. Martínez-Lozano, R. Gutierrez, C. G. Juan, C. Blanco-Angulo, H. García-Martínez, G. Torregrosa, J. M. Sabater-Navarro and E. Ávila-Navarro, “Microwave imaging system based on signal analysis in a planar environment for detection of abdominal aortic aneurysms,” *Biosensors*, vol. 14, no. 3, p. 149, Mar. 2024. DOI: 10.3390/bios14030149

A.1 ARTÍCULO PUBLICADO EN LA REVISTA IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT

4011411

Toward Intraoperative Brain-Shift Detection Through Microwave Imaging System

Andrea Martínez-Lozano^{1b}, Carolina Blanco-Angulo^{1b}, Alberto Rodríguez-Martínez^{1b}, *Senior Member, IEEE*,
Carlos G. Juan^{1b}, *Member, IEEE*, Héctor García-Martínez^{1b}, *Member, IEEE*,
José M. Sabater-Navarro^{1b}, *Senior Member, IEEE*, and Ernesto Ávila-Navarro^{1b}

Abstract—This work shows a proof of concept of a radar-based microwave imaging (MWI) system for the detection of the brain-shift effect with minimum delay. The system is based on the estimation of the variations of both the position and the geometry of the brain in order to detect if remarkable variations have occurred. To that end, the system makes use of 12 twin antennas as sensing elements, which transmit broadband signals toward the patient's head and receive the corresponding reflections. Printed monopole antennas with coplanar feed are considered, featuring a broad bandwidth and an omnidirectional radiation pattern. A signal processing strategy to estimate the detected distances to the target from the reflection seen by each antenna is also shown, as well as a calibration and fine-tuning procedure for accurate distance detection capabilities. To demonstrate the potential of the system, a cranium phantom and several brain phantoms, emulating different brain-shift cases, are fabricated and measured. The results show the effective detection of the brain-shift in all the cases under consideration, thereby demonstrating the potential of MWI systems for effective intraoperative brain-shift detection.

Index Terms—Biomedical signal processing, brain-shift, broadband antennas, microwave imaging (MWI) system, microwave radar, time-domain analysis.

I. INTRODUCTION

MEDICAL imaging systems working at microwave frequencies, also called medical

Manuscript received 15 February 2023; revised 23 June 2023; accepted 21 August 2023. Date of publication 14 September 2023; date of current version 4 October 2023. This work was supported in part by the Agencia Estatal de Investigación (AEI) (Spanish Research State Agency) under Project PID2019-111023RB-C32. The work of Andrea Martínez-Lozano and Carlos G. Juan was supported in part by the Conselleria d'Innovació, Universitats, Ciència i Societat Digital in Generalitat Valenciana (Government of Valencia Region) and in part by the European Social Fund through the ACIF Predoctoral Program under Grant ACIF/2020/147 (A. M.-L.) and through the APOSTD Postdoctoral Program under Grant CIAPOS/2021/267 (C. G. J.). The Associate Editor coordinating the review process was Dr. Kamel Haddadi. (*Corresponding author: Carlos G. Juan.*)

Andrea Martínez-Lozano, Carolina Blanco-Angulo, Héctor García-Martínez, and Ernesto Ávila-Navarro are with the Engineering Research Institute of Elche, Miguel Hernández University of Elche, 03202 Elche, Spain (e-mail: andrea.martinezl@umh.es; cblanco@umh.es; mhector@umh.es; eavila@umh.es).

Alberto Rodríguez-Martínez is with the Department of Communications Engineering, Miguel Hernández University of Elche, 03202 Elche, Spain (e-mail: arodriguez@umh.es).

Carlos G. Juan is with the Neuroengineering Biomedical Research Group, Miguel Hernández University of Elche, 03202 Elche, Spain, and also with the Department of Electronics, Computer Technology and Projects, Technical University of Cartagena, 30202 Cartagena, Spain (e-mail: carlos.juan01@umh.es).

José M. Sabater-Navarro is with the Neuroengineering Biomedical Research Group, Miguel Hernández University of Elche, 03202 Elche, Spain (e-mail: j.sabater@umh.es).

MicroWave Imaging (MWI) systems, have become a promising technique for many medical applications [1]. The working frequency ranges of these systems are usually found between 1 and 10 GHz [2]. These frequencies are suitable for proper identification, inside the human body, of many anomalies or remarkable events or features, since these frequencies yield appropriate penetration depths (PDs), attenuations, and resolutions for such applications [3], thereby providing for interesting tissue contrasts [4]. Among their benefits, these systems are nonionizing, wieldy, relatively low-cost, and compact enough to be used as portable detection systems [1], [5], [6], [7], [8]. They also use power signals lower than those of a cell phone call [2]. Consequently, these systems are suitable for use in clinical and surgical environments.

The fact of making use of nonionizing electromagnetic waves makes it possible for MWI systems to provide for harmless diagnosis capabilities. This is a key benefit with respect to the traditional medical imaging techniques, most of them based on X-ray imaging, which need to apply high-energy signals prone to disturb the cell processes and to provoke tumors. This feature allows the use of MWI systems in a safe way as many times as needed. Also, MWI systems do not require special or adapted facilities, which enable their use in any place, including operating rooms. They do not require the intake of chemical contrasts by the patient, as well.

Their working principle is usually based on single-point measurements, in which the microwave signals transmitted by a certain antenna are reflected or scattered back by the tissues involved, and then received by the same antenna, a different one, or a group of them at different positions [9]. Then, by collecting a suitable set of measurement points, a 2-D or even a 3-D image can be built by properly mapping them all. The antennas are therefore a key element for MWI systems, and their design must be accurately done to achieve the desired size, bandwidth, and radiation pattern for each specific application [10]. With respect to other experimental medical imaging systems that make use of nonionizing signals, such as photoacoustic tomography (PAT) and diffuse optical tomography (DOT) [11], [12], MWI systems offer better spatial resolutions and less computational complexity to obtain the images, which entails a faster availability of the results.

The hardware used in these systems is usually composed of a microwave signals generator/recorder [often a vector network analyzer (VNA)], the corresponding set of antennas, and a radio frequency (RF) switching system devoted to connect

4011411

each one of the antennas to the VNA at the right times. The software system is in charge of processing the measured data for building the final images [9], [13]. The current techniques for medical MWI are chiefly divided into microwave broadband radar methods and microwave tomography methods, being the microwave radar method the most efficient one from a computational point of view [14]. This method is based on mapping the dielectric scatterers found through the tissues inside the body, while the microwave tomography builds the images from different dielectric profiles of the tissues inside the body [15], [16].

Medical MWI systems have been proposed for a number of applications, such as breast cancer detection [17], [18], [19], human torso boundary estimation to screen for lung cancer [20], pleural effusion detection [21], heart motion imaging [22], or congestive heart failure detection [23], among others. These systems also find interesting applications for detecting anomalies in the brain, such as brain strokes [24], [25], [26], brain tumors [27], [28], or intracranial hemorrhages [5], [29], [30], to name a few. The brain stroke detection by means of MWI systems is showing promising results, since these systems have been proved effective for detecting and locating damaged brain tissues [31]. They are capable of building images of complex environments, such as the human head [5], thereby showing potential as medical imaging systems' candidate to replace or complement the current diagnosis tools [31].

Another brain anomaly for which medical imaging methods find interesting applications is the brain-shift phenomenon. During neurosurgical interventions, the brain often gets its initial geometry and shape altered, or shifted. Consequently, the positions of the surgical targets (e.g., tumors) are also shifted. Considering that most of these interventions are carried out by means of neuronavigation systems configured and prepared with preoperative images [32], which no longer represent the actual positions and shapes, brain shift raises as one of the main causes of failure in neurosurgery [33]. Currently, brain shift is faced with two main strategies. On the one hand, predictive biomechanical models are usually considered for planning the interventions, trying to foresee and compensate the brain-shift effect [34]. On the other hand, when severe brain shift occurs the intervention needs to be stopped to take new intraoperative images, usually by magnetic resonance imaging (MRI) techniques [35], which are time consuming and thereby considerably increase the risk of the intervention. Indeed, in these cases, the patient needs to be moved to the specific facilities for MRI, while remaining sedated and with the burr hole open. These facilities are mandatorily out of the operating room, in some cases considerably far from it. This, in addition to the prolonged times required by MRI to generate the new images, may potentially increase the risks of the intervention. This problem reaches such an extent that some hospitals consider having a bespoke room adjacent to the operating room dedicated to MRI intraoperative imaging for brain surgeries [36].

To the best of our knowledge, no studies have been published about the application of MWI techniques for brain-shift detection and compensation. As a novelty, due to their above-mentioned benefits, in addition to the fast operation

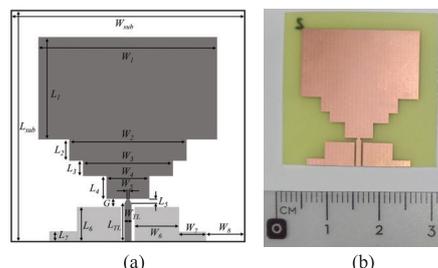


Fig. 1. Geometry of the designed antenna. (a) Antenna design. (b) Photograph of the fabricated antenna.

capabilities, in this work, we show a proof of concept of a prototype of a radar-based MWI system for almost real-time brain-shift intraoperative detection. Such a system could be integrated with the rest of surgical equipment for instantaneous detection and characterization of the brain shift, providing the neuronavigation system with the appropriate information for making the corresponding corrections.

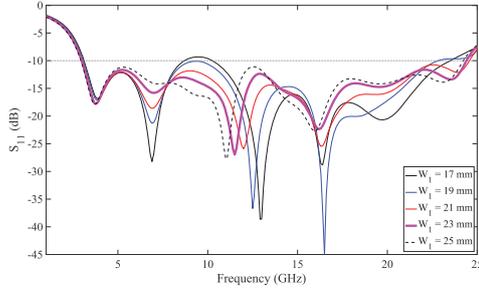
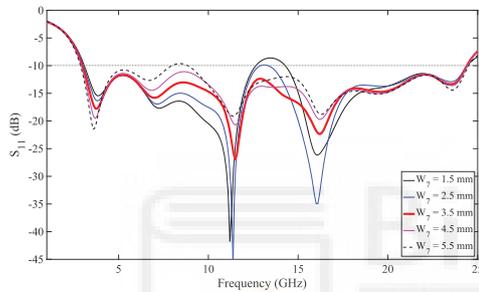
The proposed prototype is composed of 12 twin monopole antennas, a switching network, a control subsystem, and a computer for automatic operation. In this study, we test its brain imaging capabilities with different brain phantoms emulating several brain shifts, placed inside a cranium phantom. To that end, we research on a controlled, laboratory experimental setup for brain-shift equipment testing. After processing all the data derived from the signals obtained with all the antennas, we are able to detect small variations in the position and geometry of the brain, hence providing for brain-shift detection.

The rest of this article is organized as follows. Section II describes the design and optimization process of the antenna. Section III explains the calibration and operation of the proposed system. Section IV shows the results of the experimental validation; and Section V outlines the main conclusions.

II. BROADBAND PRINTED MONOPOLE ANTENNA

The proposed antenna for the brain-shift detection system is based upon a rectangular printed monopole antenna with coplanar feeding. From the purely rectangular geometry at the outset, which sets the minimum working frequency for the system, we have applied several geometry modifications by dividing the rectangular patch into smaller rectangular sections as the feed line comes closer. Each one of these smaller sections increments the maximum working frequency for the system, thereby enlarging the bandwidth. The same procedure has also been applied for the design of the ground plane. The final geometry of the antenna can be seen from Fig. 1(a). It should be noted that the maximum size for the antenna is determined by the minimum working frequency and by the minimum amount of antennas required by the system to obtain a proper spatial resolution.

The final dimensions of the antenna have been set and optimized by means of parametric simulations with Keysight 3D EMPro full-wave electromagnetic simulation software. The chosen substrate is 0.4-mm-thick FR4 ($\epsilon_r = 4.4$ and $\tan \delta = 0.02$), due to its low-cost and off-the-shelf characteristics. The

Fig. 2. Return losses according to W_1 .Fig. 3. Return losses according to W_7 .

analysis of the impact of each one of the dimensions into the final response of the antenna allows us to highlight W_1 and W_7 as the most critical ones.

Fig. 2 shows the simulated response of the antenna (in terms of the reflection coefficient or return losses) for different values of W_1 , the width of the biggest rectangular patch. As it can be seen, this dimension has a considerable influence on the behavior of the antenna, allowing us to tune it for a dual antenna or a broadband antenna response. A similar phenomenon is observed for W_7 , the width of the step in the ground plane. The simulated response of the antenna for different values of W_7 is plotted in Fig. 3. In both figures, the response corresponding to the finally chosen dimensions is plotted with a thicker line.

Finally, a small taper has been added to the feed line in order to attain a better matching. The optimization process has yielded a simulated working frequency range from 3.0 to 24.4 GHz, which results in a fractional bandwidth of 156.5% with respect to the center working frequency of the antenna. Table I shows the dimensions of the proposed antenna according to the scheme in Fig. 1(a).

Once the antenna had been designed, it was fabricated through photolithography and chemical attack techniques. A photograph of the fabricated antenna is shown in Fig. 1(b). In Fig. 4, the return losses of the antenna for both the simulation and the experimental measurement are plotted. A good match can be observed, thus validating the fabrication process. The measurements were made with the VNA E8363B from Agilent Technologies. The measured working frequency range for the antenna is found between 2.5 and 24.9 GHz, which means a bandwidth ratio of 9.96:1.

TABLE I
DIMENSIONS OF THE PROPOSED ANTENNA IN MILLIMETERS

Param.	Value	Param.	Value	Param.	Value
W_{sub}	30.0	L_3	2.0	W_7	3.5
L_{sub}	30.0	W_4	5.5	L_7	1.3
W_1	23.0	L_4	3.0	W_8	4.9
L_1	13.2	W_5	0.4	G	0.9
W_2	15.0	L_5	0.5	W_{TL}	1.0
L_2	2.8	W_6	5.8	L_{TL}	5.0
W_3	11.5	L_6	4.6		

The radiation patterns of the antenna have been characterized inside an anechoic chamber. A horn antenna was used as a reference for frequencies under 10 GHz, and two identical antennas to the one proposed here were used as reference for frequencies above 10 GHz. Fig. 5 shows the measurements for the E - and H -planes for a selection of representative frequencies within the working frequency range of the antenna: 5, 10, 15, and 20 GHz. These patterns show a well-nigh omnidirectional performance of the antenna, as usual for monopole antennas. The measured gain varied between 2.1 and 5.4 dBi for the whole bandwidth.

The time-domain behavior of the antenna was also assessed since the antenna is integrated into a broadband system aimed at evaluating the reflections resulting from the transmission of time pulses. To that end, we followed the procedure described in our previous works [10], [17], based on the measurement of the transmission parameter between two identical antennas standing face to face while transmitting a broadband pulse. The System Fidelity Factor (SFF) was computed for quantitative analysis of the similarity between the transmitted and received pulse [37]. The obtained SFF for experimental measurement was 92.3, thus pointing to a high integrity of the signals transmitted by the antennas. As a result of all this assessment, the proposed antenna was validated for its use in the MWI system.

III. MWI SYSTEM FOR BRAIN-SHIFT DETECTION

A. System Overview

The proposed measurement system is composed of a sensing subsystem, a VNA, and a control and switching subsystem. The sensing subsystem was designed with the shape of a helmet so that it can be adapted to the individual's head or the biological phantom under measurement (for in vitro validation). This sensing helmet houses 12 twin antennas, identical to the one introduced in Section II. The VNA is in charge of measuring the reflection parameter of the antennas. The control and switching subsystem connects each one of the antennas to one of the two ports of the VNA, selects the appropriate antenna at each time, and allows the users to master the whole measurement process. A connection scheme is depicted in Fig. 6(a), where all the main elements of the proposed system can be seen, as well as the connections between them.

The control and switching subsystem includes a computer which runs a Python script used to master the measurement system, as well as a microcontroller (AT91SAM3X8E from

4011411

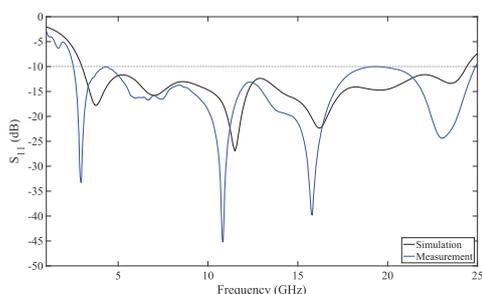


Fig. 4. Return losses (simulation and experimental measurement) for the proposed antenna.

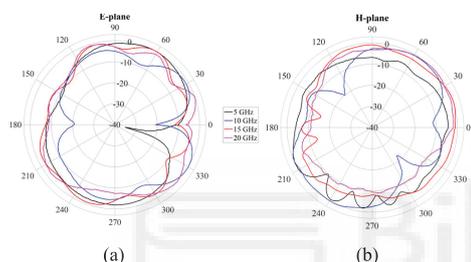


Fig. 5. Measured radiation patterns of the antenna. (a) *E*-plane. (b) *H*-plane.

Arduino) used to manage a switching network and select the right antenna at each moment. The Python script manages the connection between the microcontroller and the VNA and automatizes the whole measurement process. When the measurements are completed, a second Python script runs the proposed signal processing algorithms. These algorithms obtain the time-domain reflections seen in each one of the antennas, which are then used to retrieve the brain position, thereby allowing to compute the distances from the antennas to the brain and detecting a possible brain shift.

A photograph of the hardware in the system is shown in Fig. 6(b). The main element is the helmet, which was 3-D-printed with standard PLA (PolyLactic Acid), with $\epsilon_r = 2.88$ and $\tan \delta = 0.02$ [38]. The 3-D printer used was Prusa i3 Hephestos from BQ, with error of $100 \mu\text{m}$. Its dimensions are approximately $21 \times 15 \times 10 \text{ cm}^3$ (these dimensions delimit the maximum measurement range of the system), and it houses the 12 antennas. The antennas are placed in the inner part of the helmet, as shown in Fig. 6(c), so that they approximately cover the head or cranium phantom under measurement with an equally spaced distribution. Henceforward, each antenna will be referred to by means of its corresponding antenna number, as shown in Fig. 6(d).

