

UNIVERSIDAD MIGUEL HERNÁNDEZ DE ELCHE



DETECCIÓN NO INVASIVA MEDIANTE
MICROONDAS DE TEJIDO TUMORAL EN
ESTADIOS TEMPRANOS EN CASOS DE
CÁNCER DE MAMA

TESIS DOCTORAL

Programa de Doctorado en Tecnologías Industriales y de
Telecomunicación

Carolina Blanco Angulo

Director:

Ernesto Ávila Navarro

Codirector:

Roberto Gutiérrez Mazón

MARZO 2023

La presente Tesis Doctoral está sustentada por un compendio de trabajos que han dado lugar a publicaciones en revistas científicas internacionales con impacto en el JCR (*Journal Citation Reports Science Edition*). A continuación se enumeran dichas publicaciones:

- *Non-Invasive Microwave-Based Imaging System for Early Detection of Breast Tumours.*
C. Blanco-Angulo, A. Martínez-Lozano, R. Gutiérrez-Mazón, C. G. Juan, H. García-Martínez, J. Arias-Rodríguez, J. M. Sabater-Navarro and E. Ávila-Navarro.
MDPI Biosensors, vol. 12, ed. 9, 752, September 2022.
ISSN: 2079-6374
JCR-SCI Impact Factor: 5.743, Quartile **Q1**
Web: <https://doi.org/10.3390/bios12090752>
DOI: 10.3390/bios12090752
- *Validation of an RF Image System for Real-Time Tracking Neurosurgical Tools.*
C. Blanco-Angulo, A. Martínez-Lozano, C. G. Juan, R. Gutiérrez-Mazón, J. Arias-Rodríguez, E. Ávila-Navarro and J. M. Sabater-Navarro.
MDPI Sensors, vol. 20, ed. 10, 3845, May 2022.
ISSN: 1424-8220
JCR-SCI Impact Factor: 3.847, Quartile **Q2**
Web: <https://doi.org/10.3390/s22103845>
DOI: 10.3390/s22103845
- *Low-Cost Direct-Writing of Silver-Based Ink for Planar Microwave Circuits up to 10 GHz.*
C. Blanco-Angulo, A. Martínez-Lozano, J. Arias-Rodríguez, A. Rodríguez-Martínez, J. M. Vicente-Samper, J.M. Sabater-Navarro and E. Ávila-Navarro.
IEEE Access, vol. 11, pp. 4010-4022, January 2023.
Electronic ISSN: 2169-3536, Print ISSN: 2169-3536.
JCR-SCI Impact Factor: 3.476, Quartile **Q2**
Web: <https://doi.org/10.1109/access.2023.3234772>
DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3234772



AUTORIZACIÓN DE PRESENTACIÓN DE TESIS DOCTORAL POR
COMPENDIO DE PUBLICACIONES

Director: Ernesto Ávila Navarro

Codirector: Roberto Gutiérrez Mazón

Título de la tesis: Detección no invasiva mediante microondas de tejido tumoral en estadios tempranos en casos de cáncer de mama

Autora: Carolina Blanco Angulo

Instituto de Investigación en Ingeniería de Elche.

El director y codirector de la Tesis Doctoral reseñada autorizan su publicación en la modalidad de conjunto de publicaciones.

En Elche, a de marzo de 2023

Fdo.: Dr. Ernesto Ávila Navarro

Fdo.: Dr. Roberto Gutiérrez Mazón



PROGRAMA DE DOCTORADO EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES Y DE
TELECOMUNICACIÓN

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

CERTIFICA

Que el trabajo realizado por Dña. Carolina Blanco Angulo titulado “Detección no invasiva mediante microondas de tejido tumoral en estadios tempranos en casos de cáncer de mama” ha sido dirigido por el Dr. Ernesto Ávila Navarro y codirigido por el Dr. Roberto Gutiérrez Mazón y se encuentra en condiciones de ser leído y defendido como Tesis Doctoral ante el correspondiente tribunal en la Universidad Miguel Hernández de Elche.

Lo que firmo para los efectos oportunos en Elche, a de marzo de 2023

Fdo.: Dr. 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 parcialmente financiada por los siguientes proyectos de investigación:

- **Proyecto (DPI2016-80391-C3-2-R)**
 - **Título:** Sistema predictivo del brain-shift basado en mediciones de distancia no invasivas.
 - **Financiado por:** Agencia Estatal de Investigación. Ministerio de Economía, Industria y Competitividad.
- **Proyecto (INNVA1/2020/49):**
 - **Título:** Sistema no invasivo para la caracterización bioquímica, detección de componentes y reconstrucción biomédica 3D de tejidos biológicos.
 - **Financiado por:** Agencia Valenciana de la Innovación. Generalitat Valenciana.
- **Proyecto (PID2019-111023RB-C32):**
 - **Título:** Evaluación de las suturas de un sistema robótico para anastomosis.
 - **Financiado por:** Agencia Estatal de Investigación. Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades.
- **Proyecto (AICO/2020/218):**
 - **Título:** Técnicas disruptivas de diseño y fabricación de circuitos de microondas mediante impresión aditiva 3D.
 - **Financiado por:** Conselleria d'Innovació, Universitats, Ciència i Societat Digital. Generalitat Valenciana.

Además, la estancia internacional realizada durante el período de la Tesis Doctoral en el laboratorio de microondas de la Universidad de Pavía (Italia) ha sido financiada con la siguiente ayuda:

- **Ayuda (UMH/01872/2022):**
 - **Título:** Ayudas para la movilidad internacional del PDI y PI de la Universidad Miguel Hernández de Elche.
 - **Financiado por:** Vicerrectorado de Investigación. Universidad Miguel Hernández de Elche.

Finalmente, parte de la asistencia al XXXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio realizada durante el período de la Tesis Doctoral ha sido financiada con la siguiente ayuda:

- **Ayuda (UMH/01858/2022):**
 - **Título:** 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.
 - **Financiado por:** Programa de doctorado en tecnologías industriales y de telecomunicación. Universidad Miguel Hernández de Elche.

Agradecimientos

La Tesis Doctoral es un proceso largo, de varios años de trabajo continuado, en los que la vida te hace sentir que estás en una montaña rusa de emociones. Para llevar este proceso de una forma más llevadera están las personas que nos ayudan y nos apoyan de diferentes maneras.

En primer lugar, me gustaría agradecer todo el esfuerzo, ayuda y apoyo que he recibido por parte de mis directores Ernesto Ávila y Roberto Gutiérrez, gracias también por todo el tiempo dedicado. Sin olvidarme de mi tutor José María Sabater al que agradezco la confianza puesta en mí durante estos años.

Además, en cuanto a gente de la Universidad se refiere, me gustaría agradecer a mis compañeros del área de Tecnología Electrónica (profesores, doctorandos y estudiantes) por prestarme su ayuda cuando la he necesitado. En especial a Julia y a Héctor que son estupendos tanto de profesores como de compañeros. Por otro lado, agradecer el apoyo recibido por parte de Germán cuando más lo necesitaba; pero también de Carlos, José María, Alberto y el resto del equipo del instituto de bioingeniería por ayudarme con los trabajos que hemos sacado adelante entre todos.

Quedo muy agradecida también con la acogida durante mi estancia en la Universidad de Pavía y los conocimientos recibidos de parte de Marco Pasian, Simona Di Meo y Alessia Cannatà. Me llevo amigos de esta experiencia que la hicieron inolvidable: Alessia, Mariam, Martina, Mehdi...

Tengo muchísimo que agradecer a todos mis amigos y amigas (Patri, Lucía, Isa, Anabel, Mireia, Sary, Vir, Cristian y muchos más) de dentro y de fuera de la Universidad pero aquí merecen una mención especial Andrea y Alvarito. Ellos han sido compañeros y amigos durante estos años, son parte fundamental de la Tesis no solo por el trabajo sino sobre todo por su compañía y amistad. Por supuesto, a mi persona especial que ha vivido todas las etapas de mi vida y esta no iba a ser menos, gracias Paloma.

A Alejandro, por no soltarme de la mano ni un solo día a pesar de las subidas y bajadas en la montaña rusa de la Tesis. También por hablar de mí con tanto cariño y admiración a su entorno, a su familia y a sus padres, que me animan en este camino. Agradecer con cariño a mis cuñados Marcos, Laura y Álvaro por escuchar con detalle todas mis hazañas con la Tesis en estos años.

Y por último a mi familia, la pieza más importante de todo este puzle. A mis primas y primos, tías y tíos que celebran todos mis logros con orgullo; a las dos pequeñas que nos ha traído el 2022 con tanta alegría; a mi tío abu Eloy de quien heredo el gusto por los cables y que siempre me ha demostrado su amor; a Luba y a mi abu que me quieren tanto, su garaje lleno de juguetes para arreglar despertó mi curiosidad en las carreras técnicas; a mi yaya Encarni que está muy orgullosa de mí aunque ya no recuerde los motivos pero el amor no lo olvida; a mi yaya Mila, mi estrella, que me guía y me protege todos los días de mi vida. A Noelia, mi mitad, le debo absolutamente todo lo que soy. Finalmente, esta Tesis y todos mis logros (personales, académicos y profesionales) van dedicados a mis padres, Manuel y Toñi, que lo han dado todo y no dudarían en hacerlo una y otra vez.

A mis padres,

Resumen

En la actualidad, las técnicas de imagen médica por microondas están despertando un gran interés dentro del sector sanitario y científico. Este interés tiene como objetivo principal poder realizar imágenes médicas de forma no invasiva para el cuerpo humano. Es ampliamente conocido que los sistemas actuales, como pueden ser los rayos X, son perjudiciales para la salud a largo plazo e incómodos para las pacientes, y por este motivo se busca un sistema que complemente a los ya existentes para en un futuro poder reemplazarlos con seguridad. Con los sistemas de imagen médica por microondas se obtienen imágenes muy claras para la detección de tejido biológico, debido a la diferencia de las propiedades dieléctricas de los tejidos. Son sistemas más rápidos y que se adaptan mejor a la morfología del cuerpo, lo que mejora la atención sanitaria. Finalmente, es importante destacar la notable diferencia en los costes derivados en el desarrollo e implantación de este tipo de sistemas en entornos sanitarios comparados con los actuales.

En esta Tesis Doctoral, se realiza una contribución en el estudio de las técnicas de imagen médica por microondas centrandó el trabajo en la detección temprana de cáncer de mama. Para ello, se presentan dos sistemas de medida de tejido biológico para la detección y ubicación de materiales biológicos y su uso en tres aplicaciones, que han dado como resultado tres publicaciones en revistas de investigación internacionales. En las dos primeras aplicaciones se usa un sistema de imagen médica con medidas en un solo plano; estas aplicaciones están orientadas a la detección de material biológico ligada a la detección temprana de cáncer de mama y al seguimiento de herramientas quirúrgicas en cirugías teleoperadas. La tercera aplicación está ligada también a la detección temprana de cáncer de mama, pero para este caso se ha desarrollado un nuevo sistema de medida en curvas adaptado completamente a la morfología de la mama. Ello nos lleva a utilizar antenas de forma ajustable o flexibles, por lo que se ha realizado un estudio completo de las posibilidades de fabricación de este tipo de antenas en el rango de las microondas con técnicas aditivas de depositado de tinta conductora. Este sistema adaptado a la mama es la contribución principal de la Tesis Doctoral, donde también se presentan modelos realistas de mama biocompatibles para realizar medidas en laboratorio.

Los artículos comentados anteriormente son la justificación de la presentación de esta Tesis Doctoral por compendio de publicaciones, cumpliendo la normativa de Doctorado de la Universidad Miguel Hernández de Elche. Por este motivo, este documento tiene un total de cuatro capítulos en los que se presenta el trabajo realizado, que ha dado lugar a las publicaciones. Los cuatro capítulos se resumen en: un primer capítulo de introducción para hablar sobre las motivaciones, objetivos y métodos; un segundo capítulo del estado del arte del tema estudiado; un tercer capítulo donde se explican las líneas de investigación llevadas a cabo; y un cuarto capítulo donde se exponen las conclusiones y líneas futuras. Por último, el documento finaliza con un anexo donde se incluyen los artículos científicos.

Abstract

Microwave medical imaging techniques are currently attracting a great deal of interest in the health and scientific sectors. The main objective of this interest is to be able to perform medical imaging in a non-invasive way for the human body. It is widely known that current systems, such as X-rays, are harmful to health in the long term and uncomfortable for patients, and for this reason a system is being sought to complement the existing ones in order to be able to replace them safely in the future. Microwave medical imaging systems provide very clear images for the detection of biological tissue, due to the difference in the dielectric properties of the tissues. They are faster and better adapted to the morphology of the body, which improves healthcare. Finally, it is important to highlight the significant difference in the costs involved in the development and implementation of such systems in healthcare environments compared to current ones.

In this Thesis, a contribution is made to the study of microwave medical imaging techniques focusing on the early detection of breast cancer. To this end, two biological tissue measurement systems are presented for the detection and location of biological materials and their use in three applications, which have resulted in three publications in international research journals. The first two applications use a medical imaging system with single plane measurements; these applications are oriented towards the detection of biological material linked to the early detection of breast cancer and the tracking of surgical tools in teleoperated surgeries. The third application is also linked to the early detection of breast cancer, but in this case a new curved measurement system has been developed that is fully adapted to the morphology of the breast. This leads to the use of adjustable or flexible antennas, for which a complete study of the possibilities of manufacturing this type of antenna in the microwave range with additive techniques of conductive ink deposition has been carried out. This system adapted to the breast is the main contribution of the Doctoral Thesis, which also presents realistic biocompatible breast models for laboratory measurements.

The aforementioned articles are the justification for the presentation of this Thesis as a compendium of publications, in compliance with the Doctoral Regulations of the Miguel Hernández University of Elche. For this reason, this document has a total of four chapters in which the work carried out, which has given rise to the publications, is presented. The four chapters are summarised in: a first introductory chapter to talk about the motivations, objectives and methods; a second chapter on the state of the art of the subject studied; a third chapter where the lines of research carried out are explained; and a fourth chapter where the conclusions and future lines of research are set out. Finally, the document ends with an appendix containing the scientific articles.

Lista de abreviaturas

TD	Tesis Doctoral
RADAR	Detección y Alcance por Radio (<i>Radio Detection and Ranging</i>)
UWB	<i>Ultra-Wideband</i>
TFM	Trabajo Fin de Máster
3D	3 Dimensiones
SAR	Tasa de Absorción Específica (<i>Specific Absorption Rate</i>)
ADS	<i>Advanced Design System</i>
EmPro	<i>Electromagnetic Professional</i>
HFSS	<i>High Frequency Simulation Software</i>
FEM	Método de Elementos Finitos (<i>Finite Element Method</i>)
FDTD	Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (<i>Finite-Difference Time-Domain</i>)
IDE	Entorno de Desarrollo Integrado (<i>Integrated Development Environment</i>)
VNA	Analizador Vectorial de Redes (<i>Vector Network Analyzer</i>)
RF	Radiofrecuencia
UV	Ultravioleta
DIW	Escritura de tinta directa (<i>Direct Ink Writer</i>)
PCB	Placa de Circuito Impreso (<i>Printed Circuit Board</i>)
PLA	Ácido Poliláctico (<i>Poly-Lactic Acid</i>)
TAC	Tomografía Axial Computarizada (<i>Computed Axial Tomography</i>)
OMS	Organización Mundial de la Salud
PET	Tomografía por Emisión de Positrones (<i>Positron Emission Tomography</i>)
PAT	Tomografía Fotoacústica (<i>Photoacoustic Tomography</i>)

DOT	Tomografía Óptica Difusa (<i>Diffuse Optical Tomography</i>)
LAN	Red de Área Local (<i>Local Area Network</i>)
USB	Bus Universal en Serie (<i>Universal Serial Bus</i>)
SW	Conmutador (<i>Switch</i>)
PC	Ordenador (<i>Personal Computer</i>)
SMD	Dispositivo de Montaje Superficial (<i>Surface Mounting Device</i>)
S1P	<i>1 S-Parameter Data</i>
DAS	<i>Delay and Sum</i>
DMAS	<i>Delay Multiply and Sum</i>
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
ICNIRP	Comisión Internacional de Protección contra Radiaciones No Ionizantes (<i>International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection</i>)
IEEE	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>)
SP	Resolución espacial (<i>Spatial Resolution</i>)
ϵ	Permitividad dieléctrica
SNR	Relación señal a ruido (<i>Signal to Noise Ratio</i>)
NS	Ruido del sistema (<i>Noise System</i>)
IM	Imagen Médica
Tan δ	Tangente de pérdidas
σ	Conductividad
IDAS	<i>Improved Delay-and-Sum</i>
CF	Factor de Coherencia (<i>Coherence Factor</i>)
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
PDF	Función de densidad de probabilidad (<i>Probability Density Function</i>)

Índice

Capítulo 1: Introducción.....	1
1.1. Introducción.....	1
1.2. Motivación.....	3
1.3. Objetivos.....	4
1.4. Materiales y métodos.....	5
1.4.1 Materiales.....	5
1.4.2 Métodos.....	7
1.5. Organización de la Tesis Doctoral.....	8
1.6. Referencias.....	9
Capítulo 2: Estado del arte	11
2.1. Revisión bibliográfica.....	11
2.1.1 Técnicas de imagen médica utilizadas en la actualidad.....	11
2.1.2 Estudios sobre nuevos sistemas de obtención de imagen médica para la detección de cáncer de mama	19
2.2. Sistema de medidas en un solo plano	30
2.2.1 Parte hardware del sistema.....	32
2.2.2 Parte software del sistema.....	43
2.2.3 Características destacables del sistema y ventajas frente a los sistemas de medida existentes.....	52
2.3. Referencias.....	55
Capítulo 3: Resultados	61
3.1. Imagen médica para detección de objetos con medidas en un plano.....	61
3.1.1 Detección de tumores en cáncer de mama.....	62
3.1.2 Sistema de ayuda a la navegación robótica en cirugía intracraneal.....	74
3.2. Imagen médica para detección de cáncer de mama con medidas en superficies curvas	87
3.2.1 Fabricación aditiva de circuitos de microondas	88
3.2.2 Sistema para la detección de tumores en cáncer de mama con medidas curvas.....	101
3.3. Referencias.....	164
Capítulo 4: Conclusiones	169
4.1. Conclusiones.....	169
4.2. Líneas Futuras.....	173
Anexo A: Publicaciones.....	175
Anexo B: Tabla estados.....	239

Capítulo 1: Introducción

1.1. Introducción

La Tesis Doctoral (TD) se centra en el estudio y caracterización de materiales dieléctricos biocompatibles mediante antenas de banda ancha en el rango de frecuencias de las microondas, el procesamiento de las señales para la obtención de la distancia a la que se encuentran los distintos materiales y en la generación de imágenes médicas que nos permitan detectar distintos artefactos y mejorar la comprensión e interpretación de los resultados obtenidos.

En este sentido, la TD se plantea como un estudio en profundidad de los sistemas de detección de tejidos biológicos y materiales biocompatibles en distintos casos, como puede ser el guiado de herramientas en cirugías teleoperadas con brazos robóticos o la detección temprana de tumores en cáncer de mama.

El cáncer de mama tiene lugar en el epitelio glandular producido por un notable incremento acelerado e incontrolado de células. Estas células de cáncer pueden transportarse a través de la sangre y afectar a otros tejidos produciendo la metástasis [1.1]. El cáncer de mama puede aparecer en hombres aunque estos casos solo conforman el 1% del total [1.1], por ello durante la TD se hablará en femenino si se realiza cualquier referencia sobre pacientes de cáncer de mama. El cáncer de mama es el tipo de tumor maligno más frecuente en mujeres, ya que representa el 30% de los cánceres diagnosticados en mujeres. En España se diagnosticaron alrededor de 34.088 nuevos cánceres de mama durante 2020 [1.2]. De estos casos, aproximadamente un 10% se diagnostican en mujeres menores de 40 años. En personas de estas edades son comunes los falsos negativos ya que es más probable que tengan las mamas más densas, lo que dificulta la detección de los tumores. Las mamas están compuestas por tejido adiposo (grasa) y tejido denso (tejido fibroglandular). En las mamografías el tejido adiposo se ve oscuro y el fibroglandular claro, debido a su alta densidad, al igual que ocurre con los

tumores, de ahí el problema de diferenciación de ambos tejidos y los falsos negativos [1.3].

El problema de los falsos negativos en mujeres jóvenes, sumado a los problemas derivados del uso de rayos X en los mamógrafos, que al utilizar ondas de alta energía pueden provocar cáncer, motiva el uso de los sistemas de microondas. Las microondas se consideran emisiones de energía no ionizante, esto quiere decir que no afecta a la división celular en el cuerpo y por lo tanto no son peligrosas. Los sistemas no invasivos mediante microondas basados en técnicas RADAR (de sus siglas en inglés *Radio Detection and Ranging*), que a diferencia de los sistemas de tomografía por microondas, se basan en la transmisión y recepción de pulsos temporales de banda ultra ancha (UWB) por parte de las antenas y en la interpretación de las distintas reflexiones que sufre la señal al atravesar los diferentes tejidos. Este efecto se produce por las diferentes propiedades dieléctricas (permitividad dieléctrica y absorción) que tienen cada uno de los tejidos y que afectan de forma diferente especialmente al campo eléctrico que se transmite en el medio. De esta forma, este tipo de sistemas son capaces de detectar el cambio de propiedades dieléctricas por donde pasa la señal con alta precisión.

El trabajo desarrollado parte de un estudio previo, realizado en mi Trabajo Fin de Máster (TFM), con título “Sistema no invasivo basado en microondas para la medida de distancias en material biológico. Aplicación en la detección de brain-shift y de tumores en cáncer de mama”. Este TFM fue ganador de dos premios: Premio al mejor Trabajo Fin de Máster 2020 de la Comunidad Valenciana otorgado por el Colegio Oficial de Ingenieros de Telecomunicación de la Comunidad Valenciana y el Premio COIT-AEIT al Mejor Trabajo Fin de Máster en Políticas, Regulación, Sistemas y Proyectos de Telecomunicación en la XLI Convocatoria de los Premios a los Mejores Trabajos Fin de Máster en Ingeniería de Telecomunicación. En dicho trabajo se hizo un estudio inicial de estos tipos de sistemas formados por antenas de microondas basados en la detección del desplazamiento cerebral o brain-shift en cirugías de tumores cerebrales y en la detección de tumores de cáncer de mama. Este sistema se explicará con detalle en el capítulo 2 apartado 2. Cabe destacar que el trabajo realizado se corresponde con la primera toma de contacto del grupo de investigación con esta temática y que se enmarcaba dentro de un Proyecto de Investigación del Plan Nacional de I+D+I, con título “Sistema predictivo del brain-shift basado en mediciones de distancia no invasivas”. Proyecto “Craneal” con referencia: DPI2016-80391-C3-2-R [AEI/FEDER, UE], financiado por la Agencia Estatal de Investigación (AEI) y por la Unión Europea a través del Fondo Europeo de Desarrollo.

En particular, y como se verá en el apartado correspondiente a los resultados, se han evaluado tres casos de aplicación del sistema y un trabajo transversal orientado a la mejora de los métodos y materiales que son necesarios para el correcto desarrollo y funcionamiento de las aplicaciones analizadas.

Los dos primeros estudios se han centrado en posibles aplicaciones del sistema de detección de materiales e imágenes médicas con medidas en un solo plano presentado en el capítulo 2. Los trabajos se centran en el posicionamiento y seguimiento de herramientas

quirúrgicas en cirugías intracraneales y en la detección temprana de tumores en cáncer de mama.

Una vez terminadas las dos aplicaciones anteriores, y viendo las posibilidades que ofrecen este tipo de sistemas, se decide avanzar de forma más específica en la detección temprana de tumores en cáncer de mama. A partir de los resultados, y sobre todo, del conocimiento de las limitaciones del sistema inicial desarrollado, se decide diseñar un nuevo sistema tanto desde el punto de vista hardware como del software, centrando el diseño en la aplicación particular que se pretende desarrollar, cáncer de mama. En este sentido exploramos el uso de nuevas técnicas de fabricación de antenas flexibles y desarrollamos un nuevo sistema hardware que permite la medida conformando el modelo a un sistema semiesférico adaptado a la morfología de la mama. Además, se fabrican modelos de mama sintéticos basados en gelatina, detergente, agua y aceite de girasol que simulan las propiedades dieléctricas de los tejidos reales. Con este tipo de modelos de mama se pretende realizar medidas más realistas y mejorar las imágenes médicas resultantes y la capacidad de detección de tumores del sistema. Cabe destacar que gran parte del trabajo desarrollado en este nuevo sistema se ha realizado dentro del proyecto “Sistema no invasivo para la caracterización bioquímica, detección de componentes y reconstrucción biomédica 3D de tejidos biológicos”, proyecto financiado por la Agencia Valenciana de la Innovación con código INNVAL-Glucosa-2020.

1.2. Motivación

Las técnicas en medicina avanzan en gran parte gracias al avance tecnológico que se produce en la sociedad. Estos avances tienen como objetivo diversos aspectos como son los de mejorar los diagnósticos médicos, realizar las pruebas médicas de forma menos invasiva para el paciente y obtener mejores resultados en los tratamientos realizados una vez se detecta la enfermedad. Uno de los campos de estudio que está tomando más importancia actualmente es el uso de las microondas aplicadas al diagnóstico médico. Las microondas ofrecen una buena precisión en cuanto a la detección y ubicación de tejidos biológicos debido al rango de frecuencias en las que se encuentran y a la diferente respuesta obtenida dependiendo del material contra el que inciden las ondas. Por otro lado, al considerarse ondas de energía no ionizante son totalmente inocuas para el cuerpo humano ya que no generan disfunciones a nivel celular. Además, en los sistemas de microondas se utiliza una potencia de emisión entre 10 y 100 veces menor a la que emite un teléfono móvil por lo tanto no sobrepasan los límites normativos de la tasa de absorción específica (SAR) y se pueden utilizar incluso en ambientes quirúrgicos.

La motivación general en esta Tesis Doctoral es la de poder usar los sistemas de microondas de forma no invasiva para aplicaciones médicas. Con ello se quiere solucionar el problema de la exposición a radiación ionizante, los diagnósticos con falsos positivos o negativos producidos con los sistemas actuales, en concreto en la detección temprana de tumores en cáncer de mama en pacientes jóvenes, y mejorar la usabilidad y confort de las pacientes. Durante este documento se presenta un estudio detallado y justificado sobre

el diseño, fabricación, medida y puesta en marcha de este tipo de sistemas aplicados en la medicina y en concreto a la detección de cáncer de mama.

1.3. Objetivos

Los objetivos que se plantean en esta TD están relacionados con la aportación de sistemas no invasivos basados en microondas a la imagen médica. A continuación, se listan los objetivos generales compuestos por varios objetivos específicos.

1) Desarrollo de dispositivos hardware para la detección y caracterización de forma no invasiva de materiales biológicos.

- Diseño del sub-sistema de transmisión/recepción, basado en antenas de banda ancha para la detección y caracterización no invasiva de tejidos.
- Diseño del sub-sistema de conmutación en tiempo real para la conexión de las antenas al analizador vectorial de redes.
- Estudio de la topología del sistema, atendiendo a la morfología del caso a analizar, al número máximo de antenas que se pueden disponer y evitando el acoplo entre antenas.
- Estudio de técnicas de calibración electrónica y minimización de ruido e interferencias.
- Desarrollo de programas de comunicación y control para la automatización de las medidas del sistema.
- Estudio y diseño de antenas flexibles para una mejor adaptación a la morfología del caso a analizar.

2) Estudio de materiales biocompatibles con características dieléctricas realistas.

- Caracterización de materiales biológicos en el rango de las microondas.
- Diseño de materiales sintéticos biocompatibles con características eléctricas realistas.
- Desarrollo de modelos sintéticos biocompatibles para medidas en laboratorio.
- Diseño y fabricación de modelos biocompatibles realistas de mama con diferentes niveles de complejidad.

3) Desarrollo de algoritmos de procesamiento de datos y muestra de resultados.

- Desarrollo de algoritmos de procesamiento de señal para la ubicación de materiales biológicos.
- Desarrollo de algoritmos basados en sistema radar para la transmisión y recepción de pulsos temporales con antenas de banda ancha.

- Medida precisa mediante técnicas no invasivas de la ubicación de artefactos y/o tumores en modelos biocompatibles.
- Determinación de la posición de herramientas en entornos quirúrgicos.
- Estudio y desarrollo de algoritmos de imagen médica.

1.4. Materiales y métodos

En este apartado se exponen los materiales, equipamiento, software utilizado y la metodología empleada para realizar las diferentes tareas que conforman la Tesis Doctoral.

1.4.1 Materiales

Para los trabajos que se presentan en esta TD se han utilizado distintas herramientas tanto software como hardware, que se especifican a continuación.

Software:

- Programas de diseño y simulación electromagnética:
 - o Advanced Design System (ADS) de Keysight: Plataforma que permite la realización de diseños de circuitos electrónicos desde su esquema y simulación con modelos circuitales hasta su simulación con métodos electromagnéticos.
 - o Electromagnetic Professional (EmPro) de Keysight: Simulador electromagnético que realiza simulaciones 3D con el método de elementos finitos (FEM) y el método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD).
 - o High Frequency Simulation Software (HFSS) de Ansys: Software de diseño y simulación de dispositivos de alta frecuencia que permite la simulación electromagnética 3D de problemas complejos en el dominio de la frecuencia utilizando el método FEM.
- Programa de diseño de circuitos electrónicos:
 - o Eagle de Autodesk: Software de diseño electrónico que permite el diseño y enrutamiento de placas de circuito impresos.
- Programas de desarrollo de código:
 - o Entorno de Desarrollo Integrado (IDE) de Arduino: IDE que permite escribir y cargar código en las plataformas de Arduino para su programación.
 - o PyCharm de JetBrains: IDE que permite el desarrollo de código en lenguaje Python. Este lenguaje ha sido utilizado para el control y

automatización de todo el proceso de medida de los diferentes sistemas estudiados e implementados

- MATLAB de Mathworks: programa de ingeniería se utiliza para realizar cálculos matemáticos complejos a través de su IDE y con lenguaje propio. En esta TD se ha utilizado Matlab R2020a para todo el procesamiento de las señales obtenidas en las medidas y para los algoritmos de imagen médica.
- Programa de diseño de piezas 3D:
 - Inventor de Autodesk: software de diseño de piezas en 3D.

Hardware:

- Equipamiento de alta frecuencia:
 - Analizador vectorial de redes (VNA): Equipo de laboratorio que mide los parámetros de dispersión en componentes electrónicos de radiofrecuencia (RF) o circuitos de microondas. El VNA utilizado principalmente en esta TD ha sido el ZNLE6 , que permite la medida de los parámetros S (Scattering) entre 1 MHz y 6 GHz.
 - Calibrador del VNA: dispositivo compuesto por 5 puertos entre los que se encuentran una carga de 50 Ω , un corto y un abierto para realizar la calibración en un puerto, y 2 conectores que simplemente es una línea de transmisión que simula la conexión entre los dos puertos del VNA utilizado para la calibración electrónica del VNA.
 - Cámara anecoica: pequeño espacio utilizado para la caracterización de antenas en un entorno libre de reflexiones e interferencias. Esta cámara está recubierta por material que absorbe en su totalidad las reflexiones producidas por las ondas electromagnéticas y cerrada en todo su perímetro por planchas metálicas, produciendo un efecto jaula de Faraday. Dentro de esta cámara se encuentra una antena de bocina certificada que hará de antena receptora.
- Equipamiento utilizado para la fabricación de circuitos impresos:
 - Laboratorio de fotolitografía: este laboratorio se compone de una lámpara de UV (ultravioleta), bañera de revelador y ataque químico, taladros y brocas.
 - Estación de soldadura: equipo compuesto por un soldador con temperatura regulable y absorbedor de humos, pistola de aire caliente también con temperatura regulable y pistola desoldadora.
 - V-One de Voltera: impresora de deposición de tinta conductora tipo DIW (Direct Ink Writer) para la fabricación mediante técnicas aditivas de PCBs (Printed Circuit Board) y dispositivos de microondas.
- Otro equipamiento utilizado en los trabajos realizados:

- Impresora 3D: Impresora para la fabricación de piezas sólidas en 3D con materiales plásticos en concreto fabricados con filamento termoplástico PLA (Poly-Lactic Acid). El modelo de impresora 3D de bajo coste utilizada es la Prusa i3 Hephestos de BQ.
- Brazo robótico UR5 de Universal Robots.
- Plataforma Arduino DUE.

Laboratorio de química:

- Utilizado para la fabricación de modelos de mama. Compuesto por agitadores con regulador de temperatura, probetas, vasos de precipitado, jeringuillas, termómetros, báscula digital, papel de aluminio y papel film.

1.4.2 Métodos

De forma resumida, la metodología utilizada durante la realización de los diferentes trabajos llevados a cabo para cumplir con los objetivos ha sido la siguiente.

- 1) **Estudio de sistemas no invasivos de microondas.** En este primer paso se realiza un estudio teórico de los sistemas que se encuentran en la bibliografía para conocer en profundidad el funcionamiento de éstos.
- 2) **Diseño del sistema y sus partes.** Pensando en las problemáticas que se quieren abordar con estos sistemas se diseña de forma conceptual el sistema. Para ello hay que hacer la selección de los componentes que se utilizarán teniendo en cuenta sus características para conformar un sistema válido. Algunas partes del sistema, tanto hardware como software, se han diseñado con los simuladores y plataformas de desarrollo comentadas en el apartado de materiales. Además, también se diseñan modelos realistas para obtener medidas más representativas.
- 3) **Fabricación de componentes.** Una vez que se valida el diseño de los componentes principales del sistema se pasa a su fabricación. En la fabricación de componentes electrónicos se utilizan metodologías de fabricación de circuitos impresos y se sueldan los componentes necesarios, como pueden ser también los conectores de las antenas. En cuanto a la fabricación de modelos realistas se utilizan utensilios y materiales del laboratorio de química.
- 4) **Validación de las partes del sistema.** En este punto se procede a comprobar el correcto funcionamiento de cada parte del sistema y caracterizar cada uno de los dispositivos por separado.

- 5) **Unión completa del sistema, calibración y puesta en marcha.** Se juntan todos los elementos del sistema para comprobar su correcto funcionamiento en conjunto. Seguidamente, es de especial importancia realizar una buena calibración del sistema antes de realizar la primera puesta en marcha para comprobar que todo funciona según lo esperado.
- 6) **Primeras medidas de calibración o de entrenamiento para los algoritmos de procesamiento de la señal.** En este paso se realizan unas primeras medidas de calibración del sistema en las que se propone la medida de casos sencillos de analizar y de esta forma ajustar el algoritmo para obtener buenos resultados en futuras medidas.
- 7) **Medidas sencillas.** Primeras medidas del sistema con modelos sencillos en las que el sistema detecta artefactos y los ubica en las imágenes finales.
- 8) **Medidas complejas.** En estas medidas se utilizan, por ejemplo, los modelos de mama sintéticos complejos diseñados para simular medidas realistas.
- 9) **Publicación de los resultados en revistas internacionales y congresos.**

1.5. Organización de la Tesis Doctoral

La modalidad de presentación de esta Tesis Doctoral es por compendio de publicaciones, es por ello que la estructura del documento de la memoria se adapta a la normativa de esta modalidad. El documento de la TD está compuesto por cuatro capítulos, en los que se presenta y desarrolla todo el trabajo realizado. A continuación, se listan los cuatro capítulos comentando muy someramente el contenido de cada uno de ellos.

- **Capítulo 1: Introducción.**

En este primer capítulo se realiza una introducción a la TD exponiendo de forma resumida la motivación para la realización de los trabajos expuestos, qué objetivos se quieren cumplir y qué materiales y métodos se utilizan para ayudar al avance de la sociedad en la temática presentada.

- **Capítulo 2: Estado del arte.**

Se presenta un estudio del estado del arte en los sistemas de imagen médica y detección de cáncer de mama. En primer lugar, se realiza una revisión de los sistemas de imagen médica actuales que se utilizan en el caso de la detección o seguimiento de tumores en cáncer de mama. Después, se realiza también una

revisión bibliográfica de los sistemas de detección de tumores en cáncer de mama basados en medidas no invasivas en el rango de las microondas que han sido desarrollados en los últimos años por otros grupos de investigación a nivel internacional. Finalmente, se expone el estado del arte propio de nuestro grupo de investigación presentando el sistema desarrollado durante mi TFM.

- **Capítulo 3: Resultados.**

En este capítulo se realiza una explicación en profundidad de los cuatro trabajos principales en los que se basa la TD. Tres de estos trabajos han dado lugar a tres publicaciones en revistas internacionales de alto impacto, que son las que sustentan esta Tesis.

En el primer apartado se habla sobre dos de los trabajos realizados con el sistema de medidas en un solo plano, explicando en detalle todo el trabajo realizado y sus resultados. En el primero de estos trabajos se utiliza el sistema para obtener imágenes médicas aplicadas en la detección temprana de cáncer de mama. En el otro trabajo se aplica este mismo sistema para validar su uso en la generación de imágenes médicas para el seguimiento de herramientas quirúrgicas en tiempo real.

En el segundo apartado se habla de los otros dos trabajos realizados, esta vez centrando el foco sobre el diseño de un nuevo sistema no invasivo basado en microondas optimizado para la detección de cáncer de mama. En el primer trabajo se explora la posibilidad de fabricación de antenas flexibles utilizando técnicas aditivas de impresión de tinta conductora. Por último, en el segundo trabajo se expone el diseño, fabricación, montaje y puesta en marcha del nuevo sistema no invasivo basado en microondas para la detección temprana de cáncer de mama con medidas en superficies curvas.

- **Capítulo 4: Conclusiones y líneas futuras.**

Finalmente, en el último capítulo se exponen las conclusiones extraídas durante el desarrollo de la TD y se presentan las líneas que quedan abiertas para trabajos futuros.

1.6. Referencias

[1.1] Sociedad Española de Oncología Médica. Consultado en febrero de 2023, disponible en: <https://seom.org/info-sobre-el-cancer/cancer-de-mama>

[1.2] Asociación Española Contra el Cáncer. Consultado en febrero de 2023, disponible en: <https://www.contraelcancer.es/es/todo-sobre-cancer/tipos-cancer/cancer-mama>

[1.3] National Cancer Institute. Consultado en febrero de 2023, disponible en: <https://www.cancer.gov/espanol/tipos/seno/hoja-informativa-mamografias>

Capítulo 2: Estado del arte

Este capítulo está dividido en dos apartados relacionados con el estado del arte del tema estudiado en la Tesis Doctoral.

En el primero de los apartados se presenta el estado del arte relacionado con los sistemas de imagen medica utilizados en la actualidad, además de las nuevas tecnologías estudiadas por diferentes equipos de trabajo internacionales, centradas especialmente en sistemas de microondas. Por otra parte, en el segundo apartado se relata el estado del arte o punto de partida propio del grupo de trabajo de la UMH, desde el que se parte con los conocimientos aprendidos durante mi Trabajo Fin de Máster.

2.1. Revisión bibliográfica

En este apartado se realiza una revisión de los sistemas de imagen médica actuales reconocidos como las técnicas diagnósticas más importantes, permitiendo un mejor y más temprano diagnóstico en muchas patologías. Estos sistemas, compuestos por diferentes tecnologías según su aplicación, se mejoran y actualizan continuamente con el objetivo de salvar vidas gracias a la posibilidad de detección de enfermedades en estadios cada vez más iniciales. Esta revisión se centrará en las técnicas de imagen utilizadas para la detección de cáncer de mama. Siguiendo este foco, finalmente, se realizará una revisión bibliográfica de las líneas de investigación que actualmente se estudian para mejorar los diagnósticos en cáncer de mama.

2.1.1 Técnicas de imagen médica utilizadas en la actualidad

Las técnicas de imagen más utilizadas actualmente en el ámbito de la medicina son la radiografía, la ecografía, la resonancia magnética y la tomografía axial computarizada

(TAC) [2.1]. Entre estas técnicas de imagen, la utilizada para realizar los cribados de detección de cáncer de mama son las radiografías, llamadas mamografías para este fin en concreto. El resto de técnicas también se utilizan para el diagnóstico y seguimiento del cáncer de mama y otros cánceres. Puesto que la TD está centrada en la investigación sobre la posibilidad y amplitud en el uso de técnicas de imagen médica basadas en microondas se va a realizar un pequeño estado del arte en las técnicas utilizadas de imagen médica. A continuación, se realiza un pequeño resumen, presentando cada tipo de tecnología centrando el foco en la detección de cáncer de mama.

Radiografía:

Las radiografías que se realizan para el diagnóstico médico están basadas en la emisión de radiación de rayos X. Este tipo de radiación se encuentra ubicada dentro del espectro electromagnético en el orden de 10^{18} Hz aproximadamente, con longitudes de onda alrededor de 10^{-10} m, y está catalogado como de alta energía o ionizante, lo que quiere decir que tiene energía y longitud de onda adecuadas para afectar de forma molecular a los tejidos biológicos (figura 2.1).

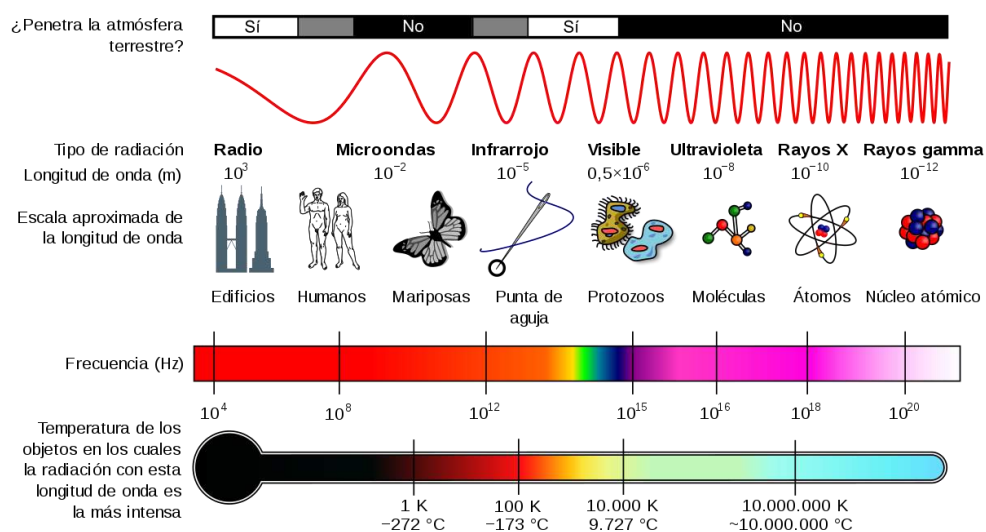


Fig 2.1. Espectro electromagnético [2.2].

En 1895 el científico alemán Wilhelm Conrad Roentgen documentó por primera vez los rayos X. Con este descubrimiento, Roentgen comenzó a realizar imágenes sobre sí mismo haciendo pasar estos rayos a través de su cuerpo utilizando una fuente de rayos X y una película sensible a este tipo de rayos. De esta forma se pudo observar que se creaban imágenes detalladas de los huesos mientras que la piel y otros tejidos quedaban sombreados. Esto se debe a la alta densidad del tejido de los huesos, que son capaces de absorber más rayos X que otros tejidos menos densos como la piel [2.3]. Por este motivo, para realizar esta imagen médica se tiene que tener en cuenta la densidad radiológica de los tejidos que viene determinada por el número atómico del material que compone el

tejido [2.4]. En concreto los huesos, que están formados por una gran cantidad de calcio, absorben fácilmente los rayos X y producen un alto contraste en el detector dando como resultado formas de color blanco en la imagen, ya que la radiación no llega al detector. Por el contrario, los rayos X son capaces de atravesar tejidos con menos densidad como la grasa, la piel o el músculo, dando como resultado zonas oscuras en la imagen médica. En la figura 2.2 se muestra la primera radiografía que le hizo Roentgen a la mano de su mujer, donde se aprecian con claridad los huesos y un anillo. Una vez que este descubrimiento se publicó y se demostró el gran impacto que supondría para la comunidad científica, en el año 1901 Roentgen fue galardonado con el primer Premio Nobel de física de la historia.



Fig 2.2. Radiografía de una mano con un anillo [2.5].

Actualmente, las radiografías se utilizan principalmente para diagnosticar enfermedades, roturas en los huesos o incluso para buscar objetos extraños dentro del cuerpo humano. En la figura 2.3 se muestra un ejemplo de dos radiografías, en una de ellas se puede ver una radiografía realizada para diagnosticar una rotura ósea y en la otra una radiografía realizada para encontrar un objeto extraño dentro del cuerpo, que en este caso es un alfiler.



Fig 2.3. Radiografías: a) rotura ósea [2.6]; b) búsqueda de un alfiler dentro del cuerpo [2.3].

Existen diferentes tipos de sistemas dependiendo de la aplicación o lo que se quiera detectar en este tipo de imágenes médicas. Como se ha comentado, actualmente se utilizan imágenes radiológicas para buscar algún objeto extraño dentro del cuerpo, para examinar los huesos en cualquier parte del cuerpo o para detectar indicios que puedan diagnosticar enfermedades, como puede ser el cáncer de mama. En la figura 2.4 se muestran tres tipos de sistemas basados en rayos X para obtener imágenes médicas. En la figura 2.4 a) aparece el sistema más común que se utiliza en técnicas de imagen médica para diagnóstico de fracturas óseas o enfermedades pulmonares, tanto en camilla como en un soporte vertical. Otro tipo de sistema de radiografías es el mostrado en la figura 2.4 b) que se utiliza para realizar imágenes médicas dentales. En este sistema el paciente debe colocar la cabeza apoyada sobre un soporte y morder un pequeño elemento para la correcta separación de los dientes. Finalmente, el sistema mostrado en la figura 2.4 c) es el conocido como mamógrafo. Su misión es la detección de tumores asociados al cáncer de mama, y actualmente es el método de imagen médica más utilizado y se usa tanto para el cribado como para el seguimiento y control de la enfermedad. El mamógrafo necesita comprimir la mama entre dos placas para generar una imagen médica correcta. Cómo se puede observar cada uno de los sistemas está diseñado para su aplicación concreta. En todos ellos es imprescindible que el personal sanitario salga de la sala blindada donde se encuentra el equipo de rayos X para que no se vea afectado por la radiación.



a)



b)



c)

Fig 2.4. Sistemas de radiografía: a) sistema utilizado generalmente [2.7]; b) sistema utilizado para radiografías dentales [2.8]; c) mamógrafo para la detección de cáncer de mama [2.9].

En esta Tesis Doctoral se aborda como objetivo principal la mejora en los sistemas de detección de cáncer de mama e imagen médica sobre esta enfermedad. Como se ha podido ver en la figura anterior, los mamógrafos actuales necesitan de una comprensión de la mama, que debe quedar lo más plana posible, lo que supone una gran molestia para las pacientes. Por otro lado, generalmente los mamógrafos se utilizan en pacientes mayores de 40 años; esto es debido a que a partir de esa edad la mamá es menos densa. Y es que existe un problema en las imágenes médicas realizadas con los rayos X, ya que es difícil distinguir los tumores del tejido mamario en mamas densas y aparecen falsos positivos o negativos. Esto es debido a que tanto el tejido en una mama densa como los tumores aparecen en la imagen de color blanco, debido a su alta densidad, que dificulta que los rayos X puedan atravesar estos tejidos. Mientras que en mamas con más tejido adiposo es más fácil detectar los tumores, ya que como se ha comentado anteriormente el tejido graso deja pasar fácilmente los rayos X [2.10]. En la figura 2.5 se muestra un ejemplo de este problema en el que en la imagen de la izquierda se muestra la radiografía de una mama poco densa donde es fácil distinguir el tumor de la glándula, y en la derecha se muestra una imagen de una mama muy densa donde es muy difícil distinguir la glándula mamaria de los tumores.

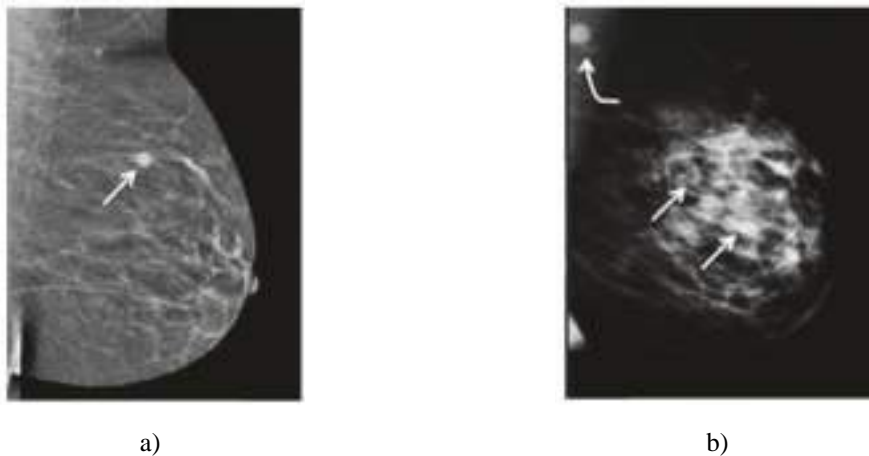


Fig 2.5. Imagen médica obtenida con un mamógrafo: a) detección de tumor en mama de baja densidad; b) detección de tumor en mama de alta densidad [2.10].

Cuando el diagnóstico es un falso positivo quiere decir que finalmente el tumor encontrado no era maligno, pero cuando el diagnóstico es un falso negativo puede llevar a no diagnosticar algún tumor maligno. Para resolver estas dudas en ocasiones se realizan imágenes con otros sistemas o incluso biopsias, que son muy invasivas y en muchos casos innecesarias. La biopsia consiste en la extracción de una muestra de tejido en la zona sospechosa mediante agujas de gran grosor para obtener correctamente la muestra y en ocasiones incluso obligando a que la paciente pase por quirófano [2.11].

Por otra parte, los rayos X están considerados como radiaciones ionizantes debido a su alta frecuencia y a la energía que tienen, que provocan la ionización de los átomos. De esta forma rompen los enlaces atómicos que mantienen las moléculas unidas en las

células [2.12]. Por lo tanto, se puede producir errores en el proceso de división celular y desencadenar la formación de un tumor maligno [2.13]. Según la Organización Mundial de la Salud (OMS), si la radiación es baja o si la exposición a ella es durante un periodo prolongado de tiempo pero con baja tasa de dosis hay probabilidades de que se reparen los daños producidos celularmente. No obstante, siguen existiendo riesgos para la salud a largo plazo (años o décadas), como puede ser el desencadenamiento de un cáncer, siendo la probabilidad de estos efectos proporcional a la dosis de radiación [2.14].

Pese a lo anterior, las mamografías son las técnicas más utilizadas actualmente. En la Comunidad Valenciana (España), se realiza un programa de cribado para la detección de cáncer de mama basado en mamografía a unas 750.000 mujeres, con edades comprendidas entre 45 y 69 años, cada dos años [2.15]. Por otra parte, las pacientes con diagnóstico positivo reciben el tratamiento adecuado para cada caso y después se les realizan mamografías cada cierto tiempo [2.11], por lo que quedan expuestas a radiaciones durante un largo periodo de tiempo. Este motivo es el principal para investigar en la búsqueda de soluciones menos invasivas en la detección de cáncer de mama y de esta forma evitar problemas de salud a largo plazo.

Por último, destacar que son sistemas muy caros; actualmente el equipamiento completo del sistema de rayos X junto con la necesaria adecuación de la sala tiene un coste de más de 320.000 € [2.7].

Ecografía:

La ecografía es una técnica de diagnóstico mediante imagen médica que utiliza los ultrasonidos para explorar los órganos internos del cuerpo. El sistema que realiza estas medidas tiene una fuente (transductor) que envía una onda sonora a una frecuencia de ultrasonidos alta (en el rango de los MHz) que viaja a través del cuerpo, llegando al receptor que crea la imagen médica a partir de los diferentes ecos recibidos. Estos ecos de la señal original se ven influenciados por la diferente velocidad a la que ha recorrido cada tejido, que depende de la composición del mismo.

Las ecografías tienen muchas aplicaciones médicas; en primer lugar está indicada para su uso complementario al mamógrafo en casos de cáncer de mama. También cuando se sospecha de enfermedades en los órganos abdominales sólidos o de la vesícula biliar. Además de poder detectar tumores, también se pueden ver inflamaciones en órganos o en tejidos musculares, estudiar inflamaciones crónicas como la de la pared del intestino o incluso enfermedades que afectan a venas y arterias, que se estudian en este caso mediante ecografía Doppler. Una de las aplicaciones más conocidas de la ecografías es la del seguimiento del feto durante el embarazo. Por último, se utiliza esta técnica para realizar biopsias dirigidas o tratamientos invasivos en caso de tumores o zonas inflamadas [2.16].

Puesto que este sistema no es invasivo, se utiliza especialmente en la detección de cáncer de mama en mujeres embarazadas [2.17]. La mamografía sigue siendo la técnica principal de diagnóstico, pero la ecografía se ha convertido en un complemento de gran

utilidad para la detección de cánceres indetectables mediante la mamografía en mamas densas (pacientes jóvenes) [2.18].

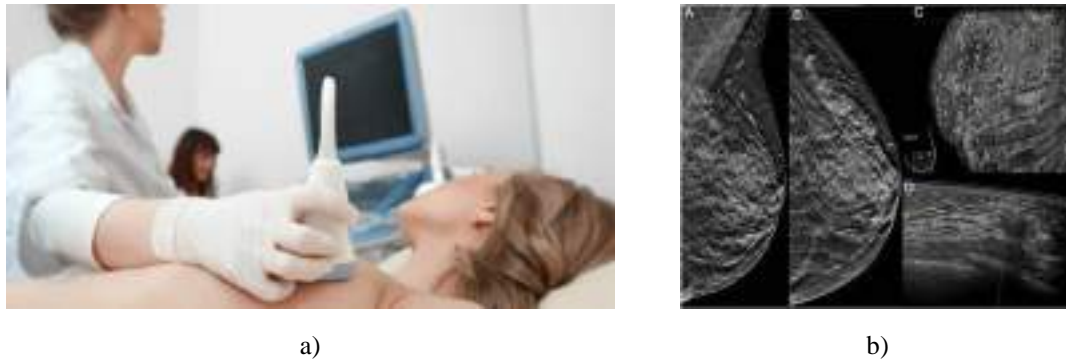


Fig 2.6. Ecografía. a) método de ecografía mamaria [2.19], b) imagen ecografía mamaria. [2.18]

La ecografía presenta algunas limitaciones a tener en cuenta, a pesar de su naturaleza inocua que es su gran ventaja. Estas limitaciones están relacionadas con el alto nivel de experiencia que es imprescindible que tenga el sanitario que usa el ecógrafo y el elevado tiempo de realización de la prueba, estos dos inconvenientes, unidos a la alta demanda de utilización es difícilmente asumible por los expertos. Por otra parte, también hay que considerar los problemas asociados al reducido campo de visión que tiene el ecógrafo.

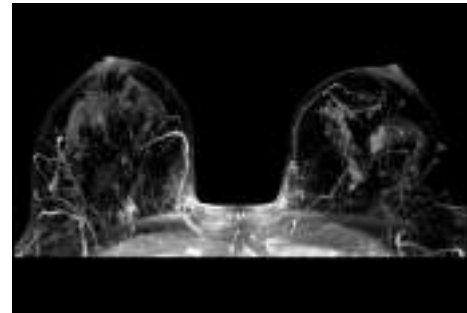
Resonancia magnética:

Se trata de una técnica radiológica que utiliza el campo electromagnético para la realización de las imágenes. Es útil en mujeres con tejido mamario denso, en mujeres con prótesis de silicona o con condiciones genéticas específicas [2.11].

Estos sistemas emplean imanes muy potentes que generan un campo magnético para producir la alineación de los protones de los tejidos del cuerpo con el campo. Se utiliza un pulso de radiofrecuencia que perturba la alineación del protón y lo fuerza a realizar una realineación de 90 o 180°. Debido a este efecto, cuando la fuente que emite este pulso se apaga los protones se realinean con el campo magnético, generando energía electromagnética durante el proceso. Esta energía es la liberada por el sistema y con ello se pueden diferenciar diversos tejidos del cuerpo en base a la velocidad de liberación de energía. Durante todo el proceso la paciente debe estar completamente inmóvil para que la imagen no salga borrosa [2.20]. La duración de esta exposición suele tardar entre 20 y 60 minutos dependiendo de la parte del cuerpo que se tenga que estudiar [2.21]. Para agilizar el proceso de realineamiento de los protones se puede administrar por vía intravenosa agentes de contraste que pueden contener gadolinio, que es un metal pesado. Esta técnica se utiliza en tejidos blandos, sobre todo en el cerebro donde se puede distinguir entre la materia blanca, materia gris, aneurismas o tumores [2.20].



a)



b)

Fig 2.7. Resonancia magnética: a) sistema [2.20]; b) imagen resonancia magnética mamas. [2.22]

En el caso de cáncer de mama esta técnica se utiliza para complementar la valoración de la mamografía o ecografía. Cuando se ha diagnosticado el tumor esta técnica se puede utilizar para planificar con más precisión la cirugía, para definir mejor el tamaño del tumor, que permite elegir el tratamiento adecuado, y para diferenciar entre cicatrices o la presencia de un tumor ya tratado [2.22].

Este sistema, pese a no emitir energía ionizante, sí emplea un potente campo magnético que ejerce fuerzas muy elevadas frente a metales u objetos magnetizables, por lo que no es apto para personas con implantes metálicos ni se pueden usar con presencia de metales en la sala. Por otro lado, no es recomendable realizar estas pruebas en mujeres embarazadas a causa del uso de agentes de contraste. Además, se pueden producir una serie de espasmos bruscos en el cuerpo debido a los cambios de estado en el sistema, puede producir claustrofobia y se puede necesitar protección sonora ya que estas máquinas pueden llegar a emitir hasta 120 dB [2.22]. Finalmente, como se ha comentado anteriormente una única prueba puede alargarse hasta los 60 minutos, necesitan inmovilizar a la persona todo ese periodo de tiempo y en muchas ocasiones es necesario administrar agentes de contraste por vía intravenosa.

Tomografía computarizada y tomografía por emisión de positrones:

La Tomografía computarizada (TAC) es una técnica radiológica de imagen médica ampliamente utilizada. En el caso de cáncer de mama está indicada para descartar afectación a distancia en otros órganos, como pueden ser en los pulmones, hígado, ganglios, huesos, etcétera [2.11]. Se trata de una radiografía que realiza imágenes en 3D. El sistema está compuesto por un escáner de rayos X circular que gira alrededor de la camilla donde se acuesta el paciente [2.1]. Este tipo de imagen se realiza normalmente junto a la tomografía por emisión de positrones (PET), que se basa en el uso de una sustancia radiactiva administrada por vía intravenosa para identificar los tumores asociados al cáncer que con una resonancia magnética o con una tomografía computarizada sin PET no es posible detectar [2.23].

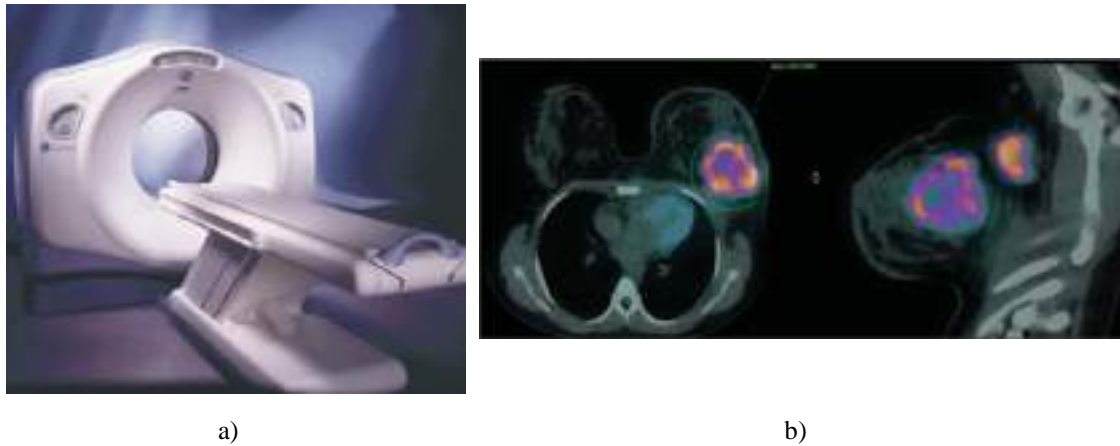


Fig 2.8. PET/TAC. a) sistema utilizado [2.23], b) imagen PET/TAC con cáncer de mama. [2.23]

Las desventajas que presenta esta técnica de obtención de imágenes médicas están asociadas al uso de rayos X, el uso de agentes radiactivos en caso de utilizar PET, a que la paciente debe permanecer inmóvil para obtener una buena imagen médica y que prueba puede durar hasta 60 minutos, ya que el agente radiactivo tiene que hacer efecto en el cuerpo.