The antennas are connected to a switching network by means of RF coaxial cables (FL086-24SM+ from Mini-Circuits¹). This switching network is composed of four four-output RF switches (ZSWA4-63DR+ from Mini-Circuits¹) and two two-output RF switches (ZSW2-63DR+ from Mini-Circuits¹). The switches are connected to the microcontroller through bespoke DB9 cables. This microcontroller implements a truth table used to properly set the control pins

¹Registered trademark.

of each switch (three pins for the four-output switches and one pin for the two-output switches) so that each antenna is sequentially selected and connected to the VNA at the right time. A power stage is also involved, which properly powers all the switches with 3.3 V. The total current consumption of the whole switching network is 0.7 mA.

These RF switches are based on CMOS technology, they provide for high-speed functioning (switching time lower than $1 \mu\text{s}$), and they are matched to 50Ω in the whole working frequency range of the VNA in the proposed setup (10 MHz–6 GHz). The VNA is set to make measurements with 5001 equally spaced frequency points, including an intermediate frequency filter of 10 kHz. The emitting power of the antennas is set to 0 dBm (1 mW). This is a low enough power to ensure that the system is harmless for the users and patients. It should be noted that this emission power is between 10 and 100 times lower than the power emitted by a current smartphone, as well as two orders of magnitude lower than the maximum allowed Specific Absorption Rate (SAR) permitted by the European and North American standards [39], [40] where a limit of $\sim 130 \text{ dBm}$ is defined for our frequency range [41]. Moreover, the exposition time to the nonionizing radiated signals is also low, given that the whole measurement process lasts approximately 1 min.

The Signal-to-Noise Ratio (SNR) has been obtained following the method described in [42], which makes use of a standard calibration open-circuit load (Ref. ZV-Z135 from Rhode & Schwarz) in the position of each of the antennas, allowing us to determine the noise in the system. The noise level was found to be lower than -55 dBm for the whole working frequency range, whereas the minimum signal level, detected from the S_{11} parameter measured for the antennas emitting at 0 dBm, was -30 dBm . Consequently, the SNR is greater than $+25 \text{ dBm}$ for the whole working frequency range (10 MHz–6 GHz). Regarding the possible interferences affecting the system, it should be noted that the operating room is a restricted space where the electrical and electronic equipment must comply with severe regulations, generating almost negligible interferences. Considering other telecommunication systems that might interfere (communication networks, ISM emissions, etc.), these signals are mostly narrowband and their effect on the ultra-wideband pulses of the system would therefore be reduced.

The accuracy of the system is determined as half a wavelength at the maximum operating frequency in the system when the waves are traveling through the specific medium. In this case, considering a maximum frequency of 6 GHz and a human brain ($\epsilon_r = 44.0$ at 6 GHz [43]) as the medium through which the waves propagate, the proposed system has an accuracy of 3.8 mm, enough for effective brain-shift detection with potential clinical implications.

The whole system is mastered with a computer running a Python script, devoted to the automatization of the measurement process. This script controls the VNA by means of a WLAN connection, setting the right configuration of the VNA and loading the corresponding calibration for each antenna at each moment. In parallel, through an USB connection, the script sends the corresponding commands to the

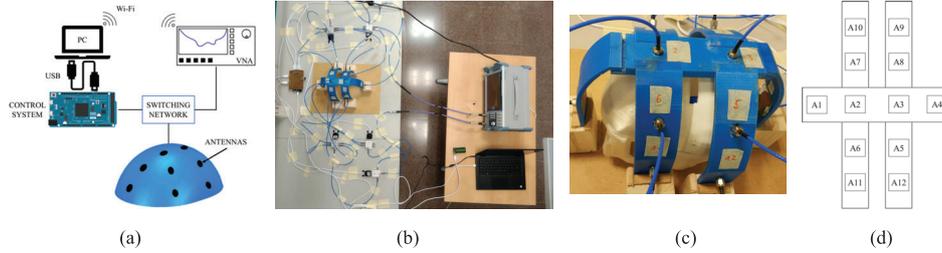


Fig. 6. Overview of the proposed system. (a) Connection scheme of the whole system. (b) Photograph of the whole system, including the switching network. (c) Detail of the helmet including the antennas, with a cranium phantom inside. (d) Scheme of the placement of the antennas in the helmet, including the antenna numbers.

microcontroller for the appropriate antenna switching. The script then launches the VNA measurement and waits for completion. When finished, the VNA saves the measurement file in *.s2p (Touchstone scattering two-port) format and transfers it to the computer. After completion, the process is repeated until all the measurement files are collected. These files will be later taken as input files for the proposed signal processing algorithms, which will make use of the measured S_{11} parameter for each antenna. It should also be noticed that there is only one antenna emitting at each time, thereby avoiding potential cross-couplings between the antennas.

B. Signal Processing

Once the measurement of the scattering parameters of the antennas has been completed, the data are analyzed to extract the results. In this work, all the measurements are made with bespoke phantoms, composed of a cranium and brains with different shapes, devoted to experimental validation. The target variable in this case is the distance between the phantom under measurement and each one of the antennas. These distances are obtained through the time of flight of the received echoes, which are the result of the superposition of multiple reflections coming from all the scatterers around each antenna. These scatterers may include not only the target, but also the helmet structure, other antennas, wires, connectors, tools, etc., thus resulting in a considerably complex signal, quite difficult to process.

We can drastically reduce this complexity by assuming a linear model and applying the superposition principle. If we make a measurement in an empty setup, with no phantom neither any element inside the helmet, for a particular antenna i , the received signal will be the result of the linear combination of the multiple echoes coming from all scatterers of this particular setup, that is,

$$x_i(t) = \sum_j a_j x_T(t - \tau_j) \quad (1)$$

with $x_T(t)$ being the transmitted pulse, a_j being the reflection coefficient of the scatterer j , τ_j being the delay of the echo j , and $x_i(t)$ being the resulting received signal. If we then include the phantom and repeat the measurement, new scatterers must be added to the prior combination, so the resulting signal

$x'_i(t)$ will be now

$$x'_i(t) = \sum_j a_j x_T(t - \tau_j) + \sum_{\forall k} a_k x_T(t - \tau_k) \quad (2)$$

where a_k are the reflection coefficients of the scatterers due to the phantom (cranium–brain assemble) and τ_k their corresponding delays. If we subtract $x_i(t)$ from $x'_i(t)$, the remainder $x''_i(t)$ will only include the echoes coming from the phantom and received by antenna i , which is, indeed, the information we were pursuing

$$x''_i(t) = \sum_{\forall k} a_k x_T(t - \tau_k). \quad (3)$$

Finally, in order to determine the target distances, we will need τ_k . We can calculate them by computing the cross correlation between $x''_i(t)$ and the transmitted pulse $x_T(t)$: τ_k will be located at the maxima of this cross correlation.

It is important to note that this approach poses some limitations. We have not considered dispersion of the signal, neither when reflected by a scatterer nor when traveling through it. Due to the dispersion, the reflected versions of the transmitted pulse are not just delayed and attenuated versions of the transmitted pulse. As a matter of fact, each of them suffers a different dispersion and may be slightly different, which means that the subtraction will not completely eliminate the contribution of the initial setup scatterers. And, there is yet more: the linearity condition is not really met here because of dispersion. Besides, the slightest movement of the setup between different measurements (for example, due to the phantom placement) affects the delays. Consequently, at the end, everything will be contaminated with both electronic and quantization noise.

Notwithstanding these limitations, it is worth highlighting that: 1) in this setup, the distances are remarkably short compared to the speed of the wave; 2) the waves are propagating through free air in the vicinity of the setup; and 3) the dispersion is almost negligible for all the scatterers in the surrounding area (mostly small plastic or metallic parts). Then, we can assume that our initial premises are consistent and that the combined effects of dispersion, misalignments, and electronic and quantization noise can be considered as a Gaussian additive noise that will impact the precision of the measurement method but not its functionality.

4011411

C. System Calibration

With the purpose of showing the performance of the method, we have designed a calibration experiment composed of two stages. In the first one, we analyze its behavior using a pseudo-perfect reflector, which will be our best scenario. The selected reflector is a copper-coated circuit board placed perpendicular to the upper antennas at different known heights, which will be measured to test the reliability and precision of the method. As explained above, initially an empty-case measurement is made.

For this experiment, a wideband Gaussian pulse with a central frequency at 3 GHz is used for the excitation in the VNA. As the VNA provides data in the frequency domain, the first step is transforming the signals into the time domain. The signals acquired in the VNA correspond to samples of the spectrum at specific frequencies in the operating range, in this case from 10 MHz to 6 GHz, in a regular sampling of $\Delta f = 1.198$ MHz, thus providing 5001 samples of the spectrum for the positive frequencies. To have enough time resolution and to prevent overlapping in time domain, before computing the inverse Fourier Transform the spectrum is padded up to 60 GHz, then reflected and conjugated, thus obtaining the full spectrum of the received signal with a resulting oversampling of 120 GHz.

The next step is to filter the signals using a Gaussian pulse as an adapted filter, built using the specifications of the transmitted pulse, with a sampling frequency of 120 GHz. Considering, for instance, antenna A2, Fig. 7(a) and (b) shows the spectrum of the received signal (blue) and the Gaussian pulse (black) in the frequency domain and the resulting signal in the time domain after the inverse Fourier Transform of their product, respectively. The main pulse shown in Fig. 7(b) is the reflection due to the impedance mismatch between the antenna and free air, i.e., just at the beginning of the propagation path. Consequently, we can use this information as a reference for measuring distances. Fig. 7(c) shows a zoom up of the portion of signal laying in the green rectangle in Fig. 7(b), corresponding to the reflections coming from the first centimeters of propagation in free air, where the speed of light in free air is used for the calculation of the distance axis.

It is quite interesting to focus on the portion of the signal laying on the red rectangle, zoomed up in Fig. 7(d), corresponding to the reflections due to the (electrical) singularities encountered by the signal between the VNA and the antenna, throughout the switching network. Here, the distances are calculated using the speed of light in Teflon, since the wires involved are made of this material. If we check the connection path of antenna A2 in Fig. 6(b) and compare it with the local maxima in Fig. 7(d), we can see the clear correspondence between different parts of the circuitry: (A) VNA N-type input connector, (B) VNA SMA-type connector, (C) first switch, (D) second switch, and (E) antenna. The identification of the location, attenuation, and spectrum of these echoes is very helpful to check the performance of the setup, especially to find errors in the circuitry that may lead to differences between the signals acquired by different antennas. In that case, these differences would not be due to the properties of the materials

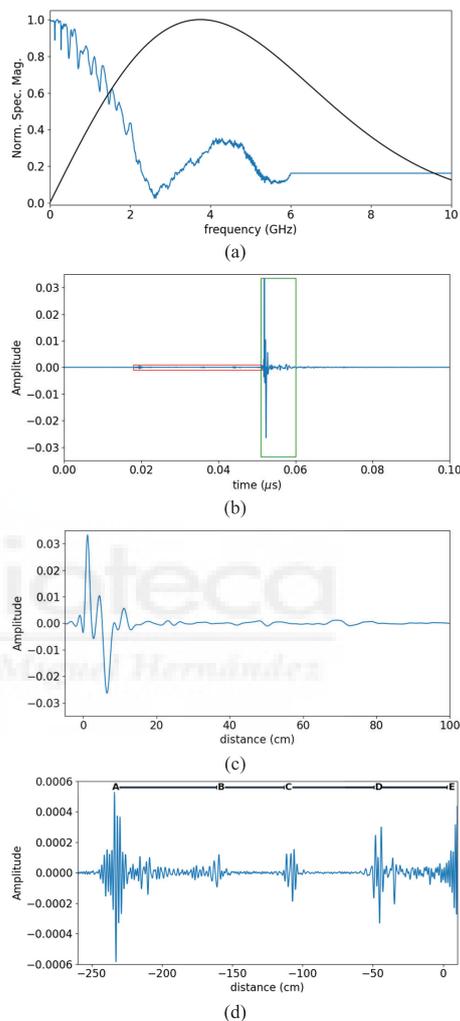


Fig. 7. Initial measurements. (a) Spectra of the received signal (blue) and the adapted Gaussian pulse (black). (b) Filtered signal in time domain. (c) Zoom up of the signal after the antenna in free propagation. (d) Zoom up of the signal between VNA and antenna.

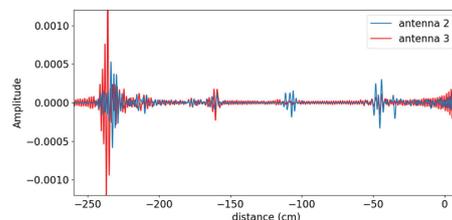


Fig. 8. Signals for antennas A2 (blue) and A3 (red) between the VNA and the antennas.

under analysis, but to the circuitry, and they could lead to erroneous conclusions when characterizing the brain if not properly taken into account. Fig. 8 shows an example of such

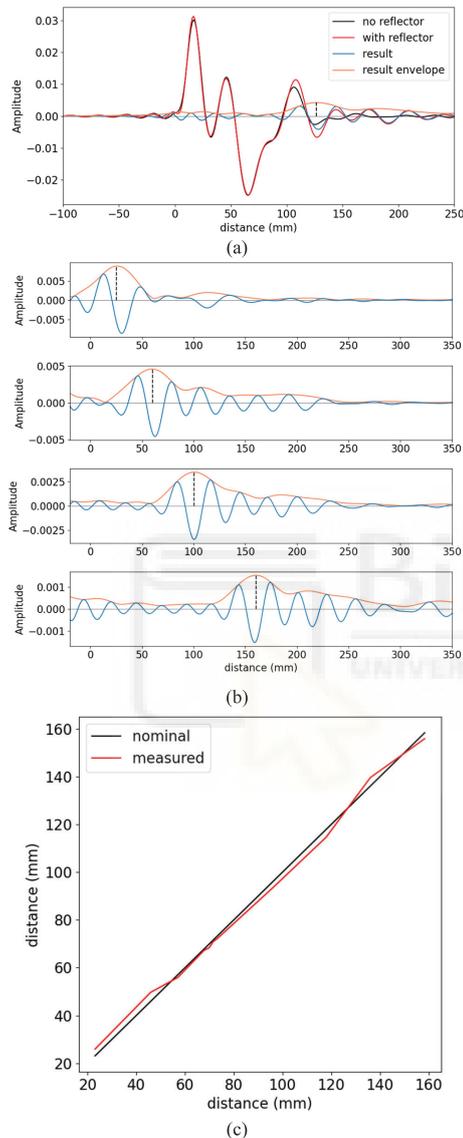


Fig. 9. Pseudo-perfect reflector measurements. (a) Example of signals obtained with (red) and without (black) reflector and their corresponding difference (blue) with its envelope (coral). (b) Some measurements when the reflector was placed at different distances. (c) Comparison of nominal distances (black) and measurements (red).

differences, in this case for antennas A2 and A3, which are the ones placed at the top of the helmet.

The next step consists of placing the reflector at a fixed known distance from the antenna and repeating the measurement. Then, according to the aforementioned procedure, we need to subtract the obtained reference signal (without target) from the new signal (with target). Because of possible changes in the setup during measurements (moving the helmet to place the object under analysis, for example), it is of



Fig. 10. Photograph of the calibration object: front (left) and side (right).

paramount importance to align the signals properly before subtraction. It should be noted that the signals are traveling at the speed of light, and the smallest change in the setup will cause a misalignment of the signals that will result in an error in the distance estimation. To avoid this, we apply a deconvolution, such as the one described in [44], in which we have to align and normalize two signals before subtraction. This procedure is usually made using a reference signal which is cross-correlated with the signals to align, and then, the maximum of the cross-correlation is used to perform the alignment. In this case, we already did something quite similar when we filtered the received signals with the Gaussian pulse since the same pulse is used for all the signals. Therefore, we will use the difference in the time of flight of the maxima of the envelopes of the received signals after preprocessing to do the alignment in the frequency domain with subsample resolution [44].

Fig. 9(a) shows the original signal with no reflector (black), the received signal with the reflector (red), and the resulting signal after subtraction (blue) with its envelope superimposed (coral). The black dotted line marks the maxima of the remaining envelope, placed at 74.67 mm, very close to the 73.22 mm that we obtained with the calipers as nominal distance. This procedure was repeated several times for the same distance, obtaining very similar results and thereby pointing to a good repeatability for the system. The procedure was also repeated for several distances. Fig. 9(b) shows the results of some of these experimental measurements placing the reflector at certain distances. Fig. 9(c) shows a comparison of the nominal distances of the test (black) and the distances obtained with our method (red). In all cases, the measurement error is below 5% of the nominal distance.

In the second stage of the calibration procedure, we fine-tune the distance estimation through the measurement of a 3-D object with known dimensions. This object should allow us to ensure that the reflections obtained in each antenna are clear and unequivocal. With this purpose, as a calibration object, we selected a custom 3-D ellipsoid with a geometric shape similar to the inner space of the sensing helmet used for the measurements, as shown in Fig. 10. This object was 3-D-printed with PLA, and it was later metalized with metallic paint (843AR Super Shield² Silver-Coated Copper Conductive Paint from MG Chemicals¹) to ensure that it generates a single reflection of considerable magnitude for the incident waves transmitted by each antenna.

A reference, empty-case measurement is made prior to the placement of the object under the helmet, which will be later used for the subtraction, as explained above. Then, the

²Trademarked.