2.1.2 Estudios sobre nuevos sistemas de obtención de imagen médica para la detección de cáncer de mama

Resolver las desventajas que se presentan en las técnicas de imagen médicas actuales sirven de motivación para muchos grupos de investigación a nivel mundial. A modo de resumen, las desventajas más importantes vistas en el subapartado anterior son: el uso de radiación ionizante (método invasivo para la salud) en muchos de los sistemas, sistemas incómodos para la paciente, necesitando incluso de la comprensión de la mama que es dolorosa en muchos casos, la gran formación o experiencia que se requiere para su correctos uso, especialmente en ecografías, el elevado tiempo necesario para la obtención de la imagen en algunos casos y los elevados costes de estos sistemas. Por todo ello, se estudian diferentes tecnologías orientadas a diseñar sistemas que minimicen parte de estos inconvenientes y de esta forma mejorar la atención a las personas que necesite este tipo de pruebas médicas. En concreto, en los últimos años muchos grupos de investigación estudian nuevos sistemas de imagen médica centrando el foco en la detección de cáncer de mama.

Las nuevas tecnologías que se están desarrollando para resolver las desventajas de los sistemas actuales en este tipo de aplicación son muy variadas. Por ejemplo, técnicas de Tomografía Fotoacústica (PAT) que utilizan haces de luz de pulsos. Esta técnica lo que hace es iluminar el objetivo que se pretende estudiar con el objetivo de realizar una expansión termoelástica en los tejidos por la absorción de la luz y, seguidamente, registrar la respuesta de las ondas fotoacústicas con transductores de ultrasonido de banda ancha.

Este tipo de solución proporciona muy buena resolución espacial en las imágenes pero por el contrario solo son útiles para objetivos mayores de 6 mm, debido a las limitaciones de los transductores de ultrasonidos. Además, es necesario conocer el coeficiente de dispersión en los tejidos analizados para poder aplicar correctamente esta técnica [2.24].

Otro tipo de tecnologías que se están estudiando para hacer frente a las desventajas de los sistemas de imagen médica actuales son las técnicas llamadas de Tomografía de Óptica Difusa (DOT). Estas técnicas, también basadas en luz, crean imágenes de la mama a partir de mapas espaciales realizados con las características de dispersión y absorción de la luz para cada uno de los tejidos. En estos mapas de características se busca como principal absorbente la alta concentración en oxihemoglobina que está directamente relacionada con la densidad mamaria y, a su vez, con la existencia de tumores. También es importante los puntos de concentración de desoxihemoglobina, agua y lípidos [2.25]. Una de las principales desventajas de este tipo de sistemas es que resulta complicado detectar tumores en estadios tempranos debido a la baja resolución espacial que tienen [2.26].

Las ventajas que comparten este tipo de técnicas ópticas son que no usan ondas ionizante, no requieren la administración de agentes químicos de contraste y no necesitan comprimir la mama para realizar las pruebas. Estas ventajas, entre otras muy interesantes, también las cumplen los sistemas de imagen médica basados en microondas, que es la tecnología en la que se centra el trabajo presentado en este documento.

Como se puede ver en la figura 2.1, en la que se muestra el espectro electromagnético, las microondas se sitúan al principio de este espectro con longitudes de onda aproximadamente 8 órdenes más grandes que los rayos X. Por este motivo, al igual que los ultrasonidos, este tipo de ondas son de baja energía y por lo tanto están consideradas como no ionizantes, es decir no afectan a los procesos celulares del cuerpo humano. Esta es una de las características más importantes de los sistemas de microondas sin dejar atrás otras muchas. Este tipo de tecnología que transmite ondas electromagnéticas mediante antenas está basada en el estudio de las propiedades dieléctricas del tejido que las ondas se encuentran a su paso. Por ello, este tipo de sistemas son capaces de detectar la diferencia en cuanto a propiedades dieléctricas que existe entre tejido sano y tejido maligno y en última instancia, detectar este último.

La figura 2.9, muestra un esquema de los componentes comunes que suele tener la parte hardware de los sistemas de detección de cáncer de mama por microondas. El elemento principal del sistema son las antenas de banda ancha que se sitúan de forma que enfoquen directamente a la mama o al modelo de mama de laboratorio. El tipo de antenas utilizadas, el número de antenas necesarias para realizar las medidas y la disposición espacial de éstas son uno de los factores principales y de los más estudiados en esta técnica de imagen médica. En cuanto al rango de frecuencias de funcionamiento de estos sistemas, se pueden encontrar un acuerdo entre la comunidad científica que utiliza un rango entre 1 y 10 GHz. En este rango de funcionamiento tan amplio se obtiene una buena penetración de la onda en los tejidos a baja frecuencia, mientras que a altas frecuencias se obtiene una alta resolución de imagen. Las antenas realizan las medidas de forma

secuencial conectándose mediante una red de conmutación al sistema que las alimenta y que además recibe las señales producidas por las reflexiones en la mama. Todo esto suele estar controlado y automatizado por un sistema informático que más adelante se encarga, mediante procesamiento de la señal, de generar la imagen médica final.

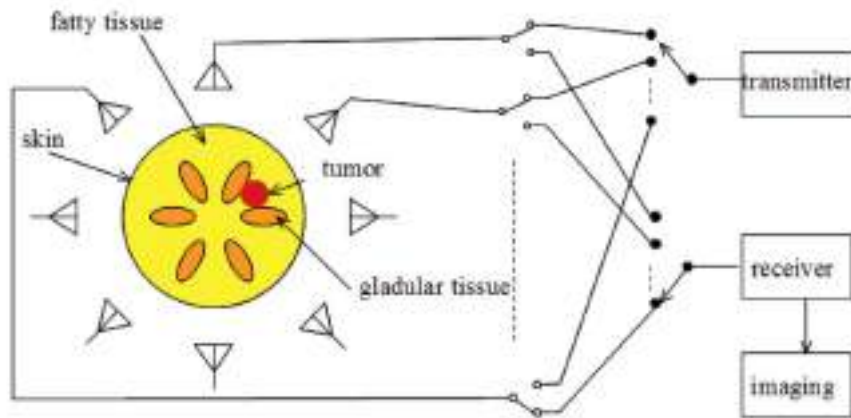


Fig 2.9. Esquema con los elementos de los que se compone un sistema típico de detección de cáncer de mama basado en microondas [2.27].

Los sistemas de detección de cáncer de mama por microondas se dividen en dos grandes grupos; el primero de ellos son los sistemas de tomografía por microondas y el segundo son los sistemas basados en el funcionamiento radar. Los componentes hardware de ambos sistemas son muy similares, siendo la principal diferencia que los sistemas de tomografía por microondas no necesitan antenas con ancho de banda muy grande, mientras que los sistemas basados en radar, como basan su funcionamiento en la transmisión de pulsos de UWB, necesitan que las antenas tengan un ancho de banda más grande. En todo caso, la principal diferencia entre ambos sistemas se encuentra en el sistema software y en el procesamiento de señal necesario para la obtención de las imágenes médicas.

Los sistemas de tomografía por microondas, como el mostrado en la figura 2.10 a), utilizan las propiedades de los tejidos pero realizando un problema inverso. Para ello crean un mapa de propiedades dieléctricas realizando cálculos sobre los parámetros de dispersión obtenidos. Esto lo convierte en un problema de cálculo no lineal complicado y además muy costoso computacionalmente, usando algoritmos de resolución iterativos [2.10]. A modo de ejemplo, se muestra el sistema de la figura 2.10 a), que trabaja en un rango alrededor de 1 GHz y está compuesto por 16 antenas monopolo [2.28].

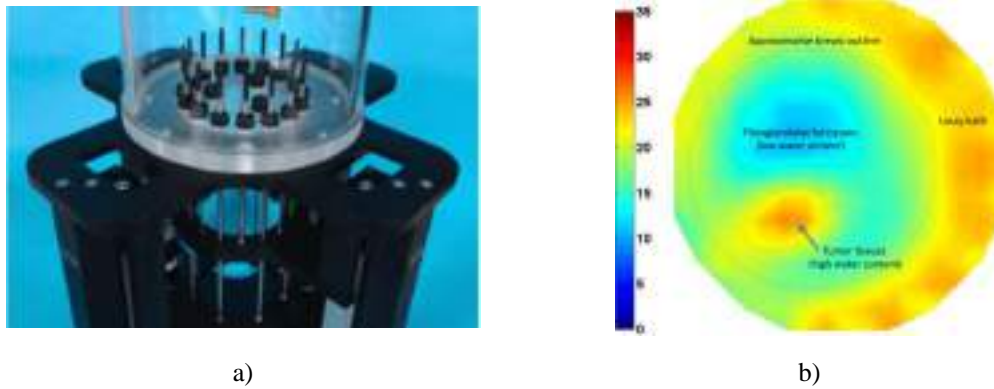


Fig 2.10. a) Sistema de microondas por tomografía; b) Imagen obtenida [2.28].

Por otra parte, en cuanto a los sistemas de microondas que están basados en el fundamento de radar, reconstruyen la imagen utilizando las ondas reflejadas en los objetos gracias a las diferentes propiedades dieléctricas que encuentra la onda. Son capaces de detectar tumores en cáncer de mama gracias a la diferencia de propiedades dieléctricas que encuentran entre el tejido sano y el maligno. En la bibliografía se encuentran numerosas tipologías diferentes de sistemas, a continuación se muestran algunos de ellos.

Una de las tipologías que se pueden ver en trabajos realizados en la actualidad son sistemas compuestos por una única antena que realiza medidas cada cierta posición girando alrededor de la mama figura 11 a) y b). Este sistema escanea la mama en 200 posiciones en 30 minutos en medidas comprendidas entre 50 MHz y 15 GHz [2.29]. Por otro lado, en [2.30] (figura 11 c) el sistema presentado está compuesto por 9 antenas que trabajan en el rango de 2.8 a 7 GHz y que giran alrededor de un modelo de mama de cuatro capas realizado con aceite realizando las medidas en 50 puntos. El sistema utiliza una antena tipo Vivaldi muy directiva pero con un tamaño grande y además con una separación notable entre antena y modelo de mama.

En los sistemas con antenas giratorias se pueden encontrar gran variedad de tipologías las cuales buscan encontrar el mayor número de medidas para una mayor resolución en la imagen médica final. En el trabajo presentado en [2.31] se utilizan 10 antenas tipo Vivaldi donde una de ellas es la transmisora y las otras nueve son las receptoras, que trabajan en un rango de 2.8 a 7 GHz. Como diferencia con el resto de trabajos en este se utiliza una inteligencia artificial para mejorar la detección y ubicación de posibles tumores. Uno de los principales problemas que se encuentran en estos sistemas es que necesitan mucha precisión mecánica para mover las antenas alrededor del modelo de mama y además se vuelve muy compleja su calibración.

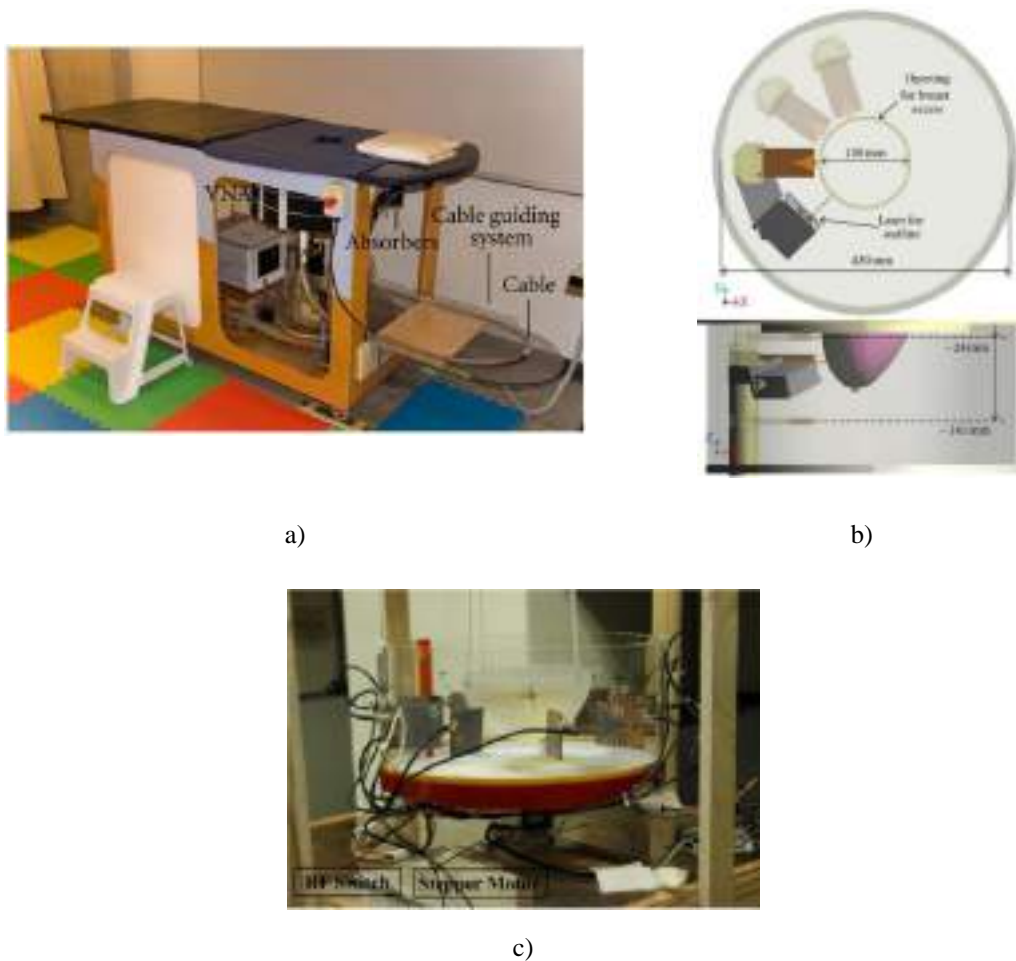


Fig 2.11. Sistemas de microondas con antenas giratorias: a) Sistema de microondas con una antena giratoria [2.29]; b) esquema del sistema giratorio de una antena [2.29]; c) Sistema giratorio de 9 antenas [2.30].

Debido a la gran diferencia de permitividad dieléctrica entre la mama y el aire, pueden producirse problemas importantes en la obtención de la imagen médica, que se ven agravados al aumentar la separación entre las antenas y la mama. Una de las soluciones propuestas para reducir la distancia entre el modelo de mama y las antenas consiste en realizar modelos que siguen la forma de la mama sobre el que se sitúan las antenas, que se realizan en sustratos flexibles para que se adapten al contorno de la mama. Con este tipo de sustrato se suelen realizar antenas de tipo monopolo con alimentación coplanar como las utilizadas en [2.32, 33, 34]. En [2.32] se presenta el diseño de un array de 16 antenas monopolo flexibles con un rango de funcionamiento de 2 a 5 GHz para la detección mediante microondas de cáncer de mama. Además, en este trabajo se exponen simulaciones utilizando un modelo de mama de 4 capas. Utilizan el software HFSS de simulación electromagnética para diseñar un modelo de mama multicapa que se compone de piel, grasa, glándula mamaria y músculo. En [2.33] los mismos autores proponen dos sistemas diferentes con las mismas antenas diseñadas en [2.32]. En el primer sistema propuesto sitúan las antenas dentro de un recipiente rígido en el que irán pegadas; por otro lado, en el segundo sistema que proponen las antenas flexibles van pegadas sobre un

sujetador que estará en contacto directo con la piel de la paciente (figura 2.12). En [2.34] también se presenta un sistema con una antena de banda ultra ancha, de 4.8 a 30 GHz, para detección de cáncer de mama pegada al interior de un sujetador. El principal problema en este tipo de prototipos donde las antenas van pegadas a un sujetador es la correcta calibración del sistema. La precisa calibración de los cables es fundamental para poder detectar las pequeñas reflexiones debidas a los tumores, para ello, los cables deben de estar exactamente en la misma posición tanto en la medida como en la calibración, ya que un cambio en la curvatura de los cables pueden producir reflexiones indeseadas en la imagen médica y por tanto enmascarar las reflexiones del tumor.

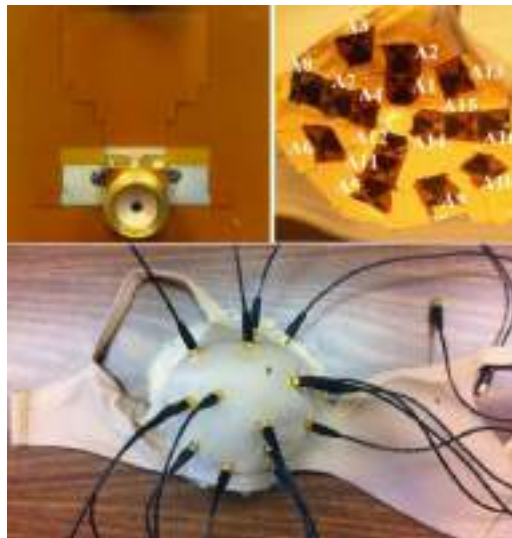


Fig 2.12. Sistema de microondas con las antenas pegadas a un sujetador [2.33].

El trabajo realizado en [2.35] presenta la unión de los dos tipos de sistemas presentados. Se propone un sistema que trabaja en el rango de 3.9 GHz a 19 GHz con solo dos antenas flexibles coplanares de tipo monopolo que se sitúan muy cerca de la mama y que además giran alrededor de ella proporcionando medidas en varias posiciones. Por otro lado, en este trabajo se utiliza la metodología de realización de las pruebas con sistemas que están pensados para que la paciente se acueste sobre una camilla y el pecho se acople en un recipiente semiesférico.

Otros trabajos proponen pegar las antenas sobre la superficie del recipiente como en [2.27, 36]. Este tipo de sistemas tienen una ventaja con respecto a los anteriores, y es que los cables están completamente estáticos. La calibración de estos sistemas es mucho más precisa puesto que la posición y curvatura que puedan sufrir los cables es exactamente la misma tanto en la calibración como en la medida. Además, en este tipo de sistemas se pueden incluir muchas más antenas y es adaptable a distintos tamaños de mamas y cuerpos.

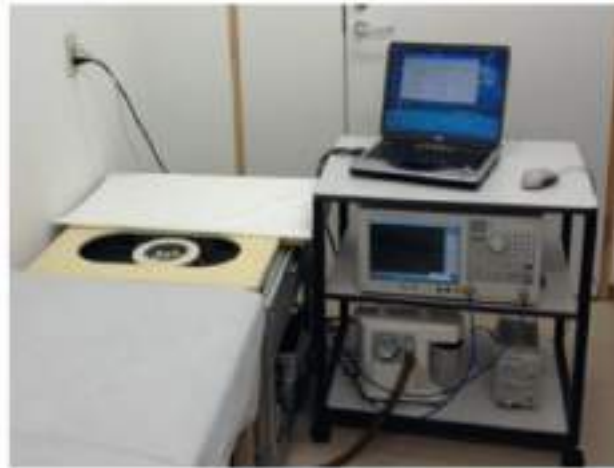


Fig 2.13. Sistema de camilla para medidas basadas en microondas con recipiente de antenas [2.27].

Siguiendo esta filosofía, en [2.37] se presenta un sistema basado en imágenes en 3D por microondas compuesto por una camilla (MARIA®) que se está aplicado ya en pacientes y es funcional (figura 2.14 c). El sistema, que trabaja en el rango de 3 a 8 GHz, se compone de un array de 60 antenas de pequeño tamaño incluidas en una plataforma giratoria (figura 2.14 a) [2.38].

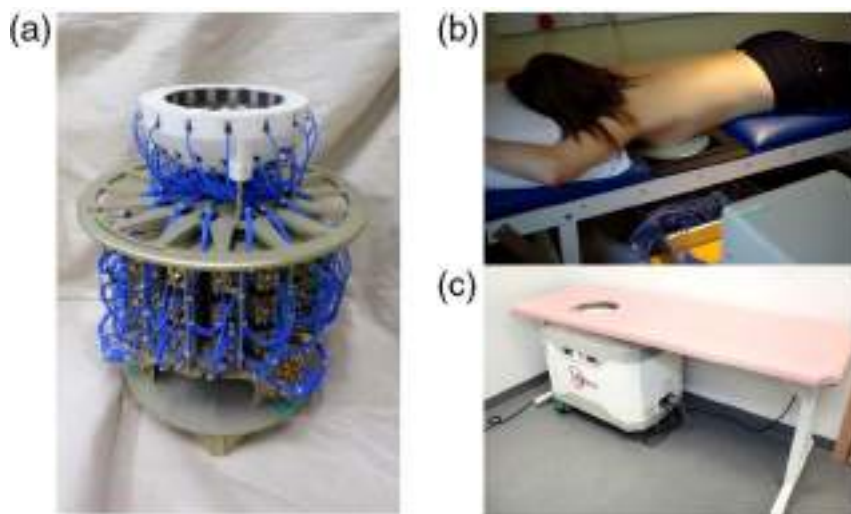


Fig 2.14. Sistema de camilla MARIA®: a) Sistema giratorio de conmutación y matriz de antenas; b) Primer prototipo de camilla; c) Prototipo final operativamente idéntico al diseño anterior [2.38].

En [2.37,39] se han realizado pruebas que demuestran el buen funcionamiento de estos equipos sirviendo como soporte a los sistemas de imagen médica actuales. En la figura 2.15 extraída de [2.37] se adjuntan las imágenes realizadas sobre la mama de una misma paciente con 4 técnicas, que son: mamografía, sistema MARIA®, resonancia magnética usando agentes químicos y ultrasonidos de la biopsia. Con estas imágenes se demuestra que el sistema ha encontrado el tumor (figura 2.15 b) de forma más clara que

en una mamografía (figura 2.15 a) debido probablemente a la alta densidad de la glándula del pecho. Por otra parte, en la figura 2.15 c) se muestra la imagen obtenida mediante resonancia magnética usando agentes químicos en la que se puede ver el tumor de 16 mm [2.37]. Por último, una imagen realizada mediante ultrasonidos en la biopsia muestra la presencia del tumor marcándolo mediante una línea punteada, figura 2.15 d). En este caso los autores demuestran que el sistema ha sido capaz de detectar un tumor que la mamografía no detectó correctamente.

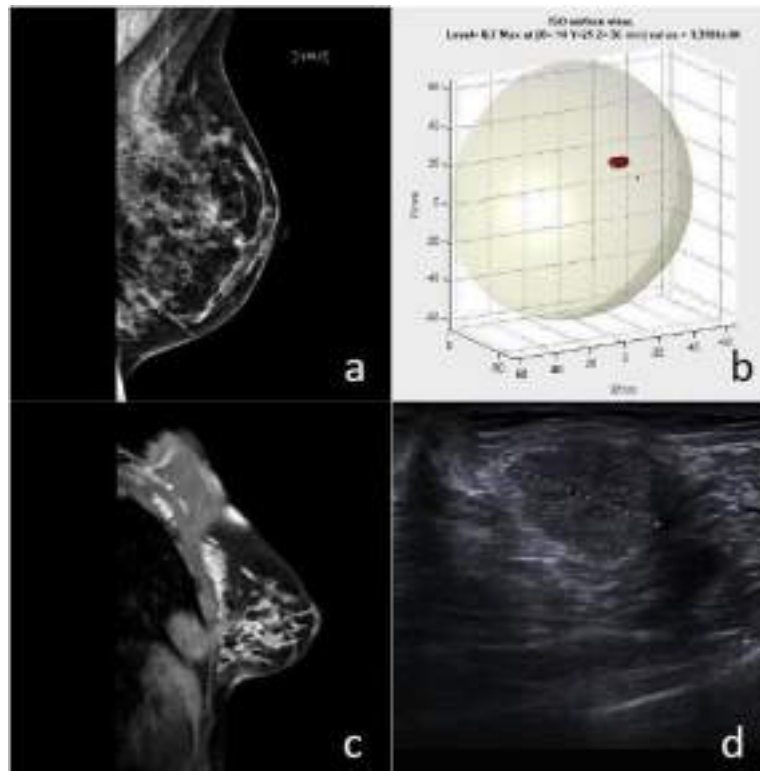


Fig 2.15. Imágenes obtenidas de cáncer de mama con diferentes métodos [2.37]: a) Mamografía de la mama afectada donde no se encuentra el tumor; b) Imagen obtenida con MARIA® donde se encuentra un tumor; c) Imagen obtenida con mediante resonancia magnética usando agentes químicos donde se ve el tumor según [2.37]; d) Imagen obtenida por ultrasonidos durante la biopsia donde está el tumor marcado con línea punteada.

Finalmente, hay que resaltar que también en España se empezarán a realizar pruebas en pacientes a partir de 2023 con un sistema llamado “Mammowave”. Estas medidas se realizarán en el Hospital Universitario de Toledo, entre otros hospitales de Italia y Alemania, gracias a un proyecto de investigación liderado por la Universidad de Oxford y financiado la Unión Europea dentro de la convocatoria Horizonte Europa [2.40]. Este sistema está compuesto por dos antenas que trabajan en la banda de 1 a 9 GHz. Estas dos antenas, una transmisora y otra receptora, giran alrededor de la mama para realizar medidas en todo el contorno y obtener una imagen 2D de la mama [2.41].



Fig 2.16. Sistema de camilla funcional Mammowave [2.41].

Como se ha comentado anteriormente, los sistemas de detección de cáncer basados en microondas basan su funcionamiento en el conocimiento de las propiedades dieléctricas de los tejidos que las ondas encuentran a su paso. Con esta información se diferencia si el tejido atravesado por la onda es maligno o no. Esto se puede realizar ya que hay una notable diferencia entre los tejidos sanos y los tejidos malignos, debido a la gran cantidad de agua que contienen los tumores, lo que permite a los sistemas de microondas obtener imágenes médicas con resultados muy precisos en ubicación y tamaño del tumor [2.42]. En este sentido, en la bibliografía se pueden encontrar trabajos de investigación basados en modelado en simulación donde se implementan modelos de mama compuestos por diferentes materiales donde se asignan las características dieléctricas de cada material. Por ejemplo, en la figura 2.17 se muestra un modelo implementado en el simulador electromagnético compuesto por capas de piel, grasa, glándula y músculo, donde las antenas se disponen encima de la capa de piel [2.32].

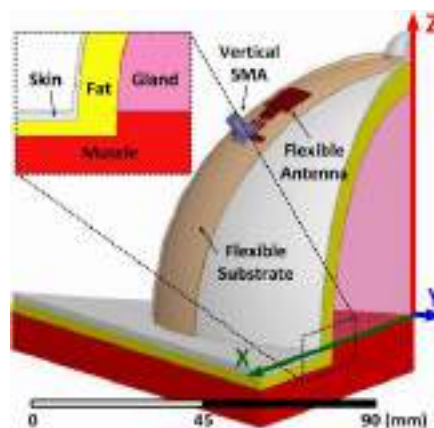


Fig 2.17. Modelo de mama en simulación con las antenas pegadas a la piel [2.32].

Para hacer un correcto modelado de las características dieléctricas de los tejidos que componen la mama, que además son muy variables de unas pacientes a otras, se necesita conocer de forma precisa las propiedades de cada uno de los tejidos y su variación con la frecuencia, ya que, al tener un alto contenido de agua, son materiales muy dispersivos. Para ello, en la bibliografía podemos encontrar diferentes trabajos donde se han recogido

las propiedades dieléctricas de tejidos reales como en [2.43] y en [2.44], o incluso bases de datos donde se pueden encontrar muchos tipos de tejidos caracterizados a varias frecuencias [2.45].

En el caso de las medidas, lo que se necesita es emular una situación realista donde evaluar las posibilidades de detección de tumores en cáncer de mama en laboratorio. Para ello se necesitan modelos realistas de mama y tumores con características dieléctricas reales. En este caso se fabrican modelos o phantoms que contengan diferentes materiales que ofrezcan las mismas propiedades dieléctricas que los tejidos biológicos que componen una mama.

Entre los modelos de mama que se pueden encontrar en la bibliografía, se encuentran los phantoms realizados con materiales químicos como polietileno, formaldehído [2.46], alcohol polivinílico [2.47] u otros. En la figura 2.18 se muestra un ejemplo de este tipo de modelos con varias capas que simulan la mama y tienen propiedades dieléctricas parecidas y con inserción de tumores [2.48].

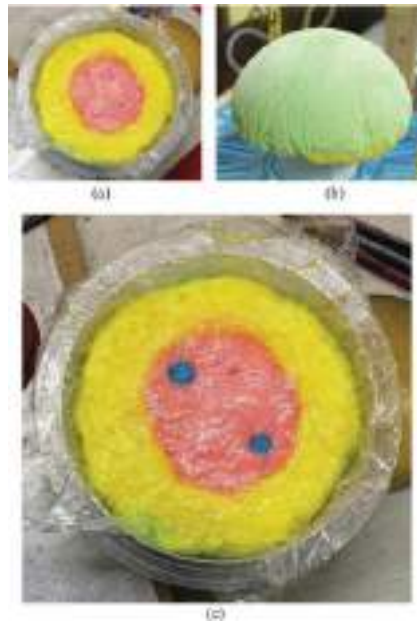


Fig 2.18. Modelo de mama con varias capas y tumores [2.48].

Otro tipo de modelos donde se usan compuestos químicos son los realizados con Triton X-100, que es un compuesto utilizado para soluciones en detergentes. Este material proporciona un gran abanico de propiedades dieléctricas cuando se disuelve en agua en distintas proporciones [2.42]. Cada una de estas proporciones puede simular un tipo de tejido o de tumor, de forma que se obtienen muchas posibilidades para fabricar un modelo realista [2.49]. Este tipo de material, que es ampliamente utilizado en la bibliografía, tiene el único inconveniente de que es líquido en prácticamente todas sus concentraciones. Por este motivo, para trabajar con este tipo de compuesto se necesitan recipientes como el mostrado en la figura 2.19 a) y tumores en cilindros o estructuras similares [2.50], o

incluso modelos fabricados con impresora 3D con cavidades que puedan ser rellenadas como los que se utilizan en [2.51] (figura 2.19 b).



Fig 2.19. Modelos de mama con Triton X-100: a) Modelo de Triton X-100 donde se puede ver que es líquido [2.50]; b) molde fabricado con impresora 3D para rellenar con Triton X-100 [2.51].

Otro inconveniente que presentan los modelos de mama donde se usan materiales químicos es que necesitan de laboratorios específicos y equipo de laboratorio químico de protección para su fabricación. Por este motivo, muchos autores optan por realizar modelos de mama basados en elementos más comunes y que son más seguros de manipular. Estos modelos de mama suelen estar compuestos por soluciones basadas en gelatina y aceite [2.35, 52, 53, 54, 55]. Como se muestra en la figura 2.20 este tipo de mezclas permite que se puedan realizar varias capas e insertar tumores gracias a su consistencia. Por otra parte al ser materiales orgánicos hay que tener en cuenta su degradación con el paso del tiempo, debido especialmente a la evaporación del agua que contiene, lo que hace que las propiedades dieléctricas se mantengan estables durante un corto periodo de tiempo, que oscila entre los 7 y los 10 días [2.55].

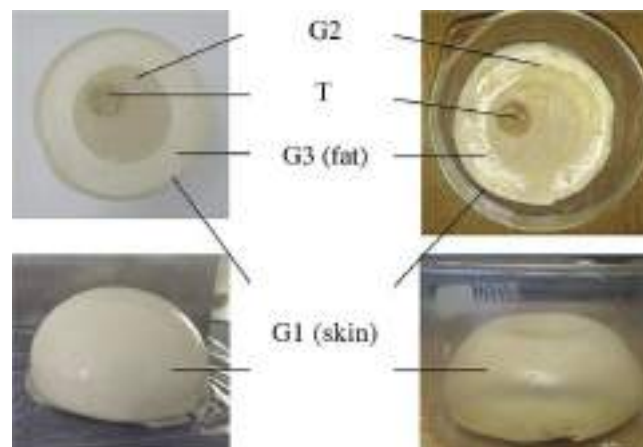


Fig 2.20. Modelo de mama de varias capas con tumor realizado con gelatina y aceite. En las imágenes de la derecha se puede ver la degradación del material después de 3 meses de su fabricación [2.52].

En resumen, existen numerosos grupos de investigación que están centrando sus trabajos en la detección de cáncer de mama con sistemas de microondas. En [2.56] se realiza una revisión exhaustiva de varios de estos trabajos donde finalmente se comparan los trabajos estudiados. Como se muestra en [2.56], y por lo estudiado en este apartado del estado del arte, de momento no existe un consenso entre qué tipo de sistema es el más indicado, existen gran variedad en los siguientes términos:

- Tipo de antena (monopolo, bocina, vivaldi, flexible, etc.).
- Número de antenas.
- Si las antenas son fijas o rotan alrededor de la mama.
- Posición del cuerpo de la paciente respecto al sistema.
- Algoritmos de eliminación de bordes o artefactos para las imágenes finales.

Pese a todas estas diferencias se encuentran entre ellos algunas similitudes como pueden ser las siguientes:

- El algoritmo de procesado de imagen utilizado suele ser el Delay and Sum (DAS).
- La mayoría de estos sistemas recogen los datos de forma multiestática utilizando diferentes antenas como transmisoras y otras como receptoras.
- La mayoría trabajan en el rango de 1 a 10 GHz.
- En la mayoría de los trabajos se busca minimizar el tiempo de escaneo de la mama, intentando siempre estar por debajo de los 5 minutos. Este parámetro aumenta la comodidad de los sistemas y es valorado positivamente por la gente sometida a las pruebas como se reporta en [2.56].

2.2. Sistema de medidas en un solo plano

En este apartado se presenta como estado del arte del propio grupo de investigación un primer sistema para la detección y caracterización de materiales dieléctricos basado en las medidas de los parámetros de reflexión de antenas en el rango de las microondas.

Este sistema se enmarca dentro del proyecto “Craneel” con referencia DPI2016-80391-C3-2-R [AEI/FEDER, UE] sustentado económicamente por la Agencia Estatal de Investigación (AEI) y por la Unión Europea a través del Fondo Europeo de Desarrollo Regional - FEDER - “Una manera de hacer Europa”. El diseño, fabricación y puesta en marcha de los distintos elementos que forman este sistema ha sido mi labor principal durante los contratos de investigación que he disfrutado en ese periodo y ha formado parte de mi Trabajo Fin de Máster dentro del Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación

Presentando este sistema a grosso modo, se puede definir como un sistema de imagen médica no invasiva basado en microondas para la detección de cambios en las propiedades dieléctricas del medio. Esto quiere decir que el sistema es capaz de detectar y, además, generar las imágenes médicas en base a los cambios producidos en las propiedades dieléctricas dentro de su espacio de trabajo, siguiendo los fundamentos de

un radar. Este cambio de las propiedades se detectan por las reflexiones producidas en los materiales que la onda encuentra a su paso gracias al software y hardware diseñado para este fin. Por ello se puede decir que estos cambios pueden deberse a la presencia o cambio de algún elemento dentro del sistema que destaque por sus propiedades dieléctricas en cualquier punto del espacio. Entendiendo el espacio como una malla en dos dimensiones donde queda confinado el espacio definido por el principio de cada una de las antenas. Un posible esquema gráfico de esta explicación se puede ver en la figura 2.21 donde el espacio que dibujan las antenas está representado por un círculo rojo.

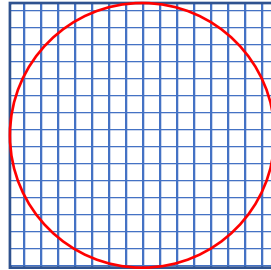


Fig 2.21. Esquema del espacio de trabajo.

Para obtener las imágenes médicas finales que es el resultado objetivo de estas investigaciones es necesario unir todos los elementos software y hardware en un solo sistema. En los subapartados siguientes se explicará de forma detallada cada uno de los componentes hardware y software utilizados e imprescindibles para su funcionamiento y su autonomía. En la figura 2.22 se presenta con un esquema de forma gráfica todos los elementos que se comentarán a continuación y su forma de conexión.

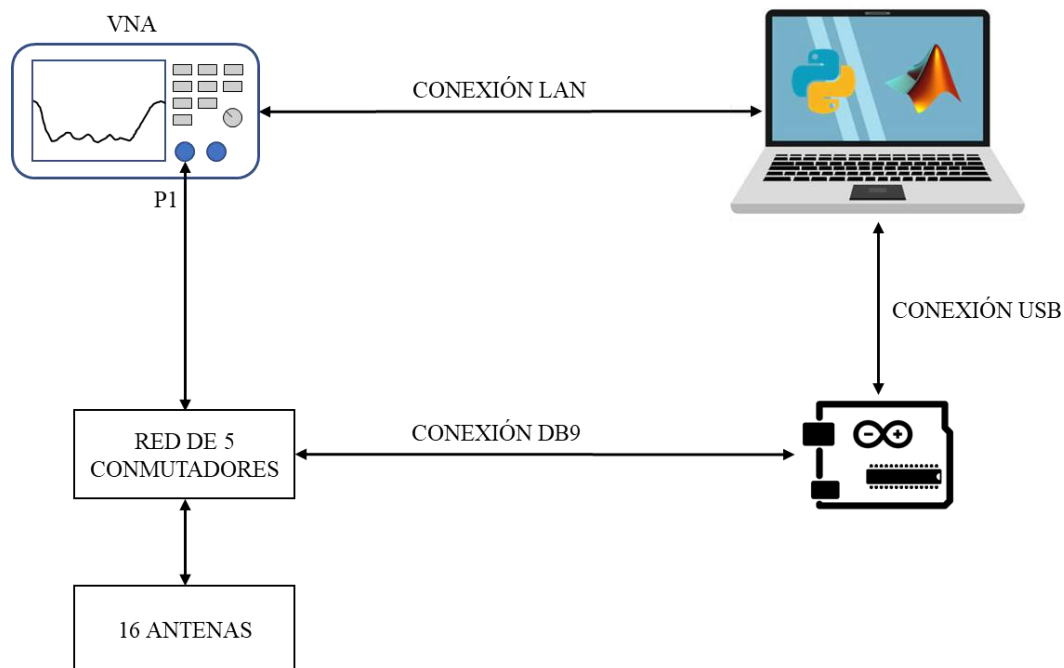


Fig 2.22. Esquema conexión del sistema.

Una de las características principales y más importantes del proyecto es la banda de frecuencias de trabajo del sistema diseñado. Como se ha visto en la sección anterior en la que se ha estudiado la bibliografía acerca del tema, los sistemas de imagen médica por microondas suelen trabajar en un rango de entre 1 y 10 GHz en la mayoría de los casos estudiados. En el caso que se presenta en esta Tesis Doctoral se ha decidido trabajar en el rango general comprendido entre 1 MHz y 6 GHz. Esta decisión se debe como veremos más adelante a los materiales utilizados y a un compromiso entre la penetración de las ondas en los tejidos, que es más alta a las frecuencias más bajas, y a una mejor resolución en la imagen, que viene marcada por media longitud de onda a la frecuencia de interés, siendo mejor a las frecuencias más altas del rango.

2.2.1 Parte hardware del sistema

En este apartado se presentan todos los elementos de la parte hardware de la que está compuesto el sistema diseñado para conocer todas sus características. Como se puede ver en la figura antes presentada (figura 2.22) los elementos hardware principales del sistema son: 16 antenas, 5 conmutadores, un microprocesador, un analizador de redes vectorial (VNA) y un ordenador portátil (PC).

En este apartado se habla uno por uno de cada uno de sus componentes de forma que se conozcan sus características más importantes y la necesidad en el conjunto.

2.2.1.1 Antenas

Las antenas son el elemento principal del sistema, ya que son las encargadas de emitir y recibir los pulsos que contienen la información necesaria para realizar las imágenes médicas.

Las antenas que se utilizan en este sistema son antenas tipo Vivaldi. Se ha decidido utilizar este tipo de antenas por dos motivos, el principal son sus características técnicas y el segundo motivo es que varios sistemas, parecidos a este, ya las utilizan obteniendo buenos resultados en parte gracias a ellas, como se ha visto en la sección anterior.

Las características principales que hacen que este tipo de antenas sean de gran utilidad en estos sistemas son: su ancho de banda, que teóricamente se presenta como infinito gracias a su perfil exponencial, y su buena directividad ya que pueden apuntar hacia el objetivo que se desea estudiar. Estas antenas normalmente son fabricadas como antenas de bocina utilizando planchas metálicas que forman una cavidad como se puede observar en la figura 2.23.

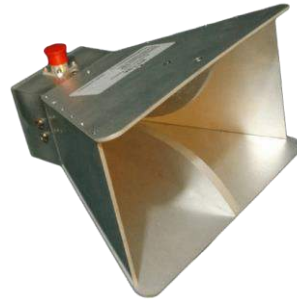


Fig 2.23. Antena de bocina tipo Vivaldi.

Una de las características principales del sistema que se propone es que sea lo más portátil y manejable posible, además también existe el objetivo de abaratar los costes de los sistemas que existen hoy en día. Por estos motivos se deciden utilizar antenas impresas que son mucho más manejables por su poco peso y su tamaño reducido, y además los sistemas y materiales de fabricación que se usan son de bajo coste.

El principal hándicap de las antenas impresas es la dificultad de llegar a un compromiso entre una buena directividad y el ancho de banda deseado frente a la disminución del tamaño de la antena. Para este sistema es conveniente que las antenas sean lo más pequeñas posibles puesto que, como parece lógico, cuantas más antenas se puedan utilizar más resolución tendremos finalmente en nuestra imagen médica.

La antena que se utiliza se puede definir como una antena Vivaldi microstrip tipo slot adaptada a una impedancia de 50Ω con dimensiones reducidas y optimizadas respecto a una antena Vivaldi convencional. La antena resultante, fabricada sobre sustrato FR4 de bajo coste, se muestra en la figura 2.24, es importante comentar que esta antena ha sido diseñada y fabricada para su uso en el proyecto “Craneeal” en el laboratorio de Electrónica de Alta Frecuencia de la UMH por el profesor Héctor García Martínez, fruto de un diseño iniciado por el Trabajo Fin de Grado de Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación de Alberto Vidal. La antena tiene en concreto dos modificaciones por su parte delantera respecto a una antena Vivaldi convencional. Estas dos modificaciones vienen dadas con el objetivo de la reducción de su tamaño e incrementar su directividad, ya que estarán conectadas de tal forma que apunten al centro del sistema en el cual se coloca el objeto a estudiar. Como se puede apreciar, el perfil exponencial se ha recortado de forma que en esta nueva antena se pueden ver dos secciones con líneas rectas. Esta modificación se realiza para buscar un compromiso entre la disminución de su tamaño y la búsqueda del ancho de banda que interesa en el sistema al completo. Por otro lado, la segunda modificación viene dada por el uso de tres elementos directores idénticos colocados de forma paralela entre sí en la apertura del slot principal y que mejoran la directividad de la antena.

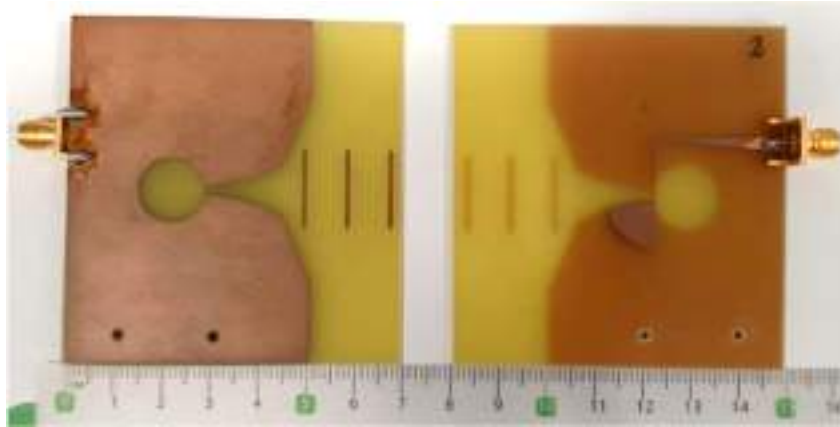


Fig 2.24. Antena Vivaldi microstrip tipo slot modificada. Parte delantera (izquierda) y parte trasera (derecha).

En la Tabla 2.1 quedan recogidas todas las dimensiones de cada una de las secciones o partes de la antenna que se han referenciado en la figura 2.25. Finalmente se consiguió una superficie de la antenna de $68 \times 70 \text{ mm}^2$ siendo este un tamaño adecuado para su uso en el sistema.

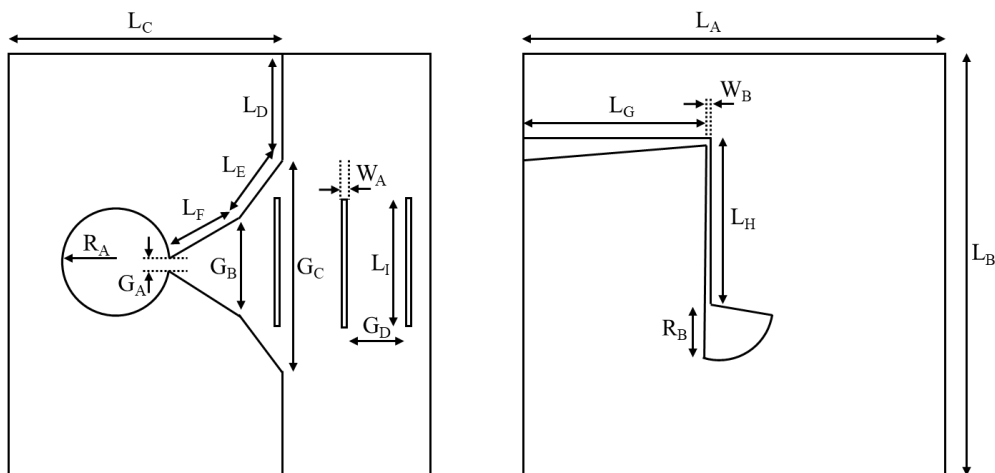


Fig 2.25. Diseño y dimensiones de la antenna Vivaldi microstrip tipo slot modificada. Parte delantera (izquierda) y parte trasera (derecha).

Dimensión	Valor	Dimensión	Valor	Dimensión	Valor
L_A	68.0 mm	L_G	27.7 mm	G_B	9.9 mm
L_B	70.0 mm	L_H	12.8 mm	G_C	38.0 mm
L_C	49.0 mm	L_I	16.0 mm	G_D	8.0 mm
L_D	16.0 mm	W_A	1.0 mm	R_A	7.0 mm
L_E	15.2 mm	W_B	0.6 mm	R_B	9.4 mm
L_F	34.2 mm	G_A	1.3 mm		

Tabla 2.1. Dimensiones antenna.

El VNA que se ha utilizado para este proyecto es el ZNLE6 de Rodhe&Schwarz [2.57] que trabaja en la banda de 1 MHz a 6 GHz. Por lo tanto, la antena se ha diseñado pensando en este rango de frecuencias consiguiéndose un ancho de banda de 3.8 GHz con el inicio en la frecuencia mínima de 1.2 GHz y el final en la frecuencia máxima de 5 GHz tomando como referencia el valor de -10 dB en la medida del parámetro de reflexión (S_{11}). En la figura 2.26 se muestra la comparativa del parámetro S_{11} en dB de la antena fabricada y de la antena simulada en el software de diseño utilizado (EMPro de Keysight).

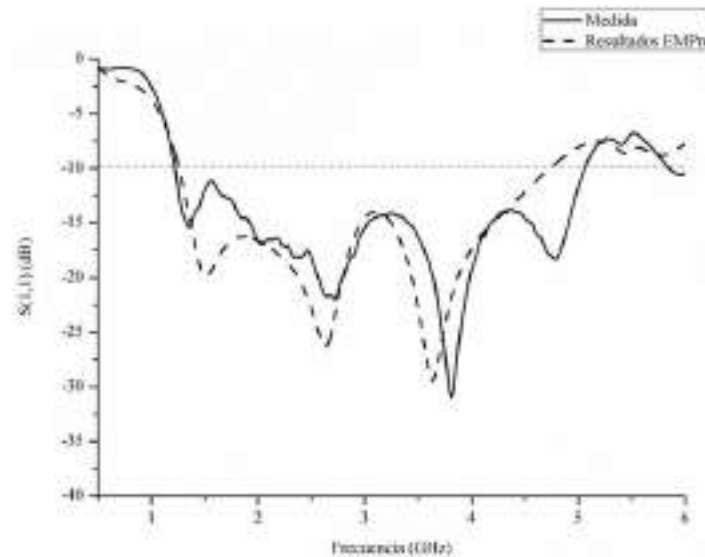


Fig 2.26. Comparación del S_{11} entre la antena simulada y la medida.

Por otro lado, también es importante presentar la comparación entre las simulaciones y las medidas de los diagramas de radiación para estudiar la directividad de las antenas. Para realizar los diagramas de radiación medidos se ha utilizado la cámara anecoica del laboratorio de electrónica de alta frecuencia de la Universidad. En la figura 2.27 se adjuntan los diagramas de radiación para los planos E (figura 2.27 a) y H (figura 2.27 b) a 1, 2, 3, 4 y 5 GHz, en los que se puede ver la directividad hacia 0° de las antenas, dirección donde se encuentra la apertura y los elementos directores.

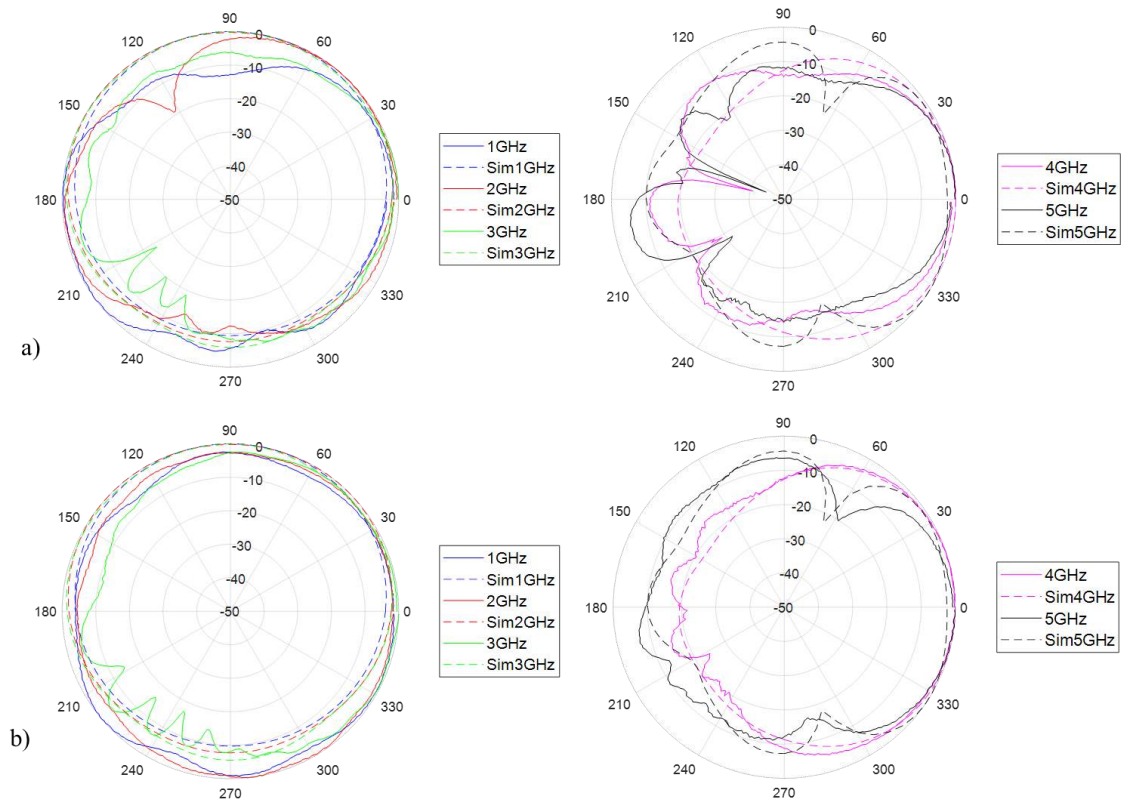


Fig 2.27. Comparación diagramas de radiación: a) plano E; b) plano H.

Con la cámara anecoica también se han realizado medidas sobre la ganancia de la antena fabricada para su comparación con los valores de simulación. En este caso la ganancia medida en la cámara oscila entre 1.54 y 6.52 dBi dentro del rango de funcionamiento de la antena mientras que en el mismo rango la ganancia que nos proporciona el software de diseño oscila entre el 2.18 y 7.57 dBi.

Una vez comprobadas todas las características de radiación de las antenas llega el momento de elegir el número total de antenas con las que contará el sistema. Para ello se estudian diferentes variables a tener en cuenta y que se describen a continuación:

- Estudio del número de antenas que utilizan otros autores y la calidad de los resultados obtenidos.
- Para obtener unos buenos resultados necesitamos que haya una separación lo suficientemente grande entre las antenas para que el S_{11} no se vea afectado por la presencia de las antenas contiguas (poco acoplamiento entre antenas).
- La mejor opción es un sistema simétrico para que el camino eléctrico entre el VNA hasta cada antena sea el mismo en todos los casos.
- Posicionar una antena justo en cada uno de los puntos cardinales del sistema (0° , 90° , 180° , 270°) para una mejor interpretación de los resultados.
- Aprovechar el máximo posible todas las salidas de los conmutadores seleccionados.

Por todas estas condiciones se llega a la conclusión de utilizar 16 antenas, utilizando conmutadores de 4 salidas y formando una red completa de 16 estados. Las antenas quedan colocadas formando una circunferencia en el sistema (figura 2.28), en el centro de esta circunferencia se colocará el modelo a estudiar. Por ello, para que las antenas queden equidistantes, se colocan a $22,5^\circ$ respecto al centro entre cada una de ellas.

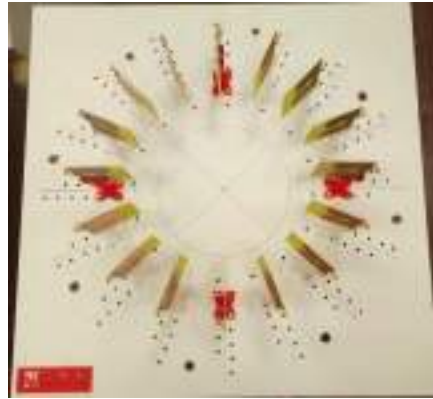


Fig 2.28. Posición final de las 16 antenas sobre el espacio de medida.

2.2.1.2 Red de conmutación

La red de conmutación es una de las partes principales para la automatización del sistema. El objetivo principal de esta red es crear caminos desde cada una de las antenas hasta el puerto 1 del VNA. Como se utiliza un único puerto no hay antenas alimentadas simultáneamente sino que se conectan al VNA de forma secuencial una por una.

Como se ha comentado en el apartado anterior, finalmente se han usado 16 antenas para la realización de las medidas, y para optimizar las conexiones se han escogido los conmutadores ZSWA4-63DR+ de Mini-Circuits [2.58].



Fig 2.29. Conmutador ZSWA4-63DR+ [2.58].

La elección de estos conmutadores viene dada por diferentes aspectos técnicos que se enumeran a continuación.

- **Rango de frecuencias de trabajo:** Los conmutadores elegidos trabajan en la banda de 1 MHz a 6 GHz. Este rango está dentro del rango de funcionamiento de las antenas y es el mismo que el rango de funcionamiento del VNA, por lo tanto quedarían todos los elementos electrónicos de alta frecuencia dentro de un rango común.
- **Pérdidas en transmisión, aislamiento entre puertos y reflexión en los puertos:** Las pérdidas de transmisión entre el puerto común y cualquiera de los puertos de salida es de un máximo de 3 dB a 6 GHz, que es la frecuencia más alta de funcionamiento. En cuanto al aislamiento entre puertos el valor oscila entre 36 y 73 dB en el mejor de los casos. Y por último, el aislamiento entre cada puerto con el puerto común oscila entre 35 y 80 dB. Todos estos valores son los que proporciona el fabricante. En este proyecto se han caracterizado todos los conmutadores obteniendo resultados similares para cada uno de ellos y comprobando que cumplen con los parámetros deseados.
- **Tipología y adaptación de impedancias de los puertos de radiofrecuencia (RF):** Están compuestos por 5 puertos RF de tipo SMA hembra adaptados a 50Ω . De estos 5 puertos, 4 son de salida y uno es el puerto común por lo se puede realizar una red tipo estrella utilizando todos los puertos de 5 conmutadores, como se muestra en la figura 2.30.

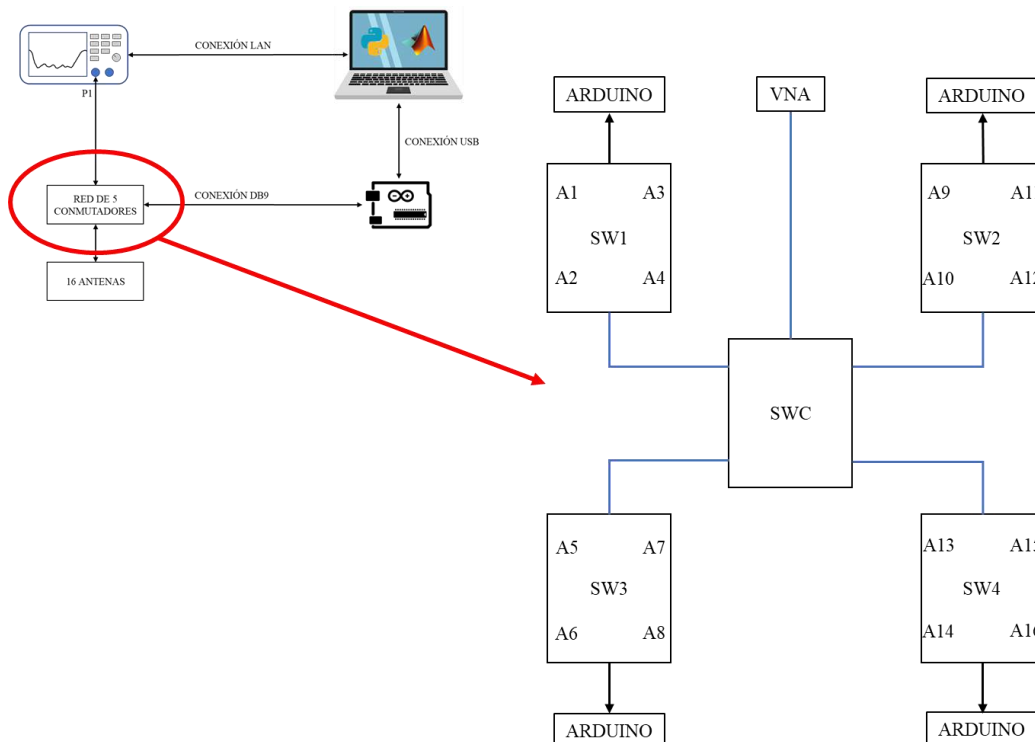


Fig 2.30. Conexión de la red de conmutadores, donde SW indica conmutador y A, antena.

- **Alimentación y control:** Cada conmutador cuenta con conectores tipo DB9 para su conexión con las tensiones de control y alimentación. La conexión tanto

de las tensiones de control como de la alimentación se han realizado mediante Arduino y la placa de control diseñada.

En primer lugar, como se puede ver en la tabla 2.2 extraída de [2.58], la tensión de alimentación del dispositivo está en el rango de 2.3 a 3.6 V. Este rango de valores de alimentación se consideran tensiones bajas en corriente continua lo cual es una ventaja que proporciona al sistema una fácil alimentación. Para este proyecto se ha decidido utilizar una tensión de alimentación de 3.3 V en concordancia con el regulador que se utiliza para poder alimentar estos dispositivos desde Arduino, y de esta forma no depender de una fuente externa. Por otro lado, este valor de alimentación es el mismo que Arduino proporcionará mediante sus pines de control.

Como señala el fabricante en la tabla 2.2, las tensiones de control (en este caso usando una alimentación de 3.3 V) están comprendidas en un rango que va de una mínima de 2.64 y una máxima de 5.5 V para los estados altos de la tabla de verdad. Por ello en este sistema se utiliza una tensión de 3.3V, que está dentro del rango de funcionamiento y además es la tensión que proporciona Arduino en los pines digitales que se utilizan. La red consumirá únicamente 0.5 mA.

En cuanto a los estados bajos el Arduino estará a 0 V que está también dentro del rango aconsejado proporcionado por el fabricante de los conmutadores.

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
V _{DD} Supply Voltage	2.3	—	3.6	V
Supply Current ¹	—	0.1	0.4	mA
Control Voltage Low	0	—	0.2V _{DD} (max 0.6V)	V
Control Voltage High	0.9V _{DD}	—	5.5	V
Control Current (per pin)	—	0.016	—	mA

¹ Supply current may reach 0 mA at startup

Tabla 2.2. Valores de alimentación y control [2.58].

- **Velocidad de conmutación:** Según las características técnicas que proporciona el fabricante son muy rápidos en su conmutación con una media de 320 ns.
- **Precio de venta:** Son dispositivos bastante económicos teniendo en cuenta su tecnología y las frecuencias que alcanzan. Su precio es de 169.95 € la unidad.

Todos los motivos presentados hacen que este tipo de conmutador haya sido el elegido para diseñar la red de conmutación que conectará cada una de las antenas con el VNA. Por otra parte, los conmutadores son fácilmente configurables ya que se rigen por una tabla de verdad que viene dada por el fabricante y que se puede establecer a través de tres tensiones de control mediante estados bajos (representados con 0) o estados altos (representados con 1). En la Tabla 2.3 se muestra la tabla de verdad que se utiliza para cada uno de los conmutadores. Como se puede ver, se establece un código para conectar cada una de las cuatro salidas del conmutador con el puerto común, además de un estado de reposo que en la tabla se muestra como “OFF” y que es muy importante cuando el conmutador no está en uso. Para conseguir la conmutación del sistema completo con las 16 antenas se realiza una tabla de verdad resultado de la combinación de los estados en los que deben estar los 5 conmutadores. De esta forma se obtienen 17 estados, 16 de los

cuales realizarán la conexión del VNA con cada una de las antenas y el restante servirá como estado de reposo del sistema. La red de conmutación junto con el sistema de alimentación y control se sitúa justo debajo de las antenas para facilitar de esta forma la conexión y utilizar los cables lo más cortos posibles y no interferir en la radiación de las antenas.