4011411

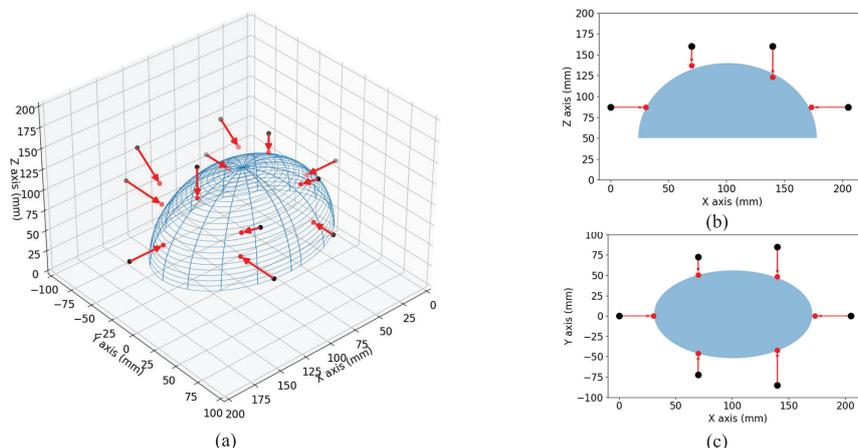


Fig. 11. Results for the measurement of the calibration object. (a) 3-D reconstruction of the ellipsoid (blue), the antenna locations (black dots), and their corresponding measured reflection points (red dots) connected through red arrows. (b) Vertical section for antennas A1–A4. (c) Horizontal section for the lower ring antennas (A1, A4, and A9–A12).

measurement with the object inside the helmet is carried out. Fig. 11(a) shows the results obtained for all the antennas in a 3-D projection, where the antenna's locations (shown with black dots) are linked through red arrows to the measured points of reflection (shown with red dots) for each antenna. The side and top views for these measurements are shown in Fig. 11(b) and (c), respectively, for a better analysis of this result. It can be easily seen that these measurements are quite close to the nominal values, with errors lower than 5% of the real distance for the antennas oriented perpendicularly to their corresponding planes [antennas A1–A4, and A9–A12, see Fig. 6(d)]. For the antennas with oblique orientation (A5–A8), the error is around 15% of the real distance, due to the misalignment in the orientation of these antennas from the nominal angles. A better correction for this error is envisioned in future research.

IV. VALIDATION AND RESULTS FOR BRAIN-SHIFT DETECTION

After satisfactorily fine-tuning and calibrating the system, its brain-shift detection capabilities have been experimentally assessed. With this purpose, several synthetic brain phantoms were produced. These phantoms emulate the displacement of some regions of the brain during a cranial surgery due to the brain-shift effect. Therefore, these phantoms are convenient for analyzing the performance and capabilities of the proposed system for different brain-shift scenarios. The 3-D printer equipped with several PLA filaments of different dielectric properties was used to fabricate the phantoms due to its fast production and precision features.

In order to approach the clinical scenario, a realistic cranium phantom was printed. This phantom includes several removable parts so that different brain phantoms can be easily inserted into it. The cranium phantom was made with PREPERM ABS1000 with $\epsilon_r = 10.0$ and $\tan \delta = 0.003$ at 2.5 GHz, according to the supplier. The human cranium bone has on average $\epsilon_r = 11.1$ and $\tan \delta = 0.28$ at 3.0 GHz [43].

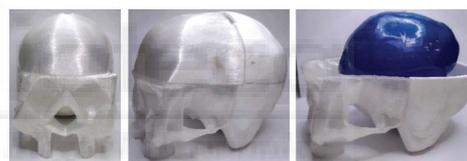


Fig. 12. 3-D printed phantoms: cranium front view (left), cranium side view (center), and non-shifted brain phantom placed inside the cranium (right).

Considering that the PD of the electromagnetic waves inside a certain medium is defined as the distance the waves need to travel inside the medium so that its power is decreased by 37% ($1/e$), these data yield $PD = 31.91$ mm for the human cranium bone at 3 GHz. The brain phantoms were printed with PLA German RepRap, which shows a low dielectric permittivity ($\epsilon_r = 2.88$ and $\tan \delta = 0.020$ at 3 GHz [38]). To reach the high dielectric permittivity of the human brain on average ($\epsilon_r = 48.0$ and $\tan \delta = 0.277$ at 3 GHz [43]), yielding $PD = 16.74$ mm), these phantoms were designed empty and fillable, so that they could be filled with distilled water ($\epsilon_r \approx 76.47$ and $\tan \delta \approx 0.297$ at 3 GHz and 25 °C [45]). It should be noted that the values for PD and the dielectric permittivity contrasts for these tissues are coherent and appropriate to obtain good results in the proposed application. The permittivity values could vary for different patients, but always showing a significant contrast between tissues, which is what MWI systems detect. Finally, with the purpose of avoiding liquid leakages when filled, the outer boundaries of the brain phantoms were varnished with XTC-3D resin, thereby creating an outermost layer of roughly 100 μm . Fig. 12(a)–(c) shows a front and side views of the cranium phantom, as well as a non-shifted brain phantom inserted into the cranium, respectively.

There were four brain phantoms in total: 1) non-shifted brain phantom [Fig. 12(c)], with ~ 1.2 dm^3 volume, which is used as reference for the brain geometry before the surgical intervention; 2) single mild brain-shift phantom with 10-mm shift [Fig. 13(a)]; 3) double moderate–mild brain-shift

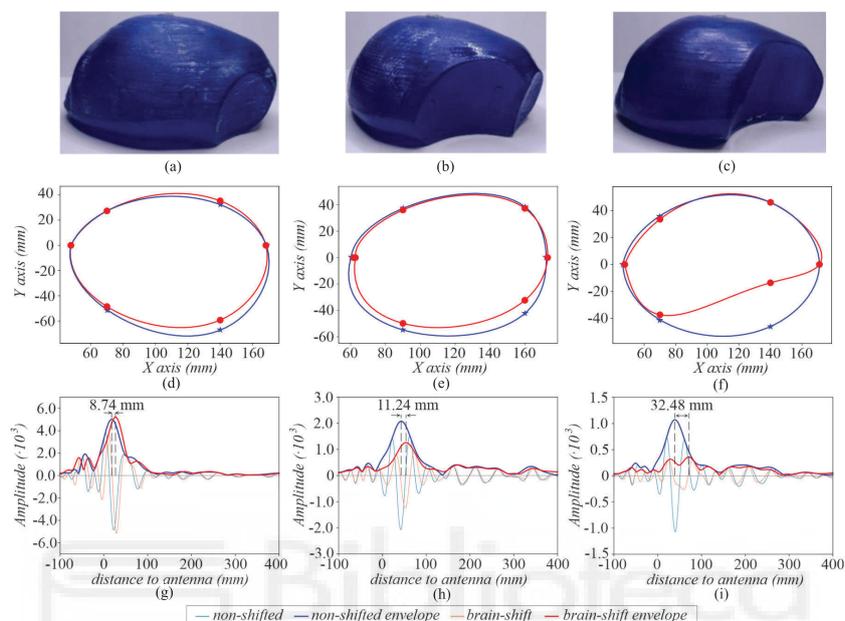


Fig. 13. Results for the brain-shift detection with the proposed MWI system. (a) Single mild brain-shift phantom. (b) Double moderate-mild brain-shift phantom. (c) Single severe brain-shift phantom. (d) Measured shape for the phantom in (a) (red) and for the non-shifted brain phantom (blue). (e) Measured shape for the phantom in (b) (red) and for the non-shifted brain phantom (blue). (f) Measured shape for the phantom in (c) (red) and for the non-shifted brain phantom (blue). (g) Processed signal for antenna A12 for the measurement with the phantom in (b) and for the non-shifted brain phantom. (h) Processed signal for antenna A12 for the measurement with the phantom in (a) and for the non-shifted brain phantom. (i) Processed signal for antenna A12 for the measurement with the phantom in (c) and for the non-shifted brain phantom.

phantom with two shifts in two different brain regions of 20 and 10 mm, respectively [Fig. 13(b)]; and 4) single severe brain-shift phantom with 30-mm shift [Fig. 13(c)]. The corresponding measurements with the described MWI system were made for all these phantoms.

Fig. 13(d)–(f) shows the location of the reflection points from the lower ring antennas A1, A4, and A9–A12 for the non-shifted brain (blue stars) and the corresponding brain-shifted phantoms (red points). The solid lines are just interpolation lines to ease the interpretation of the results. Finally, Fig. 13(g)–(i) shows examples of the processed signals for the lower right-side antenna (antenna A12) for both the non-shifted and each of the brain-shift phantoms.

V. DISCUSSION AND CONCLUSION

This article has shown the potential of MWI systems for brain-shift detection. In comparison with the medical imaging methods used for dealing with the brain-shift effect, this proposal provides a harmless method both for the patient and the medical staff, which neither require any special or adapted facilities nor hazardous prolonged interruptions of the surgical intervention and with a remarkably lower cost.

As it can be seen, the method is able to detect the brain-shift phenomenon in all the proposed cases and to provide an estimation of the shift for each area of the brain. With a proper optimization, the information provided by the measurements with a system like the one shown here could be used to feed biomechanical models of the brain with almost real-time intraoperative information. When suspecting

of brain-shift effect, the sensing helmet could be used to obtain fast intraoperative confirmation and estimation of the shifts, so that the biomechanical models could be updated with minimum delays. Such a system would remarkably reduce the risks associated with the brain-shift effect, thus allowing for instantaneous correction of the brain geometry, the location of the surgical targets and the overall surgical strategy, as well as the corresponding real-time adjustment of the settings of the neuronavigation system.

The results reported here consequently demonstrate the potential of this approach for intraoperative detection and correction of the brain-shift effect, thereby highlighting the interest of this research line. The precision of the measurements in this study is limited by two factors: the reduced number of antennas (measurement points) and their low directivity on the one hand, and inaccuracies in the positioning of the brain phantoms inside the cranium on the other hand. In future works, a more reliable positioning method will be designed with more sophisticated mechanical techniques, which could contribute to reducing the error associated with the antennas with oblique orientation. Processing strategies for reducing the distance estimation error for these antennas will be analyzed as well. Also, the increment of the amount of measurement points will be thoroughly studied.

REFERENCES

- [1] S. Mustafa, B. Mohammed, and A. Abbosh, "Novel preprocessing techniques for accurate microwave imaging of human brain," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 460–463, 2013.

4011411

- [2] P.-H. Tournier et al., "Microwave tomographic imaging of cerebrovascular accidents by using high-performance computing," *Parallel Comput.*, vol. 85, pp. 88–97, Jul. 2019.
- [3] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, "The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues," *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, no. 11, pp. 2271–2293, Nov. 1996.
- [4] S. Paul, N. K. Tiwari, and M. J. Akhtar, "Design of highly directive GRIN MS lens integrated DFHA for deep tissue biomedical imaging," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 71, no. 1, pp. 330–341, Jan. 2023.
- [5] A. T. Mobashsher, K. S. Bialkowski, A. M. Abbosh, and S. Crozier, "Design and experimental evaluation of a non-invasive microwave head imaging system for intracranial haemorrhage detection," *PLoS ONE*, vol. 11, no. 4, Apr. 2016, Art. no. e0152351.
- [6] A. S. M. Alqadami, N. Nguyen-Trong, B. Mohammed, A. E. Stacombe, M. T. Heitzmann, and A. Abbosh, "Compact unidirectional conformal antenna based on flexible high-permittivity custom-made substrate for wearable wideband electromagnetic head imaging system," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 1, pp. 183–194, Jan. 2020.
- [7] I. M. Saied and T. Arslan, "Noninvasive wearable RF device towards monitoring brain atrophy and lateral ventricle enlargement," *IEEE J. Electromagn., RF Microw. Med. Biol.*, vol. 4, no. 1, pp. 61–68, Mar. 2020.
- [8] A. Fhager, S. Candefjord, M. Elam, and M. Persson, "Microwave diagnostics ahead," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 19, no. 3, pp. 78–90, May 2018.
- [9] R. Chandra, H. Zhou, I. Balasingham, and R. M. Narayanan, "On the opportunities and challenges in microwave medical sensing and imaging," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 62, no. 7, pp. 1667–1682, Jul. 2015.
- [10] A. Martínez-Lozano et al., "UWB-printed rectangular-based monopole antenna for biological tissue analysis," *Electronics*, vol. 10, no. 3, p. 304, Jan. 2021.
- [11] H. Jiang, *Diffuse Optical Tomography: Principles and Applications*, 1st ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2010.
- [12] S. Manohar and M. Dantuma, "Current and future trends in photoacoustic breast imaging," *Photoacoustics*, vol. 16, Dec. 2019, Art. no. 100134.
- [13] R. Ullah, I. Saied, and T. Arslan, "Measurement of whole-brain atrophy progression using microwave signal analysis," *Biomed. Signal Process. Control*, vol. 71, Jan. 2022, Art. no. 103083.
- [14] B. Borja, J. A. Tirado-Mendez, and H. Jardon-Aguilar, "An overview of UWB antennas for microwave imaging systems for cancer detection purposes," *Prog. Electromagn. Res. B*, vol. 80, pp. 173–198, 2018.
- [15] E. Porter, M. Coates, and M. Popovic, "An early clinical study of time-domain microwave radar for breast health monitoring," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 63, no. 3, pp. 530–539, Mar. 2016.
- [16] B. Khalessi, B. Sohani, N. Ghavami, M. Ghavami, S. Dudley, and G. Tiberi, "A phantom investigation to quantify Huygens principle based microwave imaging for bone lesion detection," *Electronics*, vol. 8, no. 12, p. 1505, Dec. 2019.
- [17] C. Blanco-Angulo et al., "Non-invasive microwave-based imaging system for early detection of breast tumours," *Biosensors*, vol. 12, no. 9, p. 752, Sep. 2022.
- [18] J. Bourqui, M. Kuhlmann, D. Kurrant, B. Lavoie, and E. Fear, "Adaptive monostatic system for measuring microwave reflections from the breast," *Sensors*, vol. 18, no. 5, p. 1340, Apr. 2018.
- [19] E. Porter, H. Bahrami, A. Santorelli, B. Gosselin, L. A. Rusch, and M. Popovic, "A wearable microwave antenna array for time-domain breast tumor screening," *IEEE Trans. Med. Imag.*, vol. 35, no. 6, pp. 1501–1509, Jun. 2016.
- [20] A. Zamani, S. Ahdi Rezaeieh, K. S. Bialkowski, and A. M. Abbosh, "Boundary estimation of imaged object in microwave medical imaging using antenna resonant frequency shift," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 2, pp. 927–936, Feb. 2018.
- [21] S. Ahdi Rezaeieh, A. M. Abbosh, A. Zamani, and K. Bialkowski, "Pleural effusion detection system using wideband slot-loaded loop antenna," *Electron. Lett.*, vol. 51, no. 15, pp. 1144–1146, Jul. 2015.
- [22] S. Brovoll, T. Berger, Y. Paichard, Ø. Aardal, T. S. Lande, and S.-E. Hamran, "Time-lapse imaging of human heart motion with switched array UWB radar," *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 8, no. 5, pp. 704–715, Oct. 2014.
- [23] S. A. Rezaeieh, A. Abbosh, and Y. Wang, "Wideband unidirectional antenna of folded structure in microwave system for early detection of congestive heart failure," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 10, pp. 5375–5381, Oct. 2014.
- [24] O. Karadima et al., "Experimental validation of microwave tomography with the DBIM-TwIST algorithm for brain stroke detection and classification," *Sensors*, vol. 20, no. 3, p. 840, Feb. 2020.
- [25] D. Ireland and M. E. Bialkowski, "Microwave head imaging for stroke detection," *Prog. Electromagn. Res. M*, vol. 21, pp. 163–175, 2011.
- [26] S. Y. Semenov and D. R. Corfield, "Microwave tomography for brain imaging: Feasibility assessment for stroke detection," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2008, May 2008, Art. no. 254830.
- [27] K. M. Chew, C. Y. Yong, R. Sudirman, and S. T. C. Wei, "Bio-signal processing and 2D representation for brain tumor detection using microwave signal analysis," in *Proc. IEEE Symp. Comput. Appl. Ind. Electron. (ISCAIE)*, Penang, Malaysia, Apr. 2018, pp. 303–309.
- [28] M. Ojaroudi, S. Bila, and M. Salimi, "A novel approach of brain tumor detection using miniaturized high-fidelity UWB slot antenna array," in *Proc. 13th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP)*, Krakow, Poland, 2019, pp. 1–5.
- [29] A. T. Mobashsher and A. M. Abbosh, "On-site rapid diagnosis of intracranial hematoma using portable multi-slice microwave imaging system," *Sci. Rep.*, vol. 6, no. 1, Nov. 2016, Art. no. 37620.
- [30] A. T. Mobashsher, A. Mahmoud, and A. M. Abbosh, "Portable wide-band microwave imaging system for intracranial hemorrhage detection using improved back-projection algorithm with model of effective head permittivity," *Sci. Rep.*, vol. 6, no. 1, Feb. 2016, Art. no. 20459.
- [31] B. J. Mohammed, A. M. Abbosh, S. Mustafa, and D. Ireland, "Microwave system for head imaging," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 63, no. 1, pp. 117–123, Jan. 2014.
- [32] C. Blanco-Angulo et al., "Validation of an RF image system for real-time tracking neurosurgical tools," *Sensors*, vol. 22, no. 10, p. 3845, May 2022.
- [33] I. Reinertsen, F. Lindseth, C. Askeland, D. H. Iversen, and G. Unsgård, "Intra-operative correction of brain-shift," *Acta Neurochirurgica*, vol. 156, no. 7, pp. 1301–1310, Jul. 2014.
- [34] A.-C. Lesage et al., "Viscoelastic biomechanical models to predict inward brain-shift using public benchmark data," *Phys. Med. Biol.*, vol. 66, no. 20, Oct. 2021, Art. no. 205012.
- [35] I. J. Gerard, M. Kersten-Oertel, K. Petrecca, D. Sirhan, J. A. Hall, and D. L. Collins, "Brain shift in neuronavigation of brain tumors: A review," *Med. Image Anal.*, vol. 35, pp. 403–420, Jan. 2017.
- [36] D. Kuhnt, M. H. A. Bauer, and C. Nimsky, "Brain shift compensation and neurosurgical image fusion using intraoperative MRI: Current status and future challenges," *Crit. Rev. Biomed. Eng.*, vol. 40, no. 3, pp. 175–185, 2012.
- [37] G. Quintero, J.-F. Zurcher, and A. K. Skrivervik, "System fidelity factor: A new method for comparing UWB antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 7, pp. 2502–2512, Jul. 2011.
- [38] H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, A. Rodríguez-Martínez, C. Blanco-Angulo, and M. A. D. L. de la Casa-Lillo, "Low-cost additive manufacturing techniques applied to the design of planar microwave circuits by fused deposition modeling," *Polymers*, vol. 12, no. 9, p. 1946, Aug. 2020.
- [39] K. N. Ketavath, D. Gopi, and S. S. Rani, "In-vitro test of miniaturized CPW-fed implantable conformal patch antenna at ISM band for biomedical applications," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 43547–43554, 2019.
- [40] S. Kiani, P. Rezaei, and M. Fakhr, "A CPW-fed wearable antenna at ISM band for biomedical and WBAN applications," *Wireless Netw.*, vol. 27, no. 1, pp. 735–745, Jan. 2021.
- [41] E. C. Fear, P. M. Meaney, and M. A. Stuchly, "Microwaves for breast cancer detection?" *IEEE Potentials*, vol. 22, no. 1, pp. 12–18, Feb. 2003.
- [42] O. Marinov, "Noise partition in S-parameter measurement," in *Proc. 22nd Int. Conf. Noise Fluctuations (ICNF)*, Montpellier, France, Jun. 2013, pp. 1–4.
- [43] P. A. Hasgall et al., "IT'IS database for thermal and electromagnetic parameters of biological tissues: Version 4.1," Found. Res. Inf. Technol. Soc. (IT'IS), Zürich, Switzerland, Version 4.1, Tech. Rep., Feb. 2022. [Online]. Available: <https://it.is.swiss/virtual-population/tissue-properties/database/dielectric-properties/>
- [44] A. Rodríguez, L. Svilainis, V. Dumbrava, A. Chaziachmetovas, and A. Salazar, "Automatic simultaneous measurement of phase velocity and thickness in composite plates using iterative deconvolution," *NDT & E Int.*, vol. 66, pp. 117–127, Sep. 2014.
- [45] W. J. Ellison, "Permittivity of pure water, at standard atmospheric pressure, over the frequency range 0–25 THz and temperature range 0–100 °C," *J. Phys. Chem. Ref. Data*, vol. 36, no. 1, pp. 1–18, 2007.