ESTADOS	TENSIONES DE CONTROL		
	V3	V2	V1
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	0	0	0
OFF	1	0	1

Tabla 2.3. Estados conmutador.

2.2.1.3 Subsistema de control y alimentación

El subsistema de control y alimentación se puede considerar como la unión entre el PC que gobierna el sistema y la red de conmutación. Está diseñado sobre Arduino y se compone de dos partes que son esenciales para el funcionamiento global del sistema, que son el control y la alimentación.

El objetivo principal de este subsistema es el de poder realizar la conmutación automática entre las antenas y alimentar los conmutadores a través del PC, para que no sea necesaria una fuente de alimentación externa. Para ello la plataforma Arduino utilizada es la Arduino Due [2.59], que cuenta con un microcontrolador AT91SAM3X8E. A continuación se exponen las características por las que ha sido seleccionada esta placa de desarrollo en concreto:

- Cuenta con un total de 54 pines digitales que en su estado alto operan a 3.3 V y a 0 V en su estado bajo. Estos pines digitales son los que determinan los estados altos y bajos de las tensiones de control que necesitan los conmutadores para establecer su configuración interna a partir de su tabla de verdad. Hay que tener en cuenta que cada uno de los conmutadores cuenta con 3 tensiones de control por lo tanto para la red completa, constituida por 5 conmutadores, se necesitan 15 pines digitales.
- Este Arduino se alimenta a través del puerto USB (Universal Serial Bus) del PC a 5 V y regulando esta tensión hasta los 3.3 V se puede alimentar la red de conmutación. De esta forma todo el sistema de conmutación se alimenta mediante el PC.

Para poder conectar los pines de Arduino con los conmutadores ha sido necesario diseñar una placa en la que se insertan los conectores necesarios para conectar los cables

que alimentarán y enviarán las tensiones de control a los conmutadores. Para efectuar una buena alimentación de los conmutadores desde el puerto USB del PC ha sido necesario añadir un regulador de corriente que pase los 5 V a 3.3 V. Además en la PCB se han añadido unos leds para controlar de forma visual el correcto funcionamiento de la placa. En la figura 2.10 se muestra esta PCB, con los conectores DB9 marcados en rojo, la parte del circuito regulador de tensión marcado en azul y algunos leds marcados en blanco.

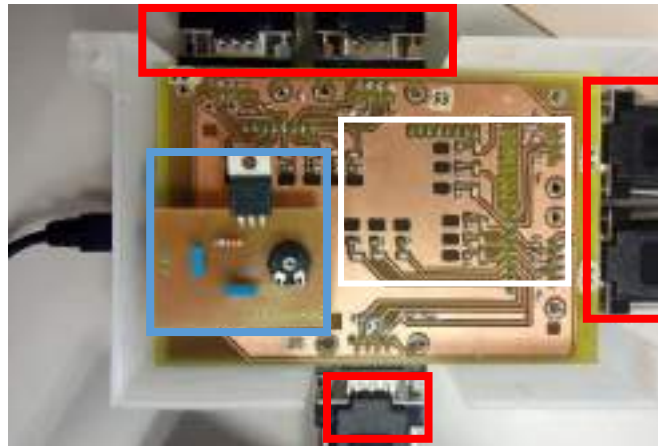


Fig 2.31. PCB de control

Esta PCB ha sido diseñada con el software de diseño de circuitos impresos Eagle de Autodesk. Después toda la placa ha sido fabricada íntegramente en los laboratorios de la Universidad mediante técnicas de fotolitografía y ataque químico. Una vez fabricada se han soldado todos los componentes SMD (Surface Mounting Device) y de inserción, proceso llevado a cabo también en los laboratorios de la Universidad.

2.2.1.4 Conexión final

Para la conexión final de todos los elementos del sistema se utilizan distintos tipos de cables y dispositivos, que se comentan a continuación.

Para la conexión de la PCB/Arduino con la red de conmutación se utilizan cables fabricados en el laboratorio con conectores tipo DB9 en sus dos extremos y de 5 hilos, 3 para las tensiones de control y 2 de ellos para la alimentación del dispositivo. Para las conexiones entre los conmutadores que forman la red de conmutación, entre los conmutadores y las antenas, y entre el conmutador principal y el VNA se utilizan cables coaxiales flexibles con conectores SMA macho de RF del tipo FL086 de Mini-Circuits [2.60] de diferentes tamaños. Los cables están adaptados a 50Ω hasta los 18 GHz, con unas pérdidas máximas de inserción de 1.5 dB para el cable más largo de los utilizados a 6 GHz (frecuencia máxima de nuestro sistema). En cuanto a las pérdidas de retorno, el fabricante indica pérdidas de 38 dB a 6 GHz. Por último se utiliza una transición hembra-hembra SF-SF50+ de MiniCircuits para conectar el cable del VNA con el cable de la red

de conmutación. Esta transición está adaptada a 50Ω hasta los 18 GHz con pérdidas de inserción de 0.09 dB a 6 GHz [2.61]. En la figura 2.32 se muestra el conexionado final de la red de conmutación y el sistema de alimentación y control que se colocará justo debajo del plano de las antenas.

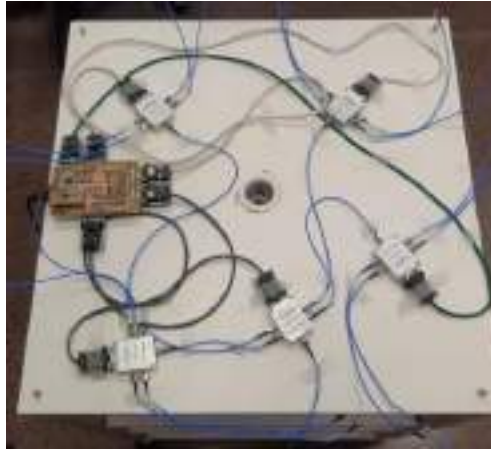


Fig 2.32. Conexionado final red de conmutación

Finalmente, en cuanto a la conexión del sistema con el PC, ésta se realiza de dos formas diferentes. En primer lugar entre Arduino (placa de control) y el PC se usa un cable tipo USB con un extremo tipo A macho (para la conexión con el PC) y otro tipo B macho (para la conexión con Arduino). Por otra parte, la conexión entre el PC y el VNA se realiza mediante conexión sin cables usando Wi-Fi en LAN (red de área local). El resultado final del sistema completamente conectado con todas sus partes se muestra en la figura 2.33, la red de conmutación se sitúa justo debajo del plano de las antenas.

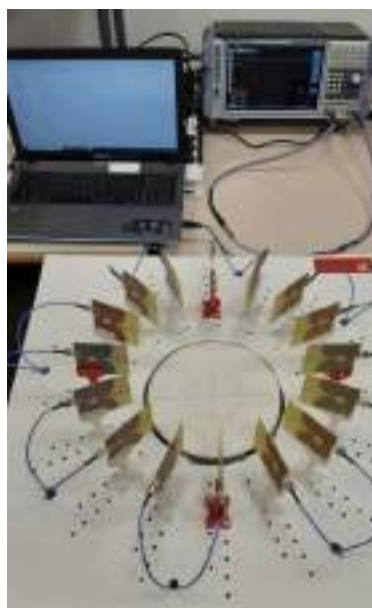


Fig 2.33. Sistema final

2.2.2 Parte software del sistema

El otro bloque principal de este sistema es el software, que se puede dividir en tres secciones. En la primera parte se encuentra la programación del microprocesador que se utiliza (Arduino Due) que envía las señales correspondientes a la red de conmutación a través de sus pines digitales de salida. La segunda sección con la que cuenta el sistema es la automatización del sistema mediante Python que se ubica en el PC y se encarga de enviar las órdenes al VNA y al Arduino. Por último, en la tercera sección se encuentra el código implementado en el entorno de MATLAB que es el encargado de generar las imágenes médicas y el resto de resultados.

2.2.2.1 Arduino

Esta sección de la parte software es quizás la más sencilla de las tres secciones propuestas. Su diagrama de flujo se muestra en la figura 2.34. La parte crucial y más importante de la programación de esta placa de desarrollo es iniciar la comunicación serie y determinar la velocidad de transmisión, que en este caso son 9600 baudios. La comunicación entre el Arduino y el PC se realiza por USB, mediante el cual se envían las ordenes necesarias que la plataforma tiene que interpretar.

A continuación, se eligen los pines que se van a utilizar para enviar las señales de control a los conmutadores. Hay que recordar que son 15 las tensiones de control que se necesitan para poder realizar la implementación completa de la red de conmutación y de esta forma automatizar por completo la selección de las antenas a su debido tiempo. Para poder realizar de forma correcta la conmutación de toda la red es necesario implementar en Arduino la tabla de verdad de la red completa. Cada una de los estados de la tabla de verdad es el código binario que genera la conexión entre cada una de las antenas con el VNA. Este código está compuesto por los estados de las tensiones de control que se definen con un pin de salida digital del Arduino. Los estados de cada uno de los pines se representan con unos y ceros en la tabla de verdad, que determinan estados altos y bajos en el sistema, y que el Arduino gestiona proporcionando tensiones de 3.3 V o 0 V a los pines, respectivamente.

Una vez que están establecidos los pines digitales de salida y la tabla de verdad, simplemente el programa espera un número entre el 0 y el 16 (ambos inclusive). Si se recibe un 0 los conmutadores se pondrán en reposo gracias a las tensiones recibidas a través de Arduino. Por el contrario, si se recibe un número entre el 1 y el 16, que van asociados a las 16 antenas del sistema, los conmutadores crearán el camino que conecta la antena seleccionada con el VNA. El código implementado siempre estará esperando un entero entre el 0 y el 16 para cambiar el estado de la red de conmutación.

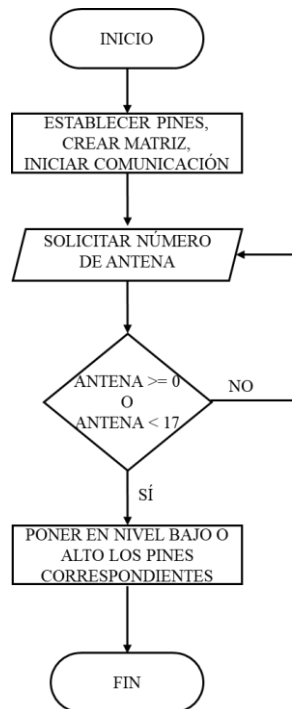


Fig 2.34. Diagrama de flujo Arduino.

2.2.2.2 Python

Este código se ha implementado en lenguaje Python usando el IDE PyCharm de JetBrains, un entorno cómodo de usar y con muchas opciones de depuración. El código que se presenta en este apartado es el encargado de la automatización completa del sistema ya que se encarga de varios puntos importantes que se describirán a continuación.

- Establecer y abrir las comunicaciones con el VNA y con el Arduino. Para realizar la conexión con el VNA se usa el protocolo TCP/IP (Transmission Control Protocol/Internet Protocol) para la conexión en una red LAN usando Wi-Fi. Por otra parte se establece la conexión serial con el Arduino mediante el puerto USB especificando una velocidad de 9600 baudios que es la misma que se ha especificado en el código de Arduino.
- Configuración del VNA en cuanto al canal utilizado para la medida y visualización y el directorio que se usará en el mismo. La configuración del canal es la siguiente (la configuración que se muestra es una de las que se han usado pero no la única):
 - Tipo de barrido: lineal
 - Rango de medida: 10 MHz a 6 GHz
 - Número de puntos: 1601
 - Potencia de emisión: -10 dBm
 - Ancho de banda del filtro de frecuencia intermedia: 10 kHz
 - Parámetro a representar: S_{11}
 - Magnitud: dB

- Creación del directorio local en el PC.
- Realización de las medidas seleccionando cada una de las antenas de forma secuencial. Esto conlleva las siguientes acciones.
 - o Activar la calibración de la antena seleccionada.
 - o Escribir en el puerto USB el número de antena para que la placa de control envíe las señales a los conmutadores.
 - o Guardar las medidas del parámetro S_{11} obtenidas de cada antena.
 - o Descargar los ficheros S1P (Touchstone 1 S-parameter Data) obtenidos en el PC para su procesado.
 - o Este paso se realiza dos veces ya que hay una primera medida de referencia o calibración en la que se mide el sistema en vacío. De esta forma, más adelante mediante software, podemos minimizar más aún el efecto producido por las reflexiones indeseadas en el entorno.
- Finalmente cerrar las comunicaciones con el VNA y el puerto USB.

Todas estas funciones quedan recogidas en el diagrama de flujo que se presenta en la figura 2.35, en la que se muestra el proceso completo de automatización del sistema.

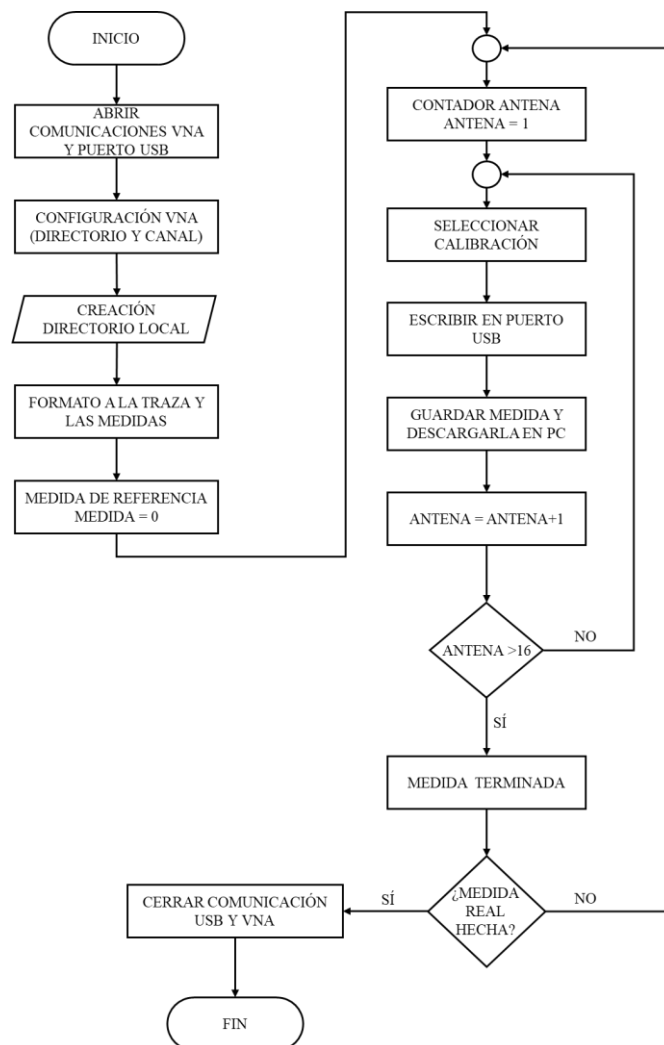


Fig 2.35. Diagrama de flujo Python.

2.2.2.3 Procesado de la señal y algoritmos de imagen

Después de la medida de los parámetros S_{11} de cada una de las antenas del sistema el siguiente paso es el tratamiento de estas señales para obtener resultados que sean representables. Para ello se ha utilizado el software MATLAB de MathWorks que es uno de los softwares más utilizados internacionalmente en ingeniería para el cómputo matemático en diversos campos con un lenguaje de programación propio. Por otra parte este software permite la generación de imágenes mediante los datos obtenidos, que es el objetivo final de nuestro sistema.

El software que se explica en este apartado ha sido implementado junto con los profesores Roberto Gutiérrez Mazón, Alberto Rodríguez Martínez y Ernesto Ávila Navarro. El código se puede dividir en dos partes diferenciadas, la primera parte hace referencia al procesado inicial de las señales proporcionadas por el VNA y la segunda parte hace referencia a la generación de imágenes con varios algoritmos.

- Procesado de las señales:

En esta parte la primera operación que se realiza es la de cargar las señales en el software recogiendo el parámetro S_{11} tanto de la medida de referencia como de la medida con el modelo.

A estas medidas se les realiza un enventanado de Hamming (ecuación 2.1) que es de tipo sinusoidal y que recoge las muestras centrales. Por su perfil sinusoidal los valores de las muestras en los extremos quedan atenuadas, sin llegar a eliminarlas. Esta ventana se aplica para eliminar el ruido de la señal que generalmente se encuentra en los extremos del espectro y recoger la información de interés que se encuentra en el centro del espectro de medida.

$$V(N) = a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \quad \begin{cases} a_0 = 0.53836 \\ a_1 = 0.46164 \end{cases} \quad (2.1)$$

Una vez aplicada esta ventana se realiza la inversa de la transformada de Fourier para obtener la señal en el dominio del tiempo. Finalmente, en cuanto a este primer procesado de las señales, se realiza la resta de los datos de la medida de referencia con los datos de la medida real y su posterior normalización. Este último paso en el procesado de las señales ayuda a tener una señal más limpia de reflexiones producidas en el entorno del sistema. Hay que recordar que la medida de referencia se toma con el sistema vacío, es decir, sin ningún elemento colocado en el centro de las antenas, mientras que en la medida real está colocado el objeto que queremos analizar. De esta forma, se pueden detectar las diferencias producidas de una medida a otra, de forma que se verá únicamente el modelo que queremos estudiar.

En la figura 2.36 se muestra en el dominio del tiempo una de las señales enviadas y recibidas en el sistema después de reflejarse en algún objeto.

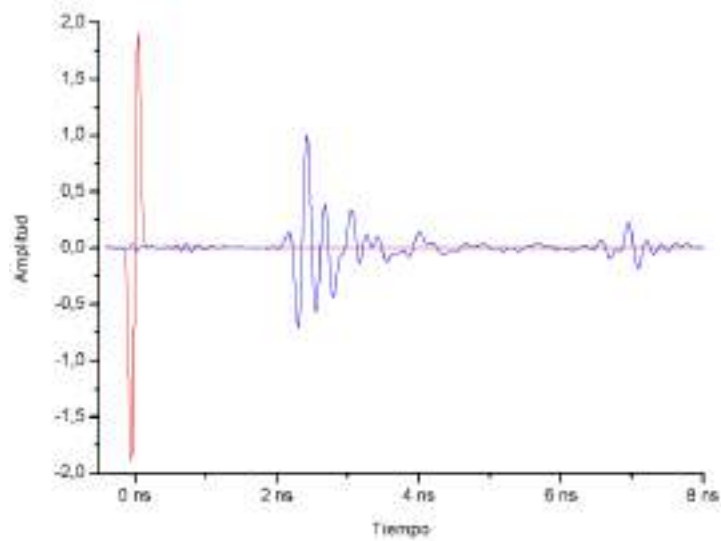


Fig 2.36. Señal enviada (rojo) y señal recibida (azul).

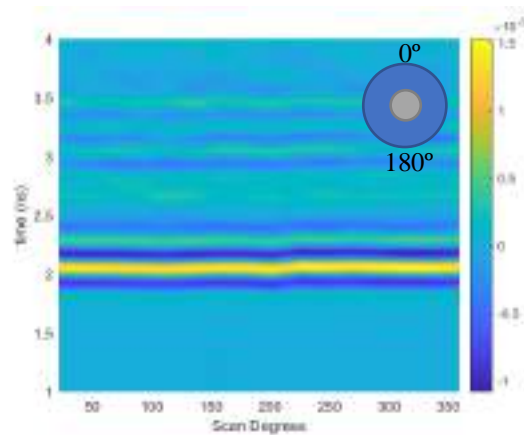
- Generación de imagen médica:

Para la generación de la imagen médica se utilizan tres algoritmos diferentes utilizando los datos resultantes del procesamiento de la señal del apartado anterior.

El primero de estos algoritmos utilizados es un algoritmo que lo hemos llamado de método directo, en el cual se representa únicamente las reflexiones obtenidas para cada una de las antenas en los 360° del sistema. Este algoritmo nos sirve para comprobar que el funcionamiento del sistema es correcto de una forma fácil y rápida. Para estas comprobaciones se utilizó un cilindro metálico compacto que colocado en el centro del sistema asegura que todas las antenas detecten el objeto a la misma distancia o lo que es lo mismo, al mismo tiempo.



a)



b)

Fig 2.37. Medidas de calibración: a) cilindro utilizado para calibrar; b) imagen método directo.

Como se puede ver en la figura 2.37 b), que representa una imagen de las obtenidas con el método directo, es muy fácil comprobar que el sistema está funcionando correctamente. Todas las antenas (repartidas en los 360° del sistema) pueden detectar este cilindro metálico con el mismo retardo o dicho con otras palabras, a la misma distancia. En este punto de la investigación no teníamos exactamente ajustadas las distancias y posiciones ya que el objetivo principal era el de ser capaces de detectar y generar imágenes acordes a la medida realizada. Otra comprobación que se llevó a cabo fue la de desplazar el cilindro hacia uno de los lados, en la figura 2.38 se puede ver el resultado. En este caso, el cilindro se desplazó hacia la primera antena, o antena que marca los 0° en nuestro círculo de antenas. De esta forma se puede ver una curva producida por el diferente retardo de las reflexiones que llega a cada una de las antenas del círculo. En el eje X de la gráfica están representadas las posiciones en grados de las antenas, desde la posición de 0° hasta la posición de 359° ; hay que recordar que hay una antena cada 22.5° . Por otro lado, en el eje Y se muestra el tiempo en ns del retardo de la señal recibida, es decir el tiempo que ha tardado la señal en volver a la antena tras rebotar contra el blanco (mismo funcionamiento que el sistema RADAR). Esta curva se forma porque las antenas que están representadas en los extremos de la figura son las que están cerca de 0° y por lo tanto son las que ven antes el objeto (el objeto está desplazado hacia 0°), mientras que las antenas opuestas, que están en el centro del eje X de la figura, son las que están cerca de 180° en el círculo y las que tardan más en detectar el objeto.

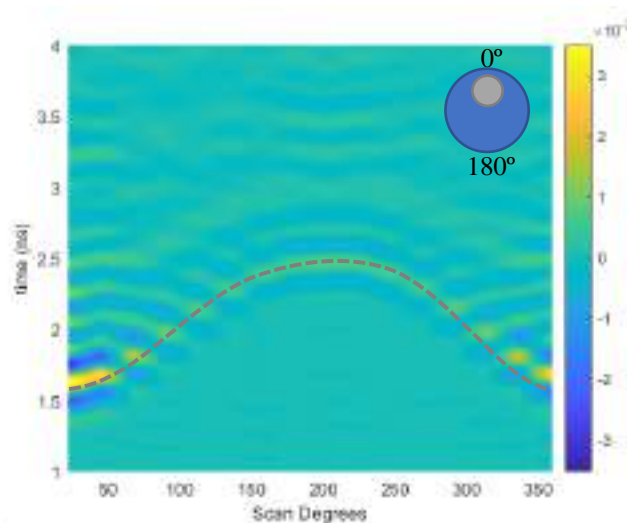


Fig 2.38. Imagen método directo con el cilindro desplazado hacia la posición 0° .

Una vez comprobado que el sistema funciona correctamente con este ejemplo sencillo, se utilizan dos algoritmos de imagen médica muy usados en este tipo de sistemas que son el Delay and Sum (DAS) y el Delay Multiply and Sum (DMAS) [2.62].

Ambos algoritmos están compuestos más o menos por las mismas operaciones. En la figura 2.39 se muestra un diagrama de flujo donde quedan recogidas estas operaciones y la diferencia entre ambos algoritmos, que se encuentra al final del mismo. En un primer paso se establece la posición de cada una de las antenas en el plano de trabajo para crear un mallado que define los puntos espaciales. El siguiente paso a realizar por el algoritmo

es el cálculo de la distancia entre cada una de las antenas a los diferentes puntos del mallado. Una vez están calculadas estas distancias se puede determinar el retardo producido en la recepción de la señal desde cada antena a cada uno de los puntos.

Finalmente, dependiendo de si se utiliza el algoritmo DAS o DMAS, las operaciones son un poco diferentes. Con la ecuación 2.2 se describe el algoritmo DAS y con la ecuación 2.3 se describe el algoritmo DMAS.

$$I(r_0) = \int_0^{T_{Win}} \left[\sum_{m=1}^M \chi_m(\tau_m(r_0)) \right]^2 dt \quad (2.2)$$

$$I(r_0) = \int_0^{T_{Win}} \left[\sum_{m=1}^{M-1} \sum_{j=m+1}^M \chi_m(\tau_m(r_0)) \odot \chi_j(\tau_j(r_0)) \right]^2 dt \quad (2.3)$$

En estas ecuaciones la variable $\chi_{m,j}$ representa a la señal que depende del retardo $\tau_{m,j}$ respecto a r_0 , que son los puntos en el interior del área. El retardo viene directamente relacionado con la velocidad de propagación en el medio (v), que es un valor muy importante ya que se determina a partir de la permitividad relativa del medio (ϵ_r). Estas relaciones se muestran en las ecuaciones 2.4 y 2.5.

$$\tau_m(r_0) = \frac{d_m}{v} \cdot f_s \quad (2.4)$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.5)$$

La permitividad relativa juega un papel muy importante en estos tipos de sistemas ya que controla la velocidad de propagación de la señal y permite ajustar con mayor precisión las imágenes finales. Con el valor de permitividad relativa de los materiales bajo estudio obtendremos de forma más precisa la ubicación de estos materiales puesto que tendremos el valor de la velocidad en el medio y la distancia recorrida por la señal.

En cuanto a las diferencias entre los dos métodos usados, como se puede ver en la ecuación que hace referencia al método DAS (ecuación 2.2), en este algoritmo únicamente se realiza un sumatorio de las señales. Por otro lado, en el método DMAS (ecuación 2.3) se realiza un paso más que en el DAS añadiendo una multiplicación elemento a elemento de dos señales para mejorar la correlación de las reflexiones.

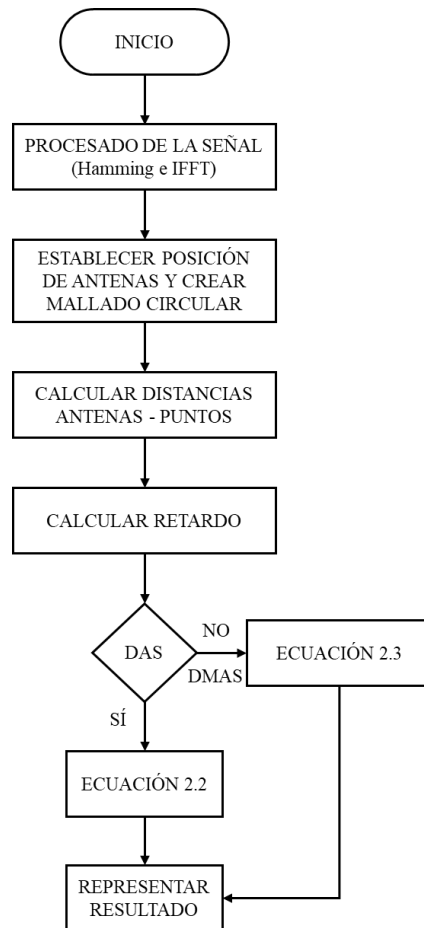


Fig 2.39. Diagrama de flujo generación imágenes.

En la figura 2.40 se muestra una representación gráfica del algoritmo DAS en el que se explica su funcionamiento. Como se puede ver las cuatro antenas colocadas sobre la superficie de la piel emiten un pulso hacia el interior del cuerpo donde se encuentra la lesión. Cada una de estas antenas recibe una señal diferente caracterizada por el tiempo que tardan en recibir la reflexión producida en la lesión. A continuación, a cada una de estas señales se les aplica el retardo correspondiente debido a su posición en el sistema y después se realiza una suma en fase entre ellas para obtener la magnitud real de la reflexión detectada. Finalmente, la información se representa mediante imagen médica.

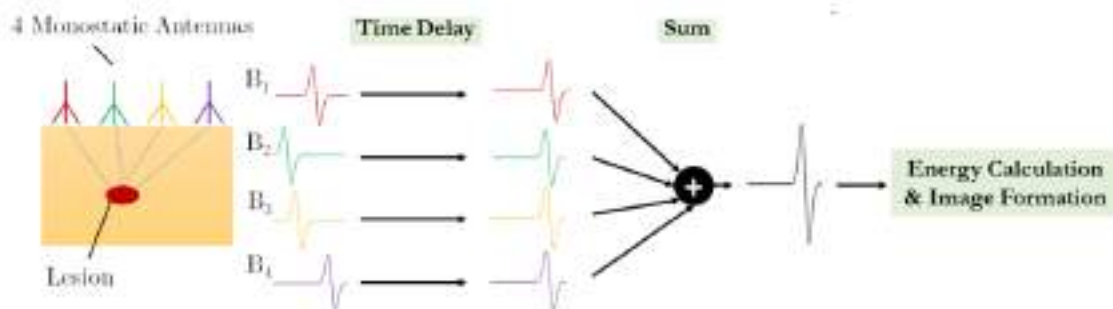


Fig 2.40. Representación gráfica DAS [2.63].

Al igual que se ha realizado para el método directo, se presentan en las figuras 2.41 y 2.42 los resultados con DAS y DMAS respectivamente de la prueba del cilindro metálico en el centro de las antenas y desplazado hacia la zona de 0° . En estas imágenes se puede ver que cuando el cilindro está en el centro todas las antenas detectan el objeto a la misma distancia y por lo tanto se forma un círculo en la imagen que representa la superficie del cilindro. Por otra parte, se puede ver que cuando el cilindro está desplazado hacia la posición 0° , las antenas que obtienen una mayor intensidad en la reflexión y que detectan antes el objeto son las cercanas a la posición 0° . En cuanto a la precisión y claridad en la imagen obtenida con los algoritmos, se puede ver como con el algoritmo DMAS se obtiene una imagen más limpia y precisa.

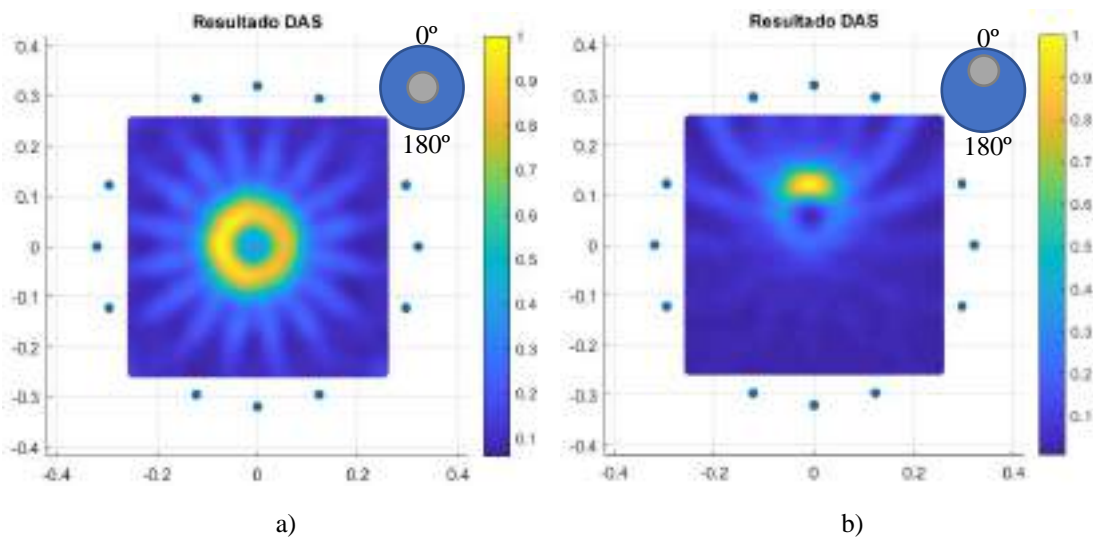


Fig 2.41. Imágenes DAS: a) cilindro en el centro, b) cilindro desplazado hacia 0° .

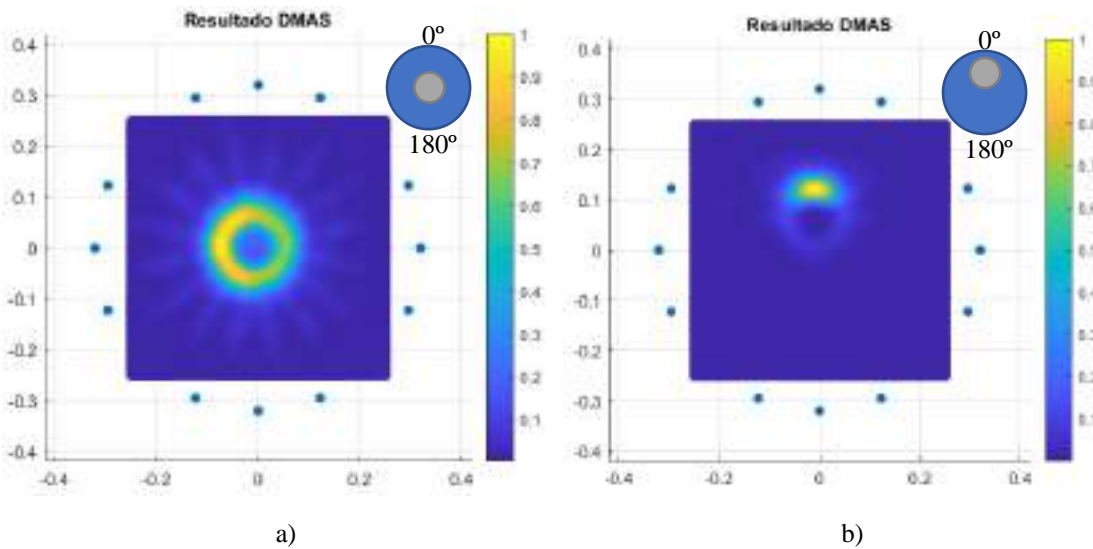


Fig 2.42. Imágenes DMAS: a) cilindro en el centro, b) cilindro desplazado hacia 0° .

2.2.3 Características destacables del sistema y ventajas frente a los sistemas de medida existentes

Hay varias características a destacar en el sistema propuesto en este apartado. Estas características tienen que ver con temas como la potencia de radiación a la que se expone un cuerpo, la resolución espacial que se obtiene con las medidas, el ruido en el sistema o el tiempo que se necesita para realizar las pruebas o el coste del equipo.

Una de las características más importantes de las que tenemos que hablar es de la radiación a la que se expone el cuerpo humano con este sistema. El sistema trabaja en el rango de las microondas que son de energía no ionizante y por lo tanto no afectan de forma negativa a la división celular. Sin embargo con este tipo de radiación es muy importante controlar la potencia que se usa para reducir en todo lo posible el SAR. El sistema ha sido utilizado con las antenas emitiendo a una potencia de -10 dBm o 0 dBm. En el caso más crítico, 0 dBm, corresponde a 1 mW de potencia, que es entre 10 y 100 veces menor que la potencia emitida por los teléfonos móviles que usamos hoy en día. Por lo tanto, la potencia emitida por nuestro sistema es realmente baja y se puede considerar segura para el cuerpo humano, así como prevenir cualquier interferencia con el resto de equipos médicos.

La Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) y la Comisión Internacional de Protección contra Radiaciones No Ionizantes (ICNIRP) establecen que, para aplicaciones biomédicas, el SAR máximo permitido es de 1.6 W/kg por cada 1 g de tejido o 2 W/kg por cada 10 g de tejido respectivamente [2.64, 65], estos valores también se recogen en el estándar IEEE C 59.1-2005. Estudios previos [2.66] muestran que para alcanzar el máximo SAR permitido en nuestro rango de frecuencia de trabajo (10 MHz–6 GHz) se requiere una potencia de emisión mínima de 121 mW a 1,9 GHz. En este sentido, se puede observar que el sistema propuesto tiene una potencia de emisión dos órdenes de magnitud inferior a esta potencia mínima requerida para superar el SAR máximo permitido. Por este motivo el sistema destaca en cuanto a la seguridad de radiación en la exposición humana y cumple con todos los requisitos de potencia y SAR considerados en las regulaciones tanto de la Unión Europea como de Estados Unidos.

En cuanto al tiempo que tarda el equipo en realizar la medida suele ser alrededor de 1 minuto para todo el proceso, y la absorción de energía en los tejidos es por tanto considerablemente baja. Además, la velocidad de medida del sistema es muy importante para la comodidad de la persona que debe permanecer estática durante la prueba.

Por otro lado, es importante en estos sistemas comentar la resolución espacial (SP) con la que se trabaja. Ésta viene determinada por la mitad de la longitud de onda en la frecuencia máxima de trabajo, que en nuestro caso es de 6 GHz, en el vacío se puede calcular como muestra la ecuación 2.6.

$$SP = \frac{c}{2 * f_{max}} \quad (2.6)$$

Con esta ecuación se obtiene que la resolución espacial en el vacío del sistema es de 2.5 cm, considerando f_{max} como 6 GHz y c como el valor de la velocidad de la luz en el vacío.

Sin embargo cuando se realiza la medida de un material biológico hay que tener en cuenta la velocidad de propagación dentro de ese material. Esta velocidad depende de la permitividad dieléctrica (ϵ) del material expuesto, por lo tanto la ecuación 2.7 pasa a ser la ecuación para determinar la resolución espacial.

$$SP = \frac{c}{2 * f_{max} * \sqrt{\epsilon}} \quad (2.7)$$

Usando como ejemplo la ϵ de la glándula mamaria que a 6 GHz es de 51.7 [2.45] se obtiene una resolución espacial de 3.5 mm, en medidas con este material.

Otra característica que se ha estudiado en el sistema es la relación señal a ruido (SNR). En este sistema, tanto el trabajo de transmisor como el de receptor lo realiza el VNA, que es el encargado de realizar todas las medidas de cada una de las antenas. Estas medidas se realizan en el dominio de la frecuencia desde los 10 MHz hasta los 6 GHz, por lo que es en este receptor donde se debe evaluar el ruido y la SNR. En la hoja de datos del VNA utilizado (ZNLE6 de Rodhe&Schwarz), el nivel de ruido reportado en el receptor está por debajo de -110 dBm en todo el rango de frecuencias de interés.

Además, el sistema debe tener los niveles de ruido más bajos posibles para maximizar la SNR. En este sentido, la calibración electrónica del sistema es fundamental para que se obtenga una buena calidad de las señales, reduciendo así el ruido y eliminando los posibles efectos negativos en las señales debido a cables, interruptores y otros equipos electrónicos [2.67].

El cálculo específico de la SNR no es sencillo en un sistema como el propuesto, debido a que primero se realizan las medidas en el dominio de la frecuencia y posteriormente se aplica la FFT inversa para obtener los pulsos en el dominio del tiempo. El cálculo habitual en este tipo de sistemas electrónicos de alta frecuencia, una vez aplicada una adecuada calibración, consiste en suponer que la principal componente de ruido en el receptor está asociada al ruido térmico procedente de los componentes tanto del sistema externo como de la electrónica del receptor [2.67, 68]. Bajo este enfoque, la densidad de potencia de ruido viene dada por la ecuación 2.8.

$$\sigma^2 = K * T * NF \left[\frac{W}{Hz} \right] \quad (2.8)$$

En esta ecuación K es la constante de Boltzmann, T es la temperatura ambiente y NF es la figura de ruido en el sistema. Un método práctico para estimar el ruido del sistema (NS), mostrado en [2.68], consiste en obtener el espectro de la señal de ruido mediante la medida de la reflexión de un circuito abierto (una vez aplicada la calibración). La magnitud del parámetro de reflexión (S_{11}) en este caso debe ser 1, es decir, 0 dB. Por lo tanto, al medir la magnitud del parámetro S_{11} , el NS se puede obtener directamente como 1 menos la magnitud de S_{11} expresada en decibelios. En este caso, el ruido suele mostrar un comportamiento constante en las bajas frecuencias, y depende del cuadrado de la frecuencia para las altas frecuencias.

Este método se ha aplicado para el sistema propuesto midiendo la magnitud del parámetro de reflexión para un circuito abierto en la posición de una de las antenas. Para esta medida se debe configurar el VNA en el rango de frecuencias 10 MHz a 6 GHz, con una potencia de transmisión de 0 dBm y con un filtro de 10 KHz en el receptor. Después se aplica el cálculo de NS y finalmente se obtiene el gráfico de la figura 2.43 a) que muestra el ruido en el dominio de la frecuencia en el sistema. Se puede observar que el comportamiento del ruido en el sistema es el esperado, y su nivel está siempre por debajo de -55 dBm en toda la banda de frecuencias.

Por otro lado, la figura 2.43 b) muestra la medida realizada por la antena correspondiente cuando se utiliza el modelo de mama fabricados para el trabajo que se presenta en el apartado 3.1.1 (modelo de mama con una concentración de TRITON X-100 del 50% e incluyendo un modelo de tumor de 1 mL lleno de agua salada). Como se puede observar, la magnitud del parámetro de reflexión es siempre superior a -30 dBm en toda la banda de frecuencias (con la misma potencia de emisión de 0 dBm) e igual en el resto de antenas.

Finalmente, considerando los valores obtenidos para el ruido y las señales, se puede suponer que la SNR del sistema propuesto es superior a $+25$ dB en toda la banda de frecuencias en todos los casos. Esto asegura la recepción de señales con la calidad suficiente para cumplir satisfactoriamente con los requisitos de las aplicaciones de imágenes médicas.

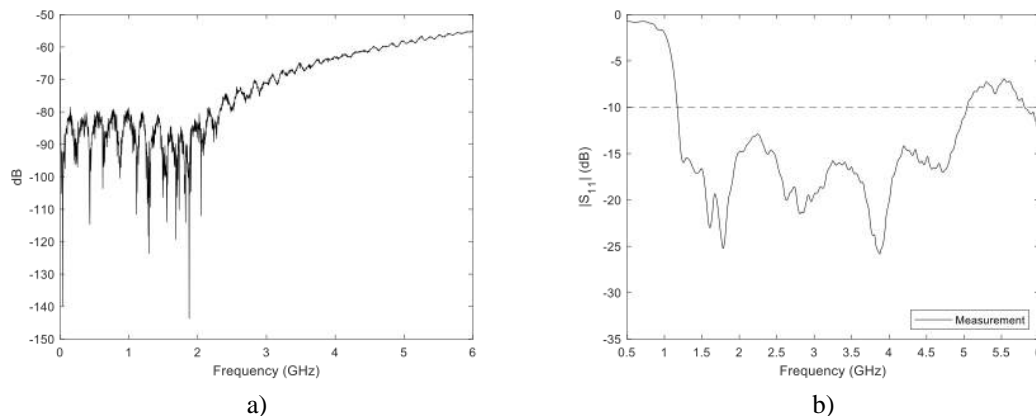


Fig 2.43. Medidas para evaluar la SNR del sistema: a) NS medido con un circuito abierto; b) Señal recibida en el VNA por una de las antenas

Finalmente, el coste utilizado para los materiales del sistema es muy asequible ya que ronda los 1500 €. Este valor es sin contar el coste del VNA y del PC que en nuestro caso es de 12000 € y 1000 € respectivamente. pero que podría abarataarse en gran medida ya que se han utilizado los que se encontraban en el laboratorio. Este tipo de sistema no requiere de ninguna sala con características especiales, mientras que para un mamógrafo se necesita una sala acondicionada para su uso, lo que incrementa su coste.

2.3. Referencias.

[2.1] PostDICOM, “Tipos y modalidades de imágenes médicas”. Consultado en febrero de 2023, disponible en: <https://www.postdicom.com/es/blog/medical-imaging-types-and-modalities>

[2.2] Instituto Nacional de Tecnologías Educativas y de Formación del Profesorado “Espectro electromagnético y radioeléctrico”. Consultado en febrero de 2023, disponible en: <http://recursostic.educacion.es/secundaria/edad/4esotecnologia/quincena3/paginas/espectro.htm>

[2.3] National Aeronautics and Space Administration, Science Mission Directorate (2010). X-Rays. Consultado en febrero de 2023, disponible en NASA Science website: http://science.nasa.gov/ems/11_xrays

[2.4] National Institute of Biomedical Imaging, “X-rays”. Consultado en febrero de 2023, disponible en: <https://www.nibib.nih.gov/science-education/science-topics/x-rays>

[2.5] U. Busch, “Wilhelm Conrad Roentgen. El descubrimiento de los rayos x y la creación de una nueva profesión médica,” en *Revista Argentina de Radiología*, vol. 80, n.º 4, pp. 298–307, oct. 2016, doi: 10.1016/j.rard.2016.08.003.

[2.6] N. Cifuentes Arriagada, M. Sepúlveda Oviedo, M. Morovic Fuentes y P. Echenique Diaz, “Manejo de fractura en hueso patológico en la infancia: picnodisostosis,” en *Revista Chilena de Ortopedia y Traumatología*, vol. 57, n.º 2, pp. 54–59, mayo 2016, doi: 10.1016/j.rchot.2016.05.001.

[2.7] Diario de Sevilla, “Nuevo equipo para las radiografías en el Hospital Macarena”, 4 de junio de 2020. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: https://www.diariodesevilla.es/sevilla/Nuevo-equipo-radiografias-Hospital-Macarena_0_1470753123.html

[2.8] Adeslas Dental, “¿Cuántas radiografías dentales se pueden hacer al año sin riesgos?” Consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://www.adeslasdental.es/radiografias-dentales-sin-riesgo/>

[2.9] Infomed - Centro Nacional de Información de Ciencias Médicas, “Mamógrafo”. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://instituciones.sld.cu/cimeq/idi/tecnologias-de-avanzada/mamografo/>

[2.10] S. Kwon and S. Lee, “Recent Advances in Microwave Imaging for Breast Cancer Detection,” en *International Journal of Biomedical Imaging*, vol. 2016, Article ID 5054912, 25 pages, December 2016, 10.1155/2016/5054912.

- [2.11] Sociedad Española de Oncología Médica, “Cáncer de mama”. Consultado en febrero de 2023, disponible en: <https://seom.org/info-sobre-el-cancer/cancer-de-mama>
- [2.12] Consejo de Seguridad Nuclear, “Radiaciones ionizantes” Consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://www.csn.es/radiaciones-ionizantes>
- [2.13] B. Benítez, J.A. Tirado and H. Jardon, “An overview of UWB antennas for microwave imaging systems for cancer detection purposes,” in *Progress In Electromagnetics Research B*, 80, 173-198, May 2018.
- [2.14] Organización Mundial de la Salud, “Radiaciones ionizantes: efectos en la salud y medidas de protección”. Consultado en febrero de 2023, disponible en: <https://www.who.int/es/news-room/fact-sheets/detail/ionizing-radiation-health-effects-and-protective-measures>
- [2.15] Generalitat Valenciana, “El programa de prevención de cáncer de mama de Sanidad permite detectar cerca de 19.600 cánceres desde su inicio” 18 de octubre de 2021. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: https://www.gva.es/es/inicio/area_de_prensa/not_detalle_area_prensa?id=976834
- [2.16] L.A. Gil, “Ecografía o ultrasonografía abdominal,” *Revista Española de Enfermedades Digestivas*, 100(11), 729, noviembre 2008. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: http://scielo.isciii.es/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1130-01082008001100012&lng=es&tlng=es.
- [2.17] Magnetosur, “¿Qué es una ecografía de mama y para qué sirve?”. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://magnetosur.com/que-es-una-ecografia-de-mama-y-para-que-sirve/>
- [2.18] I. D. Naranjo, V. M. de Vega, S. L. González, D. Mollinedo, L. Á. Pérez y M. R. Alonso, “Ecografía automática de mama para la detección de lesiones mamarias: Comparación con la ecografía mamaria convencional” en *Revista de Senología y Patología Mamaria*, 31(3), 108-113, jul. 2018, doi: 10.1016/j.senol.2018.05.001.
- [2.19] Centro de mama de Tenerife, “Ecografía de mama: ¿para qué se utiliza?”. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://centrodemama.es/ecografia-de-mama-para-que-se-utiliza/>
- [2.20] National Institute of Biomedical Imaging, “Imagen por resonancia magnética”. Consultado en febrero de 2023, disponible en: <https://www.nibib.nih.gov/espanol/temas-cientificos/imagen-por-resonancia-magn%C3%A9tica-irm>
- [2.21] Departamento de Salud del Gobierno Vasco, “Resonancia Magnética”. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://www.osakidetza.euskadi.eus/servicios-osatek/-/resonancia-magnetica/>
- [2.22] Diagnóstico especializado por imagen, “Resonancia magnética de mama”. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://www.deidiagnostico.com/resonancia-magnetica-de-mama/>
- [2.23] I. E. Jiménez, “PET TAC en Oncología Radioterápica,” en *NPunto*, 3(22), 54-83, enero 2020.

- [2.24] H. Jiang, Ed., *Diffuse Optical Tomography: Principles and Applications*. CRC Press, 2010.
- [2.25] K. Lee, "Optical mammography: Diffuse optical imaging of breast cancer," *World Journal of Clinical Oncology*, 2(1), 64–72, Jan. 2011, doi: 10.5306/wjco.v2.i1.64.
- [2.26] S. Manohar, M. Dantuma, "Current and future trends in photoacoustic breast imaging," *Photoacoustics*, 16, 100134, Dec. 2019, doi: 10.1016/j.pacs.2019.04.004.
- [2.27] Y. Kuwahara, "Microwave Imaging for Early Breast Cancer Detection," in *New Perspectives in Breast Imaging*. Oct. 2017 doi: 10.5772/intechopen.69562.
- [2.28] T. M. Grzegorzcyk, P. M. Meaney, P. A. Kaufman, R. M. diFlorio-Alexander and K. D. Paulsen, "Fast 3-D Tomographic Microwave Imaging for Breast Cancer Detection," in *IEEE Transactions on Medical Imaging*, vol. 31, no. 8, pp. 1584-1592, Aug. 2012, doi: 10.1109/TMI.2012.2197218.
- [2.29] J. Bourqui, J.M. Sill, and E. C. Fear, "A prototype system for measuring microwave frequency reflections from the breast," in *International journal of biomedical imaging*, vol. 2012, 9, pp. 9, Jan. 2012, doi: 10.1155/2012/851234.
- [2.30] 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," in *Sci Rep* 9, 15491, Oct. 2019, doi: 10.1038/s41598-019-51620-z.
- [2.31] P. Phasukkit, "Non-Ionic Deep Learning-Driven IR-UWB Multiantenna Scheme for Breast Tumor Localization," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 4536-4549, Jan. 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3140083.
- [2.32] H. Bahramiabarghouei, E. Porter, A. Santorelli, B. Gosselin, M. Popović and L. A. Rusch, "Flexible 16 Antenna Array for Microwave Breast Cancer Detection," in *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 62, no. 10, pp. 2516-2525, Oct. 2015, doi: 10.1109/TBME.2015.2434956.
- [2.33] 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," in *IEEE Transactions on Medical Imaging*, vol. 35, no. 6, pp. 1501-1509, Jun. 2016, doi: 10.1109/TMI.2016.2518489.
- [2.34] S. N. Mahmood, A. J. Ishak, A. Jalal, T. Saeidi, S. Shafie, A. C. Soh, M. A. Imran, and Q. H. Abbasi, "A Bra Monitoring System Using a Miniaturized Wearable Ultra-Wideband MIMO Antenna for Breast Cancer Imaging," in *Electronics*, 10(21), 2563, Oct. 2021, doi: 10.3390/electronics10212563.
- [2.35] H. Li, H. Zhang, Y. Kong and C. Zhou, "Flexible Dual-Polarized UWB Antenna Sensors for Breast Tumor Detection," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 22, no. 13, pp. 13648-13658, Jul. 2022, doi: 10.1109/JSEN.2022.3180356.
- [2.36] M. Jalilvand, X. Li, L. Zwirello, and T. Zwick, "Ultra wideband compact near-field imaging system for breast cancer detection," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 9(10), 1009-1014, Jul. 2015, doi: 10.1049/iet-map.2014.0735.

- [2.37] M. Shere, I. Lyburn, R. Sidebottom, H. Massey, C. Gillett and L. Jones, “MARIA® M5: A multicentre clinical study to evaluate the ability of the Micrima radio-wave radar breast imaging system (MARIA®) to detect lesions in the symptomatic breast,” in *European Journal of Radiology*, 116, 61-67, Apr. 2019, doi: 10.1016/j.ejrad.2019.04.017.
- [2.38] A. W. Preece, I. Craddock, M. Shere, L. Jones and H. L. Winton, “MARIA M4: clinical evaluation of a prototype ultrawideband radar scanner for breast cancer detection,” in *Journal of Medical Imaging*, 3(3), 033502, Jul. 2016, doi: 10.1117/1.JMI.3.3.033502.
- [2.39] L. Sani, N. Ghavami, A. Vispa, M. Paoli, G. Raspa, M. Ghavami, F. Sacchetti, E. Vannini, S. Ercolani, A. Saracini, M. Duranti and G. Tiberi, “Novel microwave apparatus for breast lesions detection: Preliminary clinical results,” in *Biomedical Signal Processing and Control*, 52, 257-263, Jul. 2019, doi: 10.1016/j.bspc.2019.04.025.
- [2.40] Cadena Ser, “El Hospital de Toledo ofrecerá a 10.000 mujeres sanas revisar su mama con un nueva técnica” 19 de octubre de 2022. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://cadenaser.com/castillalamancha/2022/10/19/el-hospital-de-toledo-ofrecera-a-10000-mujeres-sanas-revisar-su-mama-con-un-nueva-tecnica-ser-toledo/>
- [2.41] UBT S.R.L. “Mammowave” Consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://www.ubt-tech.com/en/mammowave/>
- [2.42] T. Henriksson, “Contribution to Quantitative Microwave Imaging Techniques for Biomedical Applications”. Ph.D. Thesis, School of Innovation, Design and Engineering, Mälardalen University, Västerås, Sweden, 2009.
- [2.43] T. Sugitani, S. I. Kubota, S. I. Kuroki, K. Sogo, K. Arihiro, M. Okada, T. Kadoya, M. Hide, M. Oda and T. Kikkawa, “Complex permittivities of breast tumor tissues obtained from cancer surgeries,” in *Applied Physics Letters*, 104(25), 253702, Jun. 2014, doi: 10.1063/1.4885087.
- [2.44] S. Di Meo, P. F. Espin-Lopez, A. Martellosio, M. Pasian, M. Bozzi, L. Perregrini, A. Mazzanti, F. Svelto, P.E. Summers, G. Renne, L. Preda and M. Bellomi, “Dielectric properties of breast tissues: Experimental results up to 50 GHz,” in *12th European Conference on antennas and propagation (EuCAP 2018)*, pp. 1-5, Dec. 2018, doi: 10.1049/cp.2018.0931.
- [2.45] IT'IS Foundation, “Dielectric Properties”. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://itis.swiss/virtual-population/tissue-properties/database/dielectric-properties/>
- [2.46] E. Porter, J. Fakhoury, R. Oprisor, M. Coates and M. Popović, “Improved tissue phantoms for experimental validation of microwave breast cancer detection,” in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-5, Jul. 2010.
- [2.47] N. Arteaga-Marrero, E. Villa, J. González-Fernández, Y. Martín, and J. Ruiz-Alzola, “Polyvinyl alcohol cryogel phantoms of biological tissues for wideband operation at microwave frequencies,” in *Plos one*, 14(7), e0219997, Jul. 2019, doi: 10.1371/journal.pone.0219997.

- [2.48] J. A. Tobon Vasquez, F. Vipiana, M.R. Casu, M. Vacca, I. Sarwar, R. Scapaticci, N. Joachimowicz and B. Duchêne, “Experimental assessment of qualitative microwave imaging using a 3-D realistic breast phantom,” in *11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2017)*, pp. 2728-2731, May 2017, doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928477.
- [2.49] S. Romeo, L. Di Donato, O. M. Bucci, I. Catapano, L. Crocco, M. R. Scarfi, and R. Massa, “Dielectric characterization study of liquid-based materials for mimicking breast tissues,” in *Microwave and Optical Technology Letters*, 53(6), 1276-1280, Mar. 2011, doi: 10.1002/mop.26001.
- [2.50] M. R. Casu, M. Vacca, J. A. Tobon, A. Pulimeno, I. Sarwar, R. Solimene, F. Vipiana “A COTS-Based Microwave Imaging System for Breast-Cancer Detection,” in *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 11, no. 4, pp. 804-814, Aug. 2017, doi: 10.1109/TBCAS.2017.2703588.
- [2.51] M. J. Burfeindt, T. J. Colgan, R. O. Mays, J. D. Shea, N. Behdad, B. D. Van Veen and S. C. Hagness “MRI-Derived 3-D-Printed Breast Phantom for Microwave Breast Imaging Validation,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1610-1613, Dec. 2012, doi: 10.1109/LAWP.2012.2236293.
- [2.52] N. Joachimowicz, C. Conessa, T. Henriksson and B. Duchêne, “Breast Phantoms for Microwave Imaging,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1333-1336, Jul. 2014, doi: 10.1109/LAWP.2014.2336373.
- [2.53] G. Ruvio, R. Solimene, A. Cuccaro, J. E. Browne, D. Gaetano and M. J. Ammann, “Experimental microwave breast cancer detection with oil-on-gelatin phantom,” in *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, pp. 871-874, Oct. 2013, doi: 10.1109/ICEAA.2013.6632362.
- [2.54] A. Mashal, F. Gao and S. C. Hagness, “Heterogeneous anthropomorphic phantoms with realistic dielectric properties for microwave breast imaging experiments,” in *Microwave and optical technology letters*, 53(8), pp.1896-1902, Aug. 2011, doi: 10.1002/mop.26128.
- [2.55] S. Di Meo, L. Pasotti, I. Iliopoulos, M. Pasian, M. Ettore, M. Zhadobov and G. Matrone, “Tissue-mimicking materials for breast phantoms up to 50 GHz,” in *Physics in Medicine & Biology*, 64(5), 055006, Jul. 2019, doi: 10.1088/1361-6560/aafec.
- [2.56] D. O’Loughlin, M. O’Halloran, B. M. Moloney, M. Glavin, E. Jones and M. A. Elahi, “Microwave breast imaging: Clinical advances and remaining challenges,” in *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 65(11), pp. 2580-2590, Nov. 2018, doi: 10.1109/TBME.2018.2809541.
- [2.57] Rohde-Schwarz. Ref.: ZNLE6 - Vector Network Analyzer. Datasheet consultado por última vez en febrero de 2023. Disponible en: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/ZNLE_dat-sw_en_5215-1882-22_v0500.pdf
- [2.58] Mini-Circuits. Ref.: ZSWA4-63DR+ - SP4T RF Switch. Datasheet consultado por última vez en febrero de 2023. Disponible en: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZSWA4-63DR+.pdf>

- [2.59] Arduino Due. Datasheet consultado por última vez en febrero de 2023. Disponible en: <https://store.arduino.cc/products/arduino-due?queryID=undefined>
- [2.60] Mini-Circuits. Ref.: FL086 - Coaxial Cable. Datasheet consultado por última vez en febrero de 2023. Disponible en: <https://www.minicircuits.com/pdfs/FL086-12SM+.pdf>
- [2.61] Mini-Circuits. Ref: SF-SF50+ - Coaxial Adapter. Datasheet consultado por última vez en febrero de 2023. Disponible en: https://www.mouser.es/datasheet/2/1030/SF-SF50_2b-1832038.pdf
- [2.62] R. C. Conceição, J. J. Mohr and M. O'Halloran, Ed., *An introduction to microwave imaging for breast cancer detection*. Springer International Publishing, Basel (Switzerland), 2016.
- [2.63] R. C. Conceição, “Microwave Medical Imaging”. Consultado en marzo de 2023. Disponible en: http://cost-emf-med.eu/wp-content/uploads/2015/09/20151116_Raquel_BM1309_edited_short.pdf
- [2.64] 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,” in *IEEE Access*, 7, pp. 43547–43554, Mar.2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2905661.
- [2.65] S. Kiani, P. Rezaei, M. Fakhr, “A CPW-fed wearable antenna at ISM band for biomedical and WBAN applications,” in *Wireless Networks*, 27, pp. 735–745, Jan. 2021, doi: 10.1007/s11276-020-02490-1.
- [2.66] E.C. Fear, P. M. Meaney and M. A. Stuchly, “Microwaves for breast cancer detection?,” in *IEEE Potentials*, 22(1), pp. 12–18, Mar. 2023, doi: 10.1109/MP.2003.1180933
- [2.67] D. Gu, J. A. Jargon, M. J. Ryan and A. Hubrechen, “Influence of noise on scattering-parameter measurements,” in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 68(11), pp. 4925–4939, Jan. 2022, doi: 10.1109/TMTT.2020.3014627.
- [2.68] O. Marinov, “Noise partition in S-parameter measurement” in *Proceedings of 22nd International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF 2013)*, Jun. 2013, doi: 10.1109/ICNF.2013.6578892.

Capítulo 3: Resultados

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos de las diferentes investigaciones y estudios realizados durante todo el doctorado. Estos resultados, separados en dos bloques, se han presentado como artículos de revista dando lugar a las publicaciones que se incluyen en el anexo A.