Andrea Martínez-Lozano was born in Murcia, Spain. She received the B.S. degree in telecommunication system engineering from Catholic University San Antonio of Murcia (UCAM), Murcia, in 2018, and the M.S. degree in telecommunication engineering from the Miguel Hernández University of Elche (UMH), Elche, Spain, in 2020. She is currently pursuing the Ph.D. degree from UMH.

Since 2019, she has been a Researcher with the Department of Materials Science, Optics, and Electronic Technology, UMH. Her current research interests include printed antennas, passive and active microwave devices, and microwave imaging (MWI) systems for tumor detection.

Ms. Martínez-Lozano received the ACIF Research Grant from the Valencian Regional Government for the Ph.D. degree.



Héctor García-Martínez (Member, IEEE) was born in Albaterra, Spain, in 1991. He received the M.S. degree in telecommunication engineering and the Ph.D. degree in industrial and telecommunication technologies from the Miguel Hernández University of Elche (UMH), Elche, Spain, in 2017 and 2021, respectively.

He was a Visiting Scholar with the Microwave Laboratory, University of Pavia, Pavia, Italy, in 2019. He is currently an Associate Professor with the Department of Materials Science, Optics, and Electronic Technology and a Research Fellow with the Radio Frequency System Group, UMH. His research interests include the design of passive and active microwave circuits in complex structures through 3-D additive manufacturing techniques and the analysis of biological materials using microwave devices.



Carolina Blanco-Angulo was born in Alicante, Spain. She received the M.S. and Ph.D. degrees in telecommunication engineering from the Miguel Hernández University of Elche, Elche, Spain, in 2020 and 2023, respectively.

Her research interests include passive and active microwave devices and microwave imaging (MWI) systems for tumor detection.



Alberto Rodríguez-Martínez (Senior Member, IEEE) received the B.S. degree in telecommunications from the University of Vigo, Vigo, Spain, in 1998, and the Ph.D. degree in telecommunications from the Polytechnic University of Valencia, Valencia, Spain, in 2011.

He is currently an Associate Professor with the Department of Communications Engineering, Miguel Hernández University of Elche, Elche, Spain. His research interests include time-to-frequency analysis, ultrasonic signal processing for nondestructive materials characterization, and biomedical signal processing.



José M. Sabater-Navarro (Senior Member, IEEE) was born in Novelda, Spain, in 1973. He received the M.S. degree in industrial engineering (with intensification in energy technology) from the Polytechnical University of Valencia, Valencia, Spain, in 1998, and the Ph.D. degree from the Miguel Hernández University of Elche (UMH), Elche, Spain, in 2003, with a doctoral thesis in haptic devices and man-machine interfaces.

He is currently a Full Professor with the Department of Systems Engineering and Automation, and a Researcher with the Neuroengineering Biomedical Group (nBio), UMH. His research focuses on the subjects of medical robotics and medical images. His current interests include surgical robotics, rehabilitation robotics, and medical computer applications for health.

Dr. Sabater-Navarro received a grant for Young Researchers at the Chemical Institute (ITQ) CSIC-UPV, Polytechnical University of Valencia.



Carlos G. Juan (Member, IEEE) was born in Petrer, Spain, in 1991. He received the M.S. degree in telecommunication engineering and the Ph.D. degree in electronic engineering from the Miguel Hernández University of Elche (UMH), Elche, Spain, in 2014 and 2019, respectively.

He was a Pre-Doctoral Research Fellow and Post-Doctoral Research Fellow with UMH, from 2014 to 2019; CNRS Lab-STICC Group, Université de Bretagne Occidentale, Brest, France, from 2020 to 2021; and Medical Robotics Group, University of Málaga, Málaga, Spain, in 2022. Since October 2022, he has been an APOSTD Post-Doctoral Research Fellow with the Technical University of Cartagena, Cartagena, Spain, and also associated with the Institute of Bioengineering, UMH. His current research interests include microwave engineering, resonant sensors, electronics, and computer science applied to bioengineering.

Dr. Juan was a recipient of the CEA-Springer Award for the Best Ph.D. Thesis in Bioengineering 2020, the Santander Bank Young Researchers Award 2022, the UMH Extraordinary Ph.D. Award 2022, among other awards. He serves as an Associate Editor for IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT and an Associate Technical Program Committee Chair at the IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) 2024.



Ernesto Ávila-Navarro received the M.S. degree in telecommunication engineering from the Polytechnic University of Valencia, Valencia, Spain, in 1998, and the Ph.D. degree from the Miguel Hernández University of Elche (UMH), Elche, Spain, in 2008.

In 2000, he joined UMH, where he is currently an Associate Professor with the Department of Materials Science, Optics, and Electronic Technology. His current research interests include printed antennas, passive and active microwave devices, bioelectronics, and microwave imaging (MWI) systems for tumor detection.

A.2 ARTÍCULO PUBLICADO EN LA REVISTA BIOSENSORS



biosensors



Article

Microwave Imaging System Based on Signal Analysis in a Planar Environment for Detection of Abdominal Aortic Aneurysms

Andrea Martínez-Lozano ¹, Roberto Gutierrez ¹, Carlos G. Juan ^{2,3,*}, Carolina Blanco-Angulo ¹, Héctor García-Martínez ¹, Germán Torregrosa ¹, José María Sabater-Navarro ² and Ernesto Ávila-Navarro ¹

- ¹ Microwave Laboratory Research Group, Engineering Research Institute of Elche, Miguel Hernández University of Elche, 03202 Elche, Spain; carolina.blanco01@goumh.umh.es (C.B.-A.); mhector@umh.es (H.G.-M.); gtorregrosa@umh.es (G.T.); eavila@umh.es (E.Á.-N.)
- ² Neuroengineering Biomedical Research Group, Institute of Bioengineering, Miguel Hernández University of Elche, 03202 Elche, Spain
- ³ Electronic Design and Signal Processing Techniques Research Group, Department of Electronics, Computer Technology and Projects, Technical University of Cartagena, 30202 Cartagena, Spain
- * Correspondence: carlos.juan01@umh.es

Abstract: A proof-of-concept of a microwave imaging system for the fast detection of abdominal aortic aneurysms is shown. This experimental technology seeks to overcome the factors hampering the fast screening for these aneurysms with the usual equipment, such as high cost, long-time operation or hazardous exposure to chemical substances. The hardware system is composed of 16 twin antennas mastered by a microcontroller through a switching network, which connects the antennas to the measurement instrument for sequential measurement. The software system is run by a computer, mastering the whole system, automatizing the measurement process and running the signal processing and medical image generation algorithms. Two image generation algorithms are tested: Delay-and-Sum (DAS) and Improved Delay-and-Sum (IDAS). Own-modified versions of these algorithms adapted to the requirements of our system are proposed. The system is carefully calibrated and fine-tuned with known objects placed at known distances. An experimental proof-of-concept is shown with a human torso phantom, including an aorta phantom and an aneurysm phantom placed in different positions. The results show good imaging capabilities with the potential for detecting and locating possible abdominal aortic aneurysms and reporting acceptable errors.

Keywords: abdominal aortic aneurysm (AAA); Delay-and-Sum (DAS); Improved Delay-and-Sum (IDAS); microwave medical imaging (MWI); non-invasive measurement; radio-frequency antenna system



Citation: Martínez-Lozano, A.; Gutierrez, R.; Juan, C.G.; Blanco-Angulo, C.; García-Martínez, H.; Torregrosa, G.; Sabater-Navarro, J.M.; Ávila-Navarro, E. Microwave Imaging System Based on Signal Analysis in a Planar Environment for Detection of Abdominal Aortic Aneurysms. *Biosensors* **2024**, *14*, 149. <https://doi.org/10.3390/bios14030149>

Received: 4 February 2024

Revised: 6 March 2024

Accepted: 14 March 2024

Published: 18 March 2024



Copyright: © 2024 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

1. Introduction

An aneurysm is a permanent, irreversible, localized dilation in a blood vessel [1]. Aneurysms may appear everywhere in the body, although they are more likely to be found in certain regions such as the lower limbs, head, neck, abdomen or thorax [2]. Aneurysms happen in individuals of all ages, with a similar incidence for both genders. Due to the difficulty of early detection, they may yield to severe problems or even, if the right treatment is not applied, to death [3]. The severity of an aneurysm is directly related to its location and size. The ones appearing in the neck and upper limbs are usually asymptomatic, only receiving treatment due to aesthetic issues. The aneurysms in the thorax and abdomen are usually asymptomatic as well. However, unlike thoracic ones, abdominal aneurysms show a higher probability of developing further complications derived from vessel dilation, such as gastrointestinal hemorrhages or thromboembolisms. In the lower limbs, the most common ones are the popliteal aneurysms (in the back of the knee), often associated with patients suffering thromboembolic illnesses or chronic venous insufficiency. Currently, there is deep knowledge of the possible complications derived from aneurysms, given that

it is a common and widespread health problem, although the knowledge about the origin and development of this issue is still limited [4].

Among the different kinds of aneurysms, one of the most important ones, due to its high mortality rate, is the abdominal aortic aneurysm (AAA). An AAA is diagnosed when, due to weak abdominal aorta boundaries, the aorta is wider than usual, reaching an increment of at least 50% of its normal diameter [5,6]. In general, AAA is diagnosed when the diameter of the abdominal aorta surpasses 30 mm [1]. On average, an AAA grows between 0.3 and 0.4 cm per year [7]. This kind of aneurysm is one of the most common aortic diseases [8]. It is more likely to appear in aged people, and it may lead to death if proper treatment is not applied [9]. The risk factors associated with AAA include being more than 75 years old, male, Caucasian, a smoker, having prior vascular diseases, and having wrongly controlled hypertension and hypercholesterolemia [5,9]. Indeed, AAA is directly associated with smoking and cerebrovascular diseases [9]. The risk of rupture of the aorta due to an AAA is proportional to the size of the aneurysm, its growing trend, the thickness of the boundaries of the aorta and the biomechanical stress found in the area of the aneurysm [5,9].

Due to all these reasons and potential hazardous complications, the early and effective detection of aneurysms is vital. Within the usual diagnosis methods used for screening AAA, we can find the evaluation of the pulsatile mass, performed with two-hand palpation in the supraumbilical area, which means that the bigger the AAA, the more sensitive this technique is [1], which is not convenient for early detection. More sophisticated methods make use of medical imaging techniques, such as radiography, echography, computerized tomography (CT) or magnetic resonance (MR). The most common method for AAA assessment and tracking is echography. This is a cost-effective and simple medical imaging method that allows medical practitioners to evaluate the diameter of the aorta with acceptable precision and in a non-invasive manner. When an aneurysm shows a considerable size, and it may potentially lead to severe complications, the patient must undergo surgery. In this case, it is more common to use CT or MR to obtain high-resolution vascular images. This allows the doctors to reach a precise diagnosis and a better preoperative evaluation devoted to selecting the most appropriate treatment, usually endovascular or open surgery [1,6,10].

The use of medical imaging techniques for AAA diagnosis is wide nowadays. Notwithstanding that, these techniques still show certain drawbacks limiting their use. Echography is limited by a low contrast and low resolution for the aorta images [10,11]. CT requires the patient to be exposed to both ionizing radiation and chemical contrasts, thereby limiting its use in treatments, illness tracking and clinical trials. MR also has some drawbacks, such as high cost and long exploration time, among others [11]. Motivated by all these drawbacks in the current techniques, during the last few years, a part of the scientific community has focused its efforts on the research and development of alternative techniques trying to overcome these limitations. One of these experimental techniques is based on medical image building by means of electromagnetic signals in the microwave frequency range. These systems bring a low-cost solution that is harmless for both the patient and the medical staff, and they feature interesting characteristics such as portability, fast operation and low energy consumption, among others. In comparison with conventional imaging systems, microwave systems do not require specific adaptation of the medical facilities (as it is required, for example, for CT or MR equipment), which opens the possibility to use these systems in outpatient scenarios or in isolated or lowly populated areas. Also, they can perform quasi-real-time operations. Due to these reasons, these systems are currently being proposed for different diagnosis and monitoring applications in the biomedical context [12].

Medical microwave imaging (MWI) systems implement a non-invasive technology usually working in the 1–10 GHz frequency range [13]. These systems are based on the detection and analysis of the reflections seen in microwave signals emitted by antennas when traveling through the different biological tissues of the organism. These reflections are due to the different dielectric properties between different tissues [14]. This is a non-ionizing

technology that utilizes a very low emission power—more than 100 times lower than the power emitted by current mobile phones and roughly 100 times lower than the limits imposed by the SAR (Specific Absorption Rate) regulations, which all the electromagnetic emissions in biological contexts must comply with [15–17]—thus ensuring the full safety of these systems and the consequent possibility of using them repeatedly [18]. Currently, we can find several MWI devices and prototypes for different medical applications, including breast cancer detection [19–21], dynamic image building for cardiovascular systems [22], brain tumor classification [23], fast image building after cerebrovascular accident [24,25], or brain-shift detection during brain tumor surgery [18].

In most of these systems, the state of the art consists of proofs of concepts experimentally tested in laboratory conditions involving phantom materials mimicking the biological tissues [25–28]. However, there are certain advanced cases, especially those related to brain hemorrhage and breast cancer detection, that are now undergoing clinical trials in real contexts with real patients in pursuit of full validation of the technology [29–33]. In the specific case of aneurysm detection, there are published works related to MWI systems associated with brain aneurysms, thus providing considerable advancements for the detection of brain hemorrhages by this non-invasive medical imaging technique [34–37]. To the best of our knowledge, no studies are available on the application of MWI techniques for AAA detection, while the convenience of the use of this technology for similar contexts is being constantly acknowledged. It is, therefore, logical to expect that the same advantages of these systems that were found in other contexts could be of interest for the application of AAA detection.

In this work, we show a prototype of an MWI system based on radar techniques for AAA detection, which is devoted to demonstrating the potential of these techniques in this context. The device is composed of 16 independent identical monopole antennas placed on the same plane over a human torso phantom. The device also has a switching network implementing the sequential connection of the antennas with the measurement equipment and a control system run by a computer devoted to mastering and automatizing the operation of the system. This computer also runs the required signal processing and medical imaging algorithms. The system has been calibrated and fine-tuned to accurately detect and locate certain artifacts placed at different distances and positions within the torso phantom, emulating the presence of an AAA at different locations. The setup for the experimental assessment of the proposed system involves some simple but functional aorta and aneurysm phantoms in addition to the torso phantom. The AAA detection and location capabilities of this system are demonstrated through measurements with the aorta and aneurysm phantoms at different locations and the corresponding medical images obtained, as the system is able to effectively detect and locate the AAA in all cases.

The article is organized as follows: In Section 2, the hardware system is described, with a special focus on the antenna we developed for this application. Section 3 explains the signal processing and medical imaging algorithms in our system. Section 4 gives details on the calibration and fine-tuning process. The experimental evaluation and results for the proof-of-concept of the proposed system for AAA detection and location are presented in Section 5. Finally, the main conclusions of this work are gathered in Section 6.

2. Hardware System

The non-invasive microwave medical imaging system shown here is composed of 16 identical monopole-printed antennas like the one described in the following subsection. All these antennas are placed over a human plastic torso dummy, acting as a torso phantom. The system makes use of the Vector Network Analyzer (VNA) ZNLE6 from Rhode&Schwarz to measure the reflection parameters of the antennas. All this equipment is mastered through a control system and a switching network devoted to the proper sequential connection of each one of the antennas to the ports of the VNA. Figure 1 depicts a connection diagram of the whole system.