Los bloques vienen diferenciados por la estructura hardware en la que se basan los sistemas diseñados, que marca el tipo de resultado y las posibilidades de detección. En primer lugar se presentan los resultados obtenidos en dos aplicaciones diferentes tomando como punto de partida el sistema que trabaja en un solo plano, presentado en el capítulo 2. Por otro lado, en un segundo apartado se muestran los resultados obtenidos para el sistema de imagen médica (IM) con superficies curvas que se adaptan de forma natural a la mama. Este último sistema será presentado en el mismo apartado en el que se muestran sus resultados.

3.1. Imagen médica para detección de objetos con medidas en un plano

Como se ha comentado en la introducción de este capítulo en primer lugar se presenta la investigación llevada a cabo para la detección de objetos con medidas realizadas en el rango de las microondas cuando las antenas se sitúan en un plano.

Como base para este sistema se ha utilizado el mostrado en la figura 2.33, presentado en el capítulo 2.2, sobre el que se han realizado diferentes mejoras, especialmente en la parte software y de procesamiento de datos, orientadas a la mejora de la obtención de resultados en las dos aplicaciones deseadas. Para la escritura de este documento se utiliza la expresión “medidas en un plano” ya que las antenas, que son las encargadas de irradiar el objeto, están colocadas todas en un mismo plano, siendo capaces de detectar los objetos que se sitúan en ese mismo plano. Además, el sistema diseñado es de tipo RADAR, como se ha comentado en el capítulo 2, por lo tanto es capaz de detectar

objetos que provocan una reflexión del pulso enviado. De esta forma, se puede obtener mediante software la IM que contiene la información del objeto u objetos detectados durante la medida.

Con estos fundamentos, en el presente apartado se muestran dos aplicaciones de ámbito médico completamente diferentes llevadas a cabo para mostrar la versatilidad del sistema implementado. En ambas se han conseguido buenos resultados, y gracias a ellos las investigaciones forman parte de dos de las publicaciones enviadas durante el doctorado a revistas internacionales adjuntas en los anexos A.1 y A.2.

En el primero de los estudios se pone a prueba el objetivo principal para el cual fue diseñado este sistema. El trabajo consiste en la detección, gracias a la diferencia de permitividad dieléctrica entre los medios, de pequeños modelos de tumor dentro de modelos de mama. Por otro lado, la segunda investigación llevada a cabo con este sistema se centra en su uso como ayuda a la navegación robótica durante intervenciones quirúrgicas intracraneales.

3.1.1 Detección de tumores en cáncer de mama

En esta parte del trabajo se presenta una explicación detallada de una de las líneas de investigación llevada a cabo durante el doctorado. El objetivo principal es la detección de tumores en modelos de mama de forma no invasiva mediante el sistema de medidas de señales de microondas presentado en el capítulo 2.2 en el que se han realizado ciertos cambios y mejoras, sobre todo en su parte software, que se explican más adelante. Con este sistema se pretende ayudar en la detección de cáncer de mama a los sistemas que se utilizan hoy en día, sobre todo en la detección a edades tempranas.

Con los sistemas de detección de mama mediante microondas que se están estudiando en la actualidad se pueden eliminar en gran medida los problemas que presentan los sistemas de imagen médica actuales y que han sido comentados en el capítulo 2. Las principales ventajas de los sistemas basados en microondas es que utilizan ondas no ionizantes y que no es necesaria la compresión de la mama, debido a que se trabaja con antenas que emiten una onda que atraviesa el material. De esta forma, la onda electromagnética que viaja por el medio se ve afectada por las propiedades dieléctricas de los materiales, produciendo su reflexión y absorción en diferente medida. Cada tipo de tejido tiene unas características dieléctricas diferentes y esto es una gran ventaja para los sistemas basados en microondas. Hay una notable diferencia entre los tejidos sanos y los tejidos malignos, debido especialmente a la gran cantidad de agua que contienen los tumores, lo que permite a los sistemas de microondas obtener imágenes médicas con resultados muy precisos en ubicación y tamaño del tumor [3.1]. Por lo tanto, de esta forma se puede diferenciar el tumor del tejido mamario incluso si la densidad mamaria de la paciente fuera alta. Por último, la otra gran ventaja de estos sistemas es que no hay inconvenientes en el número de pruebas que una paciente necesite realizar, ya que las

ondas electromagnéticas en el rango de las microondas son de energía no ionizante, y no tienen capacidad energética de generar ningún cambio en las estructuras celulares.

3.1.1.1 Materiales

El setup experimental usado en este trabajo se centra en la detección de pequeños modelos de tumor dentro de un modelo de mama, ambos modelos realizados con material biocompatible.

Para poder detectar estos elementos se utiliza, como se ha comentado anteriormente, el sistema de microondas no invasivo de medidas en un plano con el software modificado para una mejor detección, que se explicará en las siguientes secciones. El requisito más importante cuando se trabaja en la banda de las microondas es que el modelo a analizar sea compatible con las propiedades dieléctricas reales del tejido que modelan. Por ello, para una correcta detección de tumores de mama se analizan sus propiedades dieléctricas, y de esta forma, la representación de la imagen médica que ofrece el sistema vendrá impuesta por la diferencia de propiedades dieléctricas que encuentra el pulso de banda ancha que viaja a través del modelo utilizado.

Para fabricar modelos de mama realistas, en una primera aproximación sencilla, se realiza una pequeña prueba de una mezcla con materiales simples como son aceite de girasol, margarina y harina de trigo. Las características grasas de estos materiales tendrán como consecuencia que los valores asociados a las propiedades dieléctricas de la mezcla sean bajos. En este caso, para evaluar la permitividad dieléctrica, se ha realizado un resonador de banda estrecha a 2.5 GHz, dando como resultado una permitividad relativa (ϵ_r) de 6 y una tangente de pérdidas ($\tan \delta$) de 0.34. Si estos resultados se comparan con los tejidos que componen una mama, que a grandes rasgos son piel, grasa y glándula, el resultado obtenido se parece más a los que tiene la grasa, que tiene los valores de permitividad dieléctrica más bajos de los tres [3.2]. Este resultado, aunque no sea un valor representativo para una mama real, nos permite realizar medidas preliminares para demostrar que el sistema es capaz de detectar el cambio de propiedades dieléctricas debidas a un modelo de tumor dentro de la mama. Para realizar el modelo de tumor se van a utilizar pequeños cubos de material con volúmenes entre 0.2 ml y 2 ml, rellenos de agua salada, cuyas propiedades dieléctricas son $\epsilon_r = 72$ y $\tan \delta = 0.55$ a 2.5 GHz. De esta forma, se obtienen datos de propiedades dieléctricas muy dispersos entre el modelo de mama y el de tumor, con los que se podrán formar las primeras imágenes médicas para poner a prueba los algoritmos desarrollados. En la figura 3.1 se muestra el modelo de mama descrito dentro de un recipiente de 55.7 dL, fabricado en PLA con la impresora 3D, al igual que los cubos que simulan los modelos de tumor, junto con el sistema de imagen médica.

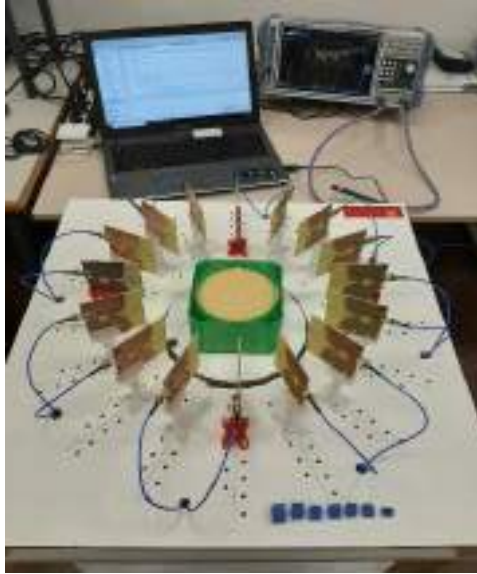


Fig 3.1. Setup de medida con el modelo de mama y los modelos de tumores colocados en la parte derecha inferior de la figura.

Los modelos simples de mama y tumor se han utilizado para la calibración del sistema, como se verá más adelante, y para demostrar las posibilidades del mismo. Para realizar modelos de mama con propiedades dieléctricas más parecidas a las reales se utiliza el compuesto químico denominado Triton X-100. Este material es ampliamente utilizado en la bibliografía para realizar modelos biológicos realistas de diferentes partes del cuerpo humano cuando se trabaja en la banda de las microondas [3.3, 3.4, 3.5]. El Triton X-100 se puede mezclar con facilidad con agua, generando de esta forma un amplio abanico de propiedades dieléctricas dependiendo de la proporción de agua y Triton que contenga la mezcla. Para conocer cuál es la concentración necesaria para replicar materiales biológicos se realizaron muestras de Triton X-100 y agua en la que se incrementa la proporción de agua en tramos del 10%. En la figura 3.2 se representan los resultados de caracterización de las diferentes muestras en términos de ϵ_r y conductividad (σ) hasta 6 GHz obtenidos con una sonda coaxial diseñada por el grupo de investigación.

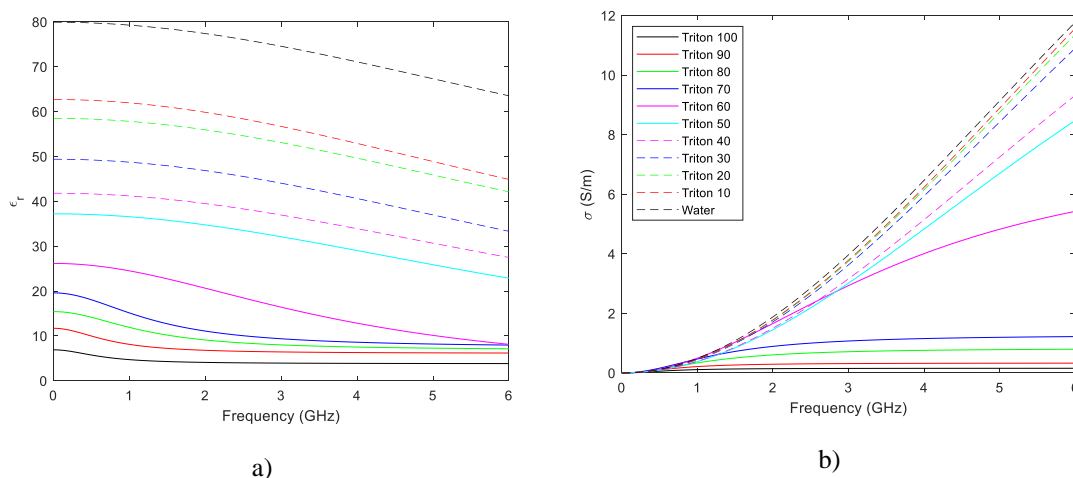


Fig 3.2. Caracterización de las muestras con Triton X-100 y agua: a) permitividad relativa; b) conductividad.

Con la figura 3.2 se demuestra que es posible realizar modelos con características dieléctricas variables gracias al Triton X-100. Uno de los principales problemas de estas mezclas es que solo una de ellas adquiere una consistencia sólida, mientras que las demás son más líquidas. Para este trabajo se ha decidido utilizar la mezcla de 50% Triton X-100 y 50% agua que tiene una permitividad relativa de 32 y una conductividad de 3.02 S/m a 3 GHz, que son similares a las propiedades dieléctricas de una mama sana [3.4]. Para realizar los modelos de tumor se han utilizado varias concentraciones y volúmenes de Triton X-100 y agua con las que se rellenarán pequeños globos para incluirlos dentro del modelo de mama, con el objetivo de comprobar la capacidad de detección del sistema para diferenciar modelos de tumor con características dieléctricas similares a la mama (emulando el caso clínico de detección de tumores en pacientes jóvenes con mamas densas). En la tabla 3.1 se resumen las propiedades de cada uno de los modelos realizados, mostrando en el caso del modelo de tumor T1 una clara diferencia con el modelo de mama y en el caso del modelo de tumor T4 una diferencia más ligera.

Modelo	% Triton X-100	% Agua	% Agua salada	ϵ_r @ 3 GHz	σ (S/m) @ 3 GHz
Mama	50	50	0	32	3.02
Tumor 1 (T1)	0	0	100	70	7.09 [3.6]
Tumor 2 (T2)	10	90	0	57	3.79
Tumor 3 (T3)	20	80	0	53	3.75
Tumor 4 (T4)	30	70	0	44	3.63

Tabla 3.1. Características de los modelos realizados.

Para finalizar este apartado en el que se presentan los materiales utilizados, en la figura 3.3 se presenta una imagen de las antenas del setup, junto con el modelo de mama y un modelo de tumor en su interior (T1), todo ello realizado con Triton X-100 y agua.



Fig 3.3. Modelo de mama con Triton X-100 y modelo de tumor.

3.1.1.2 Generación de la imagen médica

Para la generación de las imágenes médicas con la precisión necesaria para este trabajo, el grupo de investigación, ha modificado y mejorado el software de imagen médica del sistema presentado en el capítulo 2. La modificación del software cuenta con tres partes, la primera es el ajuste de las distancias en la imagen médica final, la segunda se trata de la implementación de un nuevo algoritmo llamado Improved Delay-and-Sum

(IDAS), que mejora la precisión y capacidad de detección del sistema, y la tercera es la inclusión de un algoritmo que permite abstraer de la imagen las reflexiones debidas al interfaz externo de la mama y, por tanto, maximizar en las imágenes la información debida a lo que hay dentro del modelo de mama.

En primer lugar se expone el ajuste realizado para que los ejes de la imagen médica final marquen correctamente las distancias de los distintos objetos detectados. Para ello se utiliza el cilindro metálico usado para calibrar el sistema que tiene un diámetro de 50 mm y una altura de 115 mm, situado justo en el centro de la circunferencia formada por las antenas. De esta forma, todas las antenas deben detectar el cilindro a la misma distancia. En la figura 3.4 se adjuntan 5 imágenes, en la primera (a) se representa el caso de estudio, en la segunda (b) se muestran las señales en dominio del tiempo de una medida de referencia del sistema en vacío para cada una de las antenas, en la tercera (c) se muestran las señales en dominio del tiempo de la medida realizada con el cilindro en el centro, en la cuarta (d) se muestran las señales resultantes de la diferencia entre la medida del cilindro y la de referencia y, finalmente, en la quinta (e) se muestra la imagen médica obtenida final con los ejes de distancia ajustados a la distancia real.

Además, se expone el nuevo algoritmo de imagen médica utilizado junto con un pequeño cambio en la parte de procesado de la señal. El cambio que se realiza en el procesado de la señal es la implementación de la transformada Z chirp inversa que se aplica tanto a la medida de referencia como a la medida del modelo, con el objetivo de mejorar la reconstrucción de las señales en el tiempo. Primeramente, se realiza una resta de la medida del modelo menos la medida de referencia, para de esta forma poder detectar mejor los cambios producidos por el modelo a medir, evitando las posibles interferencias propias del sistema. Después, como se explicó en el capítulo 2, se realiza el mallado y se calcula la distancia y el retardo a cada punto del espacio de medida. Es en este momento donde se aplica el algoritmo IDAS [3.7], que está basado en el algoritmo DAS (explicado en el capítulo 2) añadiendo un nuevo cálculo con el cual se realizan ponderaciones, llamado factor de coherencia (CF). Este algoritmo incluye la medida de coherencias de las diferentes señales enviada por cada una de las antenas en cada punto de la malla (r_0). Cuando hay una coherencia alta de las señales implica que en esos puntos se ha detectado la presencia de un tumor dentro de la mama. El parámetro CF viene determinado por la ecuación 3.1 y se incluye en el IDAS como muestra la ecuación 3.2.

$$CF(r_0) = \frac{[\sum_{n=1}^M \beta_n(\tau_m(r_0))]^2}{\sum_{n=1}^M |\beta_n(\tau_m(r_0))|^2} \quad (3.1)$$

$$I(r_0) = CF(r_0) \int_0^{T_{Win}} \left[\sum_{n=1}^M \beta_n(\tau_n(r_0)) \right]^2 dt \quad (3.2)$$

Donde β_n es la señal radar que depende del retardo τ_n respecto a cada punto del espacio estudiado r_0 , M es el número de antenas y n el número de la muestra.

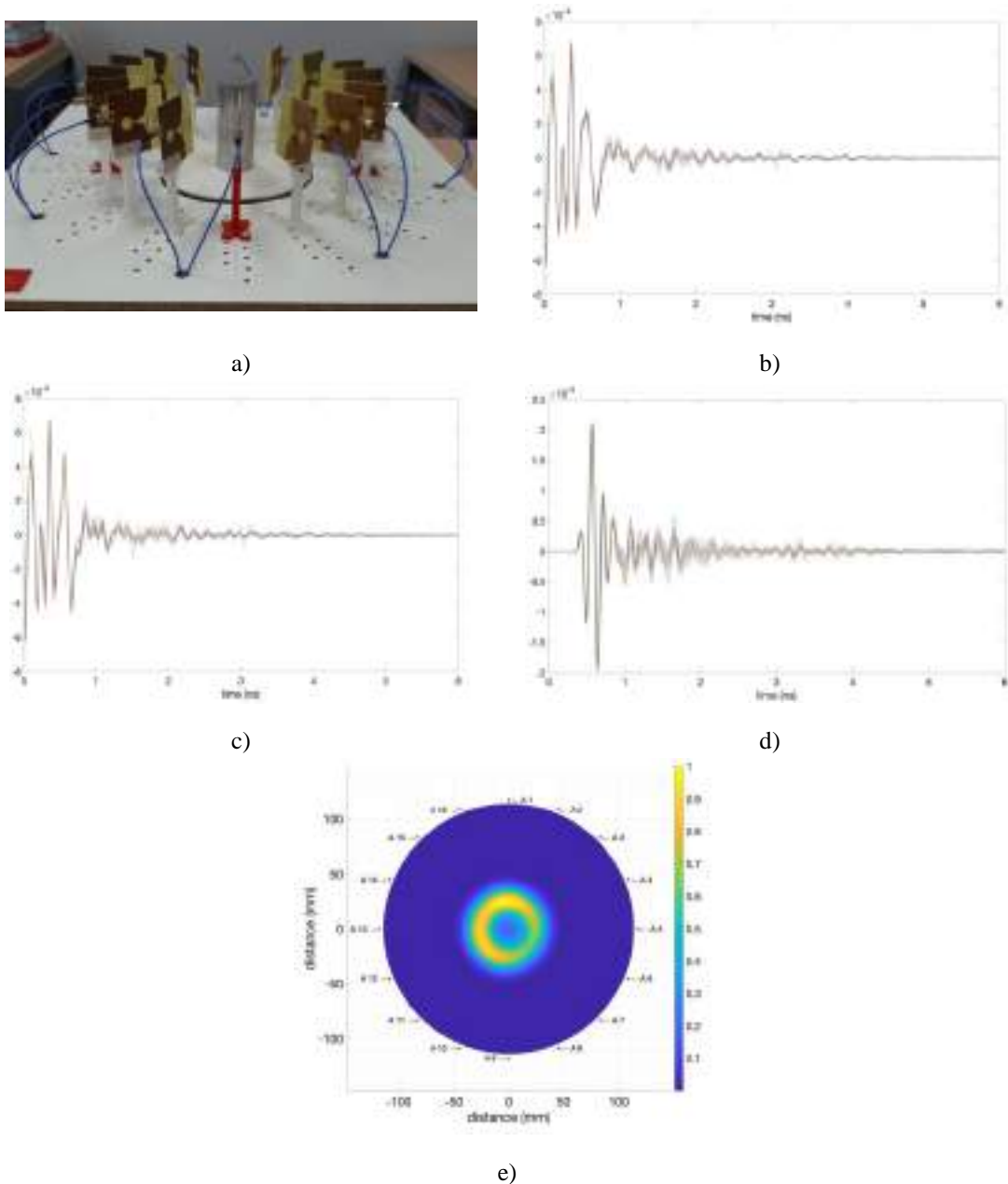


Fig 3.4. a) Situación estudiada, b) Respuesta en el tiempo de las antenas con una medida en vacío, c) Respuesta en el tiempo de las antenas con la medida del cilindro, d) Diferencia de las respuestas en vacío y con el objeto, e) Imagen IDAS del cilindro.

Para realizar una nueva medida de calibración sobre este algoritmo se ha utilizado el primer modelo de mama sencillo fabricado con margarina, y se ha realizado la inclusión de un tumor dentro del modelo. En la figura 3.5 se muestran dos imágenes, la primera (a) representa en dominio de tiempo la respuesta de las antenas después de sustraer la medida de referencia, mientras que la segunda (b) muestra la imagen IDAS obtenida. Como se puede observar, el sistema no es capaz de detectar la presencia del tumor ya que el contorno de la mama, dibujado con un círculo blanco, provoca una reflexión muy grande que enmascara el efecto del tumor.

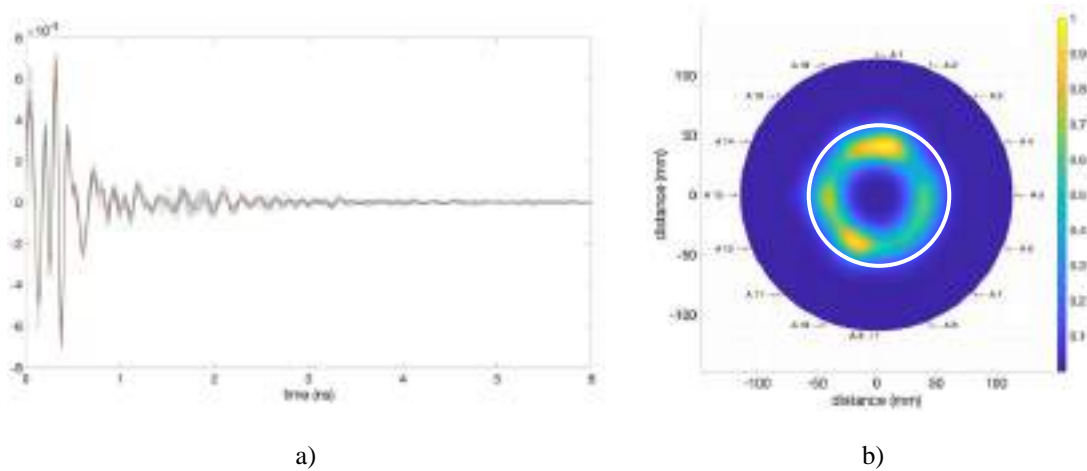


Fig 3.5. Resultado modelo margarina: a) Respuesta de las antenas en el tiempo; b) Imagen IDAS.

En las primeras pruebas realizadas con este sistema se pudo comprobar que, a pesar de que el algoritmo no es capaz de representar el efecto del tumor en la imagen, sí que tenemos la información de su existencia. Esto se consiguió ver realizando una imagen con la diferencia del modelo de mama sin tumor y del modelo de mama con tumor. Con esta sencilla prueba se podía confirmar que el efecto del tumor sí se encontraba en la información recogida por las antenas. Esta prueba no se puede realizar en situaciones reales, por lo tanto para ajustar el sistema a situaciones realistas se necesita añadir al algoritmo cálculos que minimicen este problema. Para ello se sigue el método descrito en [3.8] que simula el efecto de sustraer de la capa de piel que en un caso realista sería el primer tejido que encuentren las señales. Para realizar esta sustracción se realiza un promedio de todas las señales de las antenas y como resultado devuelve una señal de calibración. Esta señal de calibración se sustrae a las respuestas de las antenas (χ) por lo tanto β_m viene definida por la ecuación 3.3.

$$\beta_m(n) = \chi_m(n) - \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \chi_j(n) \quad (3.3)$$

Una vez añadida esta nueva ecuación al algoritmo los resultados que se obtienen en la imagen médica ya representan de forma clara la presencia del tumor. En la figura 3.6 se adjuntan dos imágenes, la figura 3.6 a) muestra las respuestas temporales de las antenas tras la aplicación del método de sustracción de la piel mientras que la segunda imagen (figura 3.6 b) muestra la imagen médica obtenida con el algoritmo IDAS.

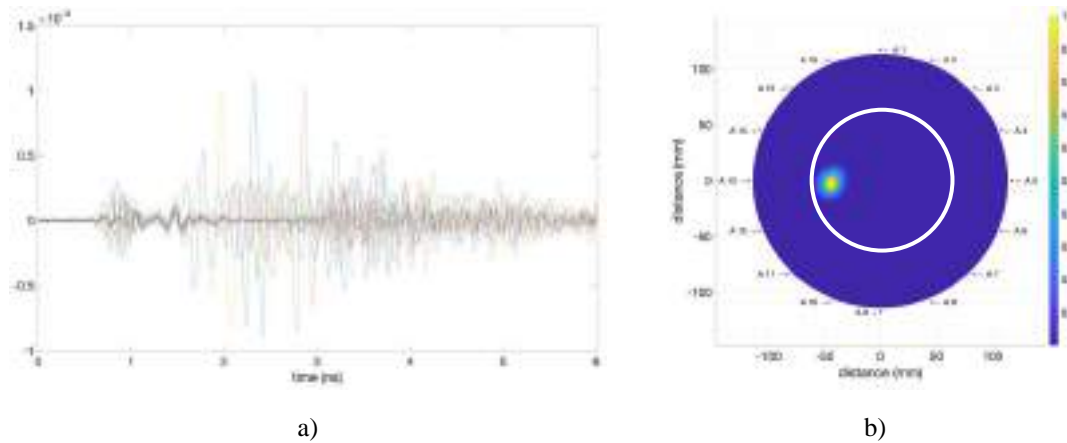


Fig 3.6. a) Respuesta de las antenas en el tiempo, b) Imagen IDAS.

De esta forma, como se puede ver en la figura 3.6 b), el efecto de tumor queda representado exactamente en el lugar en el que está localizado dentro del modelo de mama, que se ha representado con un círculo blanco.

Finalmente, el algoritmo de generación de imagen médica que utilizaremos para este trabajo, incluyendo el algoritmo IDAS junto con el método del promedio, se representa mediante un diagrama de flujo en la figura 3.7.

En este diagrama se encuentran todos los cálculos y métodos que se utilizan para llegar a la imagen médica final, explicados anteriormente y que ahora se exponen como resumen para unificar toda la explicación. Para empezar, el algoritmo realiza las calibraciones y medidas oportunas en cada caso de estudio. Se recogen dos tipos de calibraciones, una es la calibración manual que se realiza hasta el puerto donde va conectada cada antena, y la otra es una calibración con realizando una medida de referencia sin ningún objeto bajo estudio. En cuanto a las medidas se van realizando una por una con los casos de estudio planteados. A continuación, el computador leerá todos los archivos resultantes de estas medidas y calibraciones para comenzar con el procesamiento de la señal. El primer paso que se realiza en este procesamiento de la señal es el enventanado de Hamming y la inversa de la transformada Z chirp para recoger las muestras interesantes en el dominio del tiempo (igual que en el apartado 2.2.2.3). Es en el siguiente paso cuando se aplica la calibración o medida de referencia realizada para restarla con la medida del caso de estudio y de esta forma eliminar posibles reflexiones debidas al entorno del sistema. Seguidamente, se aplica el método expuesto anteriormente con la ecuación 3.3 para eliminar la primera reflexión fuerte, en la interfaz aire/piel, que enmascara las reflexiones producidas dentro del modelo. Para poder realizar la imagen médica es necesario crear un mallado del espacio de medida para poder calcular las distancias y el retardo de cada señal a ese punto del mallado. A continuación, se realiza el proceso del método del DAS mejorado definido con las ecuaciones 3.1 y 3.2. Finalmente, con este cálculo se genera la imagen médica.

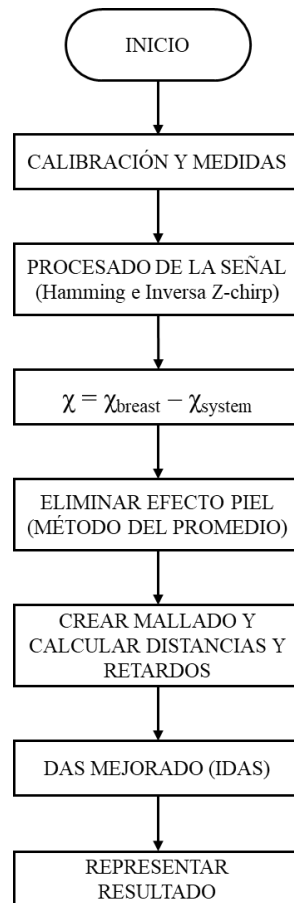


Fig 3.7. Algoritmo de generación de imagen médica.

3.1.1.3 Resultados.

Por último, en este apartado se muestran los resultados obtenidos en diferentes supuestos prácticos, realizados para poner a prueba el sistema. Estas pruebas se van a realizar con los modelos biocompatibles descritos en la tabla 3.1.

Para cada una de estas pruebas se ha insertado un tipo de tumor dentro de la mama, siempre en la misma posición. Como se puede ver en la figura 3.3, el tumor se sitúa a 2 cm del borde del modelo de mama enfrente de la antena 5, o lo que es lo mismo, en la posición 90° de nuestro sistema. Para todos los modelos de tumor fabricados (T1, T2, T3, T4) se han tomado medidas en volúmenes de 1 y 2 mL. Como se puede ver en la tabla 3.1, la permitividad dieléctrica de los modelos de tumor fabricados se acercan progresivamente a la del modelo de mama, siendo T1 el que más diferencia presenta y T4 el que menos. Para cada prueba se tomarán dos medidas con el sistema, la primera de ellas será la medida del sistema en vacío y la segunda será la medida con la mama y uno o dos tumores insertados en ella.

En la figura 3.8, se muestra la imagen obtenida de la primera prueba con el modelo de tumor T1, que por sus características dieléctricas es el que más se diferencia con la mama debido a que está compuesto únicamente por agua salada. En la figura 3.8 a) se muestra el resultado con el modelo de tumor T1 de 2 mL, mientras que en la figura 3.8 b)

se ha realizado la misma prueba pero esta vez utilizando solo 1 mL de la muestra del modelo de tumor. Los resultados obtenidos de esta primera prueba son muy buenos ya que, tanto para el modelo de tumor de 2 mL como el modelo de tumor de 1 mL, se puede ver con claridad la presencia y ubicación del tumor representado en la imagen médica con un máximo en la intensidad proporcionada por los pulsos recogidos de las antenas. Además, en estas imágenes se puede ver una pequeña interferencia detectada en la posición 0° , frente a la antena 1. Esto puede ser consecuencia de un error de calibración, una mala toma de la medida de referencia o un pequeño error en el algoritmo de imagen utilizado, ya que la interferencia detectada se encuentra en el borde del modelo de mama.

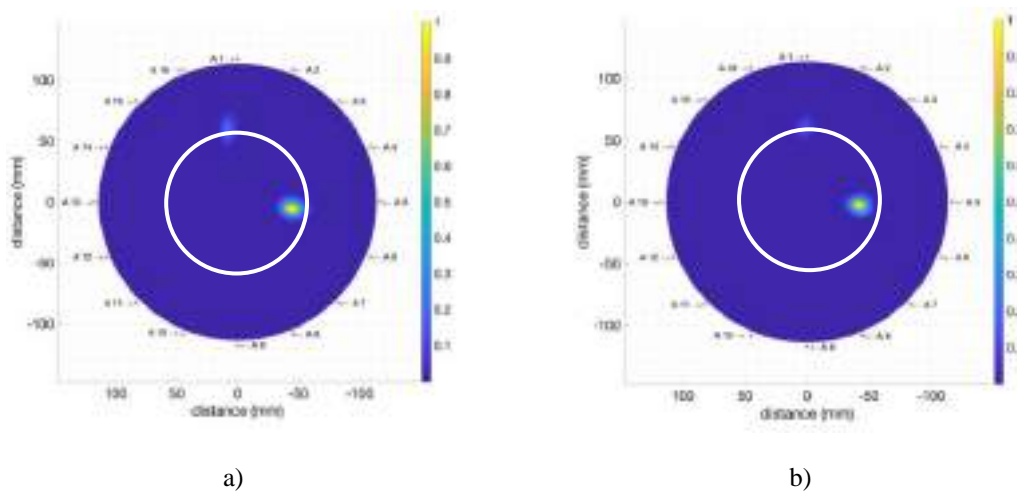


Fig 3.8. Imágenes del modelo de mama con el modelo de tumor T1: a) modelo de tumor de 2 mL; b) modelo de tumor de 1 mL.

A continuación, la segunda prueba que se propone es la inserción del modelo de tumor T2. El modelo T2 tiene una constante dieléctrica más baja que T1 puesto que en este caso ya se comienza a utilizar las mezclas de agua con Triton X-100. Esta prueba se ha realizado de igual forma que la anterior, utilizando el modelo en dos volúmenes (1 mL y 2 mL) y colocándolos en la misma posición. En la figura 3.9, se representan los resultados obtenidos con el modelo T2 de 2 mL (figura 3.9 a) y con el modelo T2 de 1 mL (figura 3.9 b). Los resultados que representa el algoritmo son buenos ya que el modelo de tumor se representa con claridad en los dos casos en la posición correcta. Como en el caso anterior, en la figura 3.9 a) se puede ver un pequeño error o interferencia frente a la antena número 11 pero que no es significativo al situarse fuera del contorno de la mama.

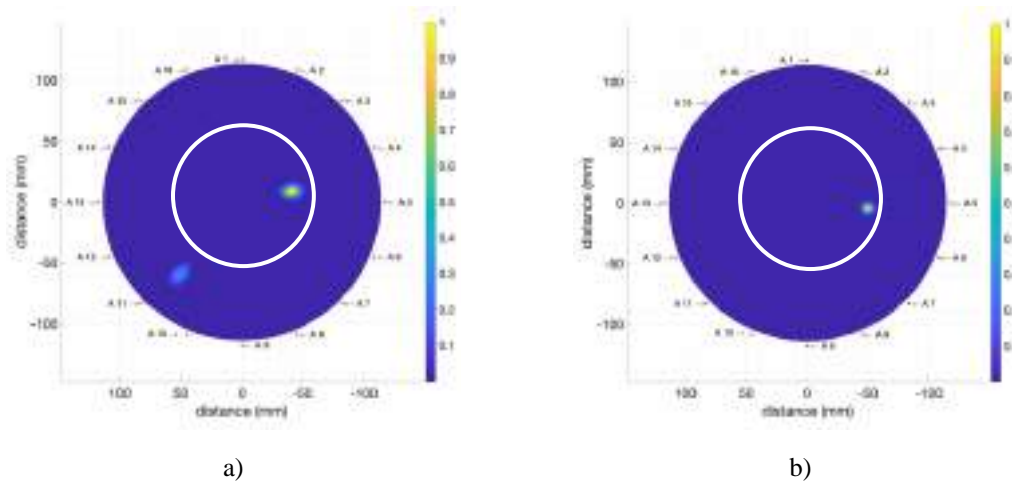


Fig 3.9. Imágenes del modelo de mama con el modelo de tumor T2: a) modelo de tumor de 2 mL; b) modelo de tumor de 1 mL.

Una vez comprobado que con los dos casos más sencillos (modelos de tumor T1 y T2) se obtienen buenos resultados, incluso cuando el volumen es de solo 1 mL, se pasa a estudiar los casos más complicados. En la figura 3.10 se muestra el resultado de la medida realizada con el modelo de tumor T3 de 1 mL. El sistema detecta correctamente la presencia y posición del modelo de tumor, igual que con los modelos anteriores.

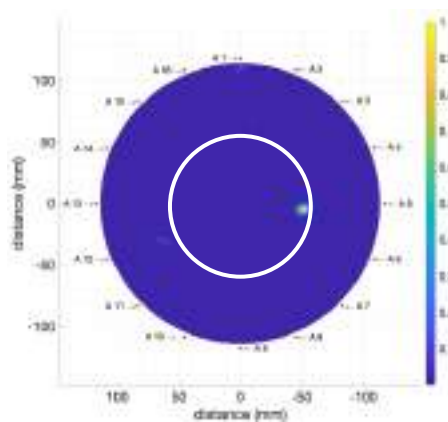


Fig 3.10. Imagen del modelo de mama con el modelo de tumor T3 de 1 mL.

Por último en las pruebas realizadas con un solo modelo de tumor se pone a prueba el sistema con el modelo de tumor T4 de 1 mL. Este modelo es el más parecido en permitividad al modelo de mama y por lo tanto es el más complicado de detectar, tanto por su baja absorción de las ondas como por su volumen. En la figura 3.11 se puede ver el resultado de esta prueba, que ha sido tomada en las mismas condiciones que el resto. Con esta imagen se puede concluir que los resultados obtenidos con el sistema son muy buenos a pesar del parecido en las propiedades dieléctricas entre la mama y el tumor. Se puede ver con claridad la presencia y posición del tumor frente a la antena 5. Por otra parte, al igual que en casos anteriores, la imagen presenta algunos errores despreciables en valores de intensidad.

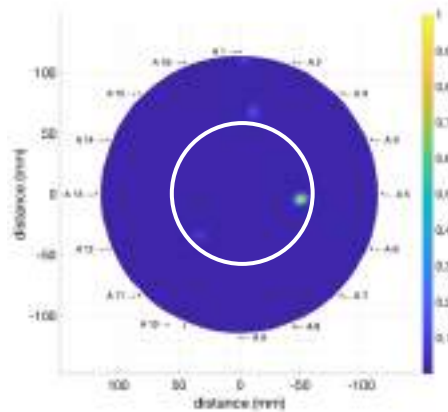


Fig 3.11. Imagen del modelo de mama obtenida con el modelo de tumor T4 de 1 mL.

Para concluir este estudio se somete al sistema a una prueba de detección de dos modelos de tumor dentro del mismo modelo de mama. Para ello se utilizan los modelos de tumor T1 de 1 y 2 mL, colocados en 180° y 0° , respectivamente (enfrente de las antenas 9 y 1). En la figura 3.12 se adjunta el resultado de esta prueba donde se puede ver que el sistema ha sido capaz de detectar los dos modelos de tumor. Para facilitar su comprensión se ha marcado con un círculo rojo el modelo T1 de 2 mL, que se representa con mayor intensidad por su mayor absorción, y con un círculo negro el modelo T1 de 1 mL.

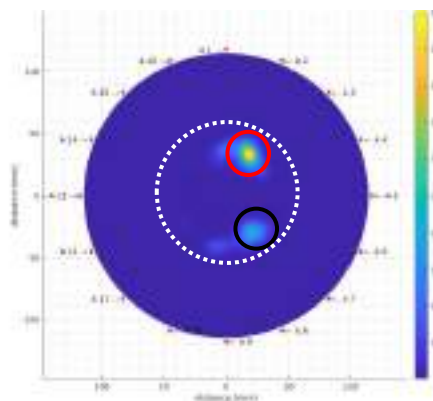


Fig 3.12. Imagen del modelo de mama obtenida con el modelo de tumor T1 de 1 mL en 180° (círculo negro) y con el modelo de tumor T1 de 2 mL en 0° (círculo rojo).

Este trabajo ha dado como resultado la publicación del anexo A.1 presentada como artículo de revista internacional (Q1) que sustenta la Tesis Doctoral por compendio de artículos.

C. Blanco-Angulo, A. Martínez-Lozano, R. Gutiérrez-Mazón, C. G. Juan, H. García-Martínez, J. Arias-Rodríguez, J. M. Sabater-Navarro, E. Ávila-Navarro, “Non-Invasive Microwave-Based Imaging System for Early Detection of Breast Tumours,” in *Biosensors*, 12, 752, sept. 2022, doi: 10.3390/bios12090752.

3.1.2 Sistema de ayuda a la navegación robótica en cirugía intracraneal

El objetivo principal que se persigue en esta investigación es el seguimiento en tiempo real de una herramienta quirúrgica gestionada por un brazo robótico a lo largo de su recorrido dentro del área de operación. Este seguimiento se obtiene gracias al sistema de radiofrecuencia diseñado para obtener las reflexiones producidas en el espacio que queda confinado entre las antenas. La motivación para llevar a cabo este tipo de aplicación es la de contribuir de forma activa a la sociedad en aplicaciones médicas donde es difícil controlar de forma visual el seguimiento de la herramienta, como puede ser la extirpación de tumores cerebrales. Normalmente este tipo de seguimiento en herramientas quirúrgicas se realiza mediante sistemas que se basan en las imágenes proporcionadas por cámaras. Dependiendo del tipo de trabajo, el procesado de estas imágenes se basa en diferentes características como pueden ser los colores, los degradados en el color, las texturas o las formas [3.9]. Otro de los sistemas que se está empezando a estudiar para el seguimiento de herramientas en operaciones quirúrgicas, en conjunto con los sistemas con cámaras, son los sistemas de realidad aumentada, que también sirven como entrenamiento antes de la intervención [3.10]. En cuanto a los sistemas de seguimiento electromagnético, actualmente en la bibliografía se pueden encontrar una amplia variedad, pero siempre combinados con alguna otra tecnología. Por ejemplo, algunos basados en sensores que generan variaciones en el campo electromagnético tras la interacción con el campo y que deben estar insertados en la herramienta quirúrgica [3.11, 12]. Y algunos que combinan sistemas electromagnéticos con sistemas ópticos basados en cámaras incluyendo en algunos casos la realidad aumentada [3.11, 13].

Por otra parte, nuestra propuesta utiliza adicionalmente un brazo robótico que se puede controlar de forma remota. De esta forma se realiza una propuesta que puede ser válida para cirugías realizadas a largas distancia. Este tipo de cirugías puede salvar muchas vidas ya que un especialista puede operar todos los días en distintas partes del mundo sin necesidad de trasladar al paciente a kilómetros de su entorno y exponerlo a riesgos durante el desplazamiento. La primera cirugía a distancia que se realizó con éxito con la ayuda de un robot teledirigido fue de una vesícula biliar a una paciente que se encontraba a 7000 km del cirujano que dirigió la operación [3.14]. Tras el éxito de este tipo de cirugías se empezó a estudiar sobre ello más en profundidad [3.15, 16]. Las tecnologías de telecomunicación son una de las materias más importantes de este tipo de sistemas puesto que se necesita una buena comunicación entre el cirujano y el robot para conocer en cada instante donde se encuentra la herramienta. Poco a poco en la evolución tecnológica se va resolviendo este problema, actualmente gracias a los niveles casi despreciables de latencia (1 ms) que otorga el 5G [3.17], se pueden desarrollar cirugías con imágenes en alta definición y prácticamente en tiempo real [3.18].

En esta investigación se pretende diseñar un sistema capaz de realizar el seguimiento de una herramienta quirúrgica controlada a distancia en tiempo real de forma totalmente no invasiva. El sistema propuesto estará compuesto por un brazo robótico que se puede controlar a distancia y por el sistema de microondas no invasivo presentado en

el capítulo 2.2. Con el conjunto de ambos sistemas se quiere obtener de forma precisa el seguimiento de la herramienta mediante un conjunto de imágenes médicas realizadas por el sistema de microondas tomadas durante el tiempo que dura la intervención quirúrgica.

3.1.2.1 Materiales

El setup experimental montado para la investigación realizada se centra de forma concreta en casos de neurocirugías para la extirpación de tumores cerebrales. Para simular esta posible intervención quirúrgica con nuestro sistema de radiofrecuencia hemos usado los siguientes elementos que se enumeran a continuación:

- Modelo de cráneo: Este cráneo es de un tamaño aproximado de 170 x 128 mm² (sagital y coronal respectivamente) que se podría asemejar a las dimensiones reales del cráneo humano y tiene el aspecto que se puede observar en la figura 3.13. Este modelo incluye un orificio en la parte izquierda superior para la realización de las simulaciones de cirugías intracraneales. En cuanto a sus características físicas, el modelo está fabricado con impresora 3D utilizando un material biocompatible que presenta una constante dieléctrica en torno a 10. La permitividad media del hueso (de tipo cortical) es de 11.1 a 3 GHz (frecuencia media a la que trabaja el sistema de imagen médica) [3.2].
- Modelo de tumor: Para simular la presencia de un tumor se ha seleccionado un pequeño cubo de plástico lleno de agua. Este cubo tiene un volumen de 15.6 ml aproximadamente y se ha colocado dentro del cráneo. Los tumores normalmente tienen una permitividad y absorción muy alta y bastante alejada a la del hueso (cráneo) [3.19], por ello es muy común utilizar agua como modelo de tumor, ya que es un material con la permitividad muy alta que permite simular esta diferencia. En la figura 3.13 se muestra el cubo utilizado para esta simulación una vez insertado en el modelo de cráneo.



Fig 3.13. Modelo de cráneo con modelo de tumor dentro.

- Robot y herramienta quirúrgica: Para realizar los movimientos de la herramienta quirúrgica (Figura 3.14 a) se ha usado un brazo robótico UR5 de Universal Robots (Figura 3.14 b). El brazo robótico cuenta con una tableta

electrónica mediante la cual se han programado los movimientos del mismo en los 3 ejes para configurar la trayectoria de la herramienta (en la figura 3.15 se pueden ver dos brazos robóticos y dos tabletas pero solo se ha usado uno de los sistemas). Además, dispone de una plataforma en la que se ha colocado el sistema de imagen médica.

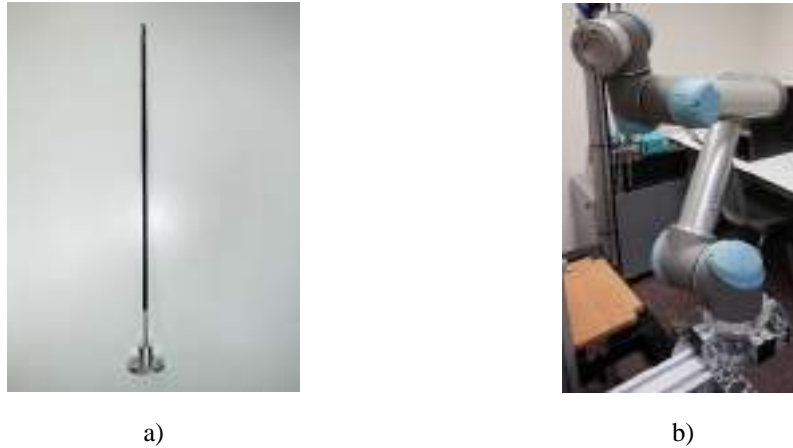


Fig 3.14. Setup robot: a) herramienta; b) brazo robótico.

- Sistema de imagen médica basado en microondas no invasivo para detección de objetos con medidas en un plano. Esto incluye el VNA utilizado para recoger los pulsos recibidos en las antenas y un ordenador portátil que realiza la automatización del sistema, el procesamiento de datos y la representación de la IM final.

Todos los elementos anteriormente mencionados conforman el setup, que se muestra en la figura 3.15.

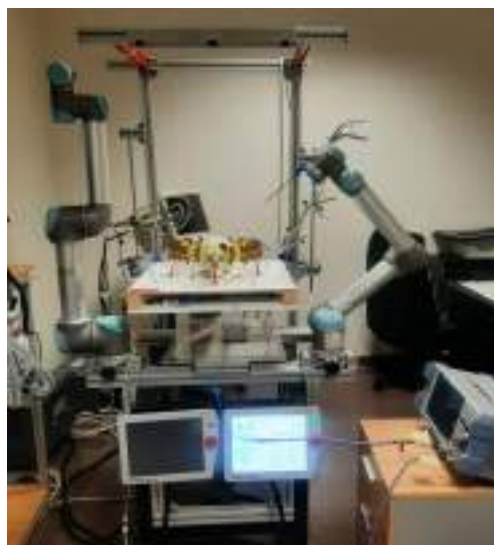


Fig 3.15. Setup completo utilizado en el trabajo.

3.1.2.2 Metodología en la experimentación con el brazo robótico

A continuación se marca la trayectoria que seguirá el robot paso a paso. En este caso se utilizará el brazo robótico que queda a la derecha en la figura 3.15, ya que está en una buena posición respecto a la abertura del cráneo. Para establecer la trayectoria que seguirá la herramienta, en primer lugar se realizan diferentes pruebas de posiciones siguiendo una trayectoria hacia el tumor con la tableta del brazo robótico derecho. En la figura 3.16 se muestran los controles con los que cuenta el brazo robótico.



Fig 3.16. Controles del brazo robótico.

En la figura 3.16 se han remarcado tres secciones de la pantalla táctil que se detallan a continuación.

- Sección marcada en rojo: El cuadro rojo que se puede ver en la parte superior de la figura 3.16 indica las coordenadas del efector final del brazo robótico, por ello esa sección se llama “Posición de la herramienta”. En nuestro caso la herramienta colocada en la coordenada indicada tiene una longitud de 40 cm, por lo tanto, para obtener la posición final de la punta de la herramienta se deberán realizar los cálculos geométricos y/o espaciales correspondientes, ya que para esta aplicación lo importante es la posición final de la herramienta, que es la parte con la que se extirpará el tumor.
- Sección marcada en verde: En esta sección de la pantalla se encuentran los controles táctiles para poder colocar el brazo robótico en una posición correcta y definir la trayectoria.
- Sección marcada en amarillo: En esta sección remarcada en color amarillo se muestran en grados el ángulo en el que está colocada cada una de las diferentes articulaciones.

Con todos estos detalles se puede situar el brazo robótico en la dirección en la que se desea incidir en el modelo. Una vez que está bien posicionado únicamente se traslada a lo largo de esa dirección realizando correcciones si fueran necesarias.

Como se ha comentado anteriormente el dato importante que nos brinda el robot es la posición de la herramienta. Todas las coordenadas de posición se han ido guardando para cada uno de las posiciones en las que se ha tomado una medida con el sistema de imagen médica. Lo que se quiere conseguir con ello es hacer un seguimiento de la posición de la herramienta acercándose al modelo de tumor.

Se realizan medidas en 8 posiciones (P1- P8) de la herramienta, que son las que se muestran en la figura 3.17 por orden. En cada una de las posiciones se realiza una medida con el sistema de microondas de medidas en un plano para poder hacer un seguimiento de la herramienta durante todo el trayecto que ésta realice durante la intervención. Las posiciones se han mostrado en la figura 3.17 y se han seleccionado para evaluar y analizar los diferentes casos o situaciones que puedan darse en la intervención quirúrgica.



Fig 3.17. Posiciones de la herramienta desde la 1 a la 8.

A continuación se explica los casos que se han querido estudiar teniendo en cuenta lo que se quiere analizar, siempre pensando en la punta de la herramienta como objetivo del seguimiento.

- Posiciones 1 y 2: En estas dos posiciones la herramienta aún no ha entrado en el espacio de trabajo de las antenas, es decir, se quedan por detrás del final de la antena. Estas posiciones son importantes para evaluar cómo quedan las imágenes con la herramienta pasando a través de las antenas pero sin llegar a la

zona de radiación de las mismas, en términos de si se ven afectadas por la posición o por el contrario no afectan.

- Posiciones 3 y 4: En las posiciones 3 y 4 la herramienta ya ha entrado en el espacio de trabajo que rodean las antenas pero aún no ha llegado al cráneo. Estas dos posiciones son importantes analizarlas ya que se debería ver con claridad las reflexiones producidas por la presencia de la herramienta en el espacio confinado por las antenas.
- Posición 5: En esta posición la herramienta ya está en el borde del orificio por el que se incide en el cráneo en esta simulación. Con esta posición se busca comprobar si el sistema es capaz de detectar la herramienta en esta zona, que es un poco complicada debido a las reflexiones que pueda producir el borde del cráneo.
- Posición 6 y 7: En estas dos posiciones la herramienta ya está dentro del cráneo y más cerca del tumor. En este caso la respuesta de las señales estarán influenciadas por las reflexiones producidas fuera y dentro del cráneo a causa de la constante dieléctrica de los materiales. El objetivo es estudiar las imágenes tomadas en estas posiciones para evaluar de forma cualitativa cuánto afecta al seguimiento de la herramienta.
- Posición 8: Finalmente, en la última posición, la herramienta toca el modelo de tumor introducido en el phantom de cráneo, como se puede ver de forma más detallada en la última imagen de la figura 3.17. Es quizás la posición más importante de todas, puesto que es necesario que el sanitario que utilice el sistema tenga la seguridad de que ya puede comenzar a extirpar tejido maligno del tumor.

Por cada uno de los casos reproducidos con las posiciones de la herramienta respecto al espacio de trabajo se toman medidas con el sistema para obtener posteriormente las imágenes médicas deseadas.

3.1.2.3 Generación de imagen médica

Para generar la imagen médica se ha implementado un código en Matlab donde se utilizan dos algoritmos de generación de imágenes denominados como DAS y DMAS. En esta investigación se van a mostrar y analizar las imágenes obtenidas con ambos algoritmos para poder compararlos, y además para demostrar que gracias a ellos se puede obtener la ubicación tanto de la herramienta como del modelo de tumor utilizado.

Las primeras imágenes que se van a generar son las obtenidas con las medidas realizadas por el sistema dónde solo se ven el modelo de cráneo y el modelo de tumor. Para poder generar la imagen del modelo de cráneo, se realiza una resta de la medida del sistema con el cráneo menos una medida de referencia tomada con el sistema en vacío. Por otra parte, para generar la imagen del modelo de tumor sin la influencia del cráneo, se tiene que restar la medida del modelo de cráneo vacío, ya que de esta forma obtenemos una imagen más nítida del modelo de tumor. En la figura 3.18 y 3.19 se muestran las imágenes generadas con los algoritmos DAS y DMAS, respectivamente, con la forma aproximada del cráneo dibujada sobre las imágenes del tumor.

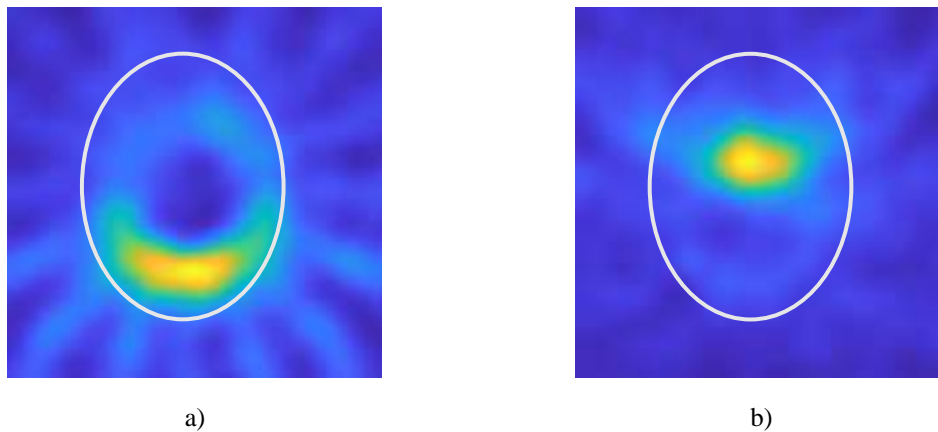


Fig 3.18. Imágenes obtenidas con el algoritmo DAS: a) imagen del cráneo; b) imagen del tumor.

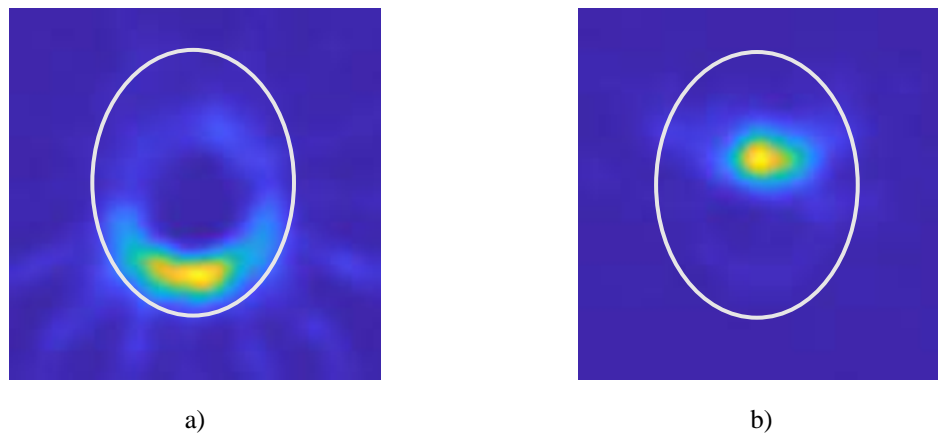


Fig 3.19. Imágenes obtenidas con el algoritmo DMAS: a) imagen del cráneo; b) imagen del tumor.

El objetivo de este trabajo de investigación es realizar un seguimiento de la herramienta médica utilizada para la extirpación del tumor. Por ello, se han obtenido las imágenes en cada una de las posiciones mostradas en la figura 3.17. Antes de elegir cuales son las posiciones de la herramienta más interesantes para trabajar, se han realizado varias pruebas situando la herramienta en puntos diferentes en el espacio de trabajo, tal y como se muestra en la figura 3.20. De esta forma, se puede ver cómo afecta la presencia de la herramienta en la imagen generada con las señales recibidas por las antenas. La primera

prueba se realizó restando a la medida de todo el sistema únicamente la medida de referencia del sistema vacío. Con esta metodología se puede ver en la misma imagen el tumor y la herramienta.

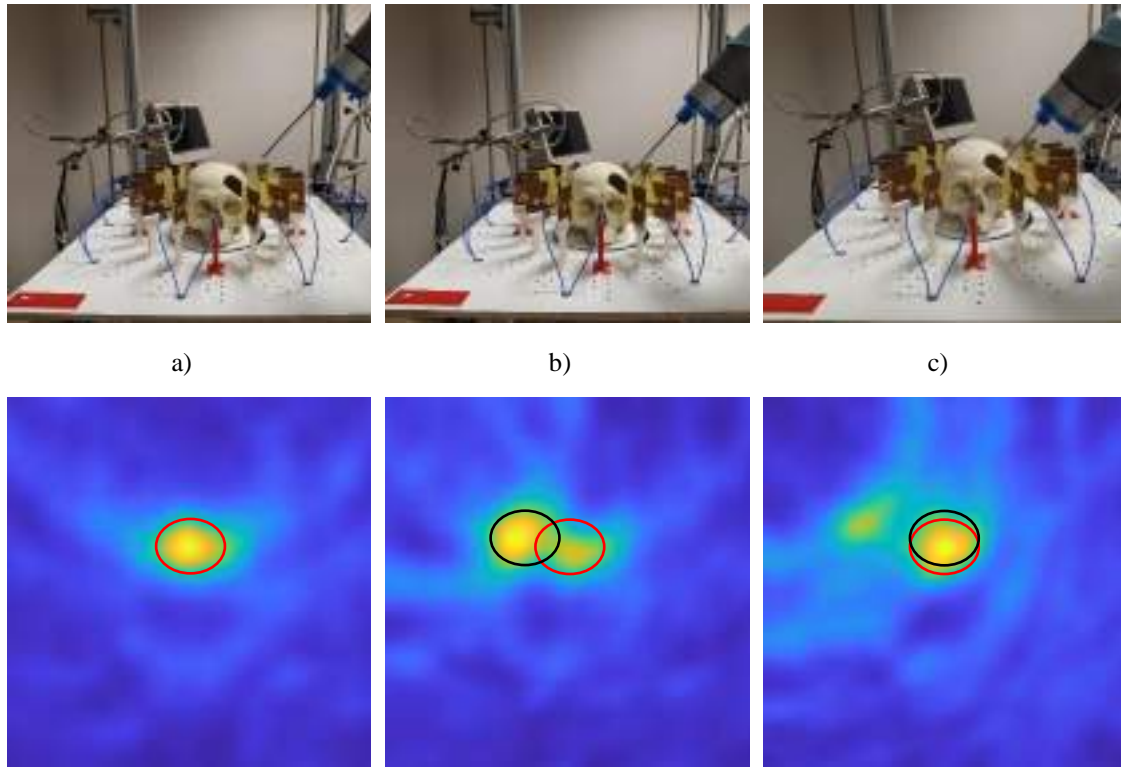


Fig 3.20. Imágenes del tumor (círculo rojo) y la herramienta (círculo negro), obtenidas con DAS.

En las imágenes de la figura 3.20 se muestran tres casos que representan las situaciones que se quieren estudiar. En primer caso, el caso a), en la imagen obtenida solo se ve el tumor, representado con un círculo rojo, puesto que la herramienta aún no ha entrado en el espacio de radiación de las antenas. En el segundo caso, el caso b), la herramienta ya está dentro del espacio de radiación de las antenas y la punta de la herramienta está cerca del cráneo. En este caso se puede ver en la imagen cómo se representa la posición del tumor (marcada con un círculo rojo) y de la herramienta (representado con un círculo negro). Finalmente, en el caso c), en el que la herramienta está tocando el tumor, simplemente se ve en la imagen una única reflexión ya que el sistema no es capaz de separar la reflexión de la herramienta de la reflexión del modelo de tumor.

En la figura 3.21 se muestran las imágenes obtenidas con los algoritmo DAS y DMAS de la herramienta y el tumor en las 8 posiciones presentadas en la figura 3.17 del apartado 3.1.2.2, donde también se ha dibujado la posición del cráneo, en gris, y del tumor, en rosa. En esta figura se puede ver cómo en las posiciones 1 y 2 el efecto representado es debido solo a la reflexión producida por el tumor, ya que la herramienta no ha entrado todavía en la zona de radiación de las antenas. Por otro lado, en las

posiciones 3 y 4 ya se puede ver el efecto de la herramienta acercándose al cráneo dentro de la zona de trabajo de las antenas. En cuanto a las posiciones 5, 6 y 7, donde la herramienta ya está en el borde y dentro del cráneo, se obtienen unas reflexiones más difíciles de representar debido al efecto de la longitud de la herramienta y las reflexiones producidas en el cráneo. Y, finalmente, en la posición 8 donde la herramienta está tocando el tumor obtenemos una imagen en la que se representa únicamente una sola reflexión debida a la combinación de la reflexión de ambos objetos (tumor y herramienta). Los dos algoritmos permiten ver todos estos efectos producidos, pero con el algoritmo DMAS se representan con mayor claridad en las imágenes.

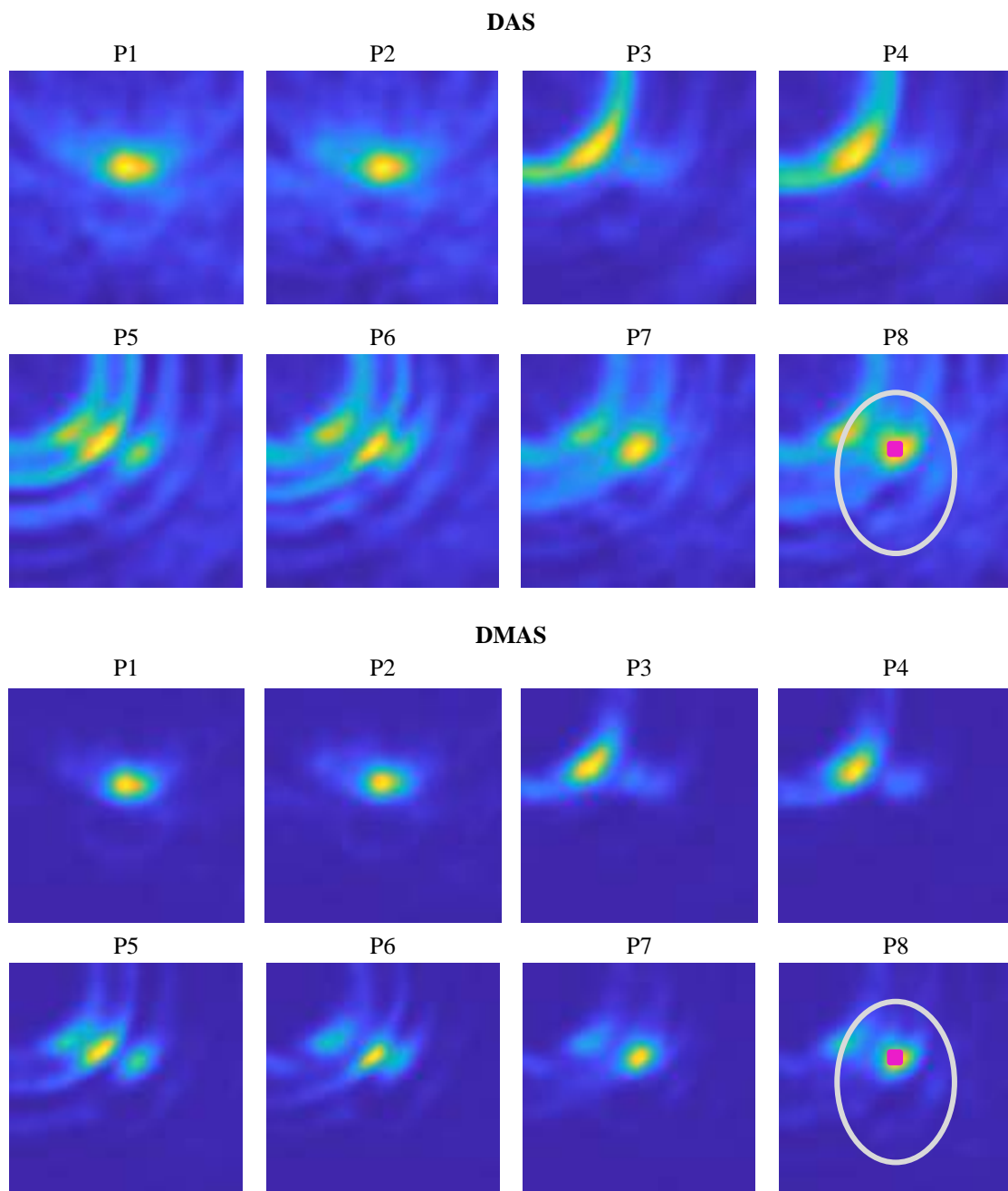


Fig 3.21. Imágenes obtenidas con el algoritmo DAS y DMAS del tumor y la herramienta en todas las posiciones. Posición del cráneo en gris y posición del tumor en rosa.

Como muestra la figura 3.21, las reflexiones producidas por la herramienta y por el tumor se enmascaran entre ellas y forman imágenes más difíciles de interpretar. El objetivo principal de esta investigación es el de hacer un seguimiento a la herramienta médica, por este motivo lo que interesa en la imagen médica es visualizar el movimiento de la herramienta teniendo en cuenta la ubicación en coordenadas del tumor. La figura 3.22 muestra únicamente el movimiento de la herramienta, para ello lo que se realiza es una resta entre la posición actual de la herramienta y su posición anterior.

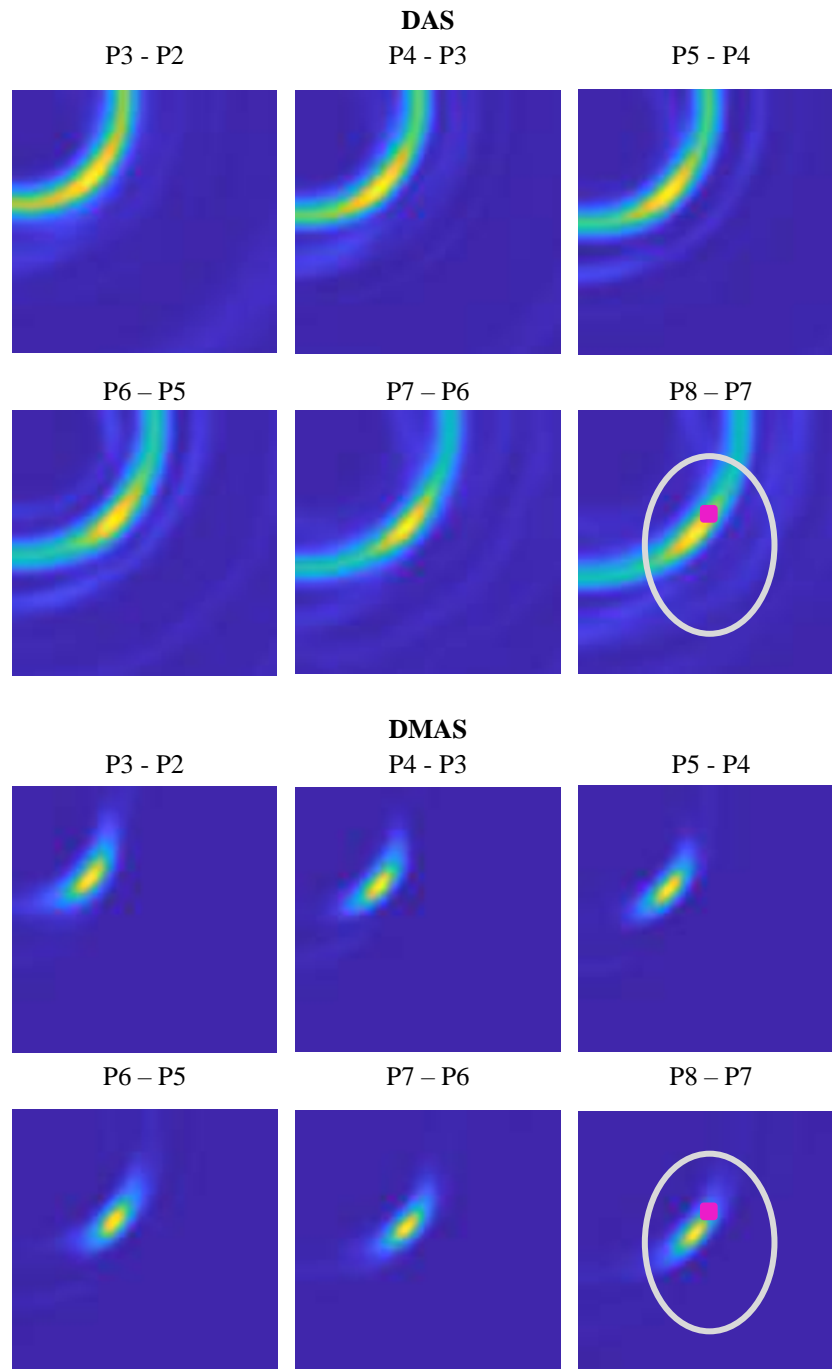


Fig 3.22. Imágenes obtenidas con el algoritmo DAS y DMAS del desplazamiento de la herramienta en todas las posiciones. Posición del cráneo en gris y posición del tumor en rosa.

Como se puede ver en las imágenes mostradas de la figura 3.22, con esta representación diferencial del movimiento de la herramienta se puede analizar con mayor precisión el efecto de la reflexión producido por la herramienta, destacando de nuevo el método DMAS por la claridad de las imágenes. La primera posición no se ha utilizado para representar estos resultados ya que, como se muestra en la figura 3.21, se obtiene lo mismo que en la segunda posición porque la herramienta no ha entrado todavía en la zona de radiación.

3.1.2.4 Extracción de datos y resultados

Para poder validar que el sistema realiza un buen seguimiento de la herramienta se necesita conocer las coordenadas de la herramienta en las imágenes obtenidas y compararlas con las coordenadas reales del espacio en la que se mueve la herramienta.

Para conocer las coordenadas de la punta de la herramienta, que es realmente la parte de la herramienta interesante para la investigación, se realizan unas cuantas operaciones algebraicas con matrices de translación para situar el origen de coordenadas en el centro del cráneo. Como se ha podido ver en la figura 3.16 de la sección 3.1.2.2 el brazo robótico se puede mover fácilmente con una interfaz que indica las coordenadas del final del brazo. A estas coordenadas hay que añadirles la longitud de la herramienta utilizada para tener las coordenadas exactas de la punta de la herramienta. Las coordenadas que se obtienen tienen como origen la base del brazo robótico; por ello es necesario trasladar este origen al centro del cráneo. Para conocer las coordenadas del centro del cráneo y poder realizar una translación del origen de coordenadas de nuestro sistema completo, se utiliza el sistema de cámaras OptiTrack que permite digitalizar el movimiento del brazo robótico. Este proceso se ha realizado mediante un software ya implementado en el grupo de investigación, en este caso por Juliana Manrique Córdoba.

Por otro lado, es necesario conocer en el sistema de coordenadas indicado en el párrafo anterior la posición de la reflexión representada en las imágenes médicas. Para ello, se realiza una “binarización” de las imágenes modificando un umbral. En esta binarización se mostrará en negro la parte de la imagen que esté en valor por debajo de ese umbral y en blanco la parte de la imagen que esté en valor por encima del umbral. En la figura 3.23 se muestra un ejemplo donde se ha utilizado un umbral de 0.8 para la posición P5 - P4 con los dos algoritmos (DAS y DMAS). De estas figuras se obtiene una pequeña zona ovalada blanca que corresponde con la diferencia de movimiento de la herramienta entre la posición actual y la anterior. Para obtener las coordenadas del centro de la zona blanca se calcula el centroide de este óvalo. Una vez que se obtiene en píxeles la coordenada exacta del centroide se calcula su equivalencia en mm, a partir de las dimensiones conocidas de un objeto de referencia (cilindro usado en la calibración del sistema, mostrado en el capítulo 2).

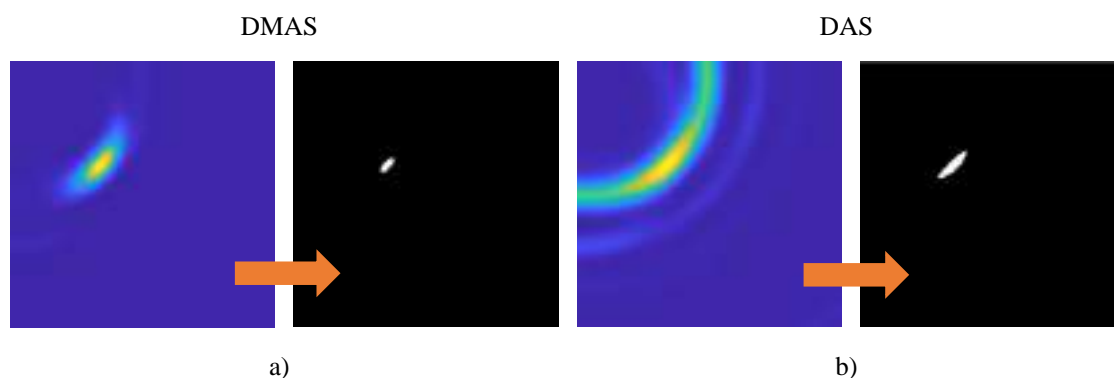


Fig 3.23. Ejemplo de binarización con la posición P5 - P4: a) algoritmo DMAS; b) algoritmo DAS.

De esta forma ya se pueden comparar las coordenadas extraídas de las imágenes médicas con las coordenadas obtenidas con el brazo robótico. En la tabla 3.2 se muestran estas coordenadas con ambos algoritmos y su comparación con las coordenadas calculadas para el brazo robótico, todas ellas en mm.

Posiciones	DAS		DMAS		Robot	
	x	y	x	y	x	y
Tumor	-0.63	26.15	0.10	26.31	—	—
P3 – P2	47.49	47.05	47.49	44.33	67.00	70.80
P4 – P3	42.34	37.45	41.86	36.39	58.60	61.70
P5 – P4	36.32	32.85	36.19	31.77	45.80	47.90
P6 – P5	26.16	25.50	26.12	24.01	29.50	30.20
P7 – P6	17.78	17.47	17.82	16.46	19.60	19.50
P8 – P7	11.95	10.96	12.50	10.57	11.10	10.40

Tabla 3.2. Coordenadas en las imágenes DAS, DMAS y Robot.

Como se aprecia en la tabla 3.2, los resultados en coordenadas obtenidos en ambos algoritmos son muy parecidos entre sí. Para estudiar mejor los resultados obtenidos, en la tabla 3.3 se muestra el cálculo en mm del error medio absoluto y de la desviación típica estándar para los dos algoritmos implementados y para las dos dimensiones (x y y). Estos cálculos se realizan tomando como referencia las coordenadas proporcionadas por el brazo robótico. Además, se estudian dos casos, el primero de ellos es el cálculo del conjunto de las posiciones de la P3 a la P8 y el segundo es el cálculo del conjunto de las posiciones de la P6 a la P8. Analizando el error cometido durante toda la trayectoria de la herramienta (de P3 a P8) frente al error cometido cuando la herramienta está dentro del cráneo (de P6 a P8) se puede observar como el error es más pequeño a medida que la herramienta se acerca al origen de coordenadas (centro del cráneo), llegando a un error mínimo de aproximadamente 2 mm.

	DAS				DMAS			
	ϵ_x	σ_x	ϵ_y	σ_y	ϵ_x	σ_x	ϵ_y	σ_y
P3 a P8	8.54	7.21	11.72	9.84	8.73	7.21	12.89	10.43
P6 a P8	2.01	1.02	2.43	1.71	2.18	0.86	3.13	2.46

Tabla 3.3. Cálculos de error en los algoritmos DAS y DMAS.

Finalmente, se ha estudiado cómo afecta el valor de umbral utilizado para binarizar las imágenes en las coordenadas finales en la determinación de la posición de la herramienta. Para analizar este efecto se utilizan las distancias euclidianas, que vienen dadas por la ecuación 3.4, donde las coordenadas del robot se expresan con el subíndice r y las coordenadas calculadas con los algoritmos se expresa con el término d .

$$DE = \sqrt{|x_d - x_r|^2 + |y_d - y_r|^2} \quad (3.4)$$

Para analizar este efecto se recurre a estudiar la posición P8 - P7, cambiando el umbral desde 0.35 hasta 0.90 en pasos de 0.05 para los algoritmos DAS y DMAS. El resultado de este análisis se muestra en la figura 3.24 en la que se puede observar como el algoritmo DMAS obtiene mejores resultados en este parámetro en concreto siendo más estable ante el cambio de los valores del umbral utilizado.

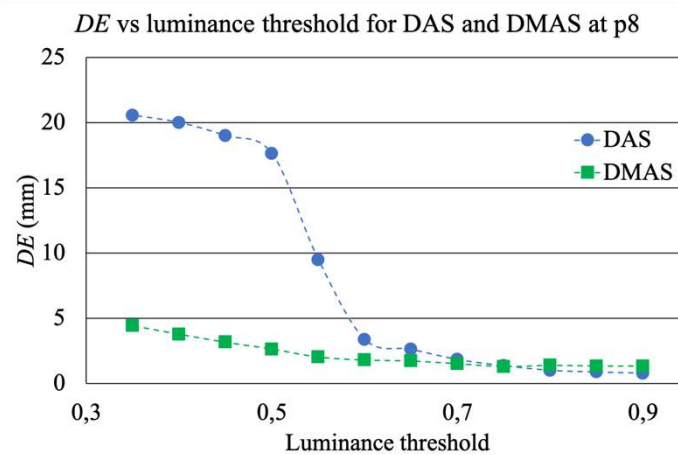


Fig 3.24. Análisis del valor DE ante el cambio de umbral para los algoritmos DAS y DMAS.

Como conclusión de esta investigación se puede extraer que el sistema diseñado es capaz de realizar el seguimiento de una herramienta quirúrgica con muy buenos resultados. Se han utilizado los algoritmos DAS y DMAS para la generación de las imágenes médicas y la extracción de los resultados. Los resultados en cuanto al posicionamiento de la herramienta se han expuesto en las tablas 3.2 y 3.3, donde se puede ver como se llega a un error mínimo de 2 mm en el caso en el que la herramienta está más

cerca del centro del cráneo, que es la zona más sensible del sistema. La aplicación propuesta para el sistema de generación de imágenes médicas mediante antenas en el rango de las microondas puede ser una ayuda potencial, como método no invasivo, en las operaciones médicas intracraneales para el seguimiento en tiempo real de herramientas quirúrgicas.

Finalmente este trabajo ha dado lugar a una publicación en la revista *Sensors* (Q2) de la editorial MDPI.

C. Blanco-Angulo, A. Martínez-Lozano, C. G. Juan, R. Gutiérrez-Mazón, J. Arias-Rodríguez, E. Ávila-Navarro, J. M. Sabater-Navarro, "Validation of an RF Image System for Real-Time Tracking Neurosurgical Tools," in *Sensors*, 22, 3845, May. 2022, doi: 10.3390/s22103845.

3.2. Imagen médica para detección de cáncer de mama con medidas en superficies curvas

En este apartado se describe la segunda parte de la Tesis en la que se explicarán los trabajos llevados a cabo para conseguir realizar la detección de cáncer de mama con un sistema no invasivo de microondas cuando las antenas se sitúan en una superficie curva. Esta parte de la Tesis se centra en el diseño de un sistema que se adapte a la morfología de la mama siguiendo los mismos fundamentos que el sistema presentado en el capítulo 2.2 y mejorando diferentes aspectos en el sistema. Para esta adaptación se necesita que las antenas estén situadas de forma que simulen la morfología de una mama real. La forma en que pueden simularla es que las antenas queden colocadas formando aproximadamente una semiesfera. De esta forma la mama se colocará dentro de esta semiesfera quedando a un par de centímetros de las antenas.

Se han realizado dos trabajos para este estudio y en ambos casos se han conseguido buenos resultados. Una de las investigaciones resultantes forma parte de las publicaciones enviadas durante el doctorado a revista indexada [Anexo A.3].

En primer lugar se presenta un trabajo en el que se usa una impresora de tinta de plata que, mediante técnicas aditivas, permite la fabricación de PCB's en materiales flexibles. El trabajo consiste en la caracterización de la tinta y en la validación como sistema de fabricación de antenas tipo monopolo de alta frecuencia que se adapten a la forma curva de la mama. Por otro lado, el segundo trabajo es el diseño, fabricación y puesta en marcha de un sistema no invasivo de microondas para la detección de cáncer de mama usando modelos biocompatibles con formas curvas. En este trabajo se podrá ver el avance en el sistema inicialmente propuesto en trabajos anteriores y además una mejora notable en cuanto a los modelos de mama que se usan.

3.2.1 Fabricación aditiva de circuitos de microondas

El estudio de la fabricación aditiva de circuitos de microondas es un apartado importante para el uso de sustratos flexibles que se puedan adaptar a diferentes superficies como son las superficies curvas. En este trabajo se utiliza la impresora V-One de Voltera para validar esta técnica de fabricación en el rango de frecuencias de trabajo deseado. El objetivo principal de este trabajo es extender el rango frecuencial de uso de este tipo de tecnologías aditivas hasta los 10 GHz aproximadamente que necesitamos en los sistemas de imagen médica en el rango de las microondas. En los trabajos publicados hasta ahora con este tipo de tecnología, reportan circuitos de microondas con frecuencias máximas de funcionamiento en torno a 6 GHz, lo que no es suficiente para nuestro caso, por tanto, necesitamos evaluar las posibilidades de este sistema a frecuencias más altas.

En los últimos años una serie de tecnologías emergentes en diferentes campos están siendo desarrolladas con fabricación aditiva y electrónica impresa. Gracias a la contribución de estas nuevas técnicas de fabricación se consigue reducir el coste y el tiempo de la fabricación de circuitos, se pueden conseguir estructuras muy complejas y se reduce el desperdicio de materiales.

Para las aplicaciones en medicina se han estudiado distintos tipos de fabricación como son el diseño de sensores sobre sustratos flexibles [3.20], el diseño de sensores o antenas sobre textiles como puede ser en una camiseta [3.21] o incluso sensores en la piel como si fueran tatuajes temporales [3.22]. Más recientemente, se está invirtiendo esfuerzo en el desarrollo de técnicas de diagnóstico médico no invasivas basadas en sistemas de imágenes por microondas con antenas impresas como elementos de detección primarios [3.23, 3.24].

Hay muchas opciones de impresión para la electrónica aditiva: inyección de tinta, serigrafía, escritura directa de tinta (DIW), flexografía, huecograbado, aerosol, etc [3.25]. La técnica DIW es una tecnología de fabricación que permite producir circuitos electrónicos de una manera simple y con un desperdicio mínimo de materiales. Además, una de las ventajas más destacable con respecto a las demás técnicas de fabricación es que en DIW la boquilla que deposita la tinta se mueve por todo el espacio con un patrón preprogramado característica por característica [3.26]. Por otro lado, se encuentran trabajos donde se combinan varias tecnologías de fabricación y materiales utilizados, entre ellas el uso de Voltera [3.27]. Esta técnica de fabricación permite realizar diseños sobre sustratos flexibles que ofrecen una gran ventaja en sistemas aplicados a la medicina ya que se adaptan con más naturalidad al cuerpo humano.

En este trabajo se realiza una validación de la técnica de fabricación en dispositivos que llegan hasta 10 GHz. La motivación para este trabajo es la fabricación del tipo de antenas utilizadas en los sistemas no invasivos de detección de tejidos por microondas que suelen trabajar en el rango de 1 GHz hasta 10 GHz. En alta frecuencia este tipo de fabricación puede otorgar pérdidas más elevadas debido a la menor conductividad de la tinta respecto al cobre.

3.2.1.1 Materiales

En este proyecto se usa como elemento principal la impresora V-One de Voltera [3.28]. Esta impresora es un dispositivo fácil de utilizar por su reducido tamaño, por su fácil conexión mediante USB con el ordenador y por el software que maneja el usuario con una interfaz sencilla donde paso a paso se indica el procedimiento. Por otra parte, la impresora es multifuncional ya que, en un mismo proceso la maquina es capaz de realizar diferentes acciones con diferentes herramientas o materiales para llegar al resultado final. La figura 3.25 muestra una imagen de la impresora con el soporte de herramientas marcado en amarillo.



Fig 3.25. Impresora de tinta V-One de Voltera.

Hay diferentes tipos de tinta que se pueden utilizar en la impresora V-One, y que se deben colocar en la zona marcada con un rectángulo amarillo en la figura 3.25. Para este trabajo se ha usado una tinta conductora de plata (Voltera Conductor 2, Ref. 1000388) [3.29] del mismo fabricante que la impresora. De acuerdo con la hoja de características proporcionada por el fabricante esta tinta tiene una resistencia de lámina de $2.05 \text{ m}\Omega/\text{sq}$ para $50 \mu\text{m}$ de espesor, una resistividad de $1.265 \cdot 10^{-7} \Omega \cdot \text{m}$ y una densidad de 3.35 g/ml .

El sustrato utilizado para todos los circuitos en este trabajo es un sustrato tipo FR4 de bajo coste de 1.5 mm de espesor, compuesto por fibra de vidrio y resina epoxi. Para soldar los conectores se usa una pasta de soldadura que es una aleación de baja temperatura de fusión. Esta aleación está compuesta por 42% de estaño, un 57.6% de bismuto y un 0.4% de plata (Sn42/Bi57.6/Ag0.4). En cuanto a los conectores son de tipo SMA adaptados a 50Ω hasta 18 GHz .

Los equipos de medida utilizados son de tres tipos, usados para la caracterización eléctrica, la medida de los parámetros de dispersión y el análisis estructural.

- Caracterización eléctrica: El equipo utilizado es el multímetro digital modelo 34401A de Agilent con una precisión de $\pm 3 \text{ m}\Omega$ usando la técnica de cuatro hilos.
- Medida de parámetros de dispersión: Se han utilizado dos analizadores vectoriales de redes (VNA). Uno de ellos es el modelo P9371A de Keysight que

trabaja en el rango de 500 kHz hasta 6 GHz, y el otro es el modelo E8363B de Agilent que trabaja en el rango de 10 MHz hasta 40 GHz.

- Análisis estructural: Se ha realizado con un sistema que emplea ultrasonidos para realizar técnicas de análisis no destructivas de materiales.

3.2.1.2 Metodología en la fabricación de circuitos con Voltera V-One

En este trabajo se han diseñado varios circuitos para fabricar con la impresora Voltera, que servirán para validar la técnica de fabricación para dispositivos de alta frecuencia. Los circuitos que se han diseñado y fabricado son los siguientes:

- Un resonador en forma de T para analizar la constante dieléctrica del sustrato.
- 3 PCB's que incluyen 5 líneas idénticas, con una longitud de 50 mm y una anchura de 3 mm, para la caracterización de la conductividad eléctrica y el análisis estructural. En cada PCB las líneas son idénticas y lo que varía entre las PCB es que tienen diferentes capas de tinta, en particular 2, 3 y 4 capas de tinta conductora. Estos circuitos se usan para medir de forma precisa la resistividad de la tinta conductora.
- Un filtro microstrip paso bajo de salto de impedancias siguiendo una aproximación de Chebyshev de tercer orden con rizado de 3 dB y frecuencia de corte de 2.5 GHz. Este diseño se usa para su caracterización con los parámetros de dispersión en el rango de las microondas y la comparación con la simulación electromagnética y la medida del circuito fabricado en cobre siguiendo técnicas tradicionales.
- Se fabrica un segundo filtro microstrip, en este caso el filtro es paso banda de líneas acopladas con aproximación de Chebyshev de tercer orden con rizado de 3 dB y frecuencia central de 2.7 GHz. Este circuito también se utiliza para comprobar su funcionamiento comparado con la simulación electromagnética y con el circuito fabricado con cobre.
- Una antena monopolo impresa de banda ancha con rango de funcionamiento entre 2.7 y 11.4 GHz, utilizada para su caracterización a través de los parámetros de dispersión y evaluación de las posibilidades de uso de Voltera a frecuencias más altas, por encima de los 10 GHz.

La forma de fabricar con esta impresora es muy sencilla gracias a su interfaz que indica en todo momento los pasos a seguir. A continuación, se detalla brevemente todas las funciones de la impresora en el orden correcto de fabricación de un circuito.

Situada la pieza de sustrato dieléctrico sobre el espacio de trabajo de la impresora, en primer lugar, se coloca en el soporte una herramienta que funciona como calibrador y le permite conocer a la impresora las alturas y dimensiones en las que tiene que dibujar. Para ello, utiliza un dispositivo con una punta metálica, muy parecido al dispensador de tinta, que se mueve alrededor de la placa marcando dónde va a dibujar y calibrando el espacio de trabajo en los 3 ejes. Para calibrar la presión necesaria que debe ejercer el émbolo para dispensar la tinta conductora, la máquina realiza un pequeño circuito de prueba en el que se utilizará una pequeña cantidad de tinta conductora. En este momento

el usuario debe ir variando la altura del dispensador sobre el sustrato y la presión del émbolo, hasta llegar a un buen resultado en el diseño.

Para imprimir un diseño se utilizan archivos Gerber producidos en cualquier software de diseño CAD. Este diseño se debe fabricar con la misma tinta utilizada en la prueba de calibración que se ha comentado anteriormente y con los parámetros de altura y presión obtenidos en la calibración. Simplemente hay que indicar si el circuito se quiere imprimir entero, con un tamaño máximo de 135 x 114 mm², o en caso contrario qué partes se quieren fabricar, y la posición del sustrato donde se va a imprimir. Además, la impresora es capaz de colocar puntos de soldadura en el circuito con otro tipo de pasta (no se usa en los circuitos utilizados en este trabajo). En la figura 3.26 se muestra un ejemplo del proceso de deposición de la tinta (figura 3.26 a) y un diseño terminado (figura 3.26 b).

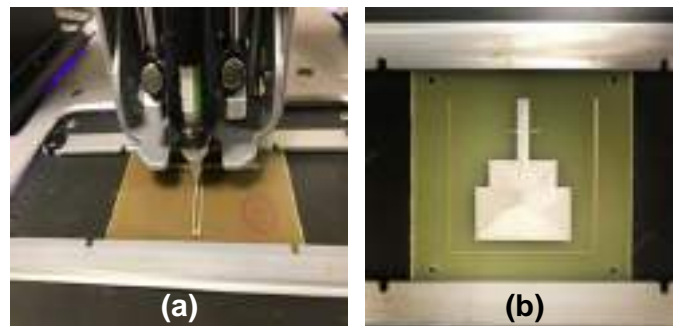


Fig 3.26. Fabricación con Voltera: a) imprimiendo un circuito; b) circuito de 2 capas terminado.

Una vez que la tinta ya está depositada sobre el sustrato dieléctrico se procede al curado del circuito. La impresora cuenta con una plataforma de reflujo incorporada para el curado de la tinta o de la soldadura de componentes. Mediante el software del equipo es posible regular la temperatura y el tiempo de curado, aunque la configuración por defecto es una curva de temperatura de 210° durante 30 minutos. Finalmente, si fuera necesario, la impresora cuenta también con cabezales de perforación intercambiables para hacer vías y orificios pasantes, aunque en los circuitos diseñados en este trabajo no es necesario.

3.2.1.3 Caracterización de los circuitos y resultados

Como se ha comentado en los apartados anteriores se propone realizar un análisis completo de estos circuitos para la validación del método de fabricación a frecuencias de microondas.

En primer lugar, se realiza un análisis estructural con ultrasonidos de las PCBs en las que se han dibujado 5 líneas idénticas, utilizando en cada una de ellas un número diferente de capas de tinta conductora (2, 3 y 4 capas). En la figura 3.27 a) se muestra el setup de medida con ultrasonidos utilizado, y en la figura 3.27 b) una muestra del tipo de

circuito utilizado con la región donde se realiza la medida marcada en negro. Las medidas se realizan sumergiendo los circuitos en un recipiente lleno de agua destilada donde serán escaneados utilizando un transductor V309 de OLYMPUS que trabaja a 5 MHz con un diámetro focal de 0.5 mm. Con el escáner se realiza un escaneo en 2D para analizar todas las muestras en la región de interés cada 200 μm en el eje X e Y. Por último, el sistema de ultrasonidos utilizado es de KTU Electronics, con un convertidor digital analógico de 10 bits a 100 MSa/s.

El sistema descrito se pretende utilizar para conocer el espesor de las líneas impresas. Para obtener esta medida se realiza un procesado en el dominio del tiempo calculando el tiempo que tarda la onda en llegar a los sensores. Después se realiza una correlación cruzada en el dominio de la frecuencia con el método descrito en [3.30] sabiendo que la velocidad del sonido en el agua destilada es de 1498 m/s a 25°C.

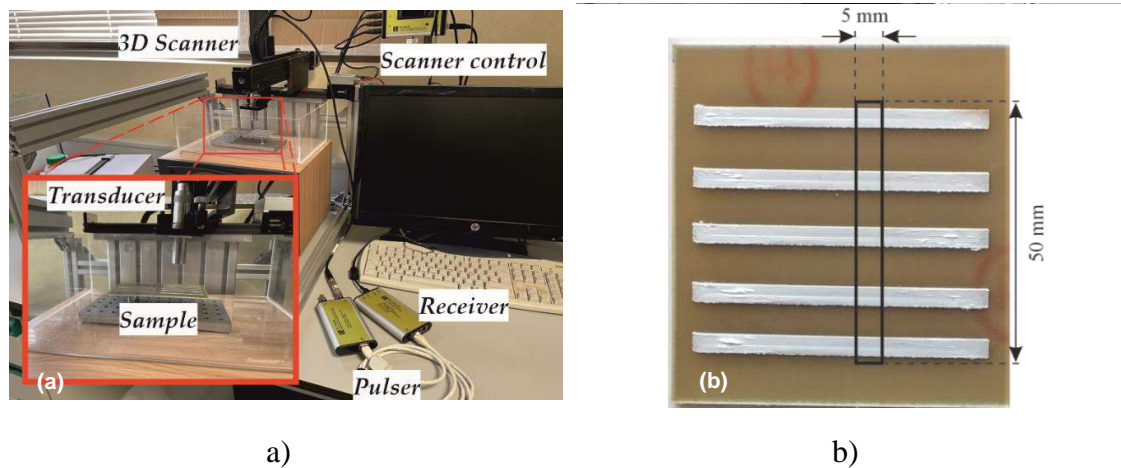


Fig 3.27. Caracterización por ultrasonidos: a) setup de ultrasonidos; b) ejemplo de una muestra.

A continuación, en la figura 3.28 se presentan los resultados obtenidos con el setup de ultrasonidos para determinar el espesor de las líneas estudiadas en la sección marcada con un cuadrado negro en la figura 3.27 b. Los resultados que se presentan en las gráficas de la figura 3.28 son solo el ejemplo de una de las medidas realizadas, en este caso de 4 capas de tinta.

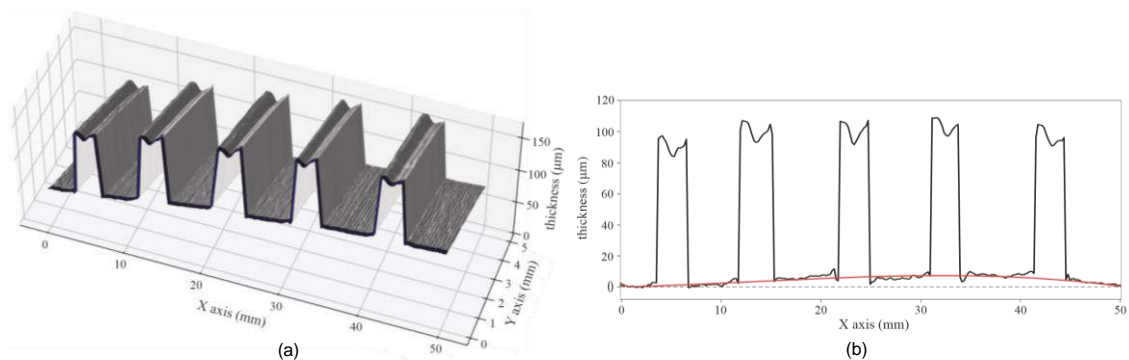


Fig 3.28. Resultados: a) resultado de medida en 3D; b) espesor de las líneas en una sección.

Estas figuras muestran que el circuito está ligeramente curvado, aunque esta curvatura no influye en los resultados. En la figura 3.28 b) se ha marcado con una línea roja la curvatura que tiene el sustrato respecto a la línea negra punteada que marca el 0. En cuanto a las medidas finales del espesor de las líneas en la figura 3.28 b) se puede ver que el espesor está alrededor de 90 μm . Para tener una visión general de los espesores de las líneas en las diferentes PCB fabricadas se toman medidas en diferentes puntos. Con estas medidas se realiza una representación de la función de densidad de probabilidad (pdf) mostrada en la figura 3.29. En esta figura se comparan los resultados obtenidos en las tres PCB fabricadas (2 capas en azul, 3 capas en verde y 4 capas en rojo), además se comparan con una PCB fabricada en cobre (en amarillo). En la tabla 3.4 se muestran los resultados de las medidas de las diferentes capas en valor medio y desviación típica, ambos indicados en μm .

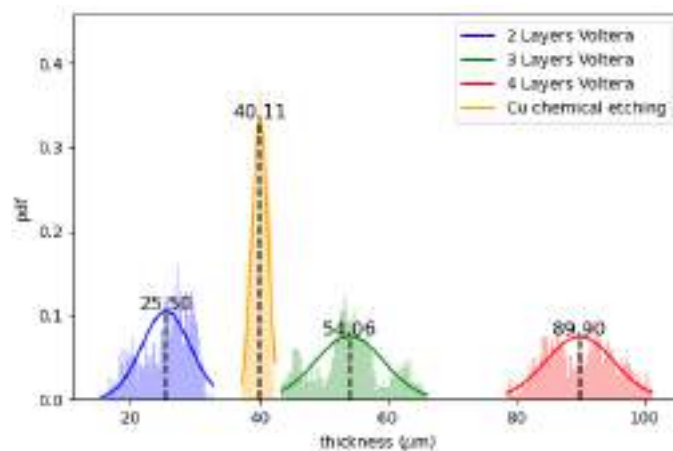


Fig 3.29. Función de densidad de probabilidad del espesor (pdf) de todas las muestras.

Muestras	Media	Desviación típica
2 capas de tinta	25.50	3.80
3 capas de tinta	54.06	5.29
4 capas de tinta	89.90	5.32
Cobre	40.11	1.19

Tabla 3.4. Media y desviación típica de los espesores de las muestras en μm .

A continuación, se realiza la caracterización eléctrica de la tinta para evaluar la resistencia en corriente continua. Para realizar esta caracterización se utilizan las mismas PCB que en el análisis estructural, es decir, las 3 PCB con el diseño mostrado en la figura 3.27 b). Como se puede ver en la figura 3.30 se ha utilizado la técnica de los cuatro hilos para caracterizar cada una de las líneas.

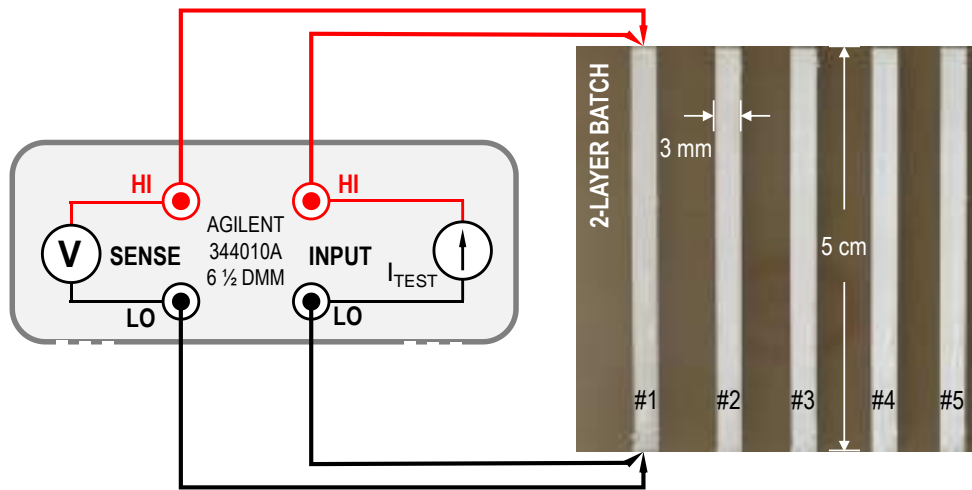


Fig 3.30. Medida de la resistencia con 4 hilos.

Los resultados obtenidos de resistencia en $m\Omega$ se muestran en la tabla 3.5 para cada una de las líneas diseñadas con diferente número de capas de tinta conductora.

Muestras	#1	#2	#3	#4	#5	Media
2 capas de tinta	120	89	85	93	76	92.60
3 capas de tinta	45	40	41	37	38	40.20
4 capas de tinta	27	29	29	30	30	29
Cobre	7.60	7	7.60	7	6.50	7.14

Tabla 3.5. Medida de la resistencia en $m\Omega$.

Asumiendo que la resistencia eléctrica de las líneas medidas se puede definir como apunta la ecuación 3.5, es posible obtener la conductividad de la tinta. Ya que, R es la resistencia eléctrica medida, l la longitud de la línea, w el ancho de la línea, t el espesor de la línea y σ_{DC} la conductividad en continua.

$$R = \frac{l}{\sigma_{DC} \cdot w \cdot t} \quad (3.5)$$

Utilizando los valores medios obtenidos en las tablas 3.4 y 3.5 para las líneas de tinta fabricadas con Voltera y realizando una media entre ellas se obtiene un valor de conductividad de $7.04 \cdot 10^6$ S/m, que es un 11% menor que el especificado por el fabricante ($7.91 \cdot 10^6$ S/m).

El siguiente análisis realizado es la caracterización eléctrica a frecuencias de microondas, que es la más significativa para los sistemas que se presentan en este documento. Como se ha comentado anteriormente, los circuitos han sido fabricados y diseñados sobre sustrato FR4, que presenta una permitividad relativa de 4.4 y una tangente de pérdidas de 0.02, ambos a 1 GHz, valores aproximados obtenidos de los datos

del fabricante. Sin embargo, es importante obtener de manera precisa estas características. Para conocer la permitividad relativa se utiliza un resonador con forma de T de 50 mm de longitud de puerto a puerto y con un stub en abierto de 30 mm de longitud. Por otra parte se fabrica una línea de 100 mm de longitud para conocer la tangente de pérdidas. Ambos circuitos tienen una anchura de línea de 2.90 mm lo que representa una impedancia de 50Ω . En la figura 3.31 se adjunta una imagen del resonador utilizado por la cara delantera. En este caso, y en los filtros que se estudian más adelante, el plano de tierra se ha fabricado en cobre por comodidad.

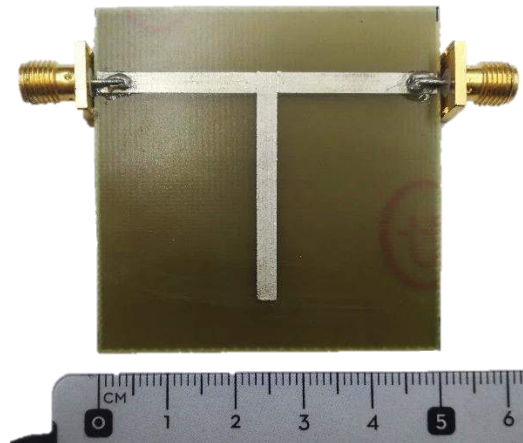


Fig 3.31. Resonador.

Para conocer las características dieléctricas del sustrato se ha realizado la medida del circuito utilizando el VNA P9371A de Keysight y ajustando la medida a las simulaciones realizadas con el software ADS Momentum de Keysight Technologies. Las medidas se realizan calibrando el VNA en los conectores finales, por lo que se realizan dos tipos de simulaciones. Una de ellas está definida teniendo en cuenta los conectores SMA que realizan la transición entre la tecnología microstrip de las líneas y el cable coaxial del VNA, a los que se ha añadido un circuito en Π que modela esta transición, mientras que en la otra medida no se tienen en cuenta. En la figura 3.32. se adjuntan los resultados obtenidos en las medidas tanto con el resonador como con la línea de los parámetros S_{11} y S_{21} , que finalmente dan como resultado una permitividad relativa de 4.35 y una tangente de pérdidas de 0.019, que son valores muy parecidos a los proporcionados por el fabricante.

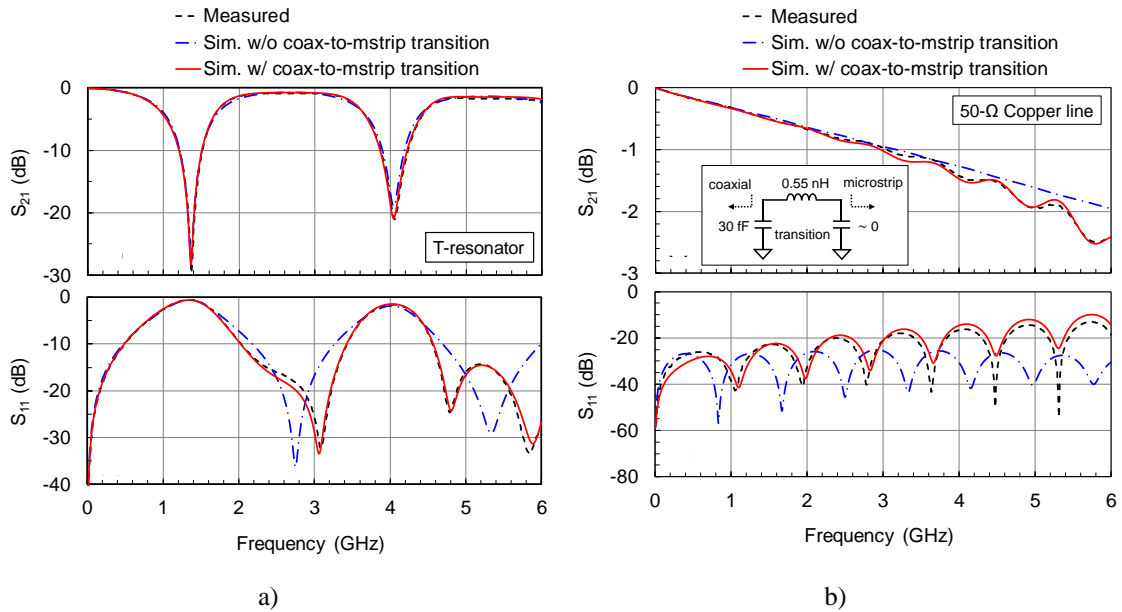


Fig 3.32. Resultados simulación y medida: a) resonador; b) línea.

Para evaluar cómo afecta esta técnica de fabricación en dispositivos de alta frecuencia, se diseñan y fabrican dos filtros comúnmente utilizados en aplicaciones de alta frecuencia y una antena impresa UWB.

El primero de estos circuitos es el filtro paso bajo de salto de impedancias con frecuencia de corte en 2.5 GHz de la figura 3.33, descrito en la sección 3.2.1.2. En la tabla 3.6 se adjuntan todas las dimensiones de diseño del filtro.

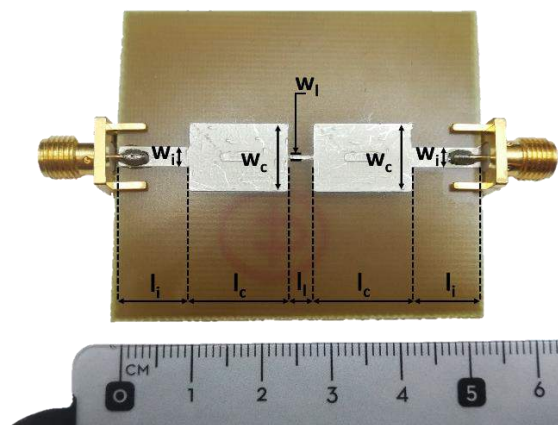


Fig 3.33. Filtro paso-bajo fabricado.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
w_i	2.90	l_i	10
w_l	0.50	l_l	3.68
w_c	10	l_c	13.84

Tabla 3.6. Dimensiones del filtro paso-bajo.

En la figura 3.34 se representan los resultados obtenidos de los parámetros S_{21} y S_{11} tanto en simulación como en medida. Los resultados medidos y simulados son muy similares en todo el rango de frecuencias evaluado, demostrando que el método de fabricación es apto para este tipo de circuitos. Tanto en medida como en simulación la frecuencia de corte está por debajo de la diseñada, esto es habitual en este tipo de filtros y se debe a las aproximaciones utilizadas en el diseño.

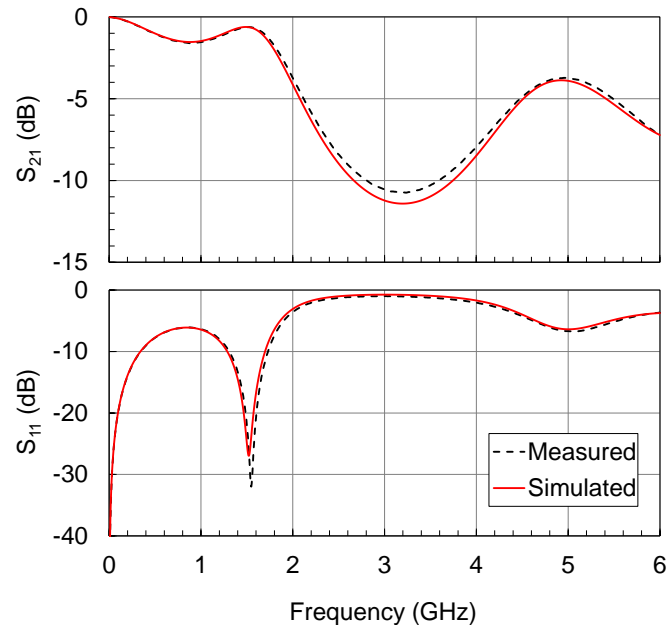


Fig 3.34. Medida (línea discontinua negra) y simulación (línea continua roja) de los parámetros S_{21} y S_{11} del filtro paso-bajo.

El siguiente filtro que se analiza es el de la figura 3.35, que es un filtro paso banda con frecuencia central en 2.7 GHz descrito previamente en la sección 3.2.1.2. En la tabla 3.7 se adjuntan todas las dimensiones del filtro, siendo idénticas las dimensiones en las secciones 1 y 4, y en las secciones 2 y 3. Como se puede observar en la tabla 3.7 el valor del parámetro g_{c1} , que determina el acoplamiento en las secciones 1 y 4 del filtro, es de 0.32 mm, que está por debajo de 0.65 mm que es el límite teórico de espacio entre líneas conductoras que determinan las especificaciones de Voltera. De todas formas se fabrica el dispositivo para explorar los límites reales de la impresora y satisfactoriamente se pudo comprobar que, pese a estar por debajo del espaciado mínimo, las líneas no estaban cortocircuitadas y el filtro presenta una apariencia muy buena.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
w_i	2.90	l_i	10
w_{c1}	2.07	l_{c1}	15.78
w_{c2}	2.18	l_{c2}	15.41
g_{c1}	0.32	g_{c2}	1.07

Tabla 3.7. Dimensiones del filtro paso-banda.

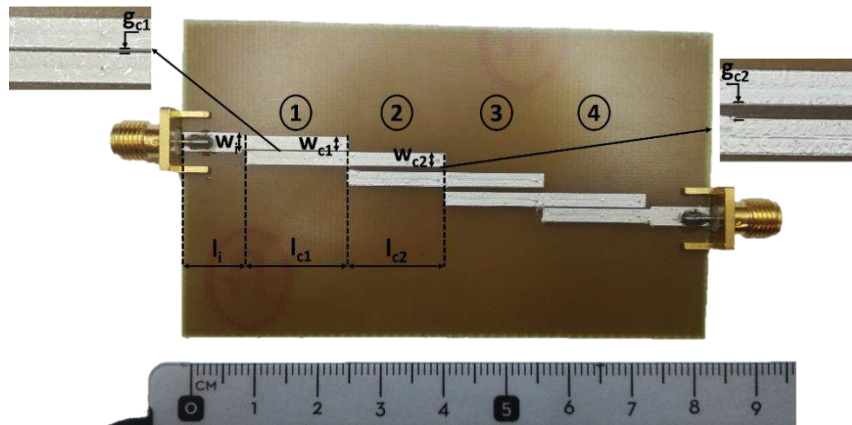
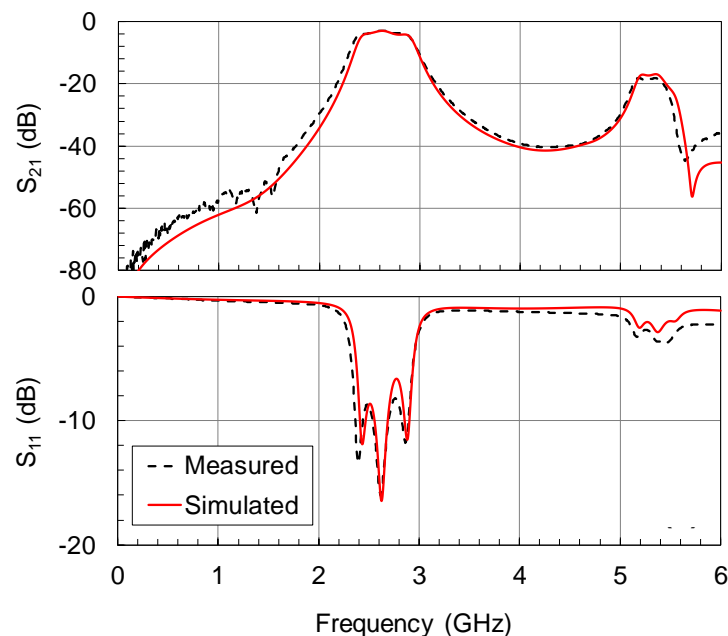


Fig 3.35. Filtro paso banda fabricado.

En la figura 3.36 se representan los resultados obtenidos de los parámetros S_{21} y S_{11} tanto en simulación como en medida del filtro. Los resultados medidos y simulados son similares en todo el rango de frecuencias, aunque el filtro medido tiene un ancho de banda mayor. Este efecto es consecuencia de las limitaciones de espaciado entre líneas que tiene la impresora, que lleva a que la separación entre líneas sea menor que el teórico, especialmente en las secciones 1 y 4, aumentando el acoplo entre las líneas de transmisión asociadas y por tanto aumenta ligeramente el ancho de banda del filtro. En cualquier caso, los resultados obtenidos demuestran que el método de fabricación aditiva con Voltera es apto para este tipo de circuitos.

Fig 3.36. Medida (línea discontinua negra) y simulación (línea continua roja) de los parámetros S_{21} y S_{11} del filtro paso-banda.

Finalmente, para demostrar la viabilidad de este sistema de fabricación para aplicaciones de radiofrecuencia por encima de 6 GHz, se ha fabricado una antena monopolo impresa para aplicaciones UWB que ya fue diseñada, fabricada y caracterizada por el grupo de investigación en [3.31], donde se reportan todas sus dimensiones. En la referencia descrita la antena fue fabricada en cobre utilizando las técnicas de fabricación habituales. En este trabajo se ha fabricado siguiendo la técnica de fabricación aditiva con Voltera, tal y como se muestra en la figura 3.37. La antena presenta un patrón de radiación omnidireccional con una ganancia máxima de 6.6 dBi en su rango de frecuencias de trabajo, que se ha establecido con la condición $S_{11} < -10$ dB, entre 2.7 y 11.4 GHz. La antena tiene un tamaño total de 40×36 mm² y cuenta con unos strips en la línea de alimentación (mostrados con un zoom en la figura) utilizados para aumentar el ancho de banda de la antena de solo 0.3 mm de ancho y con extremos biselados a 45°, que queda completamente fuera del alcance de la capacidad de fabricación de Voltera.

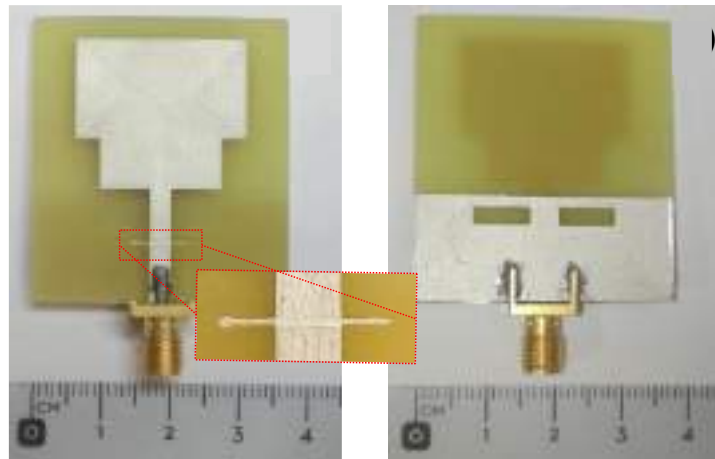


Fig 3.37. Vista delantera (izquierda) y trasera (derecha) de la antena fabricada.

Una vez caracterizada la antena fabricada con Voltera se ha comprobado que no hay cambios en su patrón de radiación y que la ganancia se ha visto reducida únicamente en 0.3 dB a altas frecuencias, debido principalmente a las pérdidas óhmicas de la tinta. En cuanto al parámetro S_{11} , adjunto en la figura 3.38 comparado con la simulación en cobre y Voltera, y además con la antena fabricada en cobre; se puede observar que la diferencia más notable está entre los 8 y 10 GHz, apareciendo un mínimo alrededor de los 8 GHz. Esto puede deberse al efecto de la mala implementación de los dos strips de la antena que se ha comentado anteriormente, que justo tienen su rango de funcionamiento en esas frecuencias.

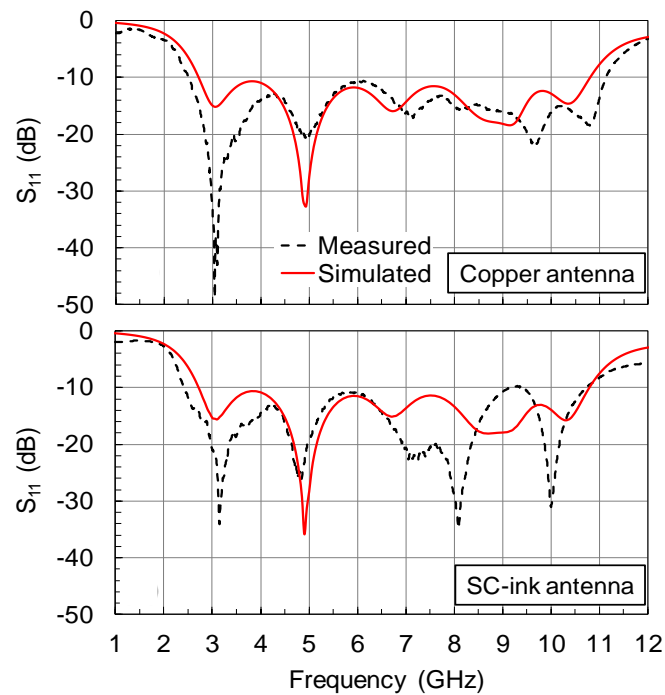


Fig 3.38. Parámetro S_{11} medido (líneas discontinuas) y simulado (líneas continuas) de la antena fabricada en cobre (arriba) y de la antena fabricada en Voltera (abajo).

Con este trabajo se ha demostrado que el uso de esta técnica de fabricación aditiva simple basada en Voltera, junto con métodos adecuados de caracterización del sustrato y de la tinta se puede aplicar a la fabricación confiable de circuitos que funcionan hasta frecuencias alrededor de los 11 GHz, como es el caso de la antena fabricada. El sistema empleado tiene algunos inconvenientes, como la dispersión y el espesamiento de la tinta al final de las líneas, y limitaciones en cuanto las dimensiones a fabricar y espaciado entre líneas, que hay que tener en cuenta y valorar para cualquier diseño futuro. En cualquier caso, queda demostrada la posibilidad de uso de esta tecnología a las frecuencias de trabajo de las antenas aplicadas a imagen médica.

Finalmente este trabajo ha dado lugar a una publicación en la revista IEEE Access (Q2) de la editorial IEEE.

C. Blanco-Angulo, A. Martínez-Lozano, J. Arias-Rodríguez, A. Rodríguez-Martínez, J. M. Vicente-Samper, J. M. Sabater-Navarro, E. Avila-Navarro, “Low-Cost Direct-Writing of Silver-Based Ink for Planar Microwave Circuits up to 10 GHz,” in *IEEE Access*, 11, pp. 2169 – 3536, Jan. 2023, doi:10.1109/ACCESS.2023.3234772.

3.2.2 Sistema para la detección de tumores en cáncer de mama con medidas curvas

En este apartado se presenta un nuevo sistema no invasivo basado en microondas para la detección de materiales biológicos siguiendo los fundamentos del primer sistema presentado del capítulo 2.2. Este sistema tiene como finalidad trabajar únicamente en la detección de cáncer de mama. Por ello, se propone el diseño de un nuevo sistema adaptado a la morfología de la mama capaz de obtener mejores resultados ante distintos casos de cáncer de mama en situaciones complejas. Además, para disponer de modelos y phantoms más realistas y complejos, se realiza un estudio sobre diseño y fabricación de modelos de mamas sintéticas con propiedades biocompatibles que permitan obtener resultados similares a los que se podrían encontrar en un caso real, mejorando la precisión en la detección.

En el trabajo presentado en esta sección se pretende disminuir la distancia entre la antena y el modelo de mama, ya que al disminuir esta separación se pueden obtener mejores resultados en la imagen médica.

Además, también se diseñan varios phantoms de mama para las medidas y se realizan simulaciones con modelos de tumor.