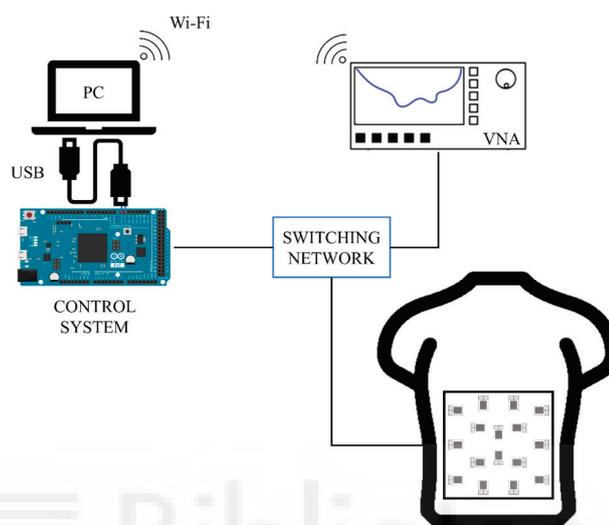


Figure 1. Connection diagram of the whole system, including the VNA, the control system, the switching network and the ensemble of the antennas.

The control system and the switching network autonomously select the right antenna at each moment and connect it to the VNA for measurement. This is performed thanks to a computer running a Python script devoted to the management of the connections with the ports of the VNA and to sending the right commands to the VNA, and a microcontroller implementing the electronic management of the switching elements at the right time, thereby automating the whole measurement process. After gathering the measurements of all the antennas, the system keeps the reflection parameter associated with each antenna, and it then runs the signal processing and image generation algorithms in order to obtain the results. Some photographs of the hardware system involved in this work are shown in Figure 2, including detailed pictures of the control and measurement equipment, the switching elements and the antennas.

The overarching element in this system is the wideband antennas placed over a methacrylate sheet with $300 \times 300 \times 2 \text{ mm}^3$ dimensions. This sheet is then placed over a torso phantom with a hollow in the measurement space, approximately corresponding to the stomach space in a human body. In this implementation, we used 16 independent antennas. The antennas were placed following a geometrical pattern-seeking to avoid the reflection coefficient of any antenna being affected by the presence of the neighbor antennas, i.e., to avoid any interferences or interactions between antennas. The minimum spacing between antennas to avoid these effects was found to be 25 mm by means of simulations. This placement pattern also seeks to cover all the measurement space in an equispaced manner. All the antennas were placed in orthogonal positions so that no boosted directions of detection were found in the system, and possible effects associated with the polarization of the antennas were avoided. Also, when placing the antennas, we considered that the main purpose of the system is the detection and evaluation of the aorta, which is always located in a longitudinal position inside the human torso. The final positioning of the antennas can be seen in Figure 2, where it can be appreciated that the torso phantom is located in a higher position than the workspace with the aim of easing the handling and measurement of the rest of the phantoms involved.

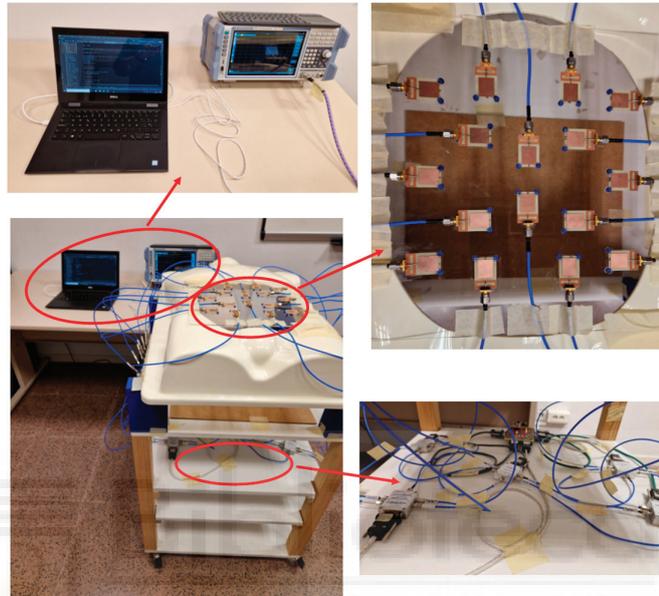


Figure 2. Hardware system, including the overall setup (bottom left), the control and measurement equipment (top left), the antennas (top right) and the switching elements (bottom right).

2.1. Antennas

The proposed antenna is a monopole rectangular patch antenna with microstrip feed and two slots in the ground plane. We simulated and designed the antenna with the full-wave simulation software HFSS 2021 R2, considering a piece of low-loss, off-the-shelf FR4 substrate ($\epsilon_r = 4.4$; $\tan \delta = 0.02$) with a width of 0.4 mm. During the design process, starting from a conventional monopole rectangular patch antenna, we modified its shape with parametric simulations in order to achieve both the widest bandwidth and the lowest operating frequency possible. Then, two slots were etched in the ground plane with the aim of increasing the bandwidth, especially in the highest frequencies. Figure 3 shows the final design of the antenna and the description of its dimensions.

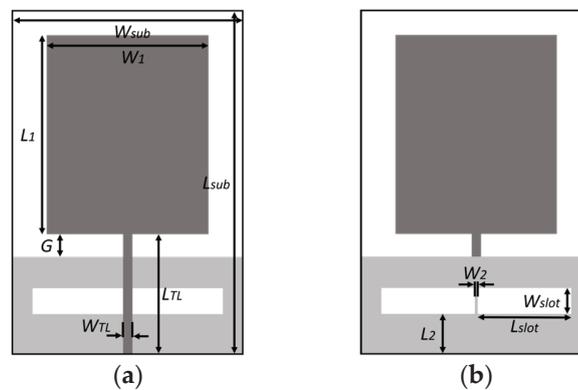


Figure 3. Design of the proposed antenna: (a) Top; (b) Bottom.

By parametric simulations, we studied the impact that each dimension has on the response of the antenna. Each dimension has been consequently set so that the lowest operating frequency possible and the widest bandwidth are obtained. As an example, Figure 4 plots the reflection coefficient (S_{11}) of the simulated antenna while the value of dimension G (the distance between the radiating patch and the ground plane) is modified. It can be easily seen that this dimension has a remarkable impact on the characteristics of the antenna, with the best behavior being found for case $G = 2.0$ mm (the corresponding curve is highlighted with a wider blue line). After carrying out this optimization process for all the dimensions by simulations, we obtained a bandwidth ranging from 2.8 GHz to 8.7 GHz, which means a bandwidth of roughly 6 GHz for a reflection coefficient lower than

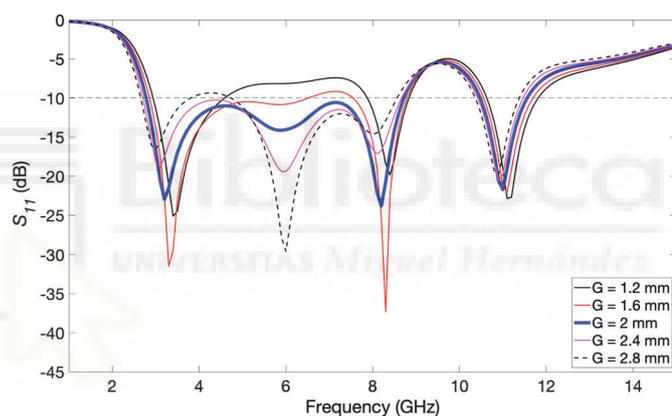


Figure 4. Reflection coefficient for several values of dimension G . The best result, highlighted with a wider blue line, was observed for $G = 2.0$ mm.

Table 1. Final dimensions of the proposed antenna. All data are in mm.

Parameter	Value	Parameter	Value	Parameter	Value
W_{sub}	20.0	W_2	0.3	L_{TL}	10.5
L_{sub}	30.0	L_2	3.5	W_{slot}	2.3
W_1	14.0	G	2.0	L_{slot}	8.1
L_1	17.4	W_{TL}	0.7		

The proposed antenna was fabricated by means of photolithography and chemical attack over the two-sided copper-clad FR4 substrate. Some photographs of the fabricated prototype, with a final size of 20×30 mm², can be seen in Figure 5. The behavior of the antenna has been assessed in an anechoic chamber with the Vector Network Analyzer (VNA) E8363B from Agilent Technologies. Figure 6 plots both the simulated and experimentally measured reflection coefficients. A good agreement between both curves can be seen, thus validating the optimization and fabrication process of the antenna. The experimental operating frequency range considering $S_{11} < -10$ dB is found to be between 2.7 and 9.6 GHz, which yields an experimental bandwidth of 6.9 GHz.

The radiation patterns for the proposed antenna were also characterized inside the anechoic chamber using a normalized horn antenna as a reference. Figure 7 shows these experimental results for the two main planes of the antenna (E - and H -plane) and for the most significant frequencies within the operating bandwidth. As can be seen, these radiation patterns entail an omnidirectional behavior of the antenna, as usual for monopole

antennas. The simulated radiation patterns (not shown for the sake of brevity) show a similar response to the experimental ones. The experimental gain of the antenna ranges between 1.4 and 3.0 dBi within the operating frequency range.

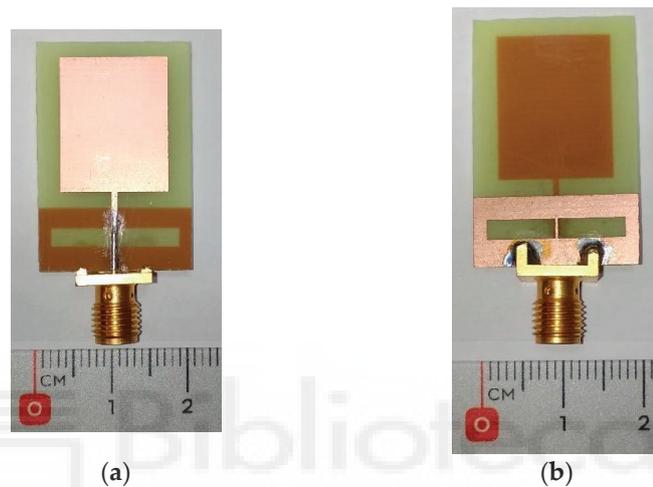


Figure 5. Photographs of the fabricated antenna: (a) Top; (b) Bottom.

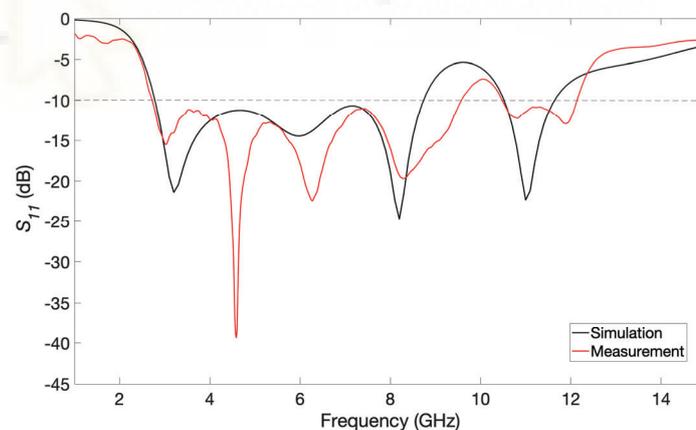


Figure 6. Simulated and measured reflection coefficients for the proposed antenna.

The envisioned application for the designed antenna in this work is based on the transmission and reception of signals involving a considerable bandwidth. Due to this reason, we performed an analysis of the transmission capability of this antenna when wideband time pulses are involved, focusing also on the dispersion and integrity of the transmitted pulses. The setup for this experiment was composed of two identical antennas standing face-to-face inside the anechoic chamber, 30 cm apart from each other. It should be noted that this is enough distance to ensure far-field transmission. We obtained the frequency-domain transmission parameter (S_{21}), both with simulations and experimental measurement; after proper processing, we obtained the time-domain transmitted and received signals following the procedure described in [13].

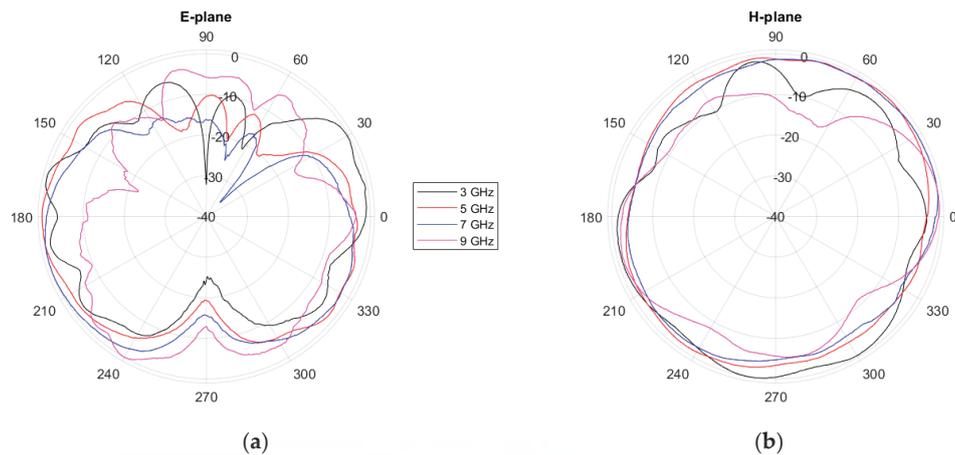


Figure 7. Experimentally measured normalized radiation patterns for the proposed antenna: (a) *E*-plane; (b) *H*-plane.

In Figure 8, a comparison between the time-domain transmitted and received pulses by the antenna can be seen for both simulation and measurement. It is easy to note that the received pulses in simulation and measurement are remarkably similar to each other, as well as to the transmitted one. From the phase of the S_{21} parameter, the group delay in the system can be calculated. We obtained fairly similar and almost constant group delays over the whole antenna bandwidth in both simulations and measurements. The average delay is 0.13 ns in simulation and 0.11 ns in experimental measurement.

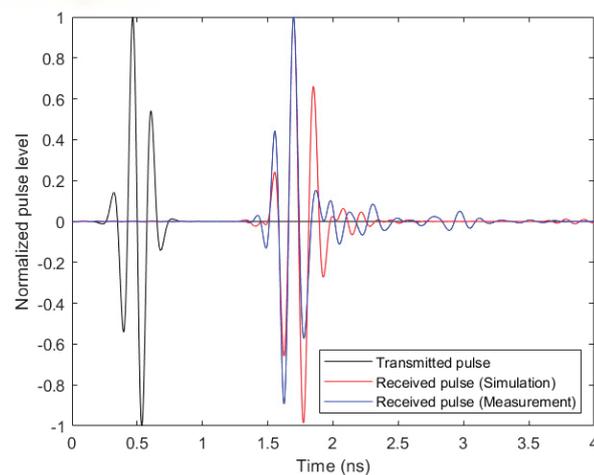


Figure 8. Transmitted pulse and received pulses in simulation and measurement for the analysis of the transmission capability of the antennas and the distortion.

Furthermore, the System Fidelity Factor (SFF) is a useful metric for quantifying how much the transmitted pulse is affected by the antenna system. The SFF numerically computes the similarity of the transmitted and received pulses by means of a correlation function by computing the ratio between the energy of the convolution of the two pulses and the overall energy of each one of them separately [13,38]. Following this procedure,

we obtained an SFF of 97.5% in simulations and an SFF of 96.3% in experimental measurements. These data reinforce the statement that the transmitted and received pulses are notably similar to each other, which allows us to expect high integrity of the signals transmitted by the antennas. Consequently, all these results lead to the conclusion that the proposed antenna is adequate for use in microwave medical imaging systems based on the transmission of wideband pulses.

2.2. Switching and Electronic Control System

All the antennas are connected to the switching network. This network includes five RF off-the-shelf switches (ref. ZSWA4-63DR+ from Mini-Circuits®, Brooklyn, NY, USA). Each switch has four 50 Ω -matched outputs working in the 10 MHz–6 GHz range. They also feature high switching speed (320 ns, according to the provider) and low losses. The maximum loss for the RF system, including switches and wires, is 7.3 dB at 6 GHz. This network sequentially connects each one of the antennas to port 1 in the VNA, ensuring that at each moment, there is only one single antenna transmitting/receiving. The switches are connected to the control and powering subsystem, managed by the microcontroller, through DB9 cables. The powering is straightforwardly obtained from the 5 V voltage provided by the USB port of the computer. This voltage is immediately tuned to 3.3 V (the required voltage for the switches) by means of a DC/DC converter and then driven to power the switches. The maximum current consumption of the whole switching network is lower than 2 mA.

The control system is mastered by an Arduino Due device, which includes an AT91SAM3X8E (Atmel Corporation, San Jose, CA, USA) microcontroller. This device implements a truth table engineered to activate the right control inputs of the switches at each moment so that the right antenna is effectively connected to the VNA through the switching network at the right time. Part of the control system and the switching network are located at a lower level with respect to the torso phantom, trying to avoid as much as possible the interferences in the signals received by the antennas. In this work, this system is connected to a single port in the VNA, which is set to make measurements from 10 MHz to 6 GHz with 5001 frequency points, an intermediate frequency filter of 10 KHz and an emission power in the VNA of 0 dBm (1 mW). The radiating power in the antennas, considering the RF system losses and the radiation efficiency of the antenna, is higher than -7.8 dBm. It should be noted that this emission power is sufficiently low so that the proposed system can be deemed harmless to the users [17,20].

We analyzed the signal-to-noise ratio (SNR) of the system by means of a normalized calibration standard, computing the noise spectral power and following the method described in [20,39]. The signal received by the antennas was over -30 dBm (for an emission power of 0 dBm) in all cases, whilst the noise power in the system was found to be lower than -58 dBm. The SNR is, therefore, +28 dB. Furthermore, as mentioned above, this system is mastered by a computer, which is also connected to the VNA through a WLAN network. This allows the computer to load the electronic calibration previously made for each one of the antennas in the VNA at the right moment and to receive and store the measured reflection parameter (S_{11}) for each antenna. The computer later processes all these responses to obtain the time-domain reflections seen by each antenna and to build the corresponding medical image. The whole measurement process takes less than 1 min.