El sistema no invasivo basado en microondas para la detección temprana de cáncer de mama que se presenta en este apartado se puede ver en la figura 3.39. Las partes y fundamentos del sistema presentado son similares a las del sistema inicial presentado en el capítulo 2.2, pero en este caso todo el diseño se ha optimizado para su uso en la detección en tumores de mama. Se han extraído los puntos fuertes y los aspectos a mejorar del sistema anterior y se han analizado para intentar superarlos en este nuevo sistema. Se han realizado nuevos diseños, modificaciones y mejoras tanto en el hardware, para obtener mejores resultados en las medidas y adaptar el sistema a la morfología de la mama, como en el software. Además, también se han diseñado e implementado nuevos modelos de mama basados en mezclas de gelatina, aceite, detergente y agua que permiten obtener phantoms de mama realistas tanto en morfología como en propiedades dieléctricas. Para el diseño del sistema, se ha contado con el asesoramiento de Asunción Juárez, Dra. Oncóloga del Hospital del San Juan de Alicante, que nos ha orientado en la definición especialmente de la parte hardware del sistema, lo que nos ha permitido diseñar el sistema con las dimensiones, morfología, usabilidad y aplicabilidad adaptada a las necesidades tanto de pacientes como de los profesionales médicos.

Cabe destacar que una parte importante del diseño y desarrollo del sistema se ha realizado dentro del proyecto “Sistema no invasivo para la caracterización bioquímica, detección de componentes y reconstrucción biomédica 3D de tejidos biológicos”, proyecto financiado por la Agencia Valenciana de la Innovación con código INNVAL-Glucosa-2020.

El diseño y puesta en marcha del sistema no invasivo de detección temprana de tumores en cáncer de mama ha supuesto el mayor reto, esfuerzo de trabajo y número de horas invertidas dentro de la Tesis Doctoral.

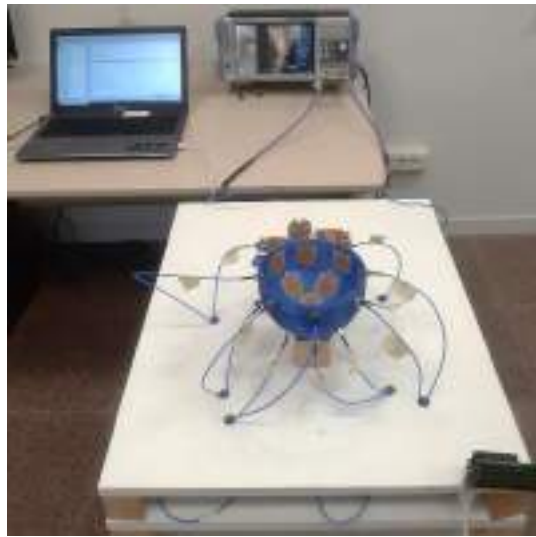


Fig 3.39. Sistema completo.

3.2.2.1 Sistema hardware

En este apartado se exponen todos los componentes que forman parte del sistema hardware, haciendo especial hincapié en aquellos que son substancialmente distintos respecto a los mostrados en el sistema anterior y nombrando simplemente los componentes que suponen mejoras y/o cambios realizados respecto a éste.

3.2.2.1.1 Antenas

En primer lugar, el cambio más importante de este sistema es el diseño de las antenas y su distribución espacial en el sistema. La nueva distribución de estas antenas está enfocada a reducir la separación entre éstas y la mama, que es uno de los aspectos más importantes que se debían mejorar, y a obtener un sistema más ergonómico y adaptado a la morfología de la mama. Es por este motivo que se ha decidido realizar un recipiente con forma semiesférica que actúa de soporte de las dieciséis antenas y que permite contener la mama en su interior. El recipiente, que es el que se muestra en la figura 3.40 a), se ha diseñado con Inventor de Autodesk y se ha fabricado con una impresora 3D con PLA estándar. Incluye 16 perforaciones donde se colocará el conector de cada una de las antenas y cuenta con las dimensiones que se indican en la figura 3.40 b), donde se muestra un corte longitudinal de la pieza. El diámetro interior de este recipiente es de 135 mm con una anchura de pared de 4 mm y una altura total (sin contar el pequeño soporte de equilibrio) de 87.5 mm. El valor de la altura del recipiente es debido a que no es completamente semiesférico sino que está compuesto en su parte superior por un cilindro de 20 mm de altura (donde están los orificios para los conectores del primer anillo de antenas).

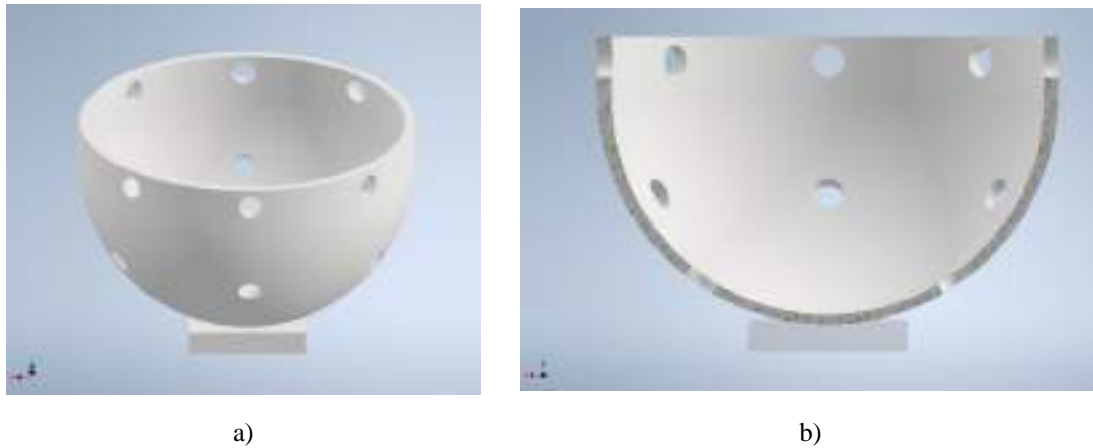


Fig 3.40. Recipiente de las antenas; a) recipiente entero, b) corte.

En cuanto a las antenas, para este sistema se han diseñado unas antenas de banda ancha y pequeño tamaño, para poder situar el mayor número posible de éstas en el modelo de recipiente presentado en el párrafo anterior. Por otra parte, las antenas deben tener una frecuencia mínima de funcionamiento lo más baja posible para poder aprovechar el ancho de banda del VNA (10 MHz a 6 GHz). Finalmente, las antenas seleccionadas que cumplen con las restricciones de diseño son antenas monopolo impresas, con un tamaño final de 30 x 30 cm, con un ancho de banda de 2.4 GHz a 24 GHz, y con alimentación coplanar. Las antenas han sido diseñadas y optimizadas por Andrea Martínez Lozano.

Debido al gran ancho de banda de las antenas, que llega hasta más de 24 GHz, frecuencia muy por encima de la frecuencia máxima a la que hemos testado Voltera, y a la utilización de la alimentación coplanar, que nos lleva a utilizar unos conectores rectos con soldaduras ciegas donde el proceso de soldado es crítico, la fabricación de las antenas no se ha realizado con Voltera. En su lugar, se ha utilizado substrato FR4 de bajo coste con un grosor de 0.4 mm, que permite una cierta flexibilidad en las antenas para que se ajusten al modelo de soporte diseñado y que ofrece una mayor durabilidad al proceso de soldadura del conector.

En la figura 3.41 se pueden ver las antenas una vez dispuestas sobre el sistema con los conectores soldados y pegadas con un pegamento estándar de dos componentes al recipiente. Además, se han añadido unas transiciones macho-hembra SMA para disminuir la presión sobre el conector de las antenas y proteger la soldadura, especialmente durante el proceso de calibración, donde se deben desconectar las antenas del sistema.

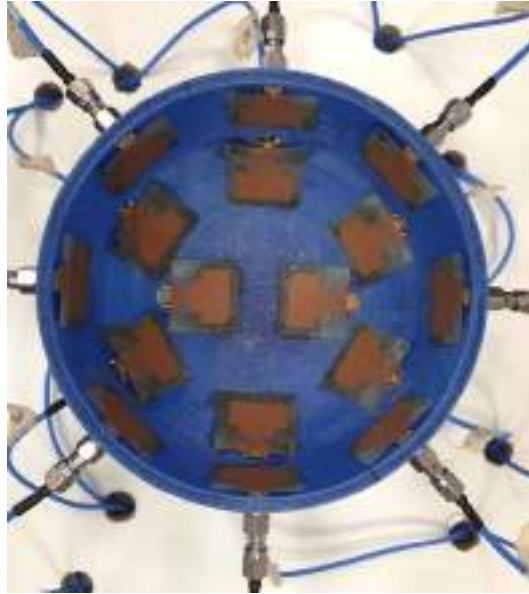


Fig 3.41. Recipiente con las antenas colocadas.

En este nuevo sistema se quiere incluir las medidas del parámetro de transmisión, S_{21} , entre pares de antenas. Las parejas de antenas están formadas siguiendo la agrupación mostrada en la figura 3.42, donde las parejas de antenas son las que están enfrentadas y que se muestran en la lista de la izquierda de la figura. Los tres círculos dibujados en la figura representan tres cortes transversales en altura del modelo recipiente donde se ubican las antenas.

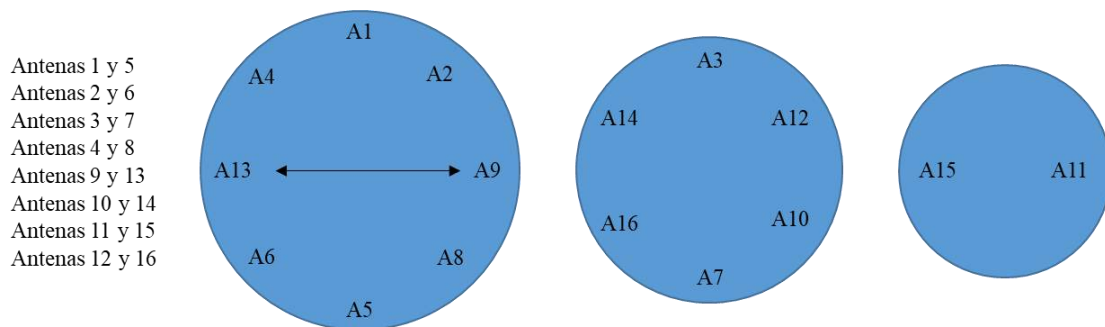


Fig 3.42. Esquema de disposición de las antenas en el sistema.

En cuanto a las características de radiación de la antena utilizada, en la figura 3.43 se muestra el parámetro de reflexión medido (línea negra). Tomando como referencia un nivel $S_{11} < -10$ dB el ancho de banda se encuentra entre 2.4 GHz y 24.1 GHz. En la misma gráfica también se incluye la medida del parámetro de reflexión de la antena una vez que ésta está pegada en el soporte del sistema (línea azul). Como se puede ver, el ancho de banda prácticamente se mantiene, con la excepción de una bajada hasta 2 GHz de la frecuencia mínima de funcionamiento.

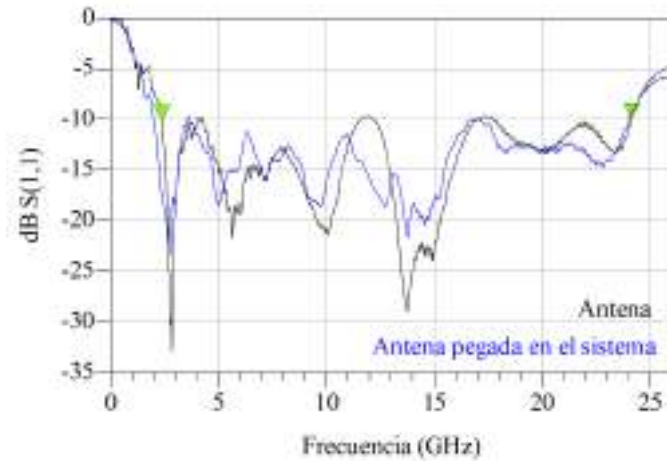


Fig 3.43. S_{11} de la antena medida comparada con el S_{11} de la misma antena pegada en el sistema.

Por otro lado, un dato interesante es el patrón de radiación de esta antena, que en medidas se obtienen los diagramas presentados en la figura 3.44. Estos diagramas muestran que las antenas son omnidireccionales, como corresponde a las antenas monopolo. En cuanto a la ganancia de las antenas, varía entre 2.1 dBi a la frecuencia más baja y 5.4 dBi a la frecuencia más alta.

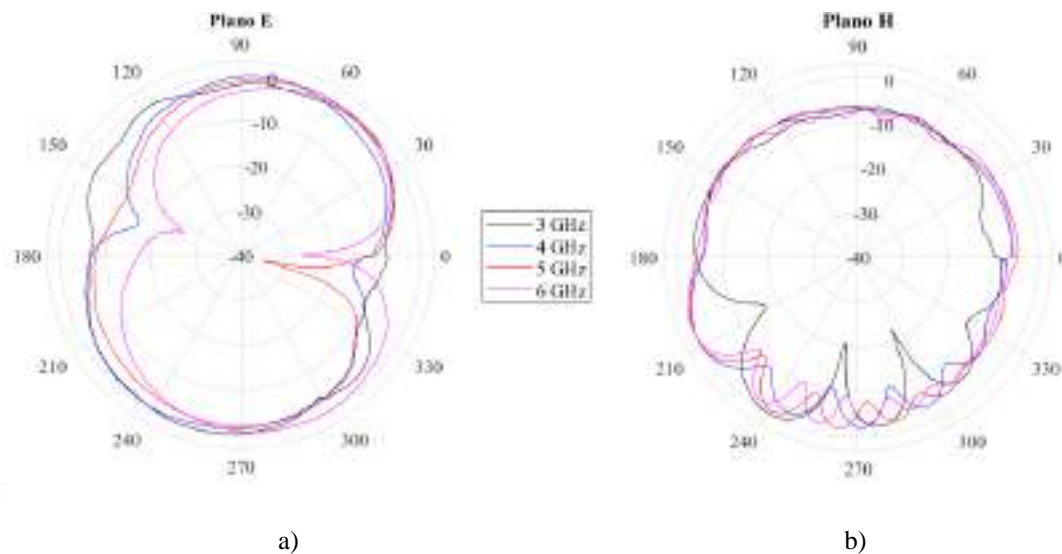


Fig 3.44. Diagramas de radiación de la antena fabricada.

3.2.2.1.2 Resonadores

Uno de los problemas más importantes de los sistemas de imagen médica para detección de cáncer de mama, es evitar o minimizar el efecto de la interface aire/piel de la mama. Esta interfaz, debido a la gran diferencia en propiedades dieléctricas entre los dos materiales (aire y piel), provoca una reflexión muy importante que puede enmascarar el resto de reflexiones de la mama, donde se incluye la reflexión debida a los posibles

artefactos o tumores que pueda haber. Habitualmente, para evitar este problema se desarrollan algoritmos de extracción de bordes o interfaz, tal y como se ha mostrado en el capítulo 3.1.1 de este trabajo. Para mejorar la eficiencia de estos algoritmos, el conocimiento de la constante dieléctrica de la piel sería interesante, considerando que estas propiedades son distintas para cada paciente, o en nuestro caso, para cada modelo de mama. Por ello, sería importante desarrollar un dispositivo electrónico que nos proporcione una estimación de las propiedades dieléctricas de la piel de la mama, al menos en alguna frecuencia dentro del rango de funcionamiento de nuestro sistema. El dispositivo elegido en este trabajo es un resonador.

En el sistema se incluyen unos resonadores en forma de anillo con acoplamiento débil para conocer las propiedades eléctricas de sólidos a la frecuencia de diseño del resonador. Estos componentes se han diseñado, junto a Álvaro Bernabeu Pujante, utilizando el software ADS de Keysight para una primera aproximación de diseño circuital y el software HFSS de Ansys para la optimización final en base a simulaciones electromagnéticas.

La propuesta es hacer una medida con los resonadores, realizando un contacto del anillo resonante con la mama antes de realizar la medida con las antenas y de este modo poder conocer las propiedades dieléctricas del material. El principal inconveniente es que se debe evitar que la mama toque otras zonas del circuito que nos sean el propio anillo, como puede ser la zona del acoplamiento con las líneas de alimentación. Por ello, se ha propuesto un diseño híbrido que emplea tecnología microstrip y stripline para que la zona del acoplamiento quede protegida, evitando de esta forma cualquier alteración en el funcionamiento del dispositivo. En la figura 3.45 se muestra un esquema de diseño del resonador con todas las dimensiones, que se especifican en la tabla 3.8, obtenidas tras el proceso de optimización realizado con ADS y HFSS.

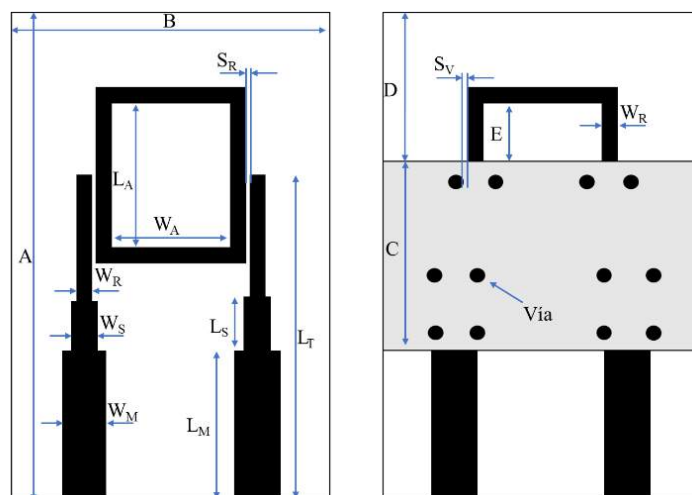


Fig 3.45. Esquema del resonador diseñado.

Parámetro	Tamaño (mm)	Parámetro	Tamaño (mm)
A	60	L _A	20
B	40	W _A	13
W _M	2.89	S _R	0.4
W _S	1.33	S _V	2
W _R	1	C	30
L _M	10	D	20
L _S	12	E	7
L _T	34		

Tabla 3.8. Dimensiones del resonador.

Los resonadores han sido diseñados y fabricados sobre sustrato FR4 de bajo coste con $\epsilon_r = 4.4$, $\tan \delta = 0.02$ y espesor 1.52 mm. Tienen un tamaño final de 60 x 40 mm y en la figura 3.46 se presentan los resonadores con los conectores SMA y las vías de conexión soldadas.

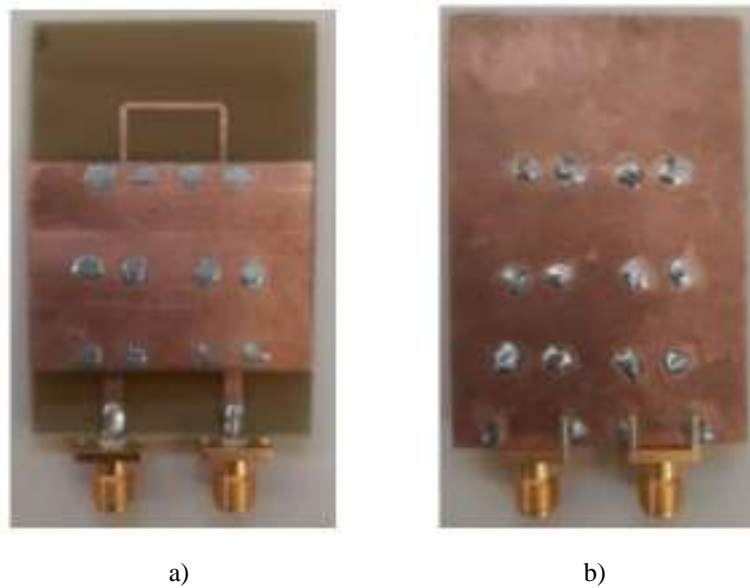


Fig 3.46. Parte delantera y trasera del resonador fabricado.

En la figura 3.47 se adjunta la medida realizada en vacío del resonador fabricado junto con su simulación en HFSS. De esta medida se puede extraer que la frecuencia central del resonador es de 2.33 GHz, con un ancho de banda medido para una caída de 3 dB de 152 MHz, obteniéndose una muy buena concordancia entre la medida y la simulación.

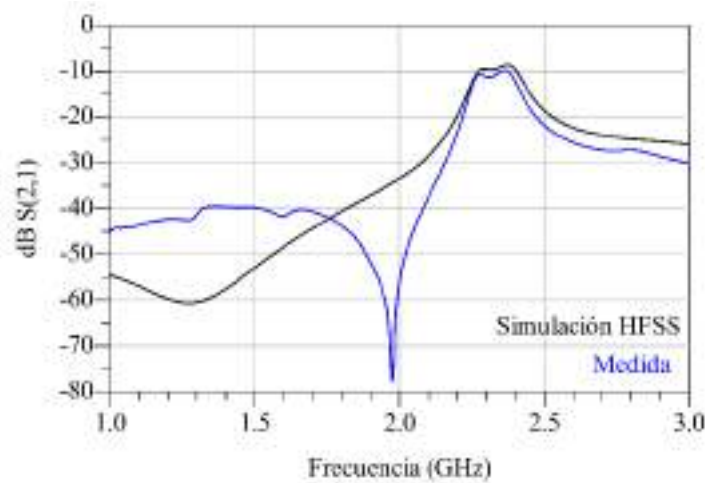


Fig. 3.47. Parámetro de transmisión simulado y medido del resonador.

El resonador se ha caracterizado utilizando las mezclas de Triton X-100 y agua presentadas en el apartado 3.1.1.1, con características dieléctricas conocidas. El diseño del resonador y su caracterización se presentó en el XXXVI Simposio Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2021) [3.32]. Relacionando la frecuencia de resonancia del resonador y la constante dieléctrica de la material bajo estudio, apoyándonos en las simulaciones electromagnéticas con HFSS y utilizando una aproximación de quinto orden, se ha obtenido la ecuación 3.6. Esta expresión nos permite obtener directamente la constante dieléctrica del material (ϵ_r) a partir de la frecuencia central de la respuesta del resonador (f), expresada en GHz.

$$\epsilon_r(f) = -142.47 \cdot f^5 + 1391.59 \cdot f^4 - 5484.63 \cdot f^3 + 10954.54 \cdot f^2 - 11171.64 \cdot f + 4706.57 \quad (3.6)$$

Este dispositivo, por tanto, permite conocer la constante dieléctrica del material a la frecuencia de diseño del resonador. Es por ello, que más adelante se presentan nuevos materiales que se van a utilizar y que han sido medidos con anterioridad con el resonador y con una sonda dieléctrica de caracterización de materiales. Las medidas obtenidas de estos materiales con el resonador han sido presentados en el XXXVII Simposio Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2022) [3.33].

3.2.2.1.3 Red de conmutación

Con la necesidad de que el sistema realice las medidas de estos resonadores y además la medida de las antenas, mediante los parámetros de transmisión, S_{21} , y de reflexión, S_{11} o S_{22} , se ha diseñado el sistema de conmutación. En la figura 3.48 se muestra el esquema de conexión del sistema de conmutadores que forman una red de 10 conmutadores. En esta ocasión, es necesario conectar 16 antenas y 4 resonadores con los

dos puertos del VNA para poder medir parámetros de transmisión y optimizar la medida del parámetro de reflexión.

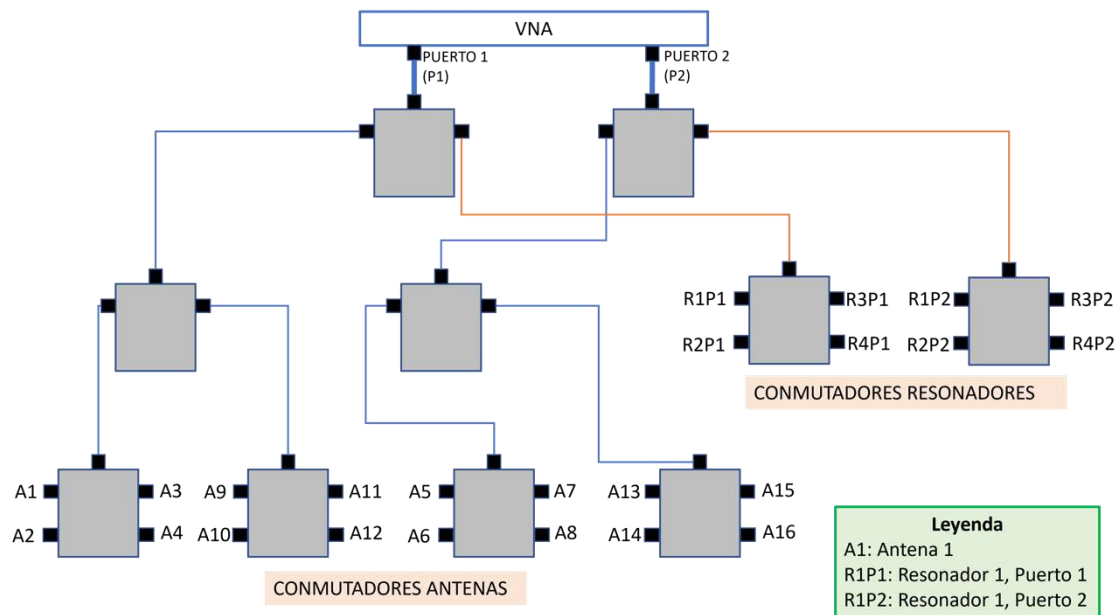


Fig 3.48. Esquema de conexión del sistema de conmutación.

Como se puede observar en el esquema de conmutación, las antenas de la 1 a la 4 y de la 9 a la 12 se conectan al puerto 1 del VNA y el resto de antenas (de la 5 a la 8 y de la 13 a la 16) se conectan al puerto 2. De esta forma se puede obtener, además del parámetro de reflexión de cada una de las antenas, el parámetro de transmisión entre pares de antenas enfrentadas.

Para poder realizar estas conexiones se han utilizado los mismos conmutadores de cuatro puertos usados en el sistema anterior (Ref.: ZSWA4-63DR+) y además, se han añadido cuatro conmutadores de dos puertos del mismo fabricante (Ref.: ZSW2-63DR+) [3.34]. Estos conmutadores de dos puertos trabajan entre 5 MHz y 6 GHz, las pérdidas de inserción son bajas, siendo 1.1 dB a 6 GHz, y utilizan los mismos conectores y valores de alimentación y control que los conmutadores de cuatro puertos expuestos en el capítulo 2.2. Estos conmutadores de dos puertos solo cuentan con dos estados y por lo tanto con una tensión de control, que puede establecerse en nivel bajo (0) o nivel alto (1) para determinar la salida activa. Cuando la tensión de control es de nivel bajo el puerto común del conmutador estará conectado a la salida 1, mientras que cuando la tensión de control es de nivel alto estará conectado a la salida 2. En este conmutador no existe ningún estado de reposo y por lo tanto el puerto común siempre estará conectado a la salida 1. La figura 3.49, que se muestra a continuación, presenta el esquema de conexión interna de un conmutador con dos puertos proporcionado por el fabricante y que se puede encontrar en su hoja de características [3.34].

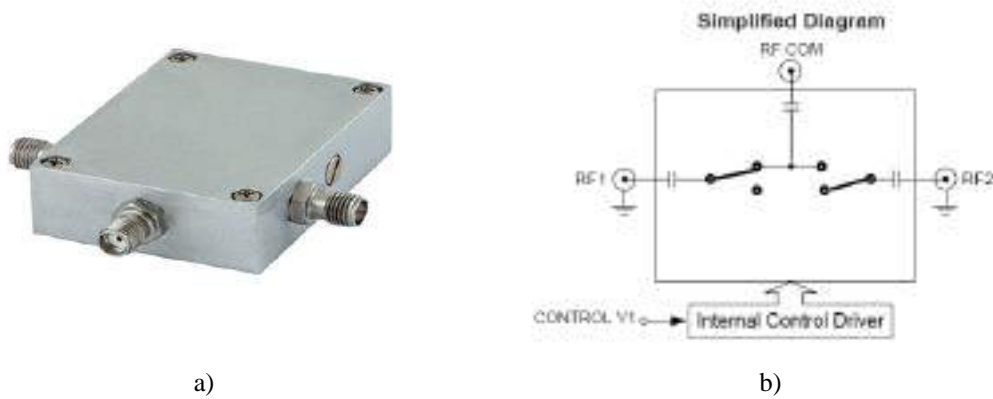


Fig 3.49. Conmutador de 2 salidas [3.34]: a) encapsulado; b) esquema de conexión interna.

3.2.2.1.4 Subsistema de control y alimentación.

Este subsistema es el encargado de controlar la red de conmutación y de proporcionar a los conmutadores la alimentación necesaria, actuando como unión entre el PC y los conmutadores. Para ello se utiliza el microcontrolador Arduino Due, que actúa de plataforma para la PCB que irá conectada con la red de conmutación. En este caso se han utilizado conectores de tipo USB para la conexión de los conmutadores, que son mucho más pequeños y manejables que los conectores DB9, y una pequeña pantalla que indica el estado del dispositivo en cada momento (figura 3.39 situada en la esquina inferior derecha). Adicionalmente se incluyen resistencias de pull-up para proteger los conmutadores y un regulador en tecnología SMD (Ref.: TLV73333PDBVT) [3.35], para la regulación de la tensión de 5 V a 3.3 V. En la figura 3.50, se muestra la PCB fabricada y conectada con algunas indicaciones de colores que se comentan a continuación.

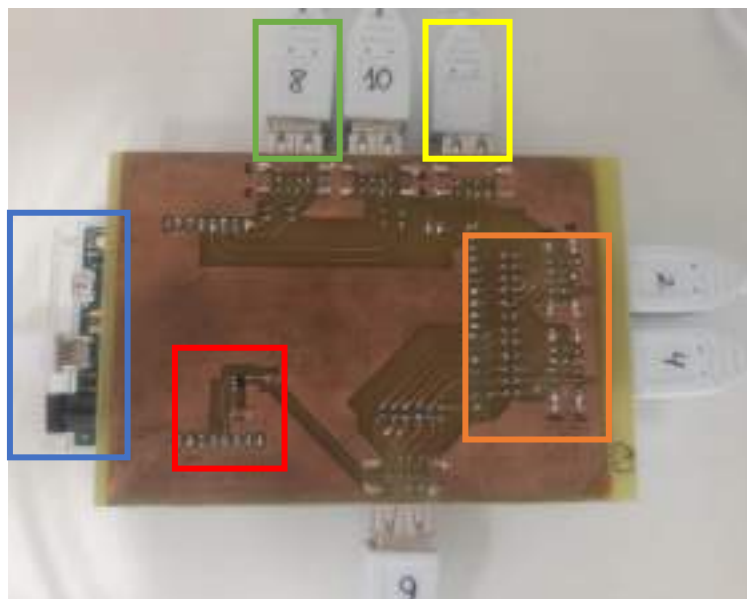


Fig 3.50. PCB fabricada y conectada.

En la figura 3.50 se han utilizado varios colores para resaltar las partes importantes de la PCB que se describen a continuación:

- Azul: En la zona marcada de color azul se puede ver el microcontrolador Arduino sobresaliendo por debajo de la PCB. Además en esta zona se encuentra el mini USB que conecta Arduino con el PC. El conector de alimentación que se ve en negro no será necesario utilizarlo, ya que la alimentación será proporcionada por el PC a través del puerto mini USB.
- Verde: Los conectores USB marcados con números del 1 al 10, corresponden a cada uno de los conmutadores de la red. No es posible ver en la fotografía todos los conectores ya que están apilados por pares, por lo que solo se ven los 5 superiores.
- Amarillo: Esta conexión USB marcada de color amarillo conecta la PCB con la pantalla LCD utilizada para mostrar qué dispositivo está en funcionamiento en cada momento.
- Naranja: La zona resaltada con un cuadrado naranja es solo un ejemplo de los elementos soldados en la placa: los puntos de soldadura con los pines que se conectan a Arduino, las resistencias SMD soldadas a la PCB para proteger los conmutadores y los conectores USB hembra.
- Rojo: Circuito de regulación de la tensión para la alimentación de la red de conmutación. Incluye el regulador que se ha presentado anteriormente y dos condensadores para la protección de la tensión a la entrada y salida.

Esta PCB ha sido diseñada, fabricada y montada en el laboratorio. También, los cables USB que realizan la conexión entre la PCB y los conmutadores, y entre la PCB y la pantalla han sido fabricados en el laboratorio. Para ello, se han usado cables de tipo USB 2.0 macho-macho de 2 m de longitud (Ref: PSG91452) [3.36] que se han cortado por la mitad y se les ha añadido un conector DB9 con carcasa al igual que en el sistema de medidas en un solo plano. En la figura 3.51 se muestra un ejemplo de los cables.



Fig 3.51. Cable de conexión entre el conmutador y la PCB.

3.2.2.2 Sistema software

Este nuevo sistema para la detección no invasiva basada en microondas de tumores en cáncer de mama requiere de un sistema software que realice las tareas de control,

automatización de las medidas y procesado de los datos para la obtención de los resultados. Las bases de este sistema hardware son similares a las planteadas en el sistema anterior de medidas en un solo plano, pero adaptando a las nuevas características y necesidades del sistema desarrollado para medidas en modelos curvos. En los siguientes subapartados se presentan cada uno de los subsistemas que forman el software del sistema, haciendo especial hincapié en aquellos aspectos más novedosos o que presentan una mejora respecto a los ya indicados en el sistema de medida de un plano.

3.2.2.2.1 Control de la red de conmutación

El sistema del control de la conmutación y de alimentación se ha realizado sobre un microcontrolador Arduino DUE, de forma similar al empleado en el sistema de medida en un plano. En este caso, el código para la gestión de la conmutación se ha adaptado a las necesidades del nuevo sistema, teniendo en cuenta que disponemos de 4 resonadores y la medida del parámetro de transmisión entre antenas enfrentadas, por lo que se utilizan los dos puertos del VNA. Los nuevos aspectos principales que se tienen en cuenta en el código implementado son los siguientes:

- La adaptación de la matriz de conmutación a la nueva red. En este nuevo sistema se cuenta con 16 antenas que están conectadas por pares al VNA y con 4 resonadores. Además, se han añadido 2 nuevos pares de conmutadores de 2 salidas, uno de ellos para poder seleccionar en cada momento si se activa la conmutación asociada a la medida de las antenas o de los resonadores, y el otro par para la conexión de las antenas a los dos puertos del VNA. Todo esto requiere una definición más compleja de la matriz de conmutación, adjunta en el Anexo B, que en este caso cuenta con 13 estados (8 para las antenas, 4 para los resonadores y uno para cuando el sistema está apagado).
- Se ha añadido el controlador de la pantalla LCD y las funciones necesarias para su correcto funcionamiento. En esta pantalla se mostrará el dispositivo que se está utilizando en cada momento y el estado del sistema (“OFF” o “Listo para medir”).
- Se ha añadido una variable de control que determina que el microcontrolador ha efectuado correctamente el cambio en los pines de salida.

3.2.2.2.2 Automatización del sistema

Respecto al subsistema de automatización y control de las medidas y gestión de los ficheros s2p con los parámetros de Scattering se utiliza el lenguaje Python, al igual que en el sistema de medida de un plano. Los aspectos más novedosos del código implementado en este nuevo sistema son los siguientes:

- En el código se solicita al usuario el tipo de dispositivo con el que se quiere realizar la medida, puesto que en este sistema se utilizan dos tipos de dispositivos, antenas y resonadores.

- Como se ha comentado, se realizan medidas del parámetro de transmisión S_{21} con los resonadores, y por ese motivo se ha añadido un módulo para la medida de los resonadores siguiendo el mismo esquema que en la medida de las antenas.
- En este nuevo sistema las antenas se miden por pares, por lo tanto son 8 medidas y se utilizan los dos puertos del VNA, obteniendo la medida de los cuatro parámetros de Scattering. La medida de los dos parámetros de reflexión, S_{11} y S_{22} , es importante ya que 8 de las antenas están conectadas al puerto 1 del VNA y las otras 8 antenas están conectadas al puerto 2 del VNA.
- Se ha incluido en este caso el código relativo a la pantalla LCD integrada en el sistema para mostrar a través de ella el estado de la medida.
- Se ha adaptado el nuevo código para la espera de la confirmación del cambio del estado en el Arduino.
- Este sistema trabaja en un rango de 10 MHz a 6 GHz, recoge 5001 puntos para mayor precisión y se ha bajado la potencia de emisión a -10 dBm.

En la figura 3.52 se muestra el diagrama de flujo del código implementado para la automatización.

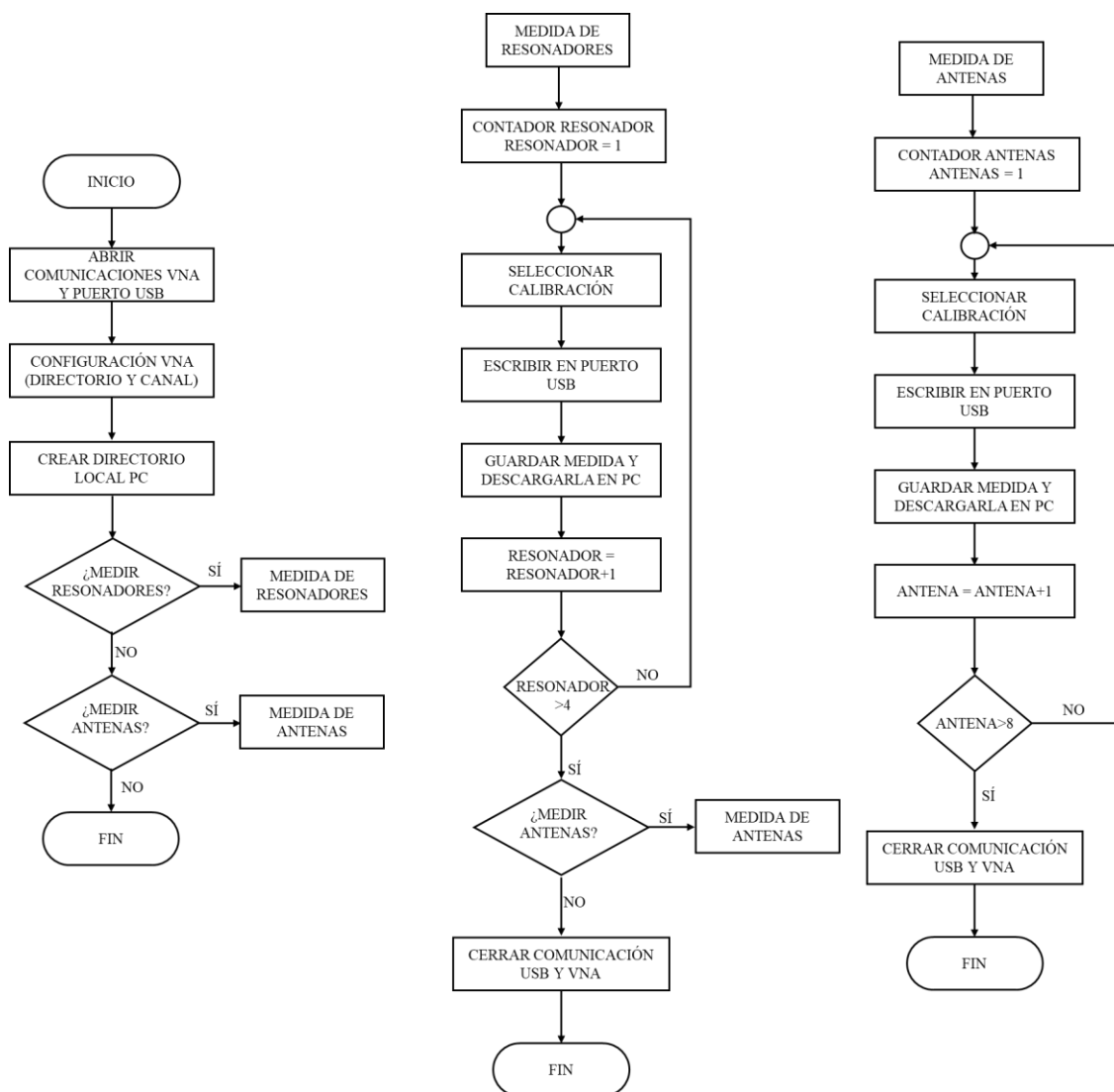


Fig 3.52. Diagrama de flujo Python.

3.2.2.2.3 Procesado de la señal y algoritmos de imagen

El código de procesado de señal y algoritmo de imagen se ha desarrollado completamente en MATLAB, igual que en el sistema de medida en un plano. El procesado se ha modificado para adaptarlo a las nuevas necesidades del sistema que se presenta en este apartado. Algunas de las adaptaciones y mejoras realizadas sobre este código ya han sido implementadas y testadas y otras se están en proceso implantación en el momento de escritura de la memoria de la Tesis Doctoral. Los aspectos más importantes y novedosos de los algoritmos de procesado de señal y de imagen médica de este sistema para medida en modelos curvos son las siguientes:

- En el apartado anterior se ha mostrado el esquema de organización de las antenas dentro del sistema de detección de cáncer de mama. La reorganización espacial de las antenas requiere una adaptación en el código de procesado de la señal y algoritmo de imagen. Se ha tenido en cuenta, en primer lugar, que en este nuevo sistema las antenas no están situadas en un solo plano, sino que se encuentran en un recipiente semiesférico formando un conjunto de 2 anillos y un par de antenas en el fondo del recipiente.
- Los algoritmos de procesado se han adaptado al uso de antenas planas de banda ultra ancha con un diagrama de radiación omnidireccional. Es conocido que la mayor parte de la radiación se verá atraída por el material biocompatible utilizado en la medida, pero parte de la radiación se irá en la dirección contraria a la que está el modelo de mama. Por tanto, es necesario contemplar las propiedades de radiación de las antenas en el código de procesado de la señal y algoritmo de imagen.
- Otro factor importante a tener en cuenta en el procesado de las señales es que, como se ha comentado anteriormente, las antenas se evalúan en parejas y por tanto el sistema implementado también obtiene medidas en transmisión.
- Además, el hardware del sistema contiene resonadores para medir las propiedades eléctricas del material que se utiliza. Los resultados obtenidos en cuanto a propiedades dieléctricas son tenidos en cuenta en los algoritmos para determinar correctamente la velocidad de las ondas en el interior de la mama y, por tanto, la distancia de los artefactos. Las propiedades dieléctricas del material exterior del modelo de mama también se utiliza para minimizar los problemas derivados de la interfaz aire/piel.
- Por otro lado, se ha implementado una mejora del procesado de las señales en el dominio de la frecuencia previo a la realización de la transformada inversa de Fourier. Con esta mejora se consigue eliminar más ruido, a la vez que se consiguen reflexiones más claras y por lo tanto se obtiene una mejor determinación del origen de tiempos para mejorar la posición de estas reflexiones.
- En el momento de escritura de esta memoria se está trabajando en la adaptación de los algoritmos de imagen médica DAS, DMAS e IDAS. Estas mejoras tienen que ver con la adaptación del algoritmo a la nueva situación espacial de las antenas, es decir a los dos anillos de antenas que se utilizan.

- Finalmente, también se está trabajando en algoritmos de imagen médica para la realización de imágenes en 3 dimensiones que se adapten mejor a la morfología de la mama. Con imágenes 3D se puede conseguir que este sistema sea totalmente interpretable en la detección de cáncer de mamá para cualquier facultativo.

3.2.2.3 Modelos de mama

Para llevar a cabo las medidas realistas en casos de cáncer de mama se necesita diseñar e implementar modelos sintéticos que cumplan con las propiedades dieléctricas reales. En este apartado se muestra la evolución de los distintos modelos y phantoms desarrollados con el objetivo de tener modelos cada vez más complejos y parecidos a la realidad, tanto en la morfología y tamaño como en las propiedades dieléctricas.

Los primeros pasos en el diseño y uso modelos de mama fueron los mostrados en el apartado 3.1.1.1. En primer lugar se realizó un modelo de mama simple con materiales de fácil adquisición como es la margarina. Este primer modelo sirvió para realizar las primeras pruebas experimentales y de viabilidad y para calibrar el sistema, ya que había una gran diferencia de constante dieléctrica entre el modelo de mama ($\epsilon_r = 6 @ 2.5 \text{ GHz}$) y los tumores realizados con agua salada ($\epsilon_r = 72 @ 2.5 \text{ GHz}$). Las propiedades dieléctricas de este primer modelo coinciden con tejidos grasos, pero no con la media de las propiedades de los tejidos que se puede extraer de una mama sana. Por este motivo se estudió la realización de modelos de mama con mezclas de distintas proporciones de Triton X-100 y agua. Estas mezclas otorgaban un amplio abanico de propiedades dieléctricas dependiendo de la concentración utilizada. Para la realización del modelo de mama utilizado se escogió una concentración de 50% Triton X-100 y 50% agua, que presenta una constante dieléctrica ($\epsilon_r = 32 @ 3 \text{ GHz}$), parecida a lo que se puede encontrar en la media de un caso realista de mama de densidad media [3.37]. Por otra parte, se realizaron pequeños modelos de tumor con constantes dieléctricas entre 44 y 70 a 3 GHz (valores que también coinciden con los tejidos malignos estudiados en [3.37]) para poner a prueba el sistema de detección en casos de poca diferencia de constante dieléctrica entre los tumores y la mama. El mayor inconveniente de estos modelos es que solo para dos de las concentraciones utilizadas de Triton X-100 y agua el modelo quedaba sólido, en el resto de casos las mezclas no tenían consistencia y se quedaban líquidas. Por este motivo se decide buscar otras soluciones para el diseño de los modelos de mama, que sean más manipulables y sólidas para la correcta realización de las medidas.

Uno de los diseños de modelos de mama más utilizados son los basados en aceite y gelatina. Para realizar estos tipos de modelos de mama nos basamos en las indicaciones de [3.38]. Los materiales que se utilizan en este estudio son: aceite de girasol, agua destilada, detergente líquido y gelatina (#G9382 Sigma Aldrich). En la figura 3.53 se muestra el setup montado para la fabricación de los modelos de mama, que incluye una placa calentadora y agitadora sobre la que se coloca un soporte metálico y un matraz de fondo redondo con dos bocas donde se realiza la mezcla de los materiales. En el matraz se inserta un refrigerante de reflujo para evitar pérdidas por evaporación de agua, producidas por el calentamiento, y un termómetro para controlar la temperatura de la

mezcla. Adicionalmente, ha sido necesario el uso de probetas y pipetas para medir los volúmenes y una báscula de precisión para pesar la gelatina. Todo este proceso ha sido realizado bajo las recomendaciones y supervisión de Concepción Parejo Prados, profesora del área de Química Orgánica en la Universidad Miguel Hernández de Elche.



Fig 3.53. Setup de fabricación de modelos.

Finalmente, siguiendo las instrucciones expuestas en [3.38] se fabricaron pequeñas muestras de diferentes modelos de mama y tumor, alguna de las cuales se exponen en la figura 3.54.



Fig 3.54. Muestras de gelatina, aceite de girasol, agua y detergente.

Para determinar la constante dieléctrica de estos modelos se utilizan las medidas del S_{21} del resonador presentado en el apartado 3.2.2.1.2. La medida se realiza colocando cada uno de los modelos realizados sobre el anillo del resonador. En la figura 3.55 se puede ver un ejemplo de cómo se realizan estas medidas.



Fig 3.55. Medida de una muestra.

Se decide realizar cuatro tipos diferenciados de modelos sintéticos biocompatibles siguiendo las proporciones expuestas en [3.38]. Los cuatro tipos de modelos corresponden con tres tipos de composición media que se puede encontrar en una mama y un modelo de tumor. Estos tres tipos de mama se diferencian por su distinta densidad de glándula mamaria y por su contenido adiposo [3.37], siendo comparables los modelos de alta densidad con los de mujeres jóvenes, de media densidad con mujeres de mediana edad y de baja densidad con mujeres de edad más avanzada. Las cantidades de componentes utilizados para cada modelo se adjunta en la tabla 3.9. Como se puede observar el material encargado de variar de forma notable las propiedades dieléctricas del modelo es el aceite de girasol, ya que la cantidad de agua se mantiene constante en todos los modelos. Por ello, el modelo de baja densidad será el que más aceite de girasol contenga haciendo el modelo mucho más graso que el resto.

	Agua destilada (ml)	Gelatina (g)	Aceite de girasol (ml)	Detergente líquido (ml)
Tumor	68	6.8	17	3.8
Alta densidad	68	6.8	34	3.8
Media densidad	68	6.8	68	3.8
Baja densidad	68	6.8	136	3.8

Tabla 3.9. Cantidades usadas en cada modelo.

En la figura 3.56 se adjuntan las respuestas del parámetro S_{21} del resonador de las medidas realizadas para cada una de estas muestras junto con la medida del resonador en aire (sin medir ningún modelo). Como se puede observar en esta figura las respuestas que se obtienen con el resonador son notablemente diferentes para cada uno de los modelos analizados. Para una mejor visualización de la separación frecuencial de cada una de las medidas se ha realizado una figura con zoom de la zona de interés (figura 3.56 b).

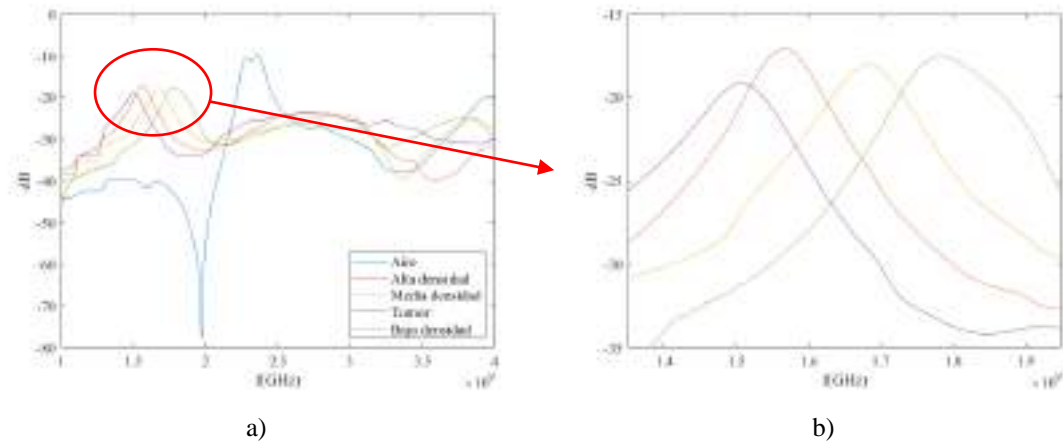


Fig 3.56. Medida de las muestras: a) Muestras y aire; b) zoom zona de interés.

Siguiendo la ecuación 3.6 y los valores de frecuencia de resonancia obtenidos para cada uno de los modelos se obtiene la constante dieléctrica a 2.3 GHz. Los valores medidos quedan recogidos en la tabla 3.10 y son consistentes con las gráficas de medidas en tejidos reales y las medidas de los modelos propuestos por Di Meo [3.38].

	Tumor	Alta densidad	Media densidad	Baja densidad
$\epsilon_r @ 2.3 \text{ GHz}$	48.73	40.29	28.70	14.38

Tabla 3.10. Valores de ϵ_r obtenidos en cada modelo.

Las medidas de cada modelo se realizaron de forma consecutiva durante 19 días, conservando las muestras en un frigorífico, con el objetivo de realizar un estudio de la estabilidad de la constante dieléctrica de los modelos con el paso del tiempo. En la figura 3.57 a) se muestra una fotografía del estado visual de uno de los modelos realizados el primer día frente al último día analizado, junto con una gráfica de la variación de la ϵ_r del modelo de alta densidad medida a lo largo de los 19 días (figura 3.57 b). Con este estudio se puede concluir que los modelos sufren una degradación importante en el tiempo, y que pueden ser útiles hasta 7 días después de su fabricación. Pasado este tiempo las medidas no serán fiables ya que la permitividad dieléctrica de los modelos disminuye considerablemente. Además el modelo empieza a empequeñecer y a secarse debido muy probablemente a la pérdida de agua por evaporación.

En un siguiente paso, se fabricaron modelos con las mismas proporciones de componentes y pero esta vez dándoles forma semiesférica, tal y como se muestran en la figura 3.58. En estos modelos, que contienen una cantidad de material sensiblemente mayor a la que se había utilizado hasta ese momento, se tuvo muchos problemas para obtener modelos homogéneos, donde la mezcla de material, y por tanto las propiedades dieléctricas, fueran las mismas en todo el modelo. Esto se refleja en el cambio de color de los modelos presentados en la figura 3.58. El modelo de la figura 3.58 a) fue realizada con la mezcla de alta densidad, mientras que el modelo de la figura 3.59 b) fue realizada con la mezcla de baja densidad quedándose gran parte del volumen en estado líquido.

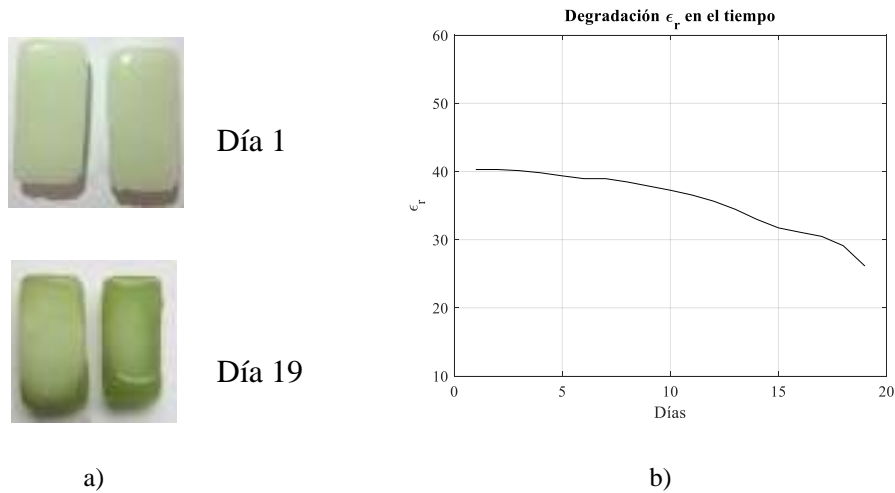


Fig 3.57. Estudio degradación de los modelos: a) modelo día 1 y 19; b) medidas en el paso del tiempo.



Fig 3.58. Modelos con forma semiesférica no homogéneos: a) alta densidad; b) baja densidad.

Para mejorar las técnicas de fabricación de los modelos de mama, y aprender nuevas metodologías, se realizó una estancia breve de investigación de 3 semanas durante el mes de julio de 2022 en la Universidad de Pavía (Italia), bajo la supervisión de Marco Pasian y Simona Di Meo, autora principal de [3.38]. Esta estancia se realizó gracias a la concesión de una ayuda para la movilidad internacional del PDI y PI, dentro del marco de las Ayudas a la Investigación de la Universidad Miguel Hernández de Elche 2022.

La estancia ha sido muy provechosa y se han conseguido los objetivos propuestos. A continuación se resumen los principales resultados derivados de la estancia.

- Fabricación y medida de modelos de mama y tumor.

Se realizaron muestras de un solo material, como se muestra en la figura 3.59, para medir las propiedades dieléctricas con la sonda coaxial de caracterización de materiales y darles formas con moldes. Además se añadió colorante alimentario a la muestra para poder resaltar en un futuro los diferentes materiales en modelos por capas. Todo el proceso de fabricación se llevó a cabo en el laboratorio de microondas de la Universidad de Pavía con la ayuda de Alessia Cannatà.



Fig 3.59. Medida de las muestras.

Las muestras realizadas son con las mismas mezclas que se fabricaron en los laboratorios de la UMH antes de la estancia. De esta forma se podrán comparar más adelante los resultados obtenidos con la sonda coaxial a 2.3 GHz con los obtenidos con nuestro resonador. En la figura 3.60 se muestran los resultados obtenidos con la sonda coaxial de la parte real e imaginaria de la permitividad del material para los tres modelos de mama y el modelo de tumor. En las gráficas se recogen los valores de permitividad en el rango de frecuencias completo en el que trabaja la sonda, de 0.5 GHz hasta 40 GHz.

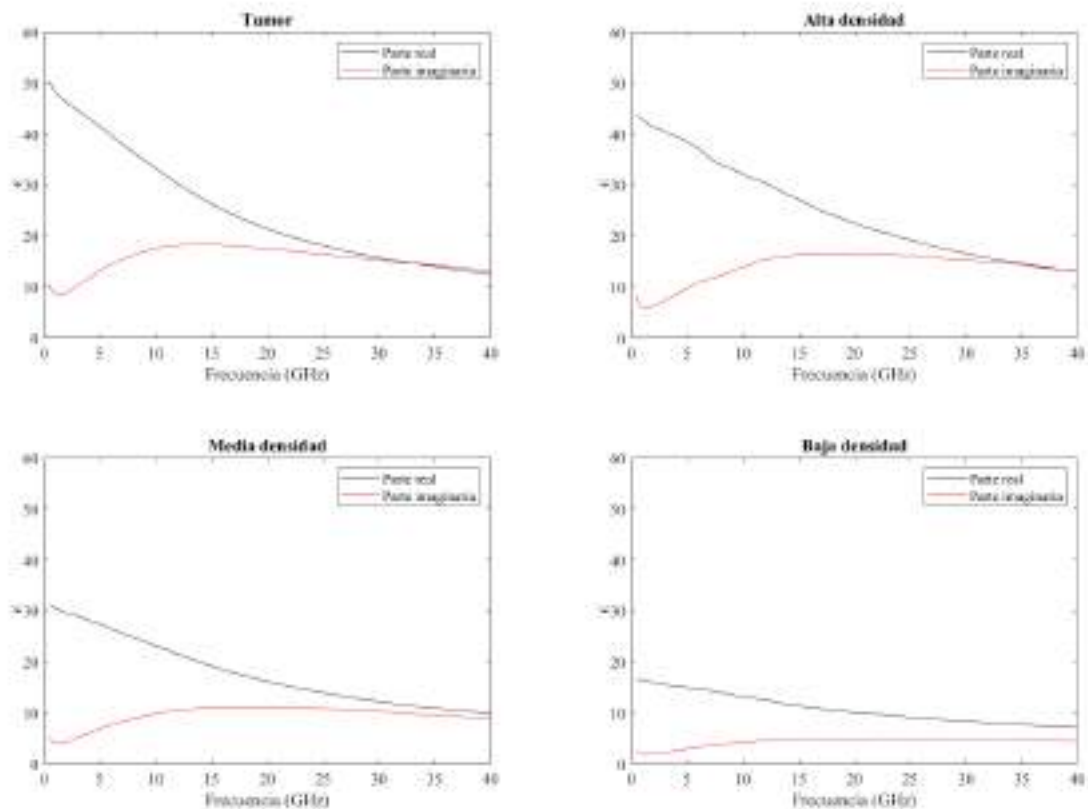


Fig 3.60. Medida con la sonda de las muestras.

En las gráficas anteriores mostradas en la figura 3.60, se puede ver como la frecuencia afecta notablemente a las propiedades dieléctricas de los materiales, es decir, tienen un comportamiento muy dispersivo. En este proyecto se trabaja en la banda de frecuencias que va desde 10 MHz hasta 6 GHz. Por ello, en la figura 3.61 se ha realizado un zoom de los resultados desde la frecuencia mínima de la medida hasta aproximadamente 6 GHz. En estas gráficas se han añadido unos marcadores para analizar los valores obtenidos de la parte real de la permitividad relativa en los extremos del rango y a 2.3 GHz, para poder compararlos con los datos obtenidos en el resonador.

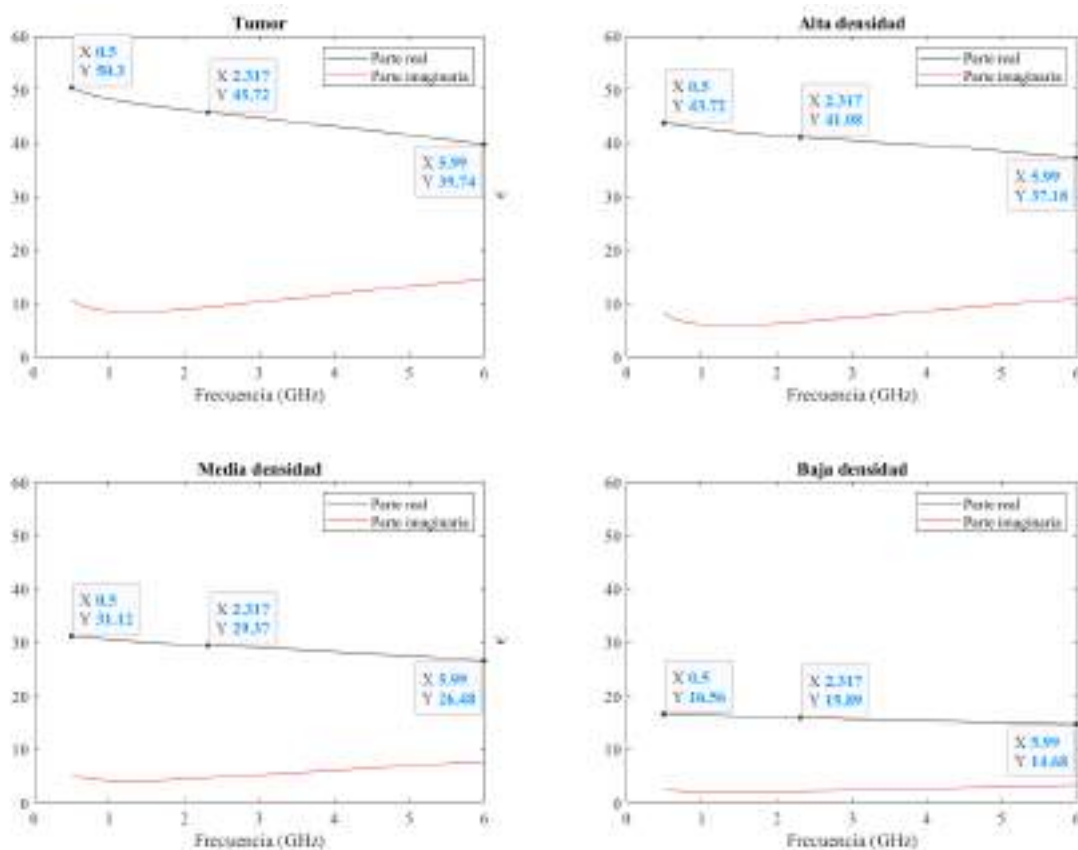


Fig 3.61. Medida con la sonda de las muestras.