3. Image Generation and Processing

After the measurement of the scattering parameters of all the antennas is completed, the responses of the antennas are processed. The system is intended to generate the reflection signals received by each antenna and to build an image representing the bodies, objects or targets detected by the antennas. With this purpose, after transmission of the pulse, it is important to identify the echoes reflected back to the antennas by these objects. By assessing the time of flight of each echo to each antenna, the position of the objects can be determined. However, the echoes are not so simple to identify since they are

composed of a superposition of multiple reflections coming not only from the target but also from other elements or objects in the surroundings, such as antennas, wires, electronic components, etc. The resulting signals are remarkably complex, and the analysis could become prohibitively cumbersome.

Under these circumstances, the processing of the responses of the antennas can be notably simplified by applying a similar technique to the one described in [18], assuming a linear model and applying the superposition principle. Firstly, a reference measurement is made with each antenna in an empty setup, with no elements in the measurement space. The resulting signals are a linear combination of the undesired echoes (i.e., the echoes not associated with the targets) in the system. Secondly, a new measurement is made with the antennas when the objects or bodies are in the measurement space. Now, the recorded signals will be a linear combination of the undesired echoes and the echoes coming from the targets. Then, by subtracting the first signal (empty setup) from the second signal (setup with targets) for each antenna, a third signal, including only the echoes associated with the targets, is obtained. Finally, the time of flight associated with the targets is obtained as the local maxima of the cross-correlation between this third signal and the transmitted pulse.

It should be highlighted that this technique is based on certain assumptions and, consequently, has some limitations. For example, the dispersion of the signals has not been considered. This phenomenon makes the pulses reflected back slightly different in shape and frequency content than the transmitted pulses (in addition to delay and attenuation). These differences will hinder the total removal of the undesired echoes, and the linearity condition will not be strictly met. This and other disturbing circumstances (e.g., slight movements of the setup) will unavoidably add electronic and quantization noise to the measurements. However, as discussed in [18], the distances in our system are relatively short considering the speed of the wave. The waves propagate through free air in our setup, and the dispersion is meaningless for the undesired echoes, chiefly coming from small plastic or metallic parts. Therefore, the aggregate effect of these disturbing elements can be considered as Gaussian additive noise that will have an impact on the precision of the system but not on its functionality.

Before obtaining the difference signals, which contain the information on the reflections of the objects to be evaluated, a certain pre-processing is applied with the aim of removing noise and unwanted artifacts. The most remarkable is the use of the inverse chirp-Z transform, which allows a very good reconstruction of the signals in the time domain [40,41], and the Hilbert transform, which allows the elimination of most of the noise since the interesting information is usually located in the middle frequencies of the signal spectrum [20]. We finally make the subtraction to remove the undesired echoes, as explained before.

When the signals of the reflections of the antennas have been effectively obtained, two beamformer algorithms can be used for medical image generation: Delay-and-Sum (DAS) algorithm and the Improved Delay-and-Sum (IDAS) algorithm. These algorithms are widely used in applications related to the detection of biological markers by means of microwave signals [42], and they provide detection and positioning capabilities for the objects or artifacts showing a certain dielectric dispersion of the microwave signals. Both algorithms rely on a mesh or spatial distribution of the problem under analysis followed by a computation, for each one of the points in the mesh and for each antenna, of the time delay in the signal, assuming that the transmission between the antenna and each point happens through a straight line. In the DAS algorithm, the obtained responses are summed, squared and integrated into a predefined time window. This process yields a qualitative intensity value for the signal associated with the point under analysis [43]. Formally:

$$I(r_0) = \int_0^{T_{Win}} \left[\sum_{m=1}^M x_m(\tau_m(r_0)) \right]^2 dt, \quad (1)$$

$$\tau_m(r_0) = \frac{d_m}{v} f_s, \quad (2)$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (3)$$

where T_{Win} is the predefined time window, r_0 is the synthetic focal point under computation, x_m is the backscattered radar signal recorded at the m th antenna, d_m is the round-trip distance from the m th transmitting antenna to the point r_0 , f_s is the sampling frequency, ϵ_r is the real part of the relative dielectric permittivity of the medium through which the signal is traveling, v is the average speed of propagation of the waves in the medium, and c is the speed of light in vacuum.

The IDAS algorithm includes a Coherence Factor (CF) in the equation for the computation of the intensity of the reflection used in the DAS algorithm, as defined in (1). This factor is considered as a weighting factor for correction of the intensity of the signal in each one of the computation points. The CF takes higher values in the points where the reflections are due to different values of the dielectric permittivity, which provides more accurate detection and location capabilities for the artifacts in the scenario. IDAS equation is as follows [43]:

$$I(r_0) = CF(r_0) \odot \int_0^{T_{Win}} \left[\sum_{m=1}^M x_m(\tau_m(r_0)) \right]^2 dt, \quad (4)$$

$$CF(r_0) = \frac{\left| \sum_{m=1}^M x_m(\tau_m(r_0)) \right|^2}{\sum_{m=1}^M |x_m(\tau_m(r_0))|^2} \quad (5)$$

The time required to process the signals and generate the corresponding images with both algorithms in this system is shorter than 30 s with a 12th generation I7-1255U processor (Intel Corporation, Santa Clara, CA, USA) and 16 GB RAM memory. With this setup, the total time required in this system to perform the measurement, process it and generate the final images is approximately 90 s, which is remarkably shorter than the usual times required by the current medical imaging methods used in these circumstances, such as CT or MR.

4. Calibration and Fine-Tuning

4.1. Calibration of Measurements at Planes Parallel to the Antennas

Calibration and fine-tuning are essential for the proper functioning of any electronic instrument, and they are even more crucial for medical imaging systems. In this sense, it is important to test the detection capabilities of the proposed system with known objects and positions, as well as to adjust all the necessary parameters accordingly in order to achieve the best detection capabilities. With this purpose, we performed a two-stage calibration strategy. Firstly, an electronic calibration for each antenna allows the placement of the measurement plane at the antenna connector, thus eliminating the influence of the switching system and connecting cables used in the system. Secondly, copper-clad RF substrate sheets were used at known distances from the antenna plane. Wide enough sheets ($350 \times 250 \text{ mm}^2$) were selected in order to cover all the measurement areas, ensuring good reflections for all the antennas at the known distances.

Once all the signals received by the antennas have been gathered, they are transformed to the time domain by means of the procedure described in Section 3. Figure 9 shows an example of the time-domain signals obtained for antennas #9 and #14 (see Figure 10 when the copper-clad sheet is put at 126 mm and 292 mm from the antennas. The results for these antennas are shown because they are representative of the different areas of the torso phantom: antenna #9 is in a central position, whilst antenna #14 is located in one of the corners. As can be seen, the Hilbert transform of the time-domain response of the antenna provides us with an accurate determination of the distance to the copper-clad sheet by just obtaining the distance associated with the maximum of the signal.

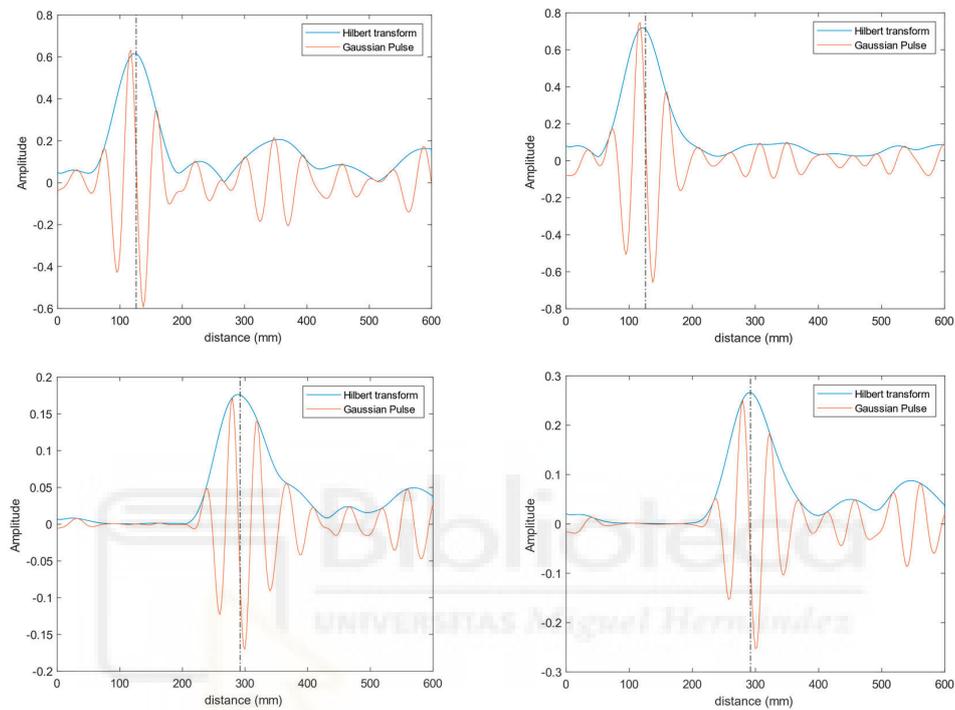
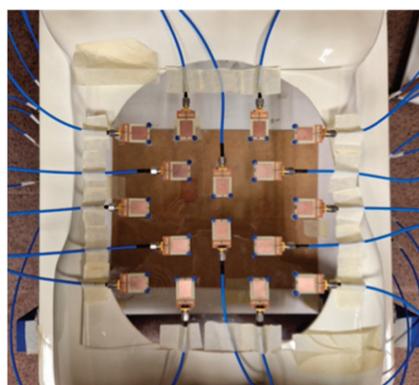
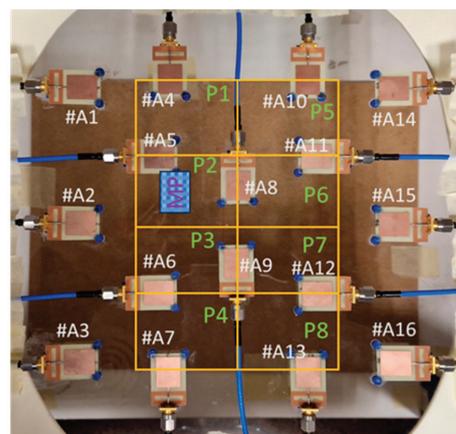


Figure 9. Time-domain signals received by antennas #9 (left column) and #14 (right column) when the copper-clad sheet was put at 126 mm (top row) and 292 mm (bottom row). In the plots, the reflection detected by each antenna (orange line), its Hilbert transform (blue line) and the detected distance (dotted black line) can be seen.



(a)



(b)

Figure 10. Pictures of the grid over the torso phantom: (a) Picture of the measurement grid; (b) Scheme of the positioning and labeling of the different antennas, the grid and the copper-clad sheet (labeled MP).

We repeated this process by placing the copper-clad sheet several distances from the antennas. Figure 11 shows a comparison between the distances at which the sheet was placed, ranging from 40 to 292 mm, and the detected distance with this procedure by antennas #9 and #14. It can be seen that in both cases, the agreement is good, and the error in the determination of the distance to the sheet is considerably low, specifically lower than 3.8%.

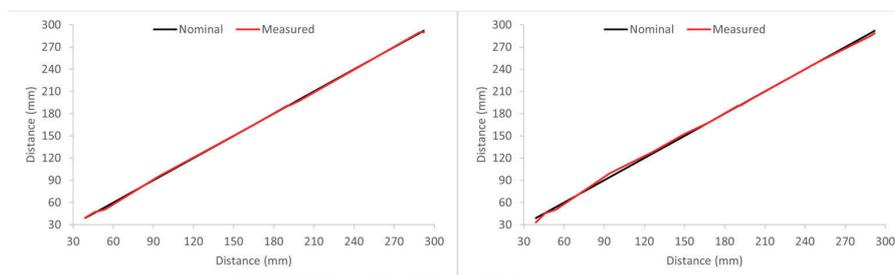


Figure 11. Detected distances (red line) to the copper-clad sheet by analyzing the reflections measured in antennas #9 (left) and #14 (right) for the different distances compared to the real distances (black line).

4.2. Calibration of Measurements at Different Positions within a Plane

After calibrating the detection of distances, which allows us to ensure that the distance at which the objects are detected is appropriate, we conducted an experimental study of the capabilities of our system to position smaller objects within the operation scenario. To that end, we set a grid over the scenario, thereby dividing the measurement area into 2×4 spatial positions. We made several measurements, placing a smaller copper-clad sheet of $55 \times 40 \text{ mm}^2$ at different positions within the grid. The pictures in Figure 10 show the grid over the torso phantom. This grid is placed at 238 mm under the antennas, becoming the reference plane. In the example in Figure 10, a small copper-clad sheet (shown as MP) was placed in the P2 position.

The detection of the position of the object entails the measurement of the time-domain response of each one of the antennas and the computation of their Hilbert transforms, as discussed in the prior section. In this case, aiming at the detection of the objects within a plane at a fixed and known distance to the antennas (238 mm in the case under analysis), we obtained the amplitude, measured at the distance to the measurement plane, in the response of each antenna. Then, we generated new narrower pulses (14 ns long, considering the usual full width at half maximum, FWHM) at the same amplitudes and fixed distance for each antenna. These pulses contain the information on the reflection received by each antenna at a fixed distance. Figure 12 shows this process for the placement of the object at two different positions and for two antennas.

Particularly, Figure 12a plots the received signal by antenna #4 when the object is placed at position P1 (see Figure 10), i.e., under antenna #4. The blue line is associated with the Hilbert transform obtained from the reflections for all the distances, whereas the orange line corresponds to the narrower pulse generated with the obtained amplitude at 238 mm distance. Figure 12b shows the same process but for antenna #11, which is far from position P1. It can be observed that, in this case, the maximum amplitude of the signal received by the antenna is located at a greater distance since the object is further from this antenna. This implies that, at the fixed distance of the reference plane (238 mm), the amplitude of the reflection is lower; therefore, the newly generated pulse has a lower amplitude than that from antenna #4.

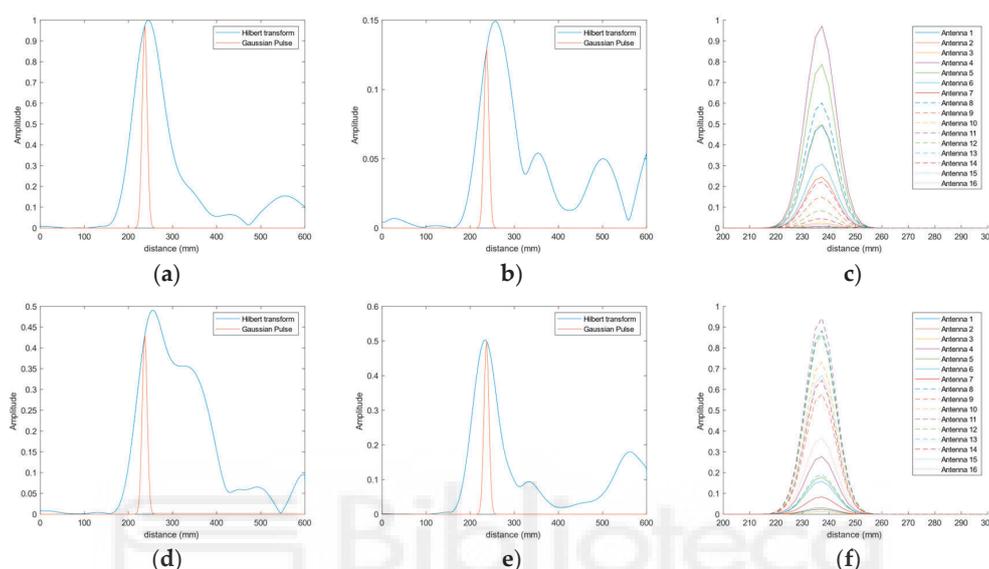


Figure 12. Time-domain signals involved in the process of detecting the calibration copper-clad object placed at positions P1 (**top row**) and P6 (**bottom row**) on the reference plane: (a) Time-domain signal for antenna #4 (blue line) and generated narrow pulse at 238 mm distance (orange line) for the object in P1; (b) Time-domain signal for antenna #11 (blue line) and generated narrow pulse at 238 mm distance (orange line) for the object in P1; (c) Generated narrow pulses for all the antennas for the object in P1; (d) Time-domain signal for antenna #4 (blue line) and generated narrow pulse at 238 mm distance (orange line) for the object in P6; (e) Time-domain signal for antenna #11 (blue line) and generated narrow pulse at 238 mm distance (orange line) for the object in P6; (f) Generated narrow pulses for all the antennas for the object in P6.

Figure 12c gathers the pulses that were generated with the information from all the antennas for the object placed at position P1. It is straightforward to note that the antennas receiving the most power from the objects placed in the reference plane are the antennas that are closest to the position of the object under analysis. In this case, these antennas (in descending order of received power) are #4, #1, #5, #8 and #10. Finally, Figure 12d–f show a similar analysis for the case of the object placed at position P6, just under antenna #11. Consequently, it is indeed antenna #11 that receives the highest power in the reflection associated with the copper-clad object on the reference plane, and it is, therefore, the pulse associated with this antenna the one with the greatest amplitude (see Figure 12f).

The analysis shown in Figure 12 has been repeated for all the positions in the grid. The results show that in all the cases, the antenna receiving the highest power at the point corresponding to the reference plane (238 mm) is the one placed just over the position of the object. In Figure 13, the generated pulses for each antenna in the reference plane for each position in the grid are shown. As can be seen, in all the positions in the grid, we verified that the closest antennas are the ones receiving the highest power, thereby proving the potential of the system for detecting and locating artifacts on a reference plane.

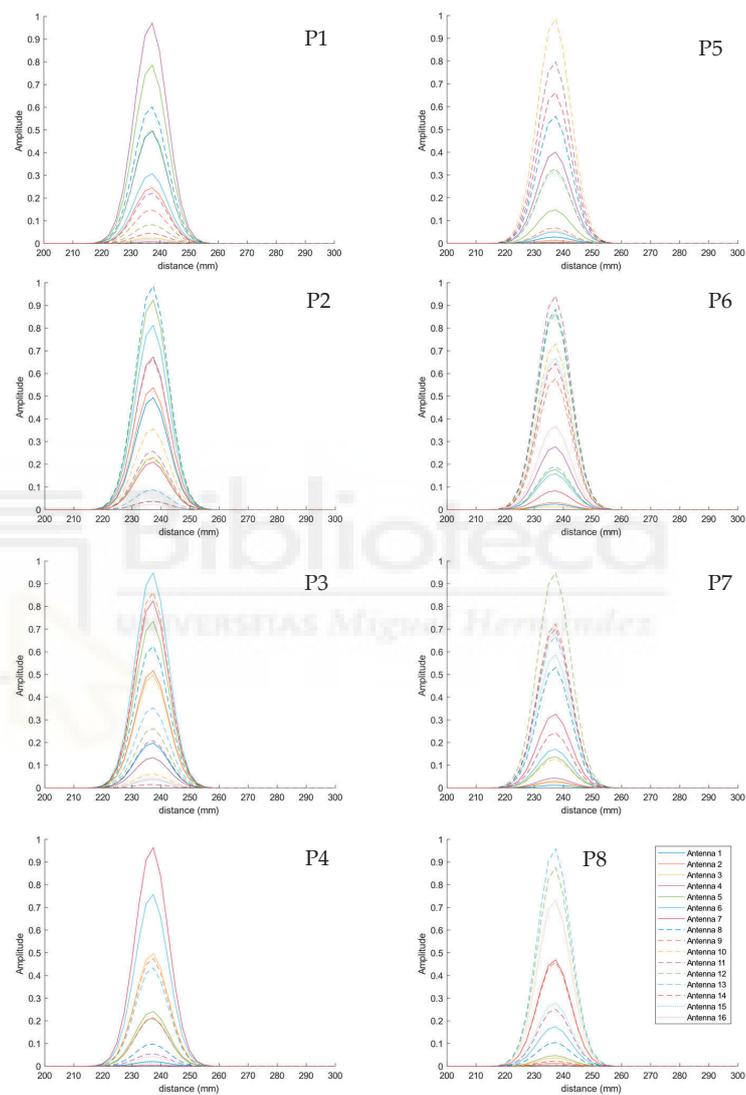


Figure 13. Time-domain signals associated with the reflections received by each one of the antennas in the 8 positions of the grid under analysis. The time pulses have a FWHM of 14 ns.

5. Experimental Validation and Proof-of-Concept

5.1. Experimental Setup

Having proved the capability of the system to detect and locate objects placed at different distances and planes, we made a proof-of-concept devoted to the assessment of the detection functionality of the system in more complex scenarios, such as the one emulating the detection of an abdominal aortic aneurysm. The pictures in Figure 14 show the experimental setup for such a proof of concept. Inside the torso phantom, we included an object acting as a healthy aorta phantom: a plastic tube with a length of 600 mm and a diameter of 30 mm, filled with water. We used water since blood has a remarkably high

water content, thus emulating the dielectric permittivity of blood, while water is much easier to obtain and manipulate. For an aneurysm phantom, we used a balloon filled with water as well, with dimensions of $70 \times 45 \times 45 \text{ mm}^3$ (see Figure 14c). We placed it next to the aorta phantom, touching it. Both the aorta and the aneurysm phantoms were placed at different locations within the measurement grid, always in a plane at 210 mm from the antennas (the current reference plane).

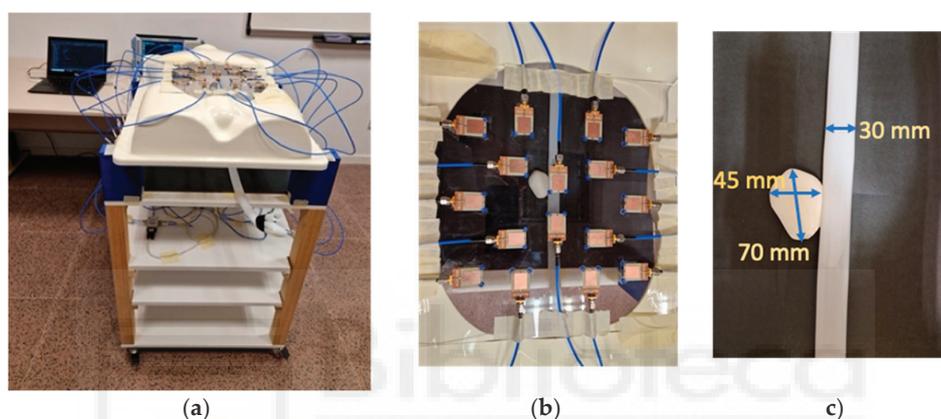


Figure 14. Photographs of the setup for the experimental proof-of-concept as to the measurement of aorta and aneurysm phantoms: (a) Overview of the full setup; (b) Detailed picture of the placement of the aorta and aneurysm phantoms with respect to the antennas for a given measurement; (c) Zoom-in of the aorta and aneurysm phantoms, including their dimensions.

In this more complex scenario involving phantoms with biological material and with relatively big sizes with respect to the measurement area for the antennas (which means that some antennas will receive important signals), we used the medical imaging algorithms DAS and IDAS, as described above. These are two of the commonly used imaging algorithms in biological tissue detection by means of microwave antennas [42], and they were proved to be convenient for determining the contribution of each antenna in complex scenarios [44,45]. As a novelty, in this work, considering that the evaluation of the contributions of the antennas has to be conducted at a given distance from the antennas (in the plane where the objects under analysis are placed), we employed a modified version of these algorithms in which the information provided by each one of the antennas is obtained by means of the process described in Section 4. As mentioned above, the time-domain response of the received reflection is obtained with the Hilbert transform for each antenna. Then, from this response, the contribution of the antenna for the distance to the object (the reference plane) is evaluated, and a new narrow pulse of 14 ns FWHM is generated for each antenna. These pulses are then fed into the imaging algorithms.

5.2. Proof-of-Concept

At an initial stage, considering only the healthy aorta phantom, with no aneurysm, three measurements were made, placing the aorta phantom in three different positions within the measurement grid (namely on the right side, in the middle and on the left side). The purpose of these measurements was to assess the capability of the system to detect and locate the aorta phantom before evolving into more complex measurements. The DAS algorithm was used in this case for image generation since it was proved to be appropriate for representing objects with relatively big sizes, such as our aorta phantom [44,46]. In all the cases, the measurements were set at a distance of 210 mm from the antennas, which corresponds to the position of the plane where the aorta phantom was placed.

Figure 15 shows the results for the three cases. Specifically, Figure 15a shows the resulting medical image associated with the aorta phantom placed on the right side of the measurement area. The contribution of each antenna (shown as a circumference around the antennas), the sum of the contributions of all antennas provided by the DAS algorithm, and how the system detects an elongated object in the column made of antennas #10, #11, #12 and #13 (the antennas are depicted in the images with white rectangles with the dimensions of their radiating patches), which are the closest ones to the aorta phantom in this case, can be seen. For better visualization and understanding, in Figure 15d, we superimposed this result on a photograph of the actual position of the aorta phantom, taken from the upper space of the antennas. It is easy to notice the good agreement between the results for our modified version of the DAS algorithm and the real scenario.

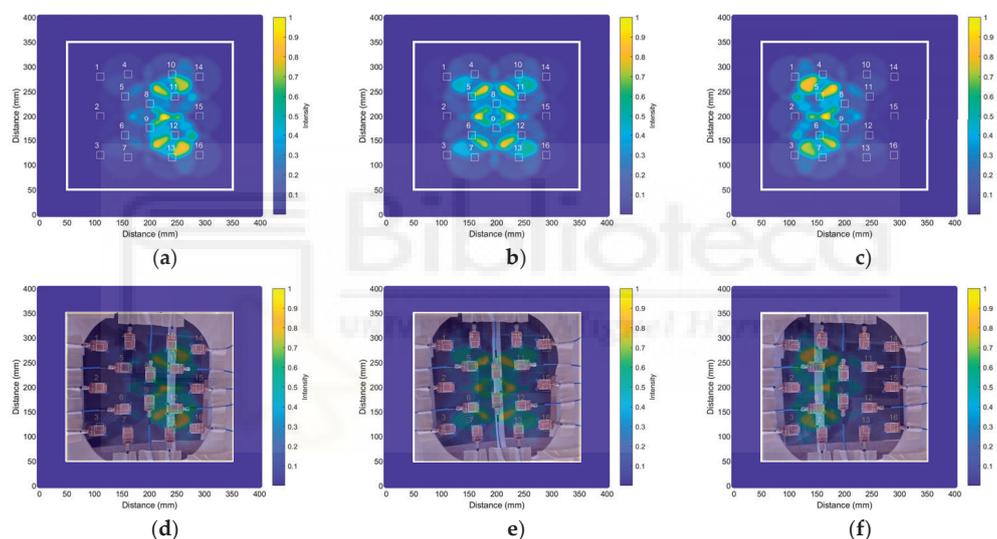


Figure 15. Results obtained with the modified version of the DAS algorithm for the detection of the aorta phantom in three different positions: (a) Result for the aorta phantom on the right side of the measurement area (the numbers refer to the corresponding antennas); (b) Result for the aorta phantom in the middle of the measurement area; (c) Result for the aorta phantom on the left side of the measurement area; (d) Result for the aorta phantom on the right side superimposed on a photograph of the real setup; (e) Result for the aorta phantom in the middle superimposed on a photograph of the real setup; (f) Result for the aorta phantom on the left superimposed on a photograph of the real setup.

This analysis has been repeated for the two remaining positions of the aorta phantom. Figure 15b,e show the result when the aorta phantom was placed in the middle of the measurement area, just under antennas #8 and #9, while Figure 15c,f show the result for the case of the aorta phantom placed on the left side of the measurement area, i.e., under antennas #4, #5, #6 and #7. In all cases, we observed that the proposed medical imaging algorithm is useful for the right detection and location of the aorta phantom inside the torso phantom.

The next step in the proof of concept consisted of assessing the capability of the system to detect a deformation of the aorta, which is associated with an AAA. The new setup involved the aorta phantom used in the previous measurements in addition to a balloon filled with water, acting as a phantom for the deformation of the aorta due to the AAA (as shown in Figure 14c). In this case, the modified version of the IDAS algorithm was preferred for medical image generation due to its better accuracy for the detection of anomalous,

localized objects [44,46]. The reference plane was set, this time to the intermediate point of the aneurysm phantom, found at 180 mm from the antennas.

With this setup, we analyzed nine different experimental cases with different configurations of the aorta and the aneurysm phantoms within the measurement area. As an example, Figure 16 shows three of these cases, for which the aorta was placed in the three previous positions, and the aneurysm is placed at three different positions next to the aorta: in the upper region, in the middle region and in the lower region. Figure 16a shows the result for the aorta phantom placed on the right side and the aneurysm in the upper region (case 1 in Table 2, see below). As can be observed, the system effectively detects the anomaly (associated with an AAA) between antennas #8 and #11.

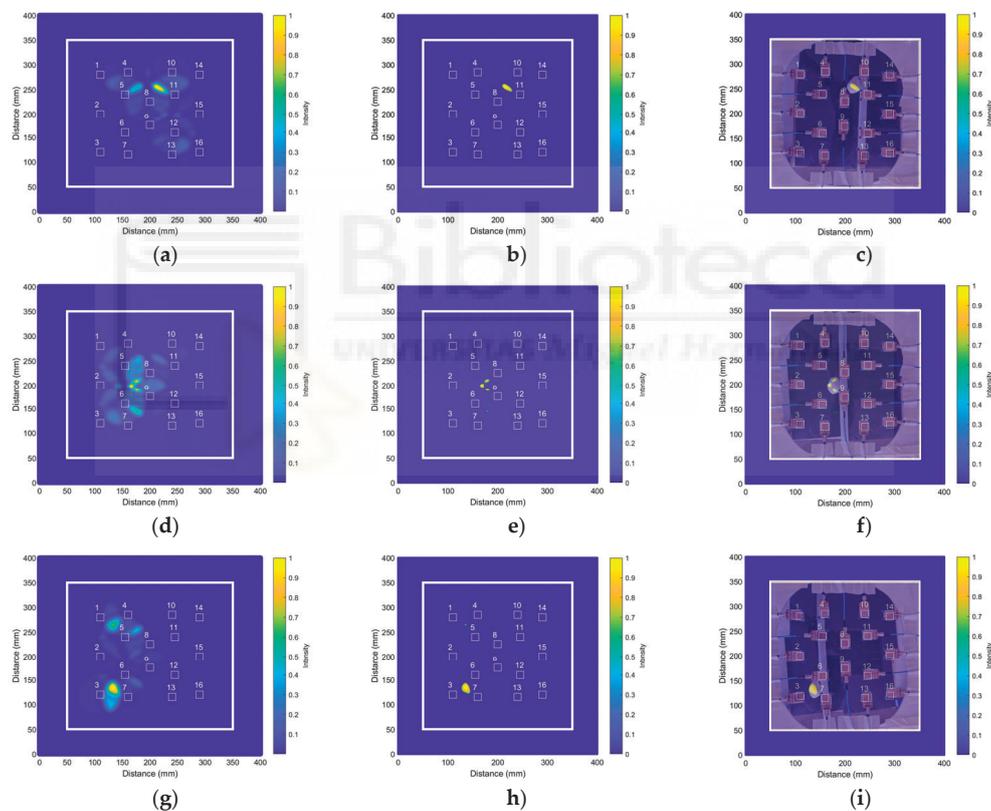


Figure 16. Aneurysm detection results for three different positions by means of the modified version of the IDAS algorithm: (a) Result associated with the aorta phantom placed on the right side of the measurement area and the aneurysm in the upper region (the numbers refer to the corresponding antennas); (b) Result from (a) after applying the threshold of 0.6 units of intensity; (c) Result from (b) superimposed on a photograph showing the real positions of the aorta and aneurysm phantoms; (d) Result associated with the aorta phantom placed in the middle of the measurement area and the aneurysm in the middle region; (e) Result from (d) after applying the threshold of 0.6 units of intensity; (f) Result from (e) superimposed on a photograph showing the real positions of the aorta and aneurysm phantoms; (g) Result associated with the aorta phantom placed on the left side of the measurement area and the aneurysm in the lower region; (h) Result from (g) after applying the threshold of 0.6 units of intensity; (i) Result from (h) superimposed on a photograph showing the real positions of the aorta and aneurysm phantoms.

Table 2. Positioning errors for the 9 experimental cases under study. All positions and absolute errors in mm. Pos. = Real position; Obt. = Obtained position.

AAA Case	Real Position		IDAS Obtained Position		Positioning Error			
	Pos. x	Pos. y	Obt. x	Obt. y	Error x	Rel. Error x	Error y	Rel. Error y
1	221.5	256.8	216.8	256.0	4.7	2.1%	0.8	0.3%
2	213.7	184.0	227.8	197.3	14.1	6.6%	13.3	7.2%
3	216.8	140.0	218.4	143.2	1.6	0.7%	3.2	2.3%
4	173.2	264.6	177.7	253.6	4.5	2.6%	11.0	4.2%
5	180.8	201.2	172.2	199.6	8.6	4.8%	1.6	0.8%
6	176.1	137.1	180.8	143.2	4.7	2.7%	6.1	4.4%
7	140.9	259.1	136.1	261.4	4.8	3.4%	2.3	0.9%
8	137.0	185.5	133.1	180.8	3.9	2.8%	4.7	2.5%
9	140.1	135.9	136.2	134.6	3.9	2.8%	1.3	1.0%

For better locating the detected artifact, the results were thresholded so that all the values in the image smaller than a certain threshold were removed. This threshold was experimentally adjusted for the current setup to 0.6, then kept constant for all the cases. The result after thresholding for the case of the aorta phantom placed on the right side with the aneurysm in the upper region is shown in Figure 16b. Finally, with the purpose of checking that the detected position of the aneurysm is in good agreement with the real position of the aneurysm phantom, the result (after thresholding) is superimposed on a photograph of the actual setup, taken from the upper space of the antennas (Figure 16c). As can be seen, the system detects and locates the aneurysm phantom with high accuracy.

Figure 16d–f show the results for the case of the aorta phantom placed in the middle of the measurement area and the aneurysm phantom placed also in the middle region, between antennas #5, #6, #8 and #9 (case 5 in Table 2). It can be seen that the algorithm also detects an artifact in this case. Once the result is thresholded and superimposed on the photograph of the actual scenario, we can observe a good agreement between the detected object and the location of the aneurysm phantom again. A similar result was found in the third case, as shown in Figure 16g–i, in which the aorta phantom was placed on the left side of the measurement area and the aneurysm phantom was placed in the lower region, between antennas #3, #6 and #7 (case 9 in Table 2). We obtained similar results for the rest of the measurements in the remaining 6 cases, which are not shown here for the sake of brevity.

The penetration depth (PD) can be obtained from the wavelength in vacuum and the dielectric properties of the materials the waves travel through [47]. In this case, considering the average dielectric properties of the aorta and an aneurysm [48], which are mainly composed of blood, the PD in the proposed system varies between 18.8 mm at 1 GHz and 3.2 mm at the highest frequency, 6 GHz. Also, the spatial resolution at this maximum frequency, computed as described in [49], is 3.5 mm. It can be seen that one of the benefits of wideband microwave imaging systems like the one proposed here is the potential to attain both good penetration depth thanks to the lowest frequencies and good spatial resolution thanks to the highest frequencies in the band.