Como se puede ver en las gráficas de la figura 3.61, en este rango de frecuencias la parte real de la permitividad relativa es mucho más constante. La mayor dispersión entre la frecuencia de inicio y la frecuencia final se encuentra en el modelo de tumor (modelo con mayor contenido en agua) con una diferencia de 10.56, mientras que la que menos dispersión tiene es la del modelo de baja densidad (modelo con menor contenido en agua) con una diferencia de 1.88. En cuanto a la parte imaginaria de la permitividad, variable que no se obtiene con el resonador, los valores se encuentran entre 1 y 14.35, dependiendo del modelo. En la tabla 3.11 se comparan los valores obtenidos con el resonador frente a los valores obtenidos con la sonda coaxial a 2.3 GHz aproximadamente. Como se

puede apreciar la medida del resonador se ajusta con buena precisión a la medida de la sonda, con una diferencia absoluta menor que 3 en todos los casos.

	Tumor	Alta densidad	Media densidad	Baja densidad
Resonador	48.73	40.29	28.70	14.38
Sonda	45.72	41.08	29.37	15.89
Error	6.17%	1.96%	2.33%	10.50%

Tabla 3.11. Valores de ϵ_r obtenidos en cada modelo a 2.3 GHz.

- Inserción de modelos de tumor en modelos de mama y fabricación de modelos de mama con varias capas.

El objetivo más complejo, e interesante, de la estancia era realizar modelos de mama más reales. Para ello se necesitan realizar varias capas en los modelos e incluso insertar algún modelo de tumor dentro de las capas. Por este motivo se fabricaron varios modelos, como los que se exponen en la figura 3.62. Como se puede apreciar algunos de los modelos se realizaron con formas simples utilizando recipientes rectangulares, pero otro modelo se realizó ya de forma semiesférica, siguiendo una morfología similar a la mama.

En la figura 3.62 a) se muestra un modelo de estructura simple con dos capas al que se le ha realizado un corte que se muestra en la figura 3.62 b) para comprobar que los materiales se han unido bien y que además son homogéneos. La capa superior o capa verde está fabricada con las proporciones de mezcla de un modelo de media densidad y la capa inferior o capa rosa está fabricada con las cantidades de un modelo de alta densidad. Los mismos materiales se utilizan en las figuras 3.62 c) y d) pero esta vez se ha realizado una inserción en el modelo rosa de un material que simula las características dieléctricas del tumor. Por último, en las figuras 3.62 e) y f) se muestra un modelo fabricado de dos capas con forma semiesférica utilizando un cuenco como molde para solidificar la mezcla. Todas las capas se han mezclado siguiendo el procedimiento de verter una mezcla líquida en la otra que ya estaba sólida, teniendo especial cuidado en que las temperaturas de ambas mezclas no sean muy dispares.

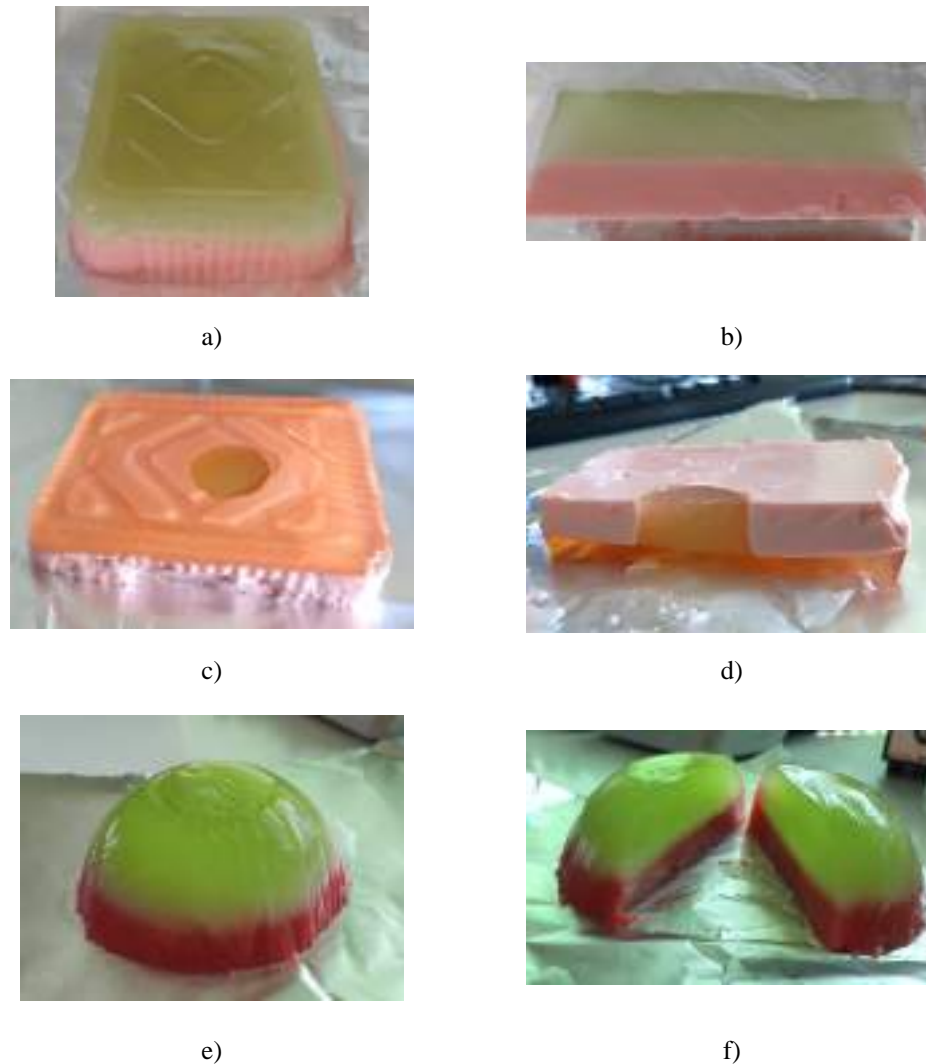


Fig 3.62. Modelos complejos fabricados en la Universidad de Pavía durante la estancia.

Una vez finalizada la estancia en la Universidad de Pavía se puso en práctica en el laboratorio de la UMH los métodos aprendidos en la fabricación de modelos de mama. Para fabricar los modelos se utilizan los siguientes elementos:

- Aceite de girasol, agua destilada, detergente líquido, gelatina G9391 de Sigma-Aldrich y colorante alimentario.
- Probetas para medir los volúmenes del aceite y del agua.
- Báscula para pesar la gelatina.
- Jeringuilla para medir el volumen del detergente. Se necesita poco material, es un material muy espeso y en una probeta se puede quedar pegado por el interior.
- Termómetros para controlar la temperatura de líquidos.
- Termómetro laser para controlar la temperatura de sólidos cuando se hacen modelos de varias capas.
- Vasos de precipitado para realizar las mezclas.
- Agitadores con control de temperatura para mezclar y calentar los materiales.
- Imanes y caza imanes.
- Papel de aluminio y papel film de plástico.

El procedimiento que se ha seguido está basado en el expuesto en [3.38] pero con algunas modificaciones. A continuación se explica paso a paso el proceso de fabricación de una mama de un solo material.

1. Se calculan los volúmenes necesarios dependiendo del modelo que se quiere fabricar. Para ello siempre se tiene en cuenta como volumen total la suma del volumen de agua y del volumen de aceite. Si se necesita más o menos mezcla que las que indican las cantidades reportadas en [3.38] se aplica un factor de escala.
2. Se mide con una probeta el volumen de agua necesario y se echa en un vaso de precipitado para empezar a calentarla en el agitador, donde se ha ajustado la temperatura de la placa sobre los 130°C. También se incluye el imán dentro del vaso para que el calentamiento sea uniforme y para cuando haya que mezclar el agua con la gelatina.
3. Mientras el agua se empieza a calentar se pesa la gelatina necesaria y se va echando poco a poco en el agua mientras se calienta y agita.



Fig 3.63. Agua agitando y calentado mientras se incorpora la gelatina.

4. Una vez la gelatina está integrada con el agua se echa la cantidad de colorante que se desee y se deja agitando y calentando hasta llegar a los 85°C.



Fig 3.64. Incorporación del colorante al agua con gelatina.

5. Cuando la mezcla haya alcanzado los 85°C, se apaga la placa calefactora y se deja enfriar hasta 65°C. Este proceso se realiza con el vaso tapado para evitar todo lo posible la evaporación de agua.
6. Por otro lado, se mide el volumen de aceite de girasol en una probeta y se echa en otro vaso de precipitado con un imán. Este vaso se coloca en otro agitador y se debe calentar (poniendo a 80°C el sistema) y agitar. El aceite se calienta hasta que alcanza los 65°C. Es importante mantener el aceite agitando ya que la temperatura debe ser la misma en todo el líquido. En la figura 3.65, se encuentra el aceite de girasol en el vaso de la izquierda y en el de la derecha se encuentra el agua con la gelatina ya disuelta y el colorante.



Fig 3.65. Aceite y agua agitando y calentado.

7. Por otro lado, se recoge con una jeringuilla el volumen necesario de detergente.
8. Cuando los dos líquidos se encuentran a 65°C se echa el aceite y el detergente a la vez dentro del vaso que contiene la mezcla de agua y gelatina. Y se sigue agitando hasta que la temperatura baja a los 40°C aproximadamente.



Fig 3.66. Incorporación del colorante y del aceite de girasol.

9. Una vez que la mezcla tiene la pinta de la figura 3.67 a), se encuentra por debajo de 40°C y es homogénea ya se puede verter sobre el molde, que está recubierto en su interior con papel film para que sea más fácil desmoldarlo. Los moldes de forma semiesférica se han diseñado con Inventor y fabricado con impresora 3D con PLA estándar. El que se muestra en la figura 3.67 b) es el utilizado para los modelos simples de una sola capa, tiene un diámetro interior de 8.3 cm, una anchura de pared de 0.5 cm y una altura de 8 cm, con un volumen de material de 530 ml aproximadamente.



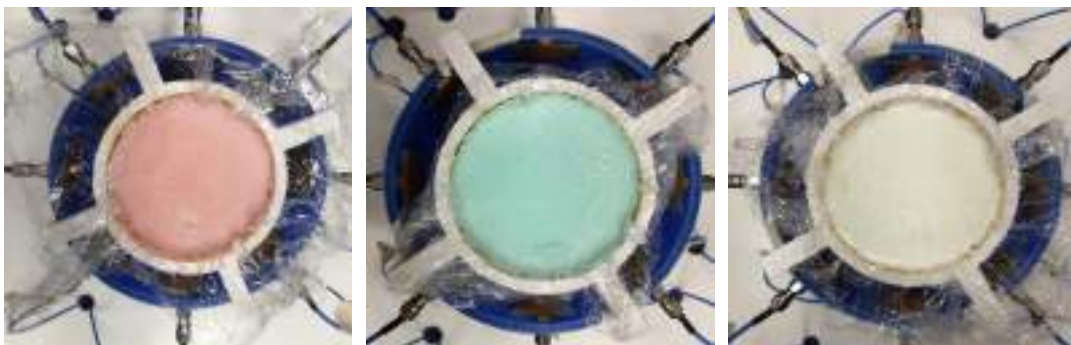
a)



b)

Fig 3.67. Fabricación: a) mezcla terminada; b) molde plastificado.

10. Finalmente, se deja en la nevera durante dos horas y media para endurecerlo. En la figura 3.68 se muestran los tres modelos de mama uniforme de una sola capa, que simulan una mama de alta densidad, media densidad y baja densidad, respectivamente. El color de cada uno de ellos es debido al colorante utilizado para poder diferenciarlos.



a)

b)

c)

Fig 3.68. Modelos de mama de una capa: a) alta densidad; b) media densidad; c) baja densidad.

Por otro lado, para hacer los modelos de tumor se utilizan pequeños globos de agua o dedos de guantes de nitrilo para hacer pequeñas bolsitas del material, tal y como se

muestra en la figura 3.69 a). Estas bolsitas contienen 2, 4 y 6 mL del material, tienen el aspecto mostrado en la figura 3.69 b) y una vez rellenas se dejan solidificar dentro del congelador para que después sea más fácil su manipulación.

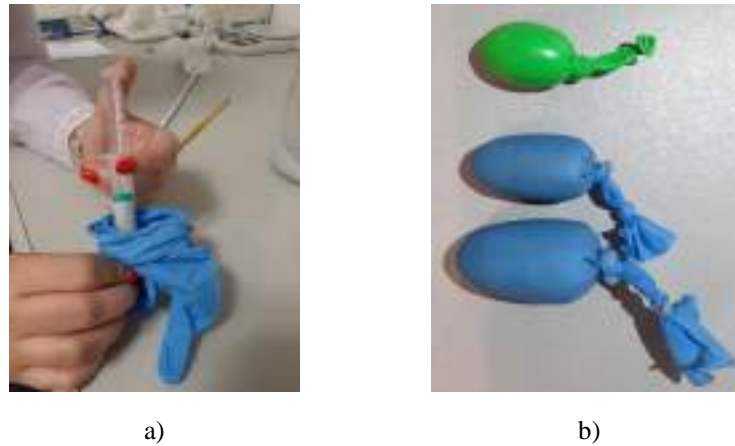


Fig 3.69. Modelos de tumor: a) llenado del modelo; b) modelos de tumor

Los modelos de mama que se han presentado simulan tres tipos de mama que se clasifican como alta densidad mamaria, media densidad mamaria y baja densidad mamaria. Para acercarnos un poco más a la realidad y fabricar un modelo más realista se proponen modelos de varias capas. Como se puede ver en la figura 3.70 la mama está compuesta por dos tejidos principales que son la grasa y los lóbulos que forman en conjunto la glándula mamaria, que es dónde se puede producir la formación de un tumor.

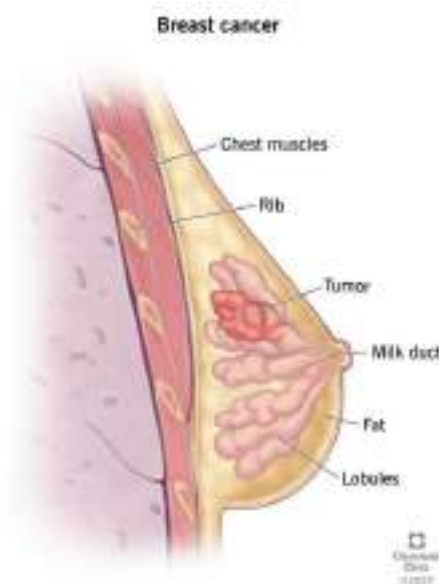


Fig 3.70. Morfología mama con tumor [3.39].

Basando los modelos de varias capas en la morfología mostrada en la imagen anterior se van a fabricar dos modelos de mama con varias capas. El primero de ellos se realizará con dos capas, donde la primera o capa exterior simulará la piel y la segunda o capa interior simulará la glándula mamaria. En el segundo modelo se realizarán tres capas, una primera capa exterior simulando la piel, una segunda capa intermedia simulando la grasa y una tercera capa interior simulando la glándula mamaria. Los tumores para realizar las pruebas se incluirán en el material que simula la glándula, siguiendo el esquema realista de la figura 3.70. En cuanto a los materiales y técnicas utilizadas para fabricar estos modelos serán las mismas que las utilizadas para los modelos anteriores de una capa. Es decir, se utilizan las mezclas de alta densidad, media densidad y baja densidad que simularán la glándula mamaria, la piel y la grasa. Las propiedades dieléctricas de los tres modelos de mama utilizados no coinciden exactamente con las de piel, grasa y glándula, pero sí que están en un orden similar, tal y como se puede ver en la tabla 3.12, donde se muestran los valores de constante dieléctrica para 3 GHz de la base de datos de la fundación IT'IS [3.2] recogidas sobre muestras reales frente a los datos a 3 GHz obtenidos con la sonda coaxial sobre los modelos desarrollados. Esta diferencia no es demasiado importante para nuestro objetivo de desarrollar modelos realistas con varias capas, máxime teniendo en cuenta la importante variabilidad de los datos reales, que difieren mucho de unas pacientes a otras.

@3 GHz	Piel	Grasa Mamaria	Glándula mamaria
Base de datos	37.50	5.04	56.40
	Media densidad	Baja densidad	Alta densidad
Sonda	28.99	15.57	40.48

Tabla 3.12. Comparación datos reales frente a las medidas de los modelos.

Para poder realizar estos modelos se han diseñado con Inventor y fabricado con impresora 3D los tres moldes de la figura 3.71 que darán forma a las diferentes capas. El grande tiene un radio interior de 52.5 mm y un volumen de 520 mL, el mediano tiene un radio de 43.5 mm y un volumen de 321 mL, y por último el pequeño tiene un radio de 31 mm y un volumen de 138 mL. No son completamente semiesféricos, están compuestos por una semiesfera y un cilindro de 25 mm de alto.

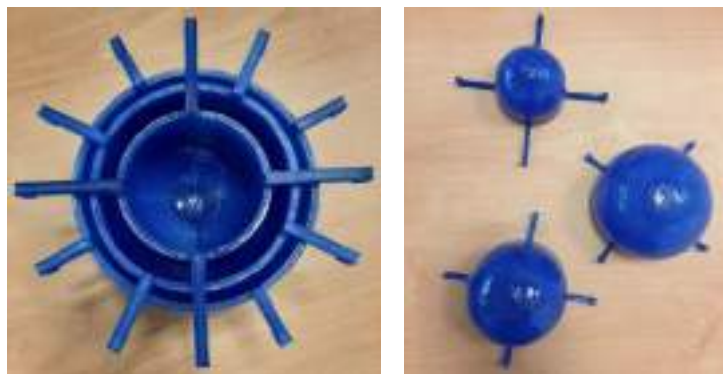


Fig 3.71. Moldes diseñados para las diferentes capas del modelo de mama.

Para el primer modelo, formado por dos capas, se utiliza únicamente el molde grande y el pequeño, que hará de contra molde. En primer lugar se fabrica la capa exterior que simula la piel. Para ello se recubre el interior del molde grande y el exterior del molde mediano con papel film y se encajan, como se puede ver en la figura 3.72 a) y figura 3.72 b), respectivamente. Adicionalmente, se extiende un poco de aceite de girasol sobre el exterior del molde mediano para que después se pueda extraer con facilidad. En la figura 3.72 c) se muestra cómo ha quedado el modelo de piel ya endurecido. Este modelo de piel tiene 5 mm de grosor, dejando un diámetro interior de 95 mm. A continuación, se vierte el material aún líquido de la segunda capa sobre la primera capa, que ya está sólida, cuando las temperaturas son similares (figura 3.72 d) y se dejan endurecer para poder realizar las medidas (figura 3.72 e). Una vez que se han realizado las medidas se desmolda el modelo, figuras 3.72 f) y g), y se corta por la mitad para comprobar que es homogéneo y que las capas están bien definidas y separadas (figura 3.72 h). Las roturas que se ven en las figura 3.72 g) y h) se deben a la inserción de los modelos de tumores durante la medida.

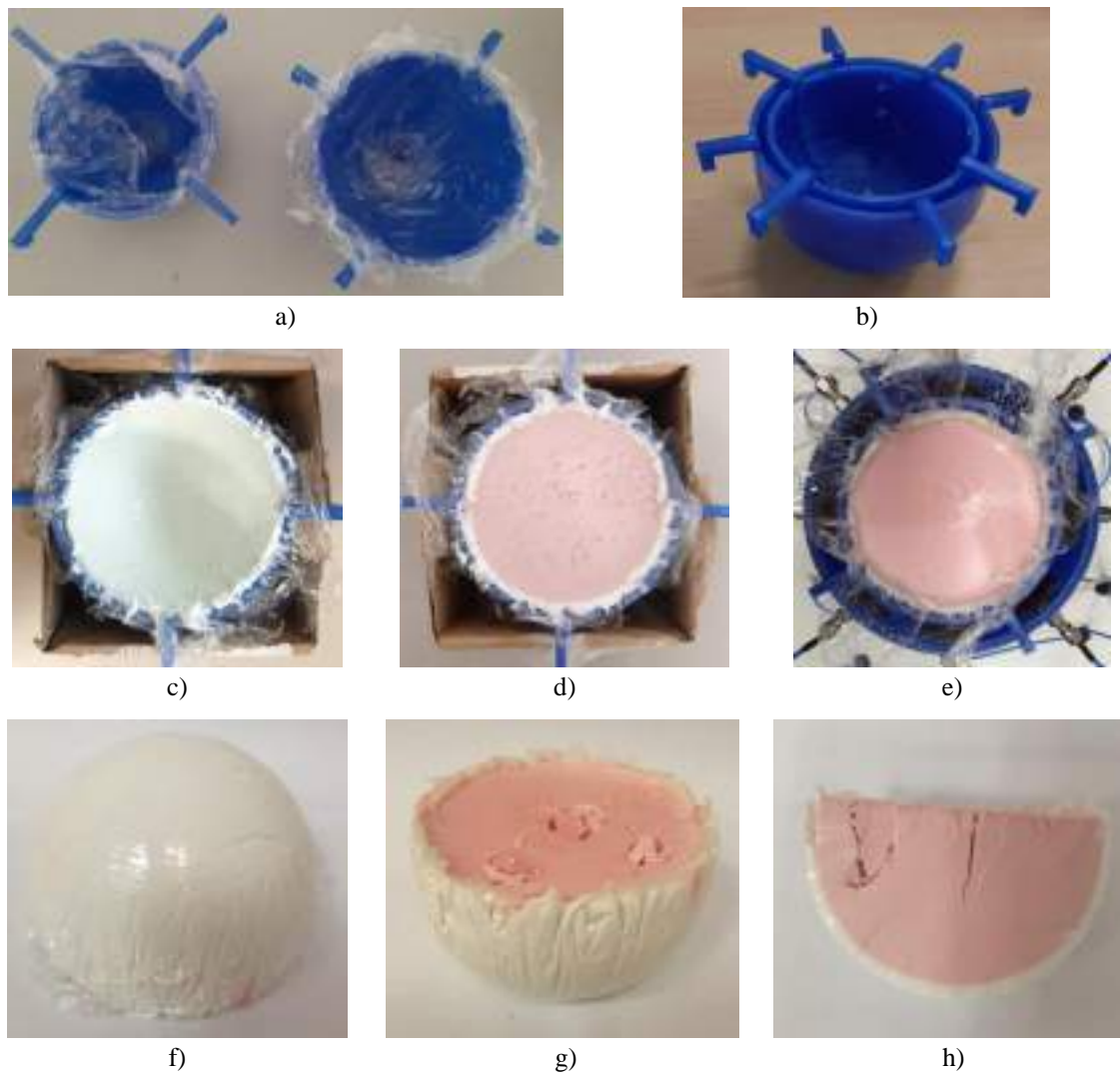


Fig 3.72. Modelo de dos capas: a) molde y contra molde utilizados y cubiertos por papel film, b) disposición de los moldes para la fabricación de la primera capa, c) primera capa endurecida, d) segunda capa líquida vertida sobre la primera capa, e) modelo en el sistema con las dos capas sólidas, f) modelo de mama desmoldado, vista boca abajo, g) modelo de mama boca arriba, h) corte del modelo de mama.

En cuanto al proceso de fabricación del modelo de tres capas es igual al presentado para dos capas pero esta vez utilizando los tres moldes de la figura 3.71. Este modelo simula las tres capas que se encuentran en una mama siguiendo el esquema de la figura 3.70. En este caso, se ha utilizado como peso para los moldes un globo lleno de agua, de forma que el material líquido no empuja el contra molde hacia arriba. En las figuras 3.73 a), b) y c) se muestra la fabricación de las tres capas paso a paso. En la figura 3.73 d) se muestra el modelo desmoldado después de realizar medidas sobre él, por eso se puede ver alguna rotura. En la figura 3.73 e) el modelo se ha cortado por la mitad para comprobar que es homogéneo y que las capas quedan perfectamente definidas. La primera capa que simula la piel tiene un grosor de 5 mm como en el modelo anterior, la segunda capa que simula la grasa tiene un grosor de 12.5 mm y la tercera capa, que simula la glándula, tiene un diámetro de 70 mm.

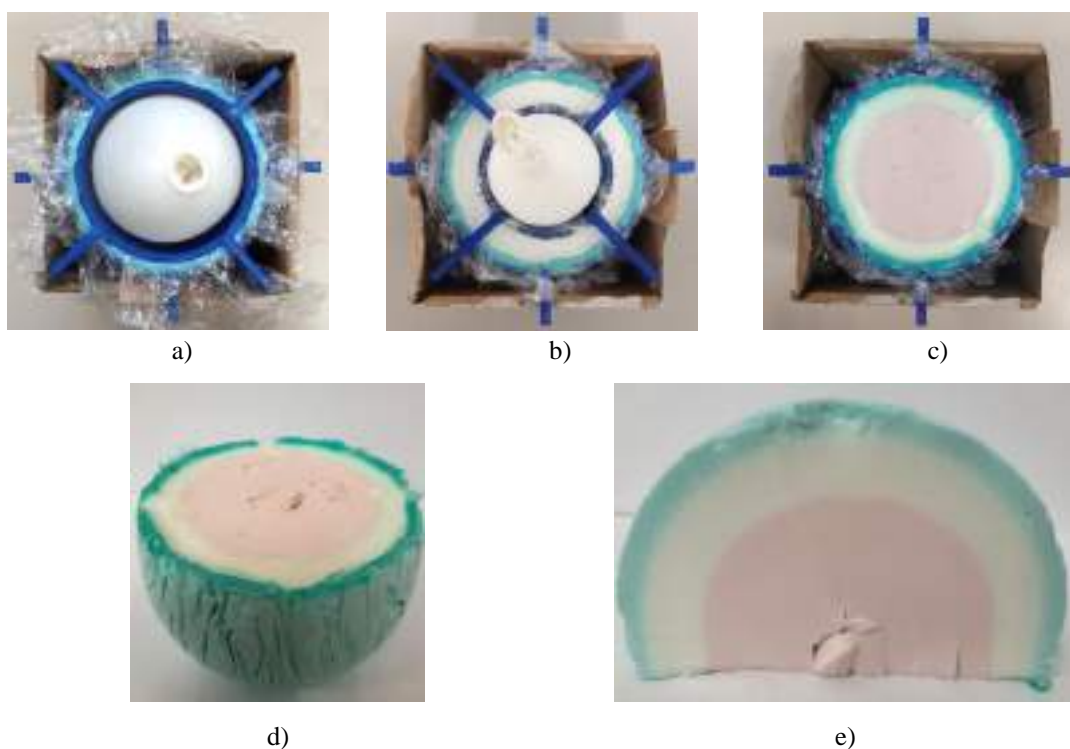


Fig 3.73. Modelo de tres capas: a) fabricación primera capa; b) fabricación segunda capa; c) fabricación tercera capa; d) modelo de mama desmoldado visto boca arriba; e) corte del modelo de mama.

3.2.2.4 Resultados

En este apartado se muestran los resultados obtenidos con el sistema de medida presentado en los subapartados anteriores. Para ello se han utilizado en primer lugar unos modelos de calibración metalizados y después se han realizado medidas sobre los modelos biocompatibles de una capa, dos capas y tres capas. En estos modelos se han insertado distintos artefactos, tanto metálicos como modelos biocompatibles de tumor, para poner a prueba el sistema en la detección de objetos extraños dentro de los materiales.

1) Modelos de calibración

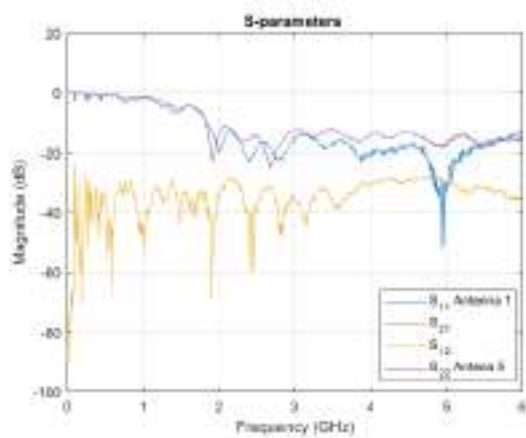
Las primeras medidas que se realizan con el sistema son medidas de calibración en las que se utilizan dos modelos del soporte de la mama fabricados con PLA y metalizados en su superficie exterior. Estos modelos se han desarrollado con la ayuda del profesor Héctor García Martínez. Con estos modelos se obtiene una reflexión clara en la señal recibida y por lo tanto es más sencillo calibrar el sistema. Los modelos utilizados son los que se muestran en la figura 3.74, que se sitúan justo en el centro del sistema de antenas. El modelo de la figura 3.74 a) se sitúa a 36 mm de las antenas, mientras que el modelo de la figura 3.74 b) a 30 mm de las antenas.



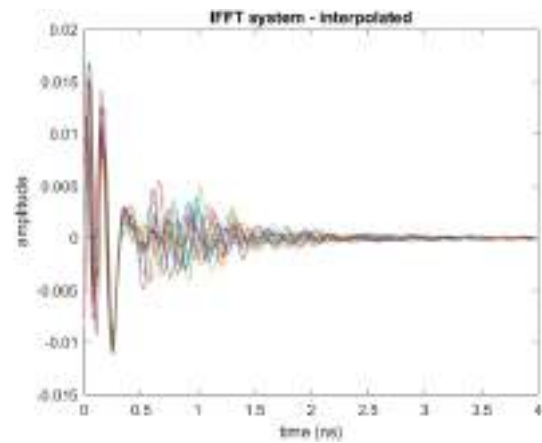
Fig 3.74. Modelos metalizados: a) modelo pequeño; b) modelo grande.

El primer paso es realizar las medidas sobre el modelo pequeño que queda a 36 mm del primer anillo de antenas. La señal recibida por las antenas es de gran intensidad y es debida a la reflexión producida en el modelo para la transmisión de cada una de las antenas. Estos valores de intensidad de reflexión recibidos por cada una de las antenas, que son diferentes entre sí, se normalizan y el valor de normalización para cada antena se guarda para utilizarlo en el procesamiento de las posteriores medidas que se realicen con el sistema. En la figura 3.75 se muestran los resultados obtenidos de la medida realizada con el modelo pequeño. En primer lugar, en la figura 3.75 a), se muestran los parámetros S obtenidos para un par de antenas en dB. Este tipo de señales son las que se recogen en el sistema, los parámetros S_{11} y S_{22} representan la reflexión de las antenas (en el caso que se muestra son las antenas 1 y 5), mientras que los parámetros idénticos S_{12} y S_{21} representan los parámetros de transmisión entre las antenas. Seguidamente, en las figuras 3.75 b), c) y d) aparecen la transformada inversa de Fourier interpolada de los parámetros S_{11} de las 16 antenas cuando: se procesan las reflexiones producidas en el sistema (sin el modelo de calibración), se procesan las reflexiones producidas una vez colocado el modelo de calibración en el sistema y la resta o diferencia de estas dos situaciones. Con esta diferencia se obtiene una mejor respuesta, ya que se elimina parte de las reflexiones indeseadas producidas dentro del sistema. Cabe destacar que el eje de tiempos representa el tiempo de vuelo de la señal, es decir, el tiempo que tarda la señal en ir y volver hasta la antena correspondiente. A continuación, en la figura 3.75 e), se aplica un enventanado de Hamming al valor absoluto de la diferencia obtenida, ya que de esta forma se puede interpretar con mayor claridad la posición de la reflexión producida por el modelo

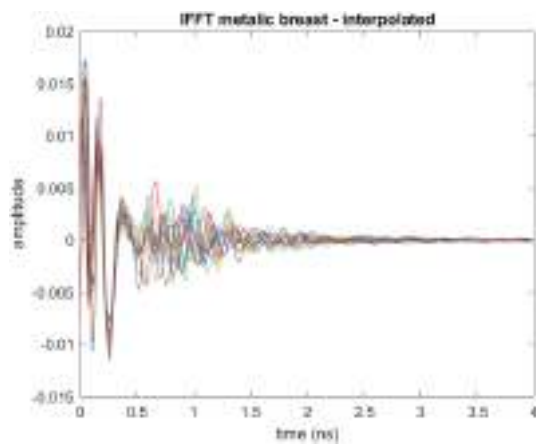
metálico. Para una mejor interpretación, estas mismas señales se representan en una gráfica de colores que muestra la intensidad de la reflexión, figura 3.75 f). En la última de estas imágenes, la figura 3.75 g), se representa la señal de reflexión debida al modelo de mama metálico por anillos, siguiendo la disposición espacial de las antenas. En esta figura se ha añadido un marcador para conocer el valor en distancia de la reflexión debida al modelo metálico en las antenas del primer anillo, obteniendo un valor de 36.23mm, que coincide de forma muy precisa con la distancia real (36mm).



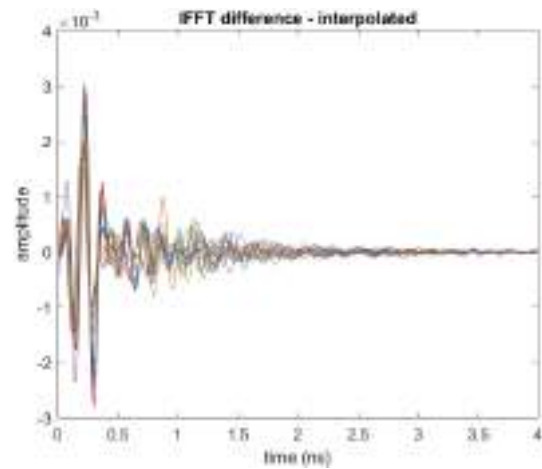
a)



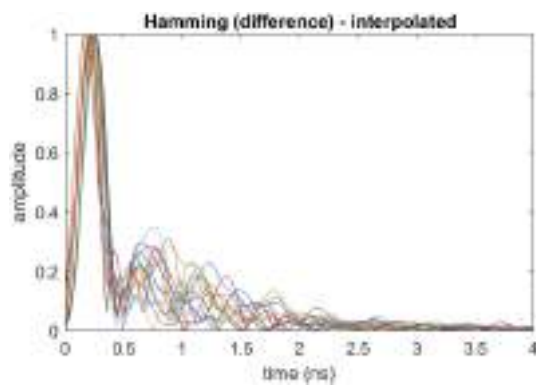
b)



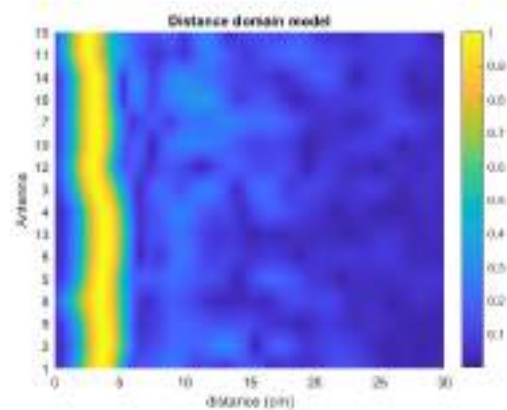
c)



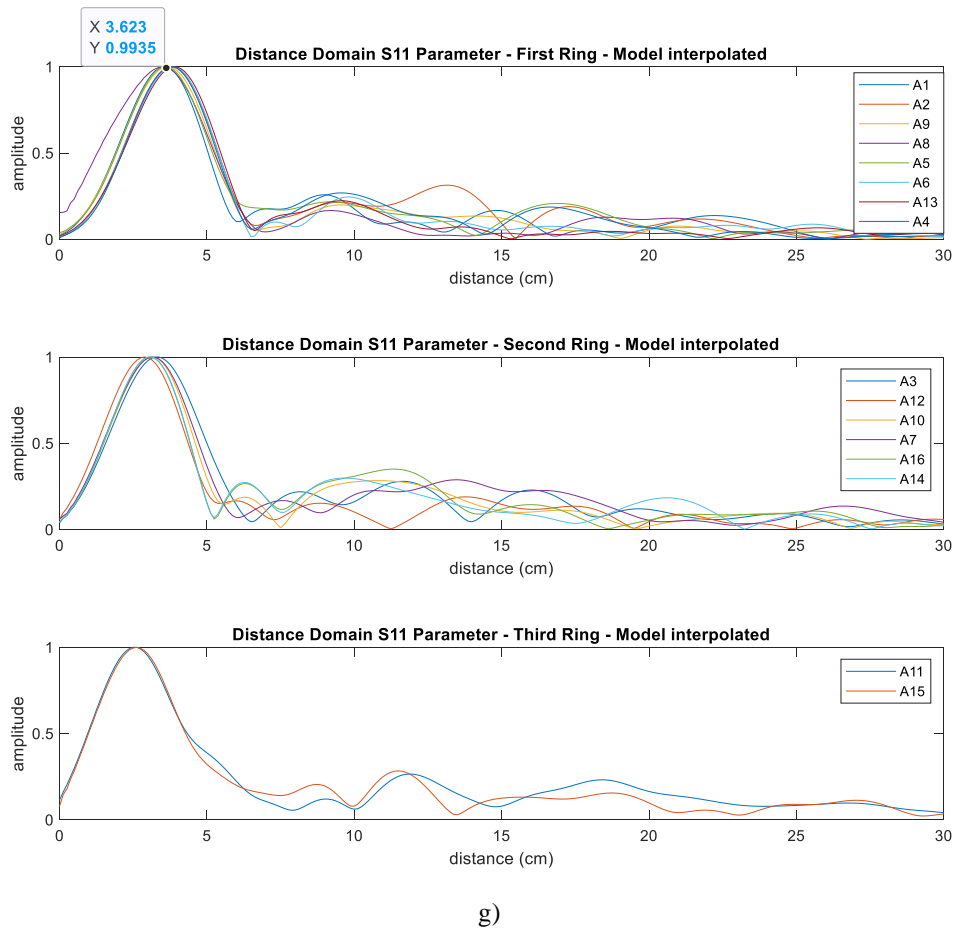
d)



e)



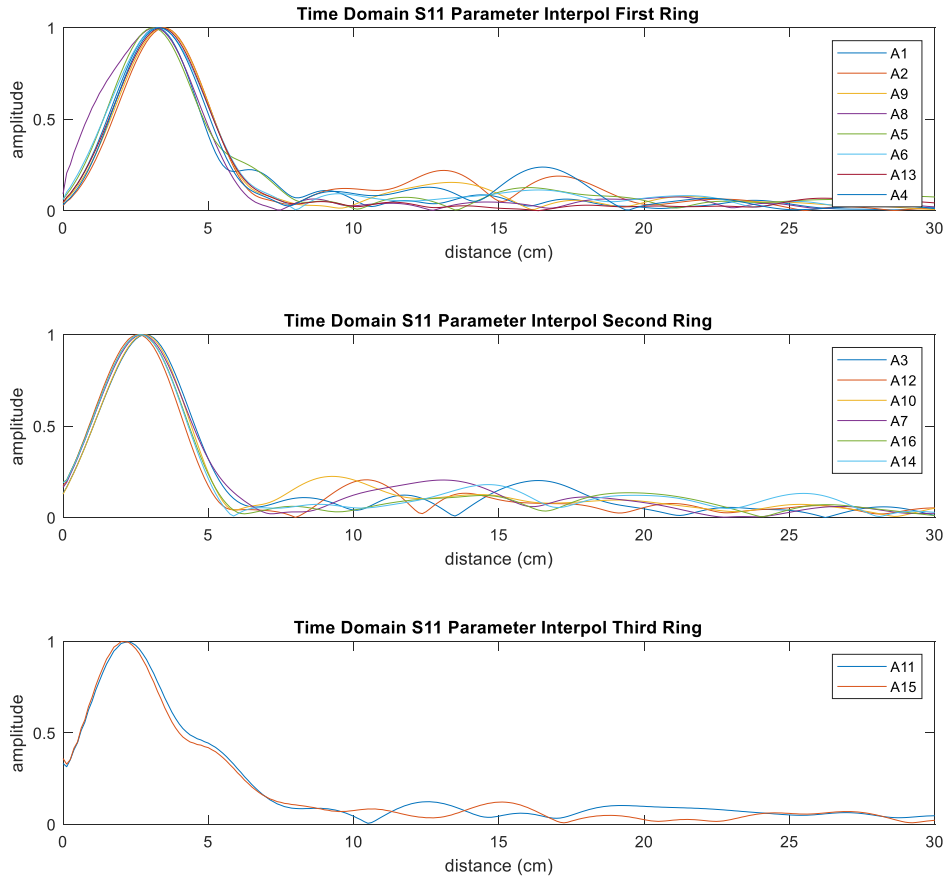
f)



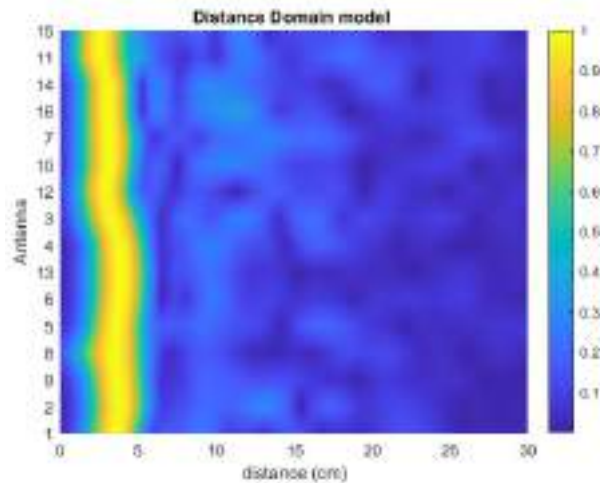
g)

Fig 3.75. Resultados de la medida del modelo metalizado pequeño con separación de 36 mm a las antenas del primer anillo: a) parámetros S recogidos de un par de antenas; b) transformada inversa de Fourier de las reflexiones en el sistema; c) transformada inversa de Fourier de las reflexiones en el modelo; d) diferencia entre b y c; e) diferencia aplicando valor absoluto y enventanado de Hamming; f) diferencia aplicando color por intensidad de señal; g) señales de las antenas en distancia por anillos.

El mismo procedimiento para comprobar que se cumplen las distancia y los niveles de recepción de las antenas se realiza para el segundo modelo metalizado, donde el modelo queda en este caso a 30 mm del primer anillo de antenas. En la figura 3.76 se adjuntan las gráficas obtenidas de las reflexiones de las antenas por anillos y de la representación en color de la intensidad de la reflexión de cada una de las antenas. La distancia a la que se encuentra el modelo obtenida con las medidas es aproximadamente 32 mm, un poco más grande que la real pero dentro del error que cometemos en la obtención de las distancias, que para la frecuencia de interpolación utilizada (60 GHz) se sitúa en 2.5 mm.



a)



b)

Fig 3.76. Modelo metalizado grande; a) resultado en dominio de la distancia por anillos de antenas; b) representación en color de la intensidad de la reflexión de las antenas.

Una vez calibrado y ajustado el sistema con los modelos metalizados, se estudian los resultados obtenidos de medidas realizadas con los modelos de mama fabricados que se han presentado anteriormente. Se han realizado 3 modelos de mama de una sola capa con diferentes densidades (alta, media y baja) y dos modelos más complejos y realistas con dos y tres capas de material, mostrados en las figuras 3.68, 3.72 y 3.73, y se insertan

en ellos los tumores de la figura 3.69 y un objeto metálico (tornillo de métrica 4 de 40 mm de longitud).

2) Modelo de mama de densidad baja

En primer lugar, se realizan medidas con el modelo de baja densidad y baja permitividad dieléctrica puesto que es el más sencillo de todos los implementados para evaluar el sistema. Este modelo es el que se muestra en la figura 3.68 c).

Es importante comentar la metodología seguida con todos los modelos de mama para realizar las medidas. En primer lugar se realiza una medida del sistema en vacío, es decir, donde solo están las antenas. Esta primera medida es muy importante para usarla como calibración. Después se realiza la primera medida sobre el modelo de mama solo, sin insertar ningún modelo de tumor. Media hora antes de realizar esta medida se saca el modelo de la nevera. A continuación, realizando una pequeña incisión en el modelo, se realizan tres medidas diferentes insertado un tornillo de forma consecutiva en tres posiciones en el siguiente orden: en el centro, enfrente de la antena 1 y enfrente de la antena 9. Finalmente, se han realizado en estas mismas posiciones medidas con modelos de tumor de 2, 4 y 6 mL de volumen. Para ello, en primer lugar se realizan todas las medidas en la antena 1, luego todas las medidas en la antena 9 y finalmente todas las medidas en el centro. Esto lleva a que tengamos que extraer parte del material biocompatible del modelo de mama para insertar el modelo de tumor, y después de realizar la medida en dicha posición volver a rellenar ese orificio con el material extraído.

a. Tornillo en la antena 1.

La primera medida que se realiza sobre este modelo es colocando el tornillo en la antena 1 (figura 3.77). Puesto que se trata de un objeto metálico en el que se debe producir una gran reflexión, es un método sencillo para determinar que el sistema es capaz de ver un objeto extraño dentro del modelo.

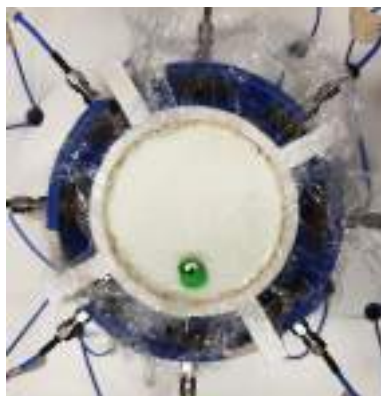


Fig 3.77. Modelo de baja densidad con un tornillo enfrente de la antena 1.

Para poder interpretar correctamente los resultados en este modelo y en los siguientes se añade a continuación como recordatorio la disposición de las antenas por anillos (figura 3.78).

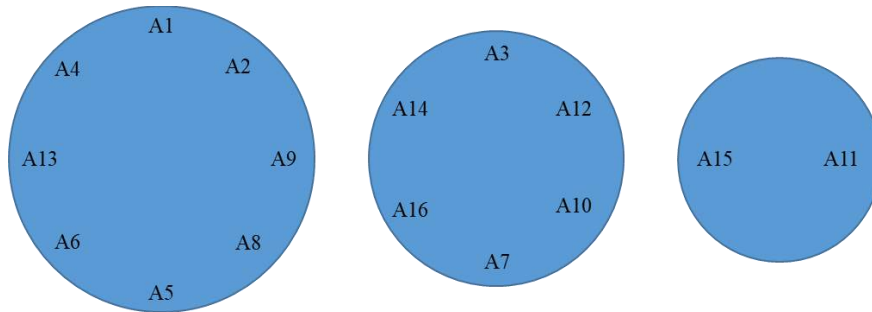
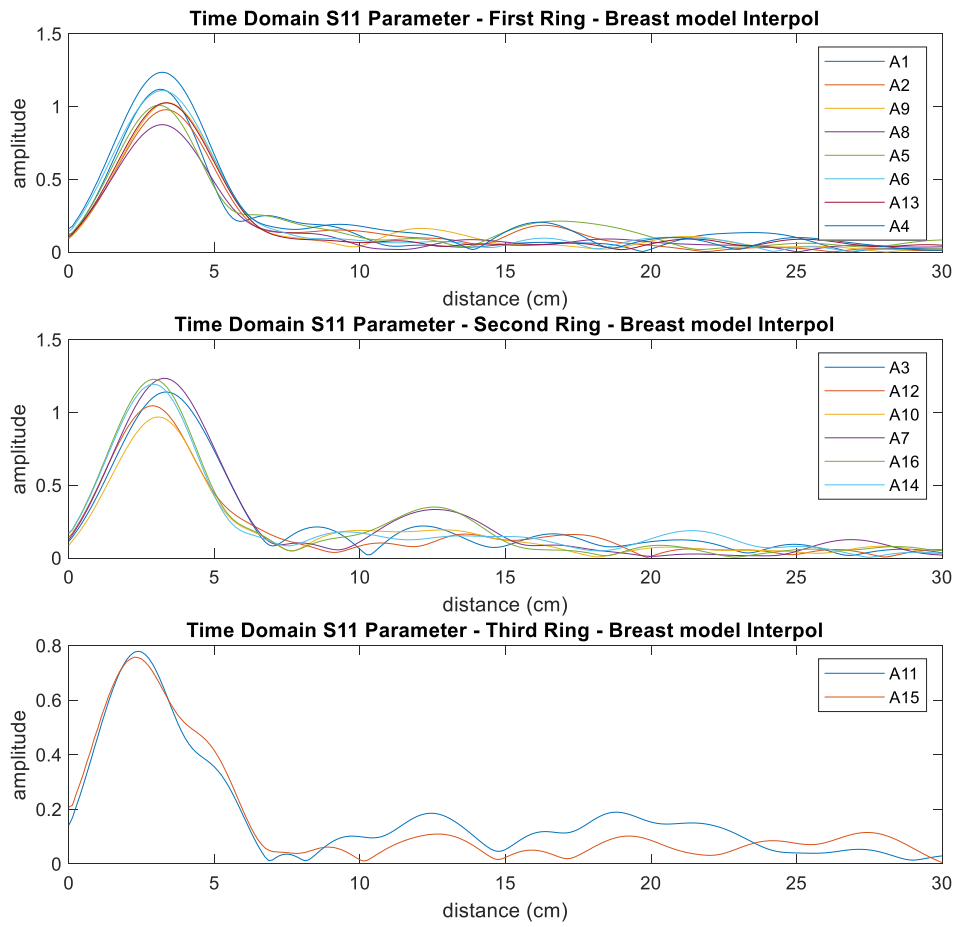
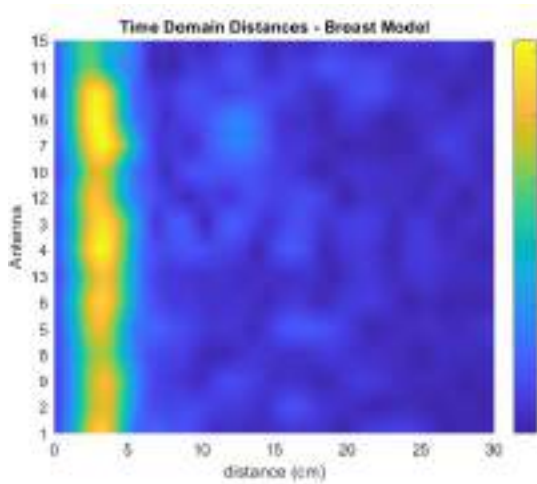


Fig 3.78. Disposición de las antenas por anillos.

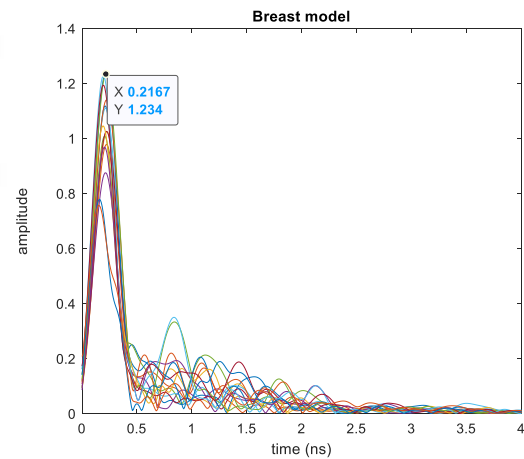
A continuación, se exponen los resultados obtenidos con las medidas realizadas sobre este modelo. En primer lugar, en la figura 3.79 se representan los resultados obtenidos del contorno de la mama para el modelo (sin insertar ningún elemento). Esta reflexión representa el recorrido de la onda desde la antena hasta el material, por lo tanto como la onda está viajando prácticamente por el vacío, las señales las representamos en distancia aplicando la velocidad en el vacío, aunque sería igual de válido ver el resultado en el dominio temporal. Con la medida del contorno podemos establecer un límite de dónde empieza la mama y después en las medidas con objetos identificar las reflexiones teniendo en cuenta ese límite. También este método ayuda a observar si alguna de las antenas no está funcionando correctamente. Como se puede ver en la figura 3.79 a) los tres anillos de antenas ven la mama con una fuerte reflexión, que queda representada por colores en la figura 3.79 b). En la figura 3.79 c) se han superpuesto las reflexiones en los tres anillos para determinar un punto aproximado de la posición de la mama en el dominio del tiempo, ya que es en este dominio temporal como se representarán las imágenes de las medidas de artefactos. Con esta figura se establece que el contorno de la mama está en 0.21 ns aproximadamente. Recordar en este punto que el tiempo representado es el tiempo de vuelo, que es el doble del tiempo que tarda la onda en llegar hasta el objeto. Teniendo en cuenta este hecho, el tiempo que tarda la onda en llegar al contorno del modelo de mama es 0.105 ns.



a)



b)



c)

Fig 3.79. Contorno modelo de mama: a) contorno de la mama por anillos en el dominio de la distancia; b) contorno de la mama dominio de la distancia en imagen; c) contorno de la mama en dominio temporal.

En la figura 3.80 se presenta el resultado de las reflexiones obtenidas, una vez eliminado el efecto del borde de la mama, por anillos y con la imagen en color generada con las intensidades de los pulsos de la medida del tornillo en la antena 1.

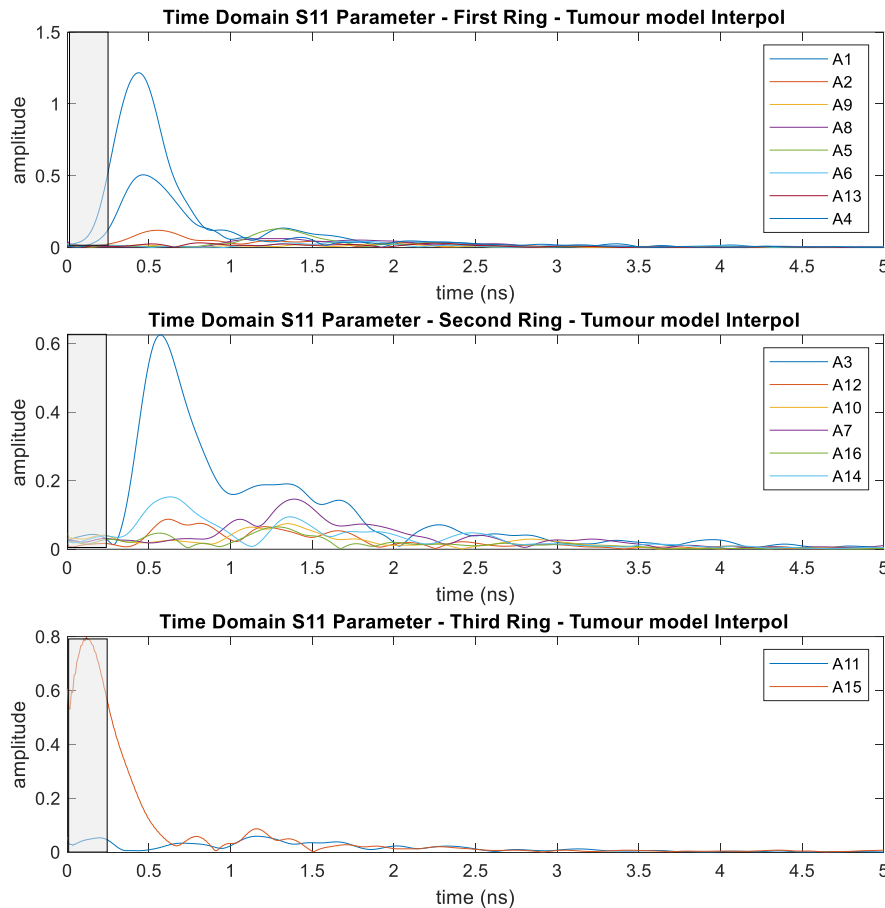


Fig 3.80. Medida con un tornillo en la antena 1, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

Como se puede ver, en la figura 3.80 a) se ha sombreado la parte de la gráfica que pertenece a las reflexiones del exterior de la mama teniendo en cuenta los 0.21 ns que se ha marcado en la figura 3.79 c). De esta forma se puede ver que la antena 15 tiene algún problema porque aparece una reflexión muy notable en un tiempo que es anterior al del contorno del modelo de mama. En la figura, se puede observar que la antena 1 es la que detecta el objeto con una reflexión de mayor intensidad. En ese mismo anillo las antenas 4 y 2, que se encuentran a los lados de la antena 1, son las siguientes en detectar el tornillo con mayor intensidad pero un poco más tarde. En cuanto al segundo anillo, la antena número 3, antena que queda justo debajo de la 1, es la que detecta con mayor intensidad la reflexión producida por el tornillo. Finalmente, hay que destacar que la antena 5, que es la antena enfrentada a la antena 1, pese a que detecta el tornillo mucho más tarde que las antenas más cercanas lo detecta con una mayor intensidad. Se baraja la hipótesis de que este efecto es debido al diagrama de radiación de las antenas en el sistema, que se ve focalizado hacia el material biológico. Como se puede observar en la figura, las

reflexiones de cada antena tienen un valor de intensidad diferente, esto es debido a que la recepción de las antenas se iguala en intensidad en el proceso de calibración, pero en las medidas de los modelos cada antena “ve” los artefactos a una distancia determinada y la onda recorre más o menos material biocompatible. Los pulsos que recorren más distancia dentro de la mama son más pequeños en intensidad por el efecto de la absorción del material y más anchos debido a la dispersión de las propiedades dieléctricas del material que forma el modelo de mama.

En la tabla 3.13 se muestran los tiempos en nanosegundos en los que cada antena ve las reflexiones resumiendo todo lo expuesto anteriormente. Al realizar este análisis se ha visto que no se puede determinar con seguridad el punto de reflexión en las antenas 9 y 13, que son las que forman 90° con la antena 1. En verde se han marcado las antenas más cercanas al objeto y en rojo las antenas que quedan en el lado opuesto al objeto.

Primer anillo				Segundo anillo				Tercer anillo	
A1	0.44	A9	-	A3	0.57	A10	1.25	A15	-
A2	0.55	A6	1.75	A12	0.73	A7	1.39	A11	1.15
A4	0.46	A8	1.26	A14	0.62				
A13	-	A5	1.29	A16	1.27				

Tabla 3.13. Tiempo de detección de cada antena por anillos en ns.

Finalmente, se adjunta, en la figura 3.81, la imagen en color de la intensidad de las reflexiones de cada una de las antenas. En esta imagen se observa como visualmente la mayor intensidad en la reflexión producida por la presencia del tornillo se muestra cerca de la antena número 1. También se aprecia claramente la presencia de la reflexión producida en las antenas 3 y 4. Finalmente, comentar que la imagen está representada a partir de 0.2 ns, que es la región de interés ya que es donde se sitúa el interior de la mama. Por otro lado, puesto que la antena 15 no funcionaba correctamente, su aportación ha sido eliminada de la imagen.

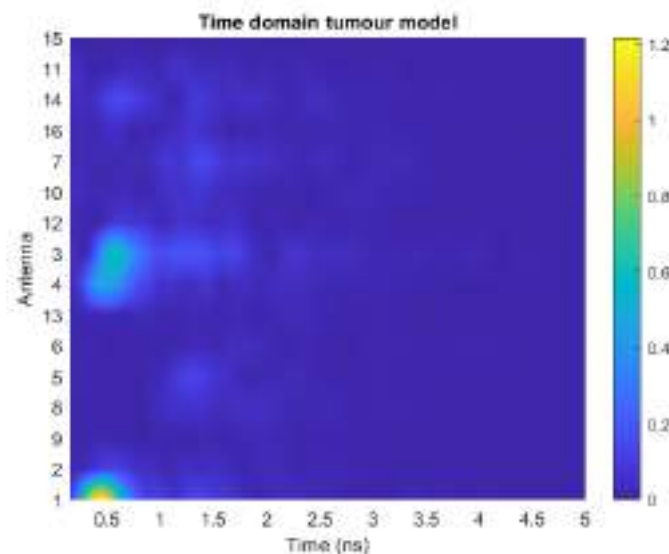


Fig 3.81. Imagen de las reflexiones producidas en cada antena.

b. Modelo de tumor mediano en la antena 9.

En este caso se realiza una medida del modelo de tumor mediano (4 ml de volumen, figura 3.69) colocado frente a la antena 9. En la figura 3.82 se muestran las reflexiones producidas por la presencia de este elemento en las antenas.