Finally, for a better assessment of the results, we computed the experimental positioning errors for the AAA for the nine cases under study. To do that, as mentioned above, we applied the IDAS algorithm for generating the images, and we later applied the 0.6 threshold (the same procedure as the one shown in Figure 16). With the generated images, we obtained the coordinates of the centroid for each detected AAA, having the same origin of coordinates as in Figure 16. The real positions of the AAA phantoms were computed from their corresponding photographs for comparison (it should be noted that these data are prone to a certain error due to the manual positioning of the object). The results are shown in Table 2. In general, the errors are considerably low, with errors below 10 mm and relative errors below 5% in most cases.

6. Conclusions

In this work, we showed a microwave medical imaging system devoted to the detection of abdominal aortic aneurysms by means of 16 twin antennas placed on the same plane. The design of the antenna was optimized to achieve a wide bandwidth while remaining within acceptable dimensions for the antenna. A hardware system was implemented for automated sequential measurement of the antennas. We carried out a scrupulous calibration and fine-tuning of the system. A signal processing and image generation strategy was devised by adapting to our system-modified versions of DAS and IDAS algorithms for measurement in plane scenarios, leveraging the good performance of the DAS algorithm for detecting objects of considerable dimensions (such as the aorta phantom) and the precision brought by IDAS algorithm for the location of relatively small objects (such as the AAA phantom). We made a proof-of-concept of the proposed technology with a bespoke experimental setup composed of a human torso phantom housing an aorta phantom and an aneurysm phantom. The performance of the system was evaluated with several configurations of the aorta and the aneurysm phantoms within the torso phantom. The results showed good detection and location capabilities, as well as easy visual identification of the aneurysm phantom in the generated images. The assessment of the errors showed accurate detection with acceptable errors for the proposed application. This technology could be an interesting option for fast detection of aneurysms, avoiding the high costs, prolonged operation and risky use associated with the conventional equipment. Considering the results, we conclude that MWI technology may be a good option to take into account as a complement to the current medical imaging systems for AAA detection, thus bringing a low-cost solution suitable for outpatient use and harmless for both patients and medical staff.

Author Contributions: Conceptualization, A.M.-L., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; methodology, A.M.-L., C.B.-A., H.G.-M., C.G.J., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; software, A.M.-L., C.B.-A. and R.G.; validation, A.M.-L., C.G.J., R.G., G.T., H.G.-M., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; formal analysis, A.M.-L., C.B.-A., C.G.J. and G.T.; investigation, A.M.-L., C.B.-A., H.G.-M., C.G.J., R.G., G.T., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; resources, R.G., G.T., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; data curation, A.M.-L., C.B.-A., C.G.J. and R.G.; writing—original draft preparation, A.M.-L., C.G.J., R.G. and E.Á.-N.; writing—review and editing, A.M.-L., C.G.J., R.G., G.T. and E.Á.-N.; visualization, A.M.-L., H.G.-M., C.G.J. and R.G.; supervision, G.T., R.G., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; project administration, E.Á.-N. and J.M.S.-N.; funding acquisition, R.G., J.M.S.-N. and E.Á.-N. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This research was funded in part by Conselleria d'Educació, Universitats i Ocupació in Generalitat Valenciana (Government of Valencia Region) through the AICO project (reference CIAICO/2022/068) and in part by Grant PID2022-139783OB-I00 funded by MICIU/AEI/10.13039/501100011033 and by "ERDF A way of making Europe". The work of A.M.-L. was funded by Conselleria d'Innovació, Universitats, Ciència i Societat Digital in Generalitat Valenciana (Government of Valencia Region) and by the European Social Fund through the ACIF programme under grant ACIF/2020/147. The work of C.G. J. was funded in part by Conselleria d'Innovació, Universitats, Ciència i Societat Digital in Generalitat Valenciana (Government of Valencia Region) and the European Social Fund through the APOSTD program under grant CIAPOS/2021/267 and in part by Grant RYC2022-036257-I funded by MICIU/AEI/10.13039/501100011033 and by ESF+.

Institutional Review Board Statement: Not applicable.

Informed Consent Statement: Not applicable.

Data Availability Statement: Data are contained within the article.

Conflicts of Interest: The authors declare no conflicts of interest.

References

1. Sakalihasan, N.; Limet, R.; Defawe, O.D. Abdominal aortic aneurysm. *Lancet* **2005**, *365*, 1577–1589. [CrossRef]
2. Perrin, M. Venous aneurysms. *Phlebology* **2006**, *13*, 172–176.
3. Gillespie, D.L.; Villavicencio, J.L.; Gallagher, C.; Chang, A.; Hamelink, J.K.; Fiala, L.A.; O'Donnell, S.D.; Jackson, M.R.; Pikoulis, E.; Rich, N.M. Presentation and management of venous aneurysms. *J. Vasc. Surg.* **1997**, *26*, 845–852. [CrossRef] [PubMed]

4. Irwin, C.; Synn, A.; Kraiss, L.; Zhang, Q.; Griffen, M.M.; Hunter, G.C. Metalloproteinase expression in venous aneurysms. *J. Vasc. Surg.* **2008**, *48*, 1278–1285. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
5. Kumar, Y.; Hooda, K.; Li, S.; Goyal, P.; Gupta, N.; Adeb, M. Abdominal aortic aneurysm: Pictorial review of common appearances and complication. *Ann. Transl. Med.* **2017**, *5*, 256. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
6. Hong, H.; Yang, Y.; Liu, B.; Cai, W. Imaging of abdominal aortic aneurysm: The present and the future. *Curr. Vasc. Pharmacol.* **2010**, *8*, 808–819. [[CrossRef](#)]
7. Jacob, A.D.; Barkley, P.L.; Broadbent, K.C.; Huynh, T.T.T. Abdominal aortic aneurysm screening. *Semin. Roentgenol.* **2015**, *50*, 118–126. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
8. Wang, X.; Ghayesh, M.H.; Kotousov, A.; Zander, A.C.; Psaltis, P.J. Dynamical Influences of Different Aneurysm Sizes on Rupture Risk of Abdominal Aorta. In Proceedings of the 1st International Conference on Mechanical System Dynamics (ICMSD 2022), Nanjing, China, 24–27 August 2022; pp. 33–38. [[CrossRef](#)]
9. Anagnostakos, J.; Lal, B.K. Abdominal aortic aneurysms. *Prog. Cardiovasc. Dis.* **2021**, *65*, 34–43. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
10. Hoskins, P.; Semple, S.; White, P.; Richards, J. Imaging of aneurysms. In *Biomechanics and Mechanobiology of Aneurysms. Studies in Mechanobiology, Tissue Engineering and Biomaterials*; McGloughlin, T., Ed.; Springer: Berlin/Heidelberg, Germany, 2011; Volume 7, pp. 35–65. [[CrossRef](#)]
11. de Hoop, H.; Petterson, N.J.; van de Vosse, F.N.; van Sambeek, M.R.H.M.; Schwab, H.-M.; Lopata, R.G.P. Multiperspective ultrasound strain imaging of the abdominal aorta. *IEEE Trans. Med. Imaging* **2020**, *39*, 3714–3724. [[CrossRef](#)]
12. Moradi, S.; Ferdinando, H.; Zienkiewicz, A.; Särestöniemi, M.; Myllylä, T. Measurement of cerebral circulation in human. In *Cerebral Circulation—Updates on Models, Diagnostics and Treatments of Related Diseases*; Scerrati, A., Ricciardi, L., Dones, F., Eds.; IntechOpen: London, UK, 2022. [[CrossRef](#)]
13. Martínez-Lozano, A.; Blanco-Angulo, C.; García-Martínez, H.; Gutiérrez-Mazón, R.; Torregrosa-Penalva, G.; Ávila-Navarro, E.; Sabater-Navarro, J.M. UWB-printed rectangular-based monopole antenna for biological tissue analysis. *Electronics* **2021**, *10*, 304. [[CrossRef](#)]
14. Shao, W.; McCollough, T. Advances in microwave near-field imaging. *IEEE Microw. Mag.* **2020**, *21*, 94–119. [[CrossRef](#)]
15. Ketavath, K.N.; Gopi, D.; Rani, S.S. In-vitro test of miniaturized CPW-fed implantable conformal patch antenna at ISM band for biomedical applications. *IEEE Access* **2019**, *7*, 43547–43554. [[CrossRef](#)]
16. Kiani, S.; Rezaei, P.; Fakhr, M. A CPW-fed wearable antenna at ISM band for biomedical and WBAN applications. *Wirel. Netw.* **2021**, *27*, 735–745. [[CrossRef](#)]
17. Fear, E.C.; Meaney, P.M.; Stuchly, M.A. Microwaves for breast cancer detection? *IEEE Potentials* **2003**, *22*, 12–18. [[CrossRef](#)]
18. Martínez-Lozano, A.; Blanco-Angulo, C.; Rodríguez-Martínez, A.; Juan, C.G.; García-Martínez, H.; Sabater-Navarro, J.M.; Ávila-Navarro, E. Toward intraoperative brain-shift detection through microwave imaging system. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **2023**, *72*, 4011411. [[CrossRef](#)]
19. Islam, M.T.; Mahmud, M.Z.; Islam, M.T.; Kibria, S.; Samsuzzaman, S. A low cost and portable microwave imaging system for breast tumor detection using UWB directional antenna array. *Sci. Rep.* **2019**, *9*, 15491. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
20. Blanco-Angulo, C.; Martínez-Lozano, A.; Gutiérrez-Mazón, R.; Juan, C.G.; García-Martínez, H.; Arias-Rodríguez, J.; Sabater-Navarro, J.M.; Ávila-Navarro, E. Non-invasive microwave-based imaging system for early detection of breast tumours. *Biosensors* **2022**, *12*, 752. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
21. Hamza, M.N.; Abdulkarim, Y.I.; Saeed, S.R.; Altıntaş, O.; Mahmud, R.H.; Appasani, B.; Ravariu, C. Low-cost antenna-array-based metamaterials for non-invasive early-stage breast tumor detection in the human body. *Biosensors* **2022**, *12*, 828. [[CrossRef](#)]
22. Lauteslager, T.; Tömmmer, M.; Lande, T.S.; Constandinou, T.G. Dynamic microwave imaging of the cardiovascular system using ultra-wideband radar-on-chip devices. *IEEE Trans. Biomed. Eng.* **2022**, *69*, 2935–2946. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
23. Hossain, A.; Islam, M.T.; Rahman, T.; Chowdhury, M.E.H.; Tahir, A.; Kiranyaz, S.; Mat, K.; Beng, G.K.; Soliman, M.S. Brain tumor segmentation and classification from sensor-based portable microwave brain imaging system using lightweight deep learning models. *Biosensors* **2023**, *13*, 302. [[CrossRef](#)]
24. Persson, M.; Fhager, A.; Trefná, H.D.; Yu, Y.; McKelvey, T.; Pegenius, G.; Karlsson, J.-E.; Elam, M. Microwave-based stroke diagnosis making global prehospital thrombolytic treatment possible. *IEEE Trans. Biomed. Eng.* **2014**, *61*, 2806–2817. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
25. Tobon Vasquez, J.A.; Scapatucci, R.; Turvani, G.; Bellizzi, G.; Rodriguez-Duarte, D.O.; Joachimowicz, N.; Duchêne, B.; Tedeschi, E.; Casu, M.R.; Crocco, L.; et al. A prototype microwave system for 3D brain stroke imaging. *Sensors* **2020**, *20*, 2607. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
26. Moloney, B.M.; O’Loughlin, D.; Abd Elwahab, S.; Kerin, M.J. Breast cancer detection—A synopsis of conventional modalities and the potential role of microwave imaging. *Diagnostics* **2020**, *10*, 103. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
27. Nikolova, N.K. Microwave imaging for breast cancer. *IEEE Microw. Mag.* **2011**, *12*, 78–94. [[CrossRef](#)]
28. Sohani, B.; Khalesi, B.; Ghavami, N.; Ghavami, M.; Dudley, S.; Rahmani, A.; Tiberi, G. Detection of haemorrhagic stroke in simulation and realistic 3-D human head phantom using microwave imaging. *Biomed. Signal Process. Control* **2020**, *61*, 102001. [[CrossRef](#)]
29. Preece, A.W.; Craddock, I.; Shere, M.; Jones, L.; Winton, H.L. MARIA M4: Clinical evaluation of a prototype ultrawideband radar scanner for breast cancer detection. *J. Med. Imaging* **2016**, *3*, 033502. [[CrossRef](#)]

30. Massey, H.; Ridley, N.; Lyburn, I. Radiowave detection of breast cancer in the symptomatic clinic—A multi-centre study. In Proceedings of the International Cambridge Conference on Breast Imaging, Cambridge, UK, 3–4 July 2017.
31. Janjic, A.; Cayoren, M.; Akduman, I.; Yilmaz, T.; Onemli, E.; Bugdayci, O.; Aribal, M.E. SAFE: A novel microwave imaging system design for breast cancer screening and early detection—Clinical evaluation. *Diagnostics* **2021**, *11*, 533. [CrossRef]
32. Rodriguez-Duarte, D.O.; Tobon Vasquez, J.A.; Scapaticci, R.; Turvani, G.; Cavagnaro, M.; Casu, M.R.; Crocco, L.; Vipiana, F. Experimental validation of a microwave system for brain stroke 3-D imaging. *Diagnostics* **2021**, *11*, 1232. [CrossRef]
33. Hampson, M. New Smart Helmet Rapidly Assesses Stroke Patients. *IEEE Spectrum*. 2021. Available online: <https://spectrum.ieee.org/new-smart-helmet-design-rapidly-assesses-stroke-patients> (accessed on 3 February 2024).
34. Candefjord, S.; Wings, J.; Malik, A.A.; Yu, Y.; Rylander, T.; McKelvey, T.; Fhager, A.; Elam, M.; Persson, M. Microwave technology for detecting traumatic intracranial bleedings: Tests on phantom of subdural hematoma and numerical simulations. *Med. Biol. Eng. Comput.* **2017**, *55*, 1177–1188. [CrossRef]
35. Mobashsher, A.T.; Bialkowski, K.S.; Abbosh, A.M.; Crozier, S. Design and experimental evaluation of a non-invasive microwave head imaging system for intracranial haemorrhage detection. *PLoS ONE* **2016**, *11*, e0152351. [CrossRef] [PubMed]
36. Mobashsher, A.T.; Abbosh, A.M. On-site rapid diagnosis of intracranial hematoma using portable multi-slice microwave imaging system. *Sci. Rep.* **2016**, *6*, 37620. [CrossRef]
37. Mobashsher, A.T.; Mahmoud, A.; Abbosh, A.M. Portable wideband microwave imaging system for intracranial hemorrhage detection using improved back-projection algorithm with model of effective head permittivity. *Sci. Rep.* **2016**, *6*, 20459. [CrossRef]
38. Quintero, G.; Zurcher, J.-F.; Skrivervik, A.K. System Fidelity Factor: A new method for comparing UWB antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2011**, *59*, 2502–2512. [CrossRef]
39. Marinov, O. Noise Partition in S-parameter Measurement. In Proceedings of the 22nd International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF), Montpellier, France, 24–28 June 2013. [CrossRef]
40. Reimer, T.; Solis-Nepote, M.; Pistorius, S. The impact of the inverse chirp z-transform on breast microwave radar image reconstruction. *Int. J. Microw. Wirel. Technol.* **2020**, *12*, 848–854. [CrossRef]
41. Garrett, J.; Fear, E. A new breast phantom with a durable skin layer for microwave breast imaging. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2015**, *63*, 1693–1700. [CrossRef]
42. AlSawafah, N.; El-Abed, S.; Dhou, S.; Zakaria, A. Microwave imaging for early breast cancer detection: Current state, challenges, and future directions. *J. Imaging* **2022**, *8*, 123. [CrossRef]
43. Conceição, R.C.; Mohr, J.J.; O'Halloran, M. *An Introduction to Microwave Imaging for Breast Cancer Detection*; Springer International Publishing: Cham, Switzerland, 2016. [CrossRef]
44. Elahi, M.A.; O'Loughlin, D.; Lavoie, B.R.; Glavin, M.; Jones, E.; Fear, E.C.; O'Halloran, M. Evaluation of image reconstruction algorithms for confocal microwave imaging: Application to patient data. *Sensors* **2018**, *18*, 1678. [CrossRef]
45. Guo, B.; Wang, Y.; Li, J.; Stoica, P.; Wu, R. Microwave imaging via adaptive beamforming methods for breast cancer detection. *J. Electromagn. Waves Appl.* **2006**, *20*, 53–63. [CrossRef]
46. Blanco-Angulo, C.; Martínez-Lozano, A.; Juan, C.G.; Gutiérrez-Mazón, R.; Arias-Rodríguez, J.; Ávila-Navarro, E.; Sabater-Navarro, J.M. Validation of an RF image system for real-time tracking neurosurgical tools. *Sensors* **2022**, *22*, 3845. [CrossRef] [PubMed]
47. Pozar, D.M. The wave equation and basic plane wave solution. In *Microwave Engineering*, 3rd ed.; John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 2005; Chapter 1.4; p. 18.
48. Hasgall, P.A.; Di Gennaro, F.; Baumgartner, C.; Neufeld, E.; Lloyd, B.; Gosselin, M.C.; Payne, D.; Klingensböck, A.; Kuster, N. "IT'IS Database for Thermal and Electromagnetic Parameters of Biological Tissues: Version 4.1", Found. Res. Inf. Technol. Soc. (IT'IS): Zürich, Switzerland, Version 4.1, Tech. Rep., Feb. 2022. Available online: <https://itis.swiss/virtual-population/tissue-properties/overview/> (accessed on 3 February 2024).
49. Naghibi, A.; Attari, A.R. Near-field radar-based microwave imaging for breast cancer detection: A study on resolution and image quality. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2021**, *69*, 1670–1680. [CrossRef]

Disclaimer/Publisher's Note: The statements, opinions and data contained in all publications are solely those of the individual author(s) and contributor(s) and not of MDPI and/or the editor(s). MDPI and/or the editor(s) disclaim responsibility for any injury to people or property resulting from any ideas, methods, instructions or products referred to in the content.