Al igual que en el caso anterior, de esta imagen se puede deducir que la antena 15 sigue sin funcionar correctamente para este ejemplo ya que su reflexión se produce en el espacio temporal anterior al modelo de mama. En cuanto al resto de antenas se puede concluir que la antena que con mayor intensidad puede detectar el tumor es la antena 9, pero con menor intensidad que en el caso anterior en el que se incluía un metal. Esto es debido a que el material del que está hecho el modelo de tumor no es tan reflectivo como el tornillo. De todas formas se puede ver como las antenas alrededor de la antena 9 detectan el artefacto con más intensidad que el resto. Además, sobre los 1.5 ns la antena 13, que es la opuesta a la 9, ve el tumor también de forma notable. En cuanto al segundo anillo, los niveles de reflexión son menores debido a que la señal tiene que atravesar más material, pero las antenas 12 y 10, que son las más cercanas al tumor, reciben la reflexión con mayor intensidad. Finalmente, añadir que se pueden ver unas reflexiones iniciales debidas a algún problema relacionado con la resta del modelo de mama que se realiza con el algoritmo utilizado.

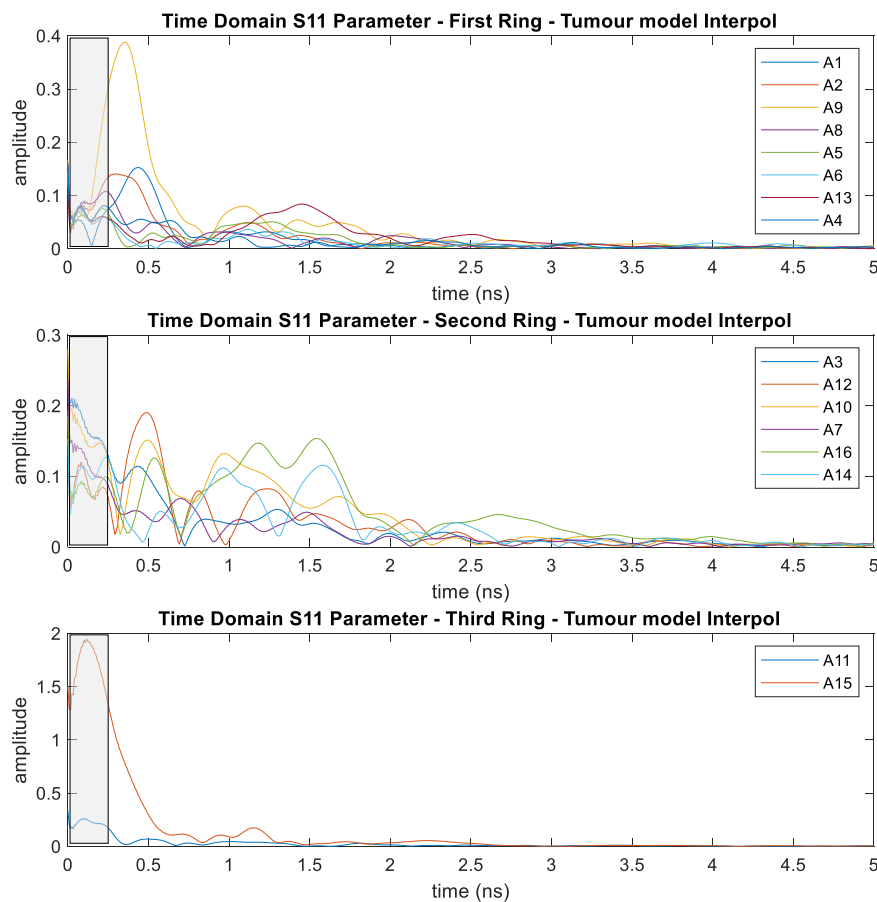


Fig 3.82. Medida con un tumor mediano en antena 9, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

c. Modelo de tumor pequeño en la antena 1.

Con objetivo de poner a prueba la capacidad del sistema se prueba con el modelo de tumor más pequeño, de 2 ml de volumen. Para realizar esta medida se inserta el modelo frente a la antena 1. En la figura 3.83 se muestran las reflexiones recogidas por las antenas debidas a la presencia de este modelo de tumor dentro de la mama.

De la figura se puede extraer que, como en el caso anterior, las reflexiones son más pequeñas que con el tornillo. En el caso en el que se insertaba un tornillo la amplitud del pulso era de aproximadamente 1.2 unidades mientras que en este caso es de 0.25. La antena 1 es la que presenta una respuesta más clara en el primer anillo; también la antena 4 de este anillo lo detecta con menos intensidad y un poco más tarde. En cuanto al segundo anillo, la antena 3 detecta el tumor con mayor intensidad ya que es la que está más cerca. Hay que destacar que las antenas 5 y 7 (antenas opuestas) ven las reflexiones muy claras pese a la absorción del material.

Por otro lado, en la figura 3.84 se representa la gráfica de las reflexiones en color con las antenas ordenadas. En esta gráfica el inicio está en el borde de la mama y se ha eliminado la antena 15 por el problema detectado en la figura anterior.

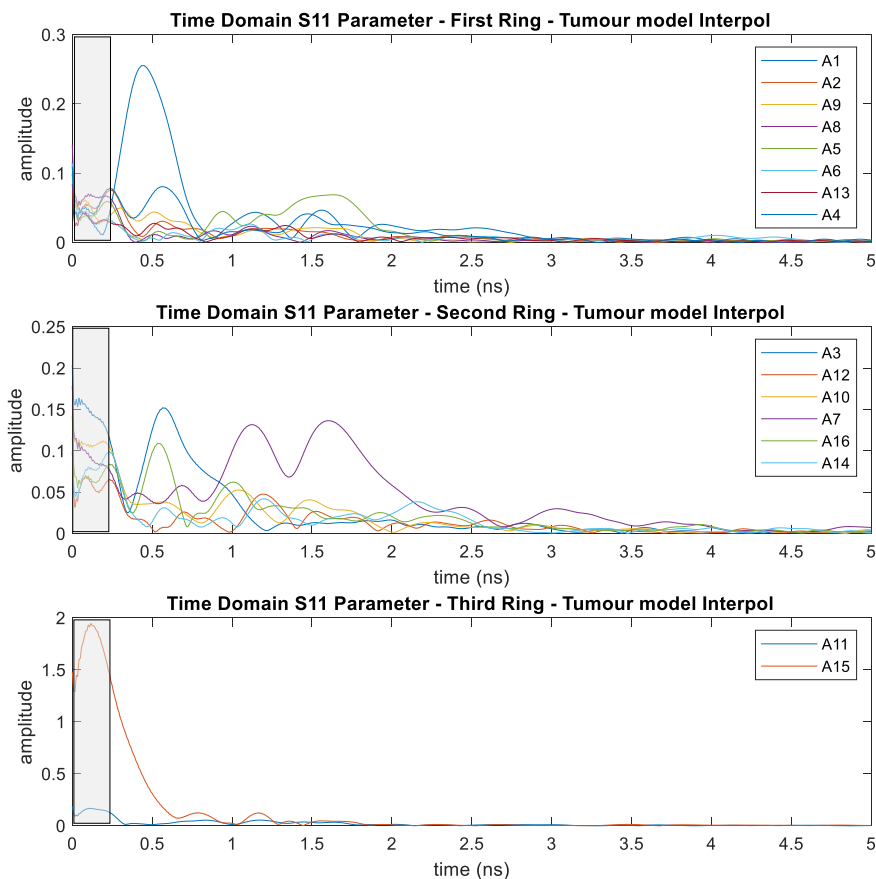


Fig 3.83. Medida con un tumor pequeño en antena 1, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

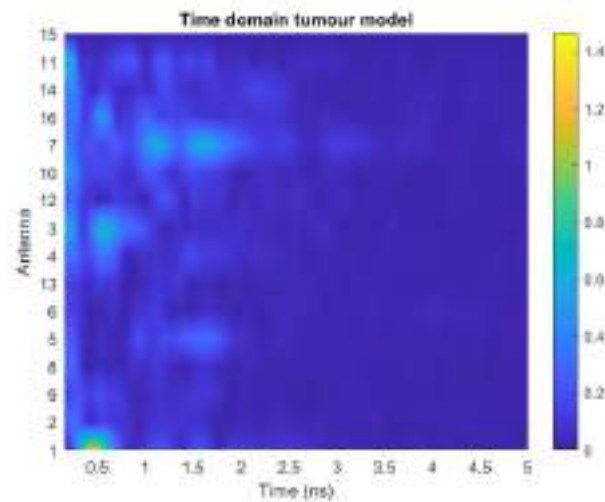


Fig 3.84. Imagen de las reflexiones producidas en cada antena.

d. Tornillo en el centro del modelo.

Para poner a prueba el sistema de nuevo, se comienza a realizar medidas incluyendo un tornillo en el centro. Esta prueba incrementa la dificultad ya que las ondas deben atravesar todo el material para llegar hasta el centro del modelo.

En la figura 3.85 se muestran las reflexiones obtenidas por anillos como en los casos anteriores. El resultado es muy satisfactorio ya que todas las antenas detectan el tornillo más o menos al mismo tiempo y además con reflexiones muy claras pero notablemente más alejadas que en los casos anteriores. Hay que destacar que las antenas del segundo anillo también tienen una reflexión muy clara pero con pulsos más ensanchados debido a que la onda atraviesa más material. A esta figura también se le ha incluido la zona sombreada que indica la parte temporal que queda fuera de la mama. Gracias a ello se puede ver que el problema en la antena 15 sigue persistiendo, sin embargo esta vez la antena 11 detecta de forma muy clara la presencia del tumor con una intensidad parecida al resto de antenas.

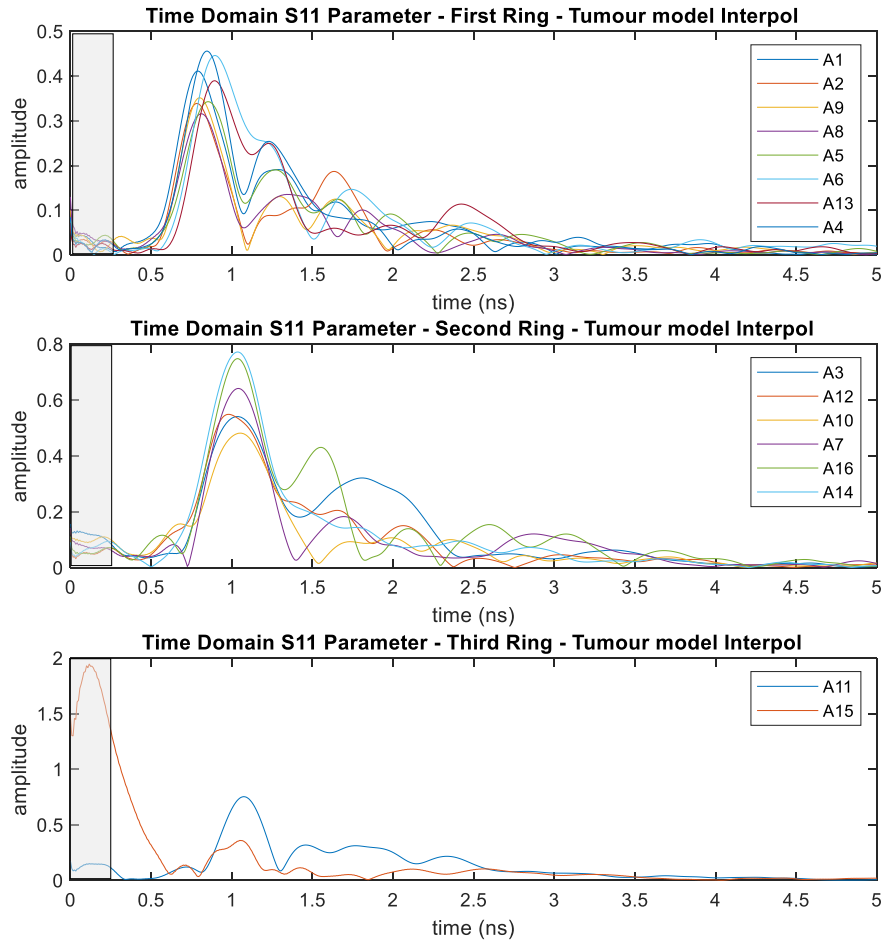


Fig 3.85. Medida con un tornillo en el centro, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

En esta medida, se añade la figura 3.86 con la imagen de color por intensidad de reflexión eliminando la zona exterior de la mama, además se ha quitado la antena 15 por su mal funcionamiento. En la imagen se puede ver el efecto comentado en la figura anterior donde todas las antenas detectan el tornillo aproximadamente al mismo tiempo, creando en esta imagen una banda vertical amarilla.

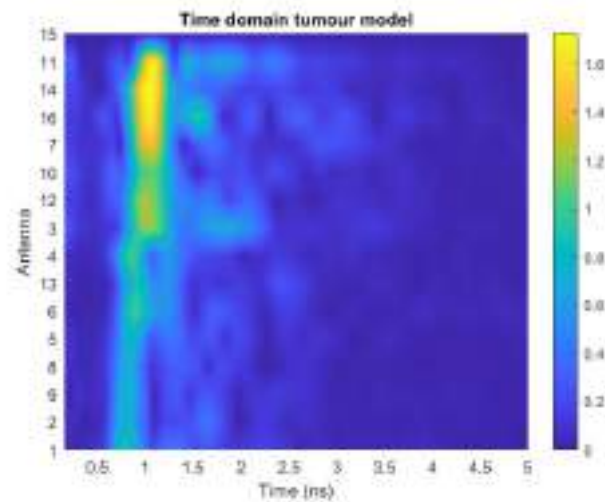


Fig 3.86. Imagen de las reflexiones producidas en cada antena.

e. Modelo de tumor grande en el centro.

En este último caso, dentro del modelo de baja densidad se ha incluido el modelo de tumor grande de 6 mL de volumen (figura 3.87). Al igual que en el caso anterior, donde se incluía el tornillo en el centro del modelo y todas las antenas detectan el objeto al mismo tiempo, esta vez se espera una respuesta similar pero con señales más débiles.

En la figura 3.88 se añade las medidas de las reflexiones por anillos como en los casos anteriores. En este caso la respuesta obtenida es muy ruidosa debido a los defectos que tenemos en el modelo de mama (marcados con círculos rojos en la figura 3.87), ya que éste ha sido reutilizado en las medidas anteriores de los tornillos y los otros modelos.

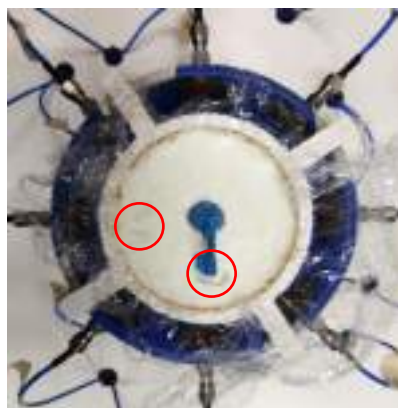


Fig 3.87. Modelo de mama con tumor en el centro e imperfecciones en dos lados.

Como se puede ver en el primer anillo en la figura 3.88, estas imperfecciones provocan reflexiones en las antenas 1 y 9, en esta última se aprecia claramente, ya que están más cercanos los defectos que el propio tumor. También estas reflexiones producidas por las imperfecciones se ven trasladadas al segundo anillo en las antenas 7, 12 y 10. En cuanto al efecto producido por la presencia del tumor, en el segundo anillo es

mucho más claro obteniendo reflexiones en todas las antenas sobre los 1.2 ns. Este desplazamiento temporal puede ser debido a las reflexiones producidas por los defectos. La gran cantidad de reflexiones probablemente hará que en los modelos más complejos o con mayor absorción no sea posible detectar de forma sencilla el modelo de tumor en el centro. Finalmente, se sigue mostrando el mal funcionamiento de la antena número 15, como en el resto de medidas.

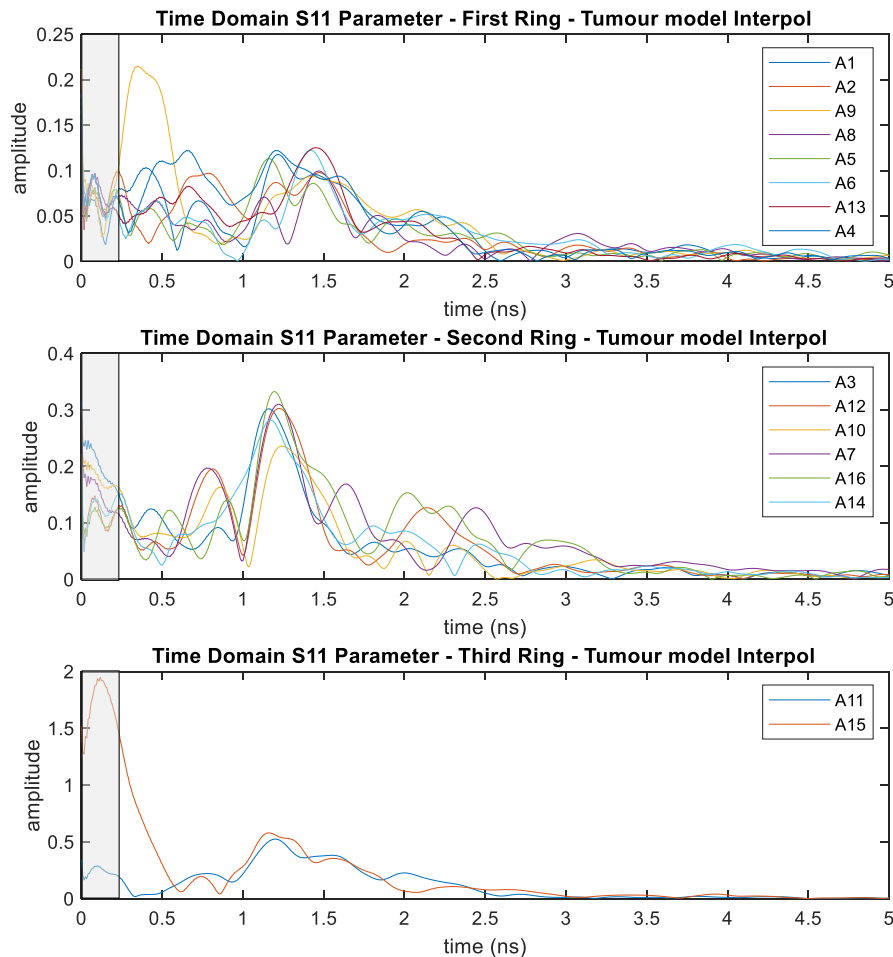


Fig 3.88. Medida con un tumor grande en el centro, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

3) Modelo de mama de densidad media

En este tercer apartado se realizan medidas similares a las anteriores pero esta vez con el modelo de mama de densidad media presentado en la figura 3.68 b). En este modelo la absorción y permitividad dieléctrica relativa es más alta que en el anterior, y por lo tanto la detección y ubicación correcta del modelo de tumor se vuelve más complicada. La consecuencia de esto será que los pulsos se verán más atenuados y más anchos debido a la mayor dispersión del agua que contiene el modelo, además también se producirá el efecto en el retardo de la señal, ya que la velocidad de los pulsos es menor. En este apartado se utiliza el mismo molde para fabricar la mama, por lo tanto el contorno de la mama queda en la misma posición respecto a las antenas que en el caso de densidad baja.

a. Modelo de tumor pequeño en la antena 1.

Para esta prueba se ha colocado el modelo de tumor pequeño (2 mL) frente a la antena 1. En la figura 3.89 se presenta el resultado por anillos. Como en los casos anteriores la zona sombreada pertenece a reflexiones anteriores a la posición de la mama.

Esta prueba es satisfactoria ya que se ve claramente la reflexión en la antena 1, aunque al haber más absorción sólo las antenas más cercanas proporcionan reflexiones importantes. Para ver el resto de reflexiones se tendrían que ir eliminando de la figura las respuestas de las antenas con mayor amplitud. Este efecto es normal, porque es el modelo de tumor más pequeño y la absorción de la mama es grande. Por otro lado, sigue habiendo algunos problemas en la resta del borde del modelo, y la antena 15 sigue dando malos resultados.

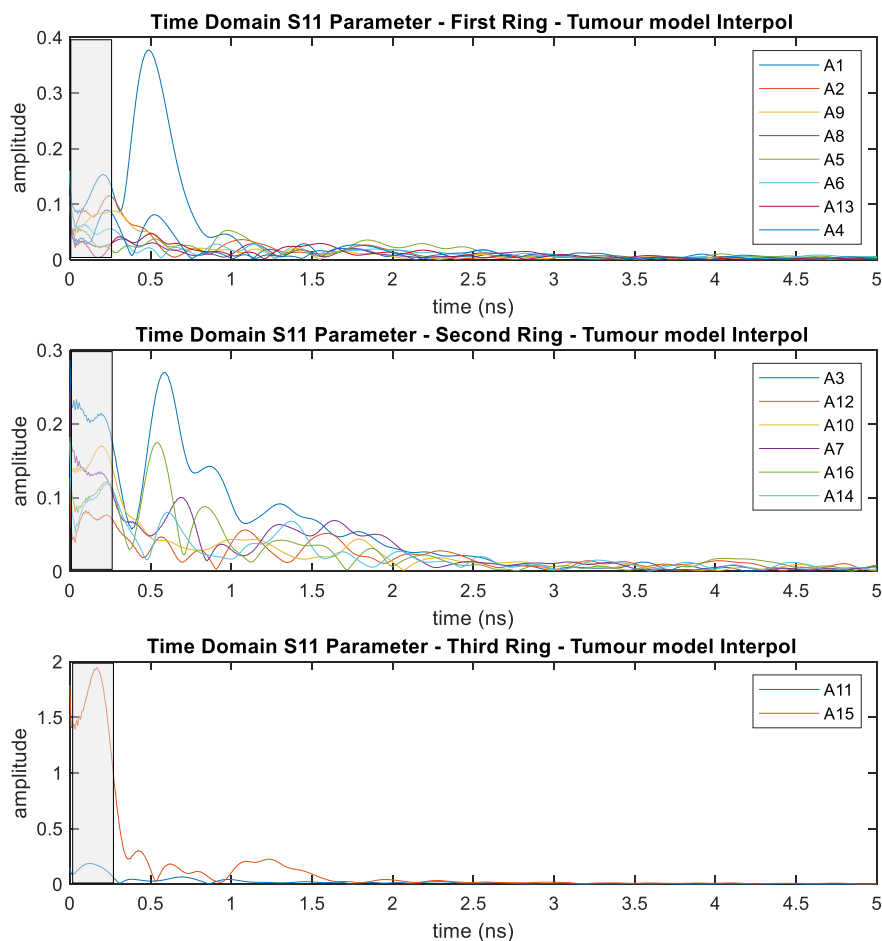


Fig 3.89. Medida con un tumor pequeño en la antena 1, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

b. Modelo de tumor grande en la antena 9.

En esta prueba se ha utilizado el modelo de tumor grande (6 mL) insertándolo cerca de la antena 9. En la figura 3.90 se muestran los resultados de las reflexiones en esta medida por anillos de antenas.

El modelo de tumor se detecta claramente cerca de la antena 9 y 2, además se representa más cerca que en otros casos; este efecto puede ser debido a que se insertan estos modelos de tumor a mano y puede ser que se haya colocado más cerca de la antena que en casos anteriores. En el segundo anillo se ven claras las reflexiones de las antenas 10 y 12 que están cerca del modelo de tumor y la antena 16 que está más o menos enfrente del modelo de tumor.

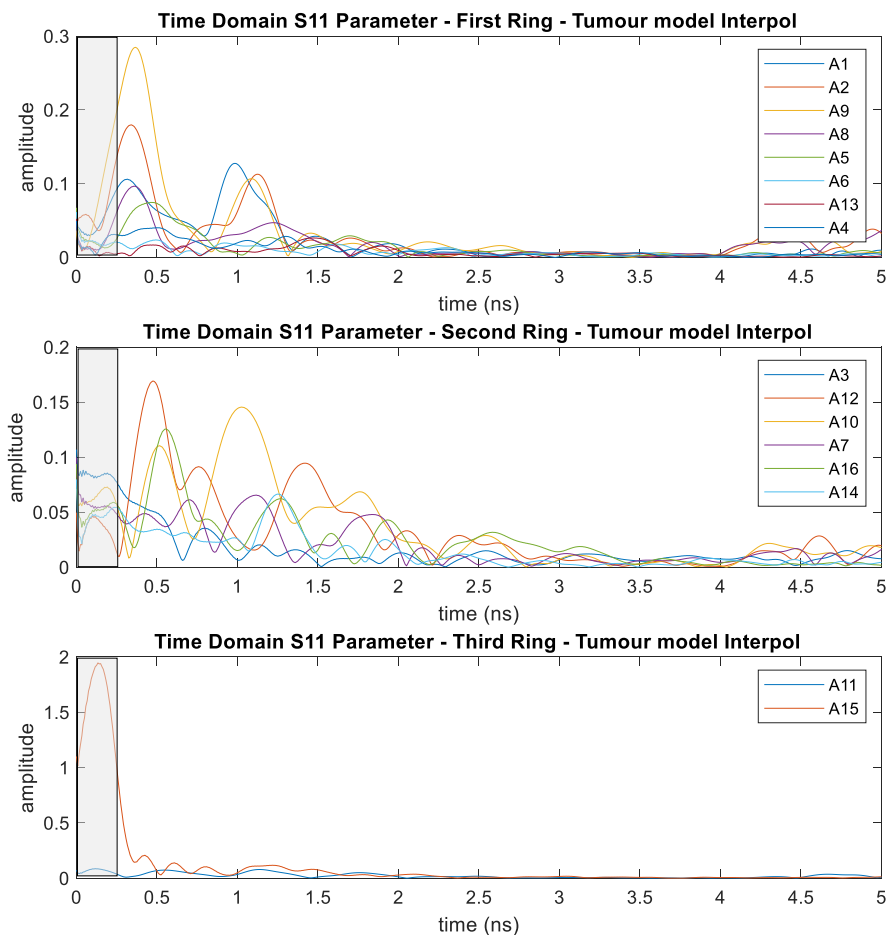


Fig 3.90. Medida con un tumor grande en la antena 9, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

Se incluye también, en la figura 3.91, la gráfica de colores donde se ha eliminado la antena 15 y el borde de la mama para poder ver mejor la ubicación del tumor. Se puede ver una reflexión en la antena número 9 y otras algo más tenues en las antenas 10 y 12, siendo correcta esta detección tal y como se ha comentado en la figura anterior (figura 3.90).

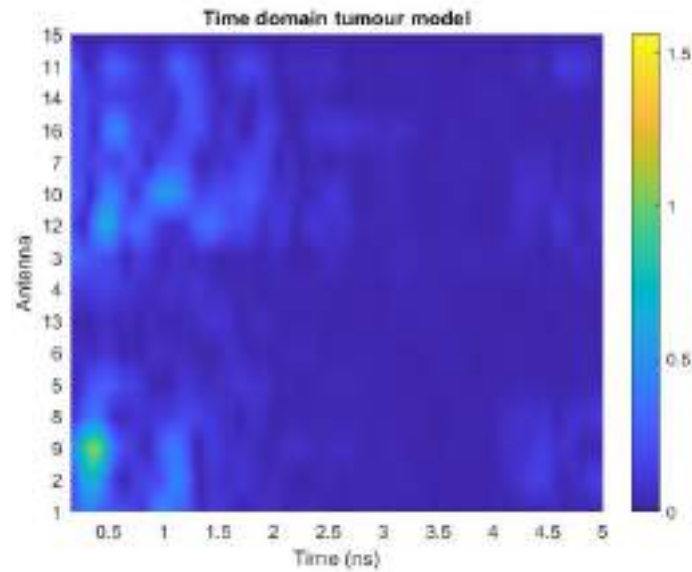


Fig 3.91. Imagen de las reflexiones producidas en cada antena.

c. Tornillo en el centro del modelo.

Para un último estudio sobre este modelo de mama, se realiza una medida incluyendo un tornillo en el centro. En las medidas del phantom de baja densidad se ha podido comprobar que, debido a las imperfecciones producidas por la inclusión de los modelos de tumores en otras ubicaciones, es complicado detectar un modelo de tumor en el centro, por lo que en este caso se ha decidido probar directamente con el modelo metálico. En la figura 3.92 se muestran las reflexiones en cada una de las antenas por anillos debidas al tornillo .

En esta medida el tornillo se detecta claramente por todas las antenas más o menos al mismo tiempo, a pesar de la distancia a la que está colocado y de las características de absorción del modelo. Las reflexiones que se han producido tienen una amplitud en valor muy notable, lo cual es un punto muy positivo para esta medida. Se sigue viendo un problema de funcionamiento en la antena 15 que a pesar de ello parece detectar el tornillo a la vez que la su antena vecina, la antena 11.

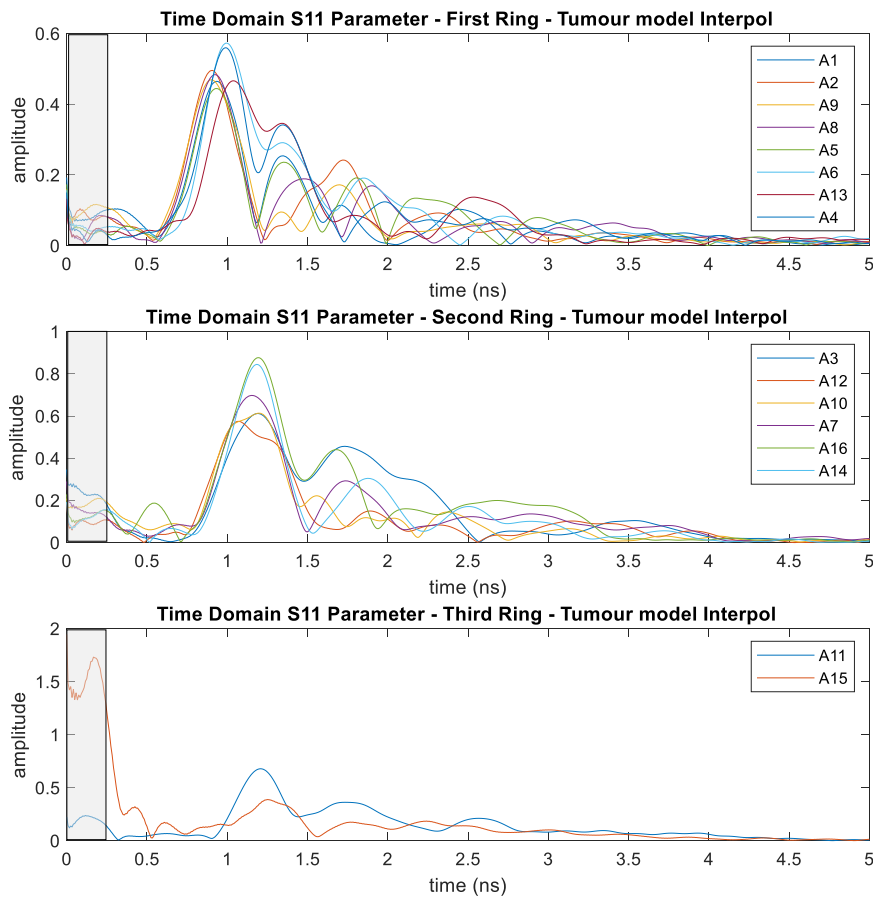


Fig 3.92. Medida con un tornillo en el centro, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

4) Modelo de mama de densidad alta

De los modelos de mama fabricados con una sola capa el de la figura 3.68 a) es el de mayor densidad y por lo tanto el de mayor permitividad dieléctrica. En este modelo es en el que se estima habrá más problemas para detectar y ubicar los elementos extraños, puesto que tienen unos valores de propiedades dieléctricas muy similares a los del tumor. En la tabla 3.11 se puede ver que la diferencia en permitividad dieléctrica de este modelo de mama (41.08) con el modelo de tumor (45.72) es de apenas 4.64 unidades.

Además, una vez analizadas las medidas parece que hay algún problema con la resta del borde de la mama, que hace que en los casos de reflexiones con valores más pequeños, éstas queden completamente enmascaradas por las reflexiones del borde de la mama.

Otro problema adicional es que los modelos de tumores se fabricaron con mucha antelación junto con el modelo de mama de menos densidad, por lo que es posible que en estas medidas sus propiedades dieléctricas hayan cambiado. De esta forma, tanto la permitividad dieléctrica relativa como la absorción pueden ser más bajas, debido seguramente a la evaporación de agua y por tanto se enmascaren aún más con el modelo de mama de alta densidad. Adicionalmente, para almacenar los modelos de tumor, y para que fuera más sencilla su manipulación e inserción dentro del modelo de mama, hemos introducido los modelos de tumor en el congelador, con varios procesos de congelado y

descongelado que pueden haber afectado a las propiedades dieléctricas. Seguramente con algoritmos específicos de imagen médica que son capaces de maximizar los pequeños cambios producidos por artefactos en el modelo, sea posible ver las reflexiones más pequeñas, que analizando directamente las señales en el tiempo no es posible identificar.

Finalmente, comentar que el molde utilizado para la fabricación de este modelo de mama es el mismo que en los casos anteriores y por lo tanto la reflexión producida por el borde de la mama se encuentra a 0.21 ns.

a. Tornillo en antena 1.

En esta prueba se utiliza el tornillo situándolo dentro del modelo de mama en frente de la antena 1. En la figura 3.93 se adjunta el resultado obtenido de la medidas en las reflexiones producidas por las antenas en anillos.

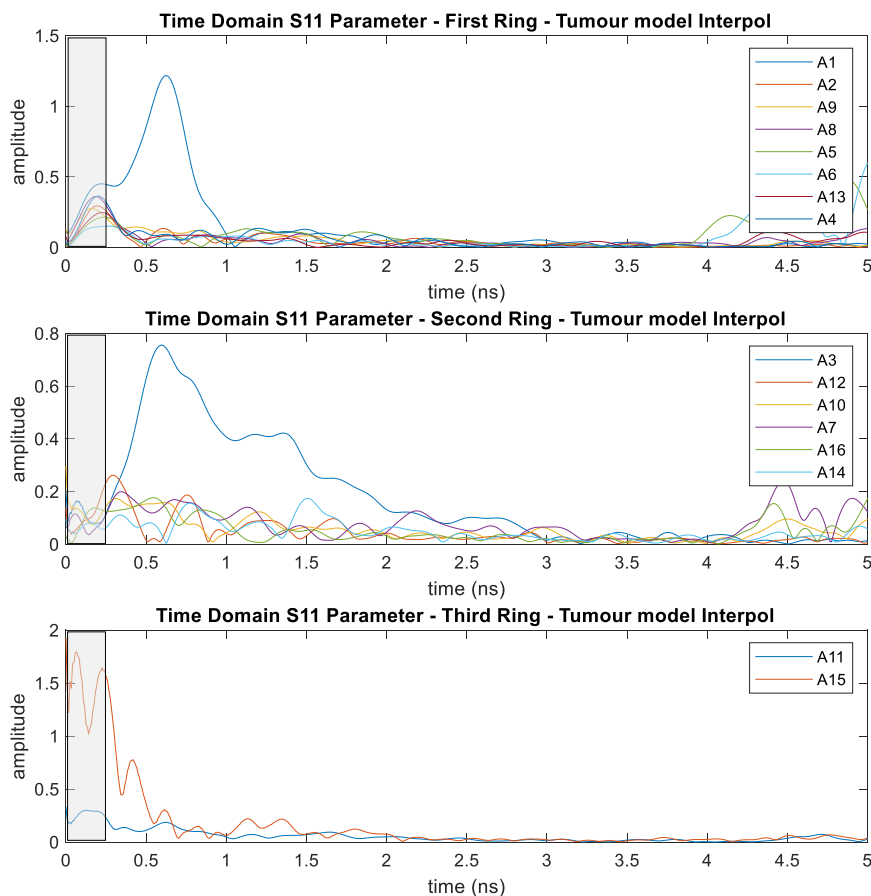


Fig 3.93. Medida con un tornillo en la antena 1, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

En esta imagen se puede observar las reflexiones claras en las antenas 1 y 3 que son las más cercanas al tornillo. Para el resto de antenas las reflexiones son muy pequeñas debido a la absorción del material, pero se podrían llegar a analizar y ubicar quitando las reflexiones de mayor amplitud. Por otra parte, el contorno de la mama no está eliminado

de forma correcta, posiblemente por un pequeño error en el posicionamiento de este modelo dentro del sistema.

b. Tornillo en antena 9.

En la figura 3.94 se muestran las reflexiones obtenidas por cada antena posicionando el tornillo esta vez frente a la antena 9. En las reflexiones se puede ver como la antena 9 detecta el tornillo de forma muy clara y el resto de antenas lo detecta de forma más atenuada. Sigue permaneciendo el problema con la resta del contorno de la mama y con la antena 15. Por este motivo en la figura 3.95 se elimina y se ve de forma clara la reflexión en la antena 9.

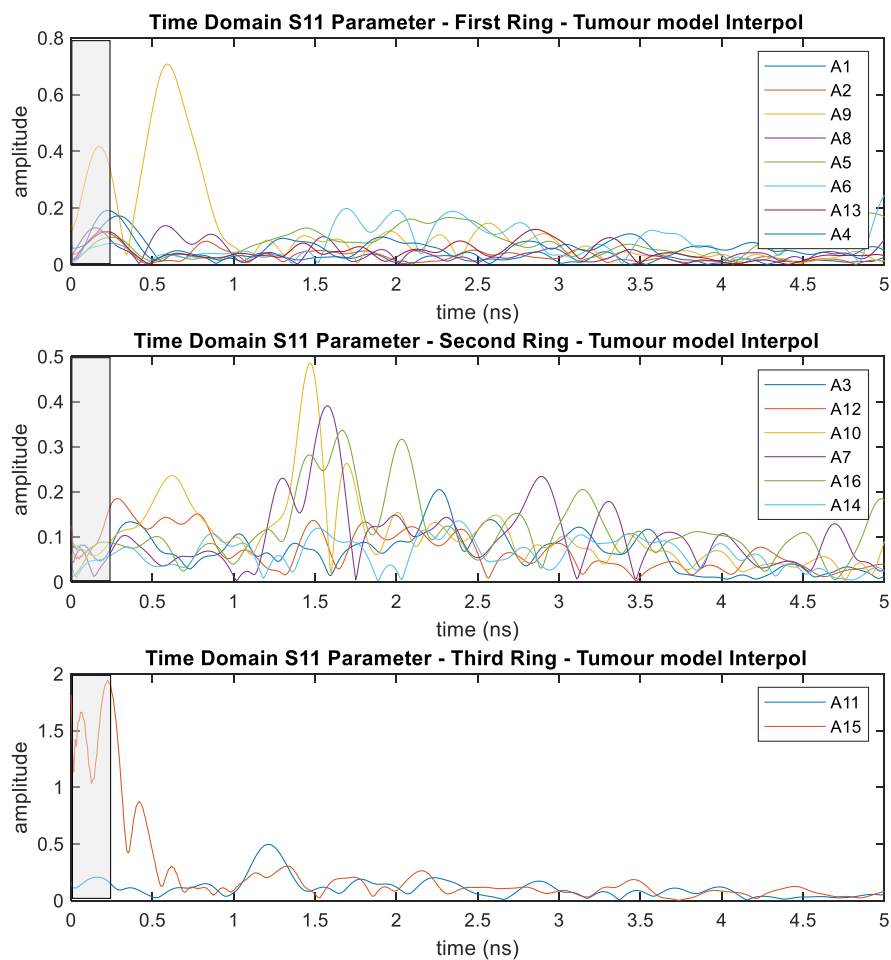


Fig 3.94. Medida con un tornillo en la antena 9, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

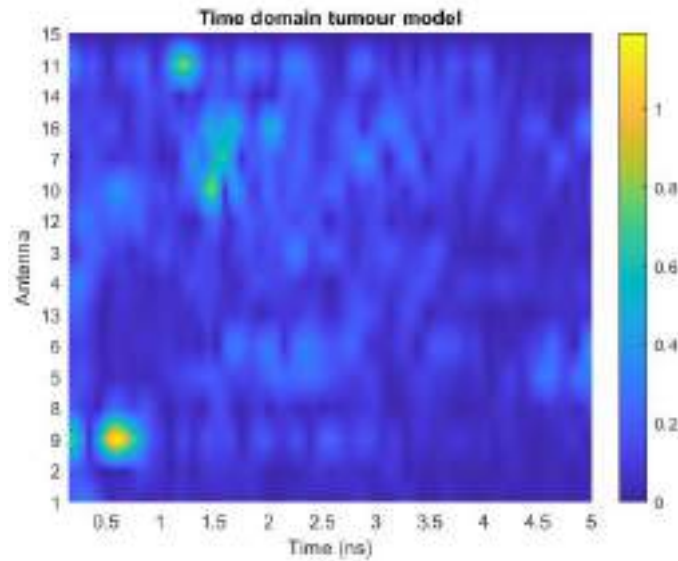


Fig 3.95. Imagen de las reflexiones producidas en cada antena.

c. Tornillo en el centro.

En la figura 3.96 se presenta la última prueba para este modelo de mama. Para ello se ha utilizado el modelo metálico, pero esta vez se ha insertado en el centro.

En la representación de las reflexiones de las antenas que están situadas en el primer anillo se puede ver que no se ha podido eliminar completamente la interfaz aire-mama, por lo que aparecen importantes reflexiones en amplitud por debajo de los 0.5 ns. Pese a este problema, todas las antenas de este primer anillo reciben una reflexión notable sobre 1 ns, relacionada con la posición del tornillo. Por otro lado, se puede ver de forma más clara las reflexiones detectadas por el segundo anillo de antenas, donde todas ellas detectan el tornillo a la vez, al igual que ocurre en el primer anillo. Finalmente, en el tercer anillo, pese a que la antena 15 no funciona correctamente, ambas antenas detectan el tornillo.

Prácticamente todas las antenas, independientemente del anillo en el que se encuentren, detectan el tornillo al mismo tiempo. La diferencia que puede haber entre estas pequeñas variaciones en la detección puede ser debidas al posicionamiento manual del tornillo que puede hacer que las distancia antena-tornillo puedan ser ligeramente diferente de una antena a otra.

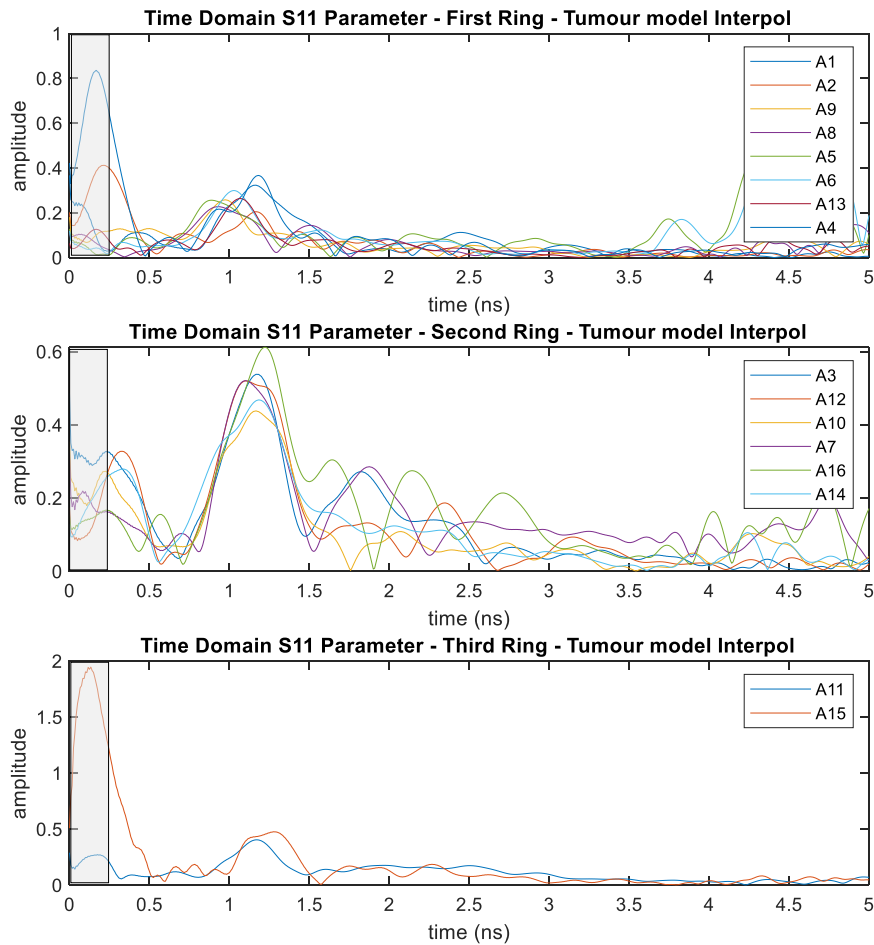


Fig 3.96. Medida con un tornillo en el centro, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

5) Modelo de mama con dos capas

Este modelo utilizado en las medidas que se exponen a continuación es el que se presenta en la figura 3.72. Está compuesto por una primera capa de 5 mm de espesor del material presentado anteriormente como media densidad y que simula la piel, y por una segunda capa del material presentado como alta densidad, que simula la glándula mamaria. Los modelos de tumor o el tornillo se insertarán en la zona de la glándula ya que, como se ha comentado anteriormente, es la zona donde aparecen los tumores en casos reales.

Puesto que este modelo se ha realizado con un molde diferente a los modelos de una sola capa, se realizan de nuevo las imágenes del contorno de la mama para ubicar su posición (figura 3.97). En la figura 3.97 a) se aprecia, por anillos de antenas, las reflexiones en el borde de la mama. Estas reflexiones son más anchas y con distancias más variables entre las antenas que en los modelos de una sola capa. La hipótesis que barajamos es que este efecto es debido a las dos reflexiones provocadas por las dos interfaces aire/piel y piel/glándula que tenemos en este caso de dos capas, y que el sistema no es capaz de separar claramente. Se adjunta en la figura 3.97 b) la representación de estas señales en la imagen en color de intensidad de las reflexiones, donde se aprecia de

forma más visual el contorno de la mama. En la figura 3.97 c), en la que se representa el tiempo de vuelo de los pulsos, se puede ver como las reflexiones debidas a las dos interfaces están aproximadamente entre 0.1 y 0.3 ns para todas las antenas. Por lo tanto, y a la vista de la forma de los pulsos, se establece el límite inferior de 0.5 ns para marcar el borde de la mama.

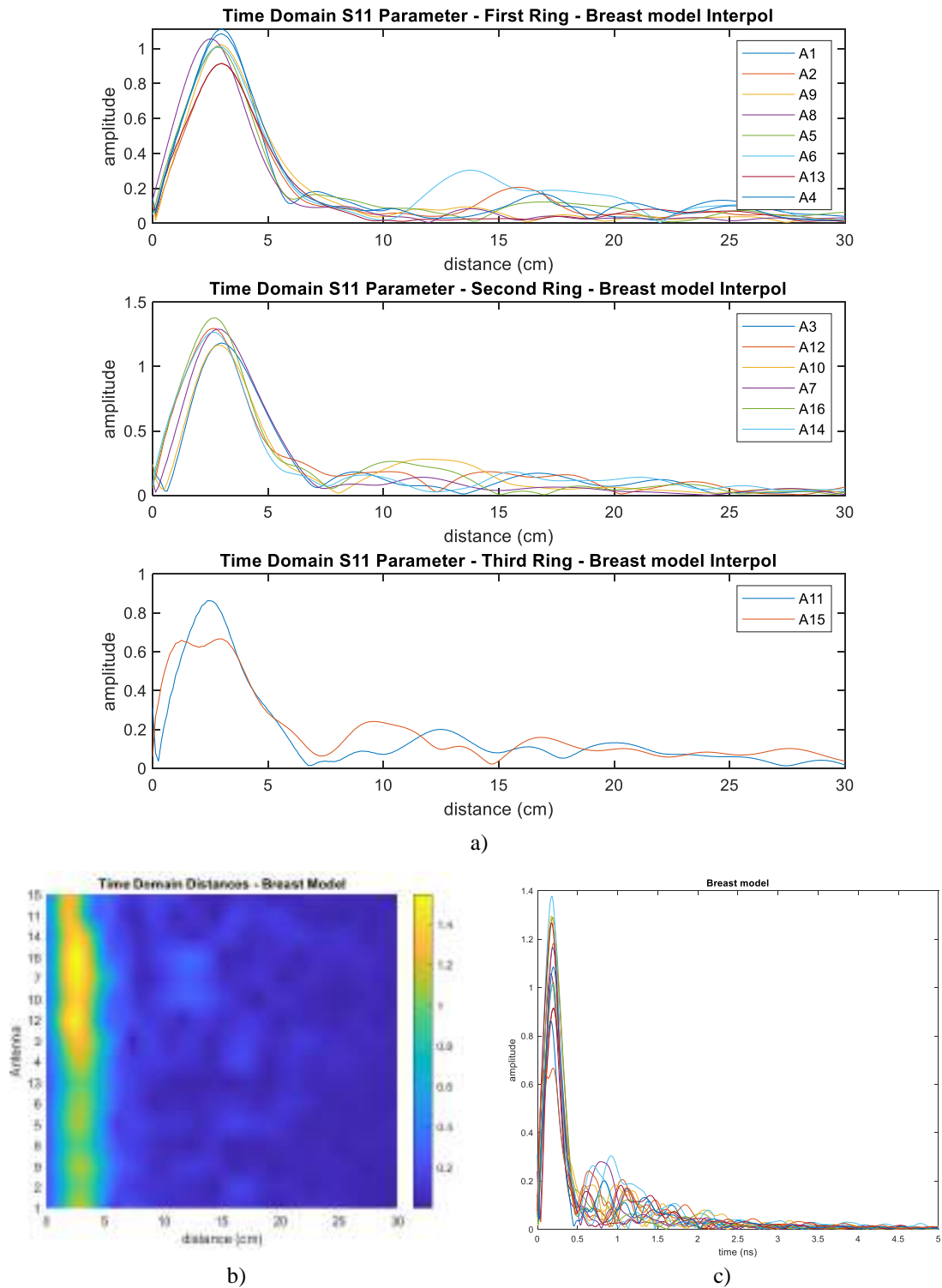


Fig 3.97. Contorno modelo de mama; a) contorno de la mama por anillos en el dominio de la distancia; b) contorno de la mama dominio de la distancia en imagen; c) contorno de la mama en dominio temporal.

Debido a la complejidad del modelo y a la alta absorción del mismo, con el método de identificación de reflexiones que estamos utilizando, sólo somos capaces de diferenciar y ubicar claramente los modelos de tumor con mayor reflexión: tumor grande y tornillo.

a. Tornillo en antena 1.

En primer lugar se empieza con la prueba más sencilla, que es insertando el tornillo enfrente de la antena 1 en la zona de la glándula. En la figura 3.98 se muestran los pulsos recibidos en las antenas por las reflexiones producidas por el tornillo. Los resultados de la detección y ubicación del tumor son muy favorables puesto que las antenas 1 y 3, que son las más cercanas al artefacto, muestran claramente la reflexión debida al tornillo. En el resto de antenas la reflexión está más atenuada pero igualmente se puede llegar a visualizar el efecto del modelo metálico eliminando las reflexiones de mayor intensidad.

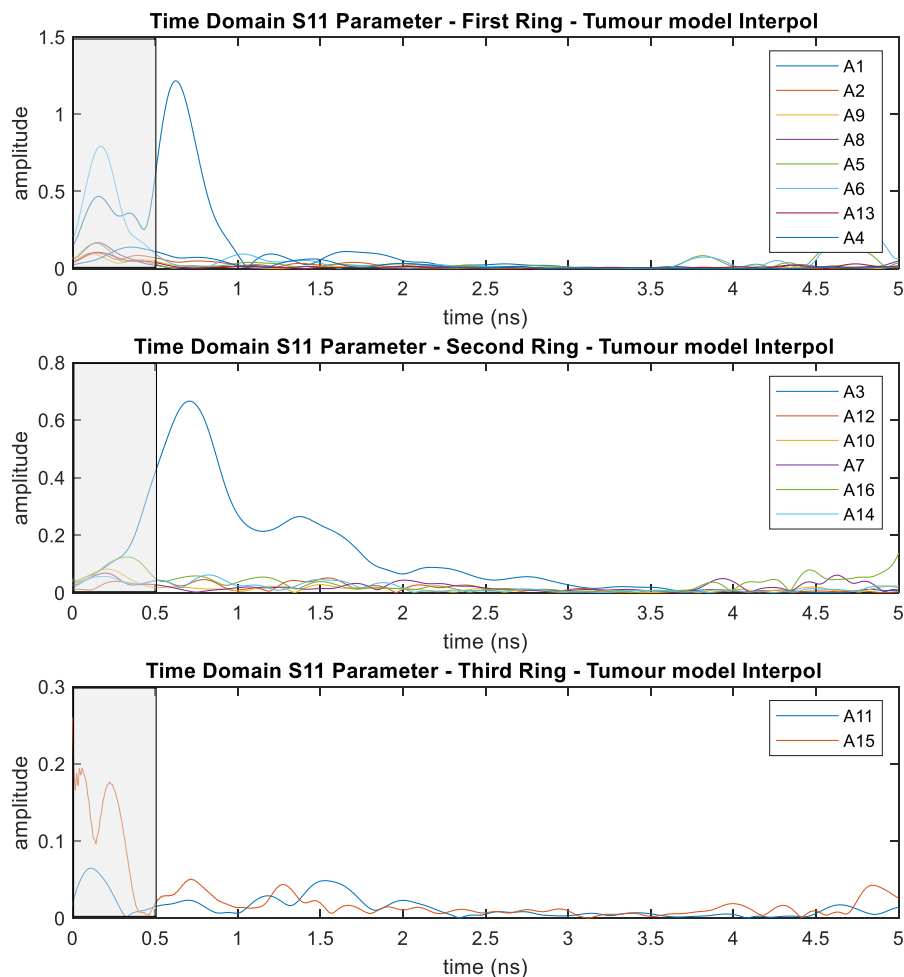


Fig 3.98. Medida con un tornillo en la antena 1, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

b. Modelo de tumor grande en la antena 9.

En la figura 3.99 se muestra el resultado obtenido cuando se inserta un tumor grande enfrente de la antena 9. En el primer anillo de antenas se detecta un problema en la antena 8, que presenta una reflexión muy importante por debajo de 0.5 ns, y además se observa en el resto de antenas que no se ha conseguido eliminar completamente el contorno del modelo de mama. Esto puede ser debido a una mal posicionamiento del modelo de mama en la medida. Pese a todo esto, evaluando los resultados a partir de 0.5 ns se ve claramente la reflexión en la antena 9, siendo más difícil de ubicar y detectar las demás. Por otro lado, en el segundo anillo de antenas se ven las reflexiones en las antenas 10 y 12 (las más cercanas al tumor) pero también se ve una reflexión importante de la antena 14. Esto último puede ser debido a que esta antena está detectando el defecto provocado al insertar el tumor grande previamente en la antena 1. Finalmente, en el último anillo, pese al mal funcionamiento de la antena 15 se ven reflexiones notables en ambas antenas alrededor de 0.73 ns.

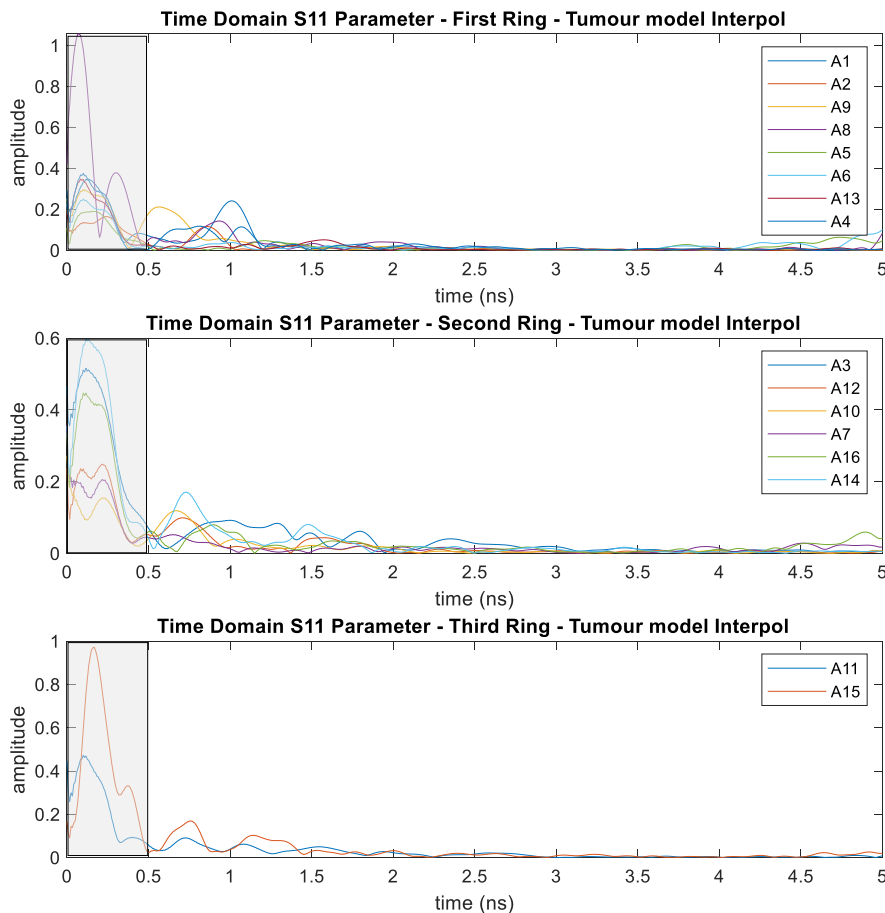


Fig 3.99. Medida con un tumor grande en la antena 9, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

c. Tornillo en el centro.

Para incrementar la dificultad se realiza una medida con un tornillo en el centro del sistema. En la figura 3.100 se adjuntan los resultados obtenidos a partir de las reflexiones recogidas por cada antena. De esta figura se puede extraer que, a pesar de los problemas con la eliminación del contorno de la mama y con la antena 15, las reflexiones debidas al modelo de tumor están bastante claras en los tres anillos de antenas, y además se localizan en la misma posición aproximadamente. Esto es posible ya que estas reflexiones quedan alejadas del borde de la mama, lo que facilita su detección e interpretación. En las antenas 14 y 16 se detecta la reflexión un poco antes, posiblemente debido al posicionamiento manual del modelo de tumor. Finalmente, notar que como la permitividad dieléctrica de la capa de glándula mamaria es muy alta, cuyo principal efecto es que la velocidad de las señales es más baja, cualquier pequeña diferencia en distancia se maximiza al evaluar el tiempo de vuelo de las ondas.

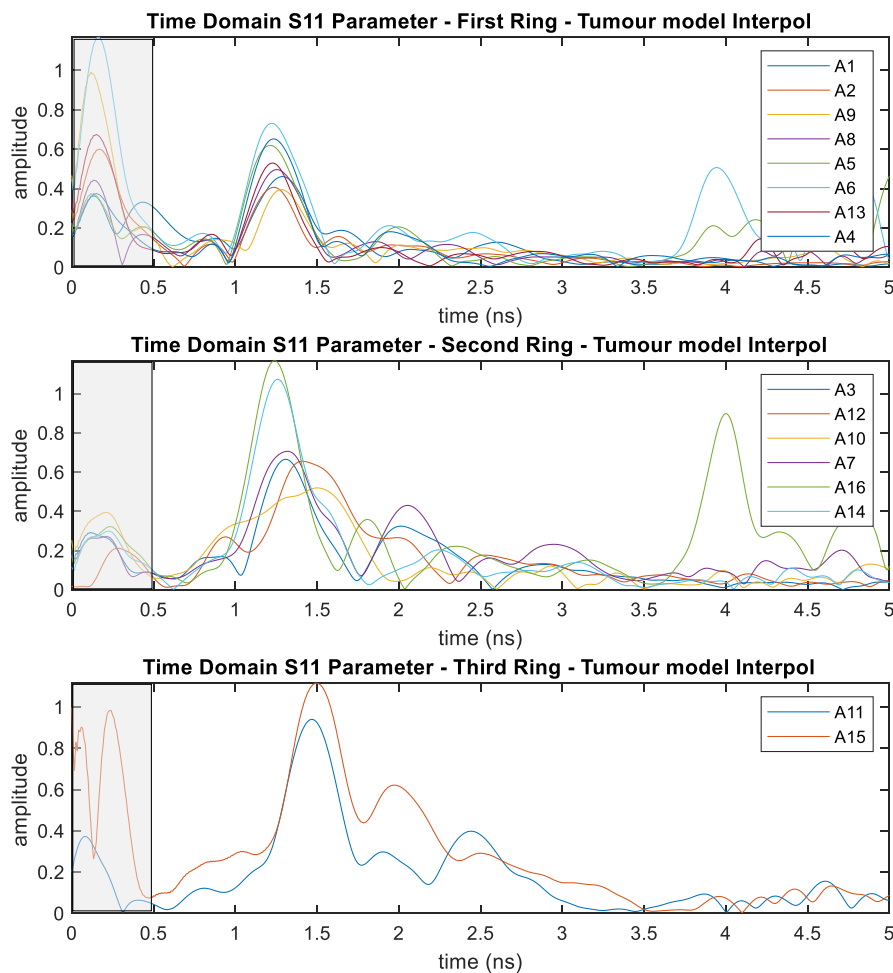


Fig 3.100. Medida con tornillo en el centro, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

Finalmente, se adjunta en la figura 3.101 la figura por colores del valor de la intensidad de la reflexión obtenida por cada una de las antenas. Para eliminar el efecto

del borde de la mama y la capa de piel se establece el inicio de la imagen en 0.5 ns. En esta imagen se puede ver claramente que las antenas detectan en un tiempo parecido la presencia del tornillo.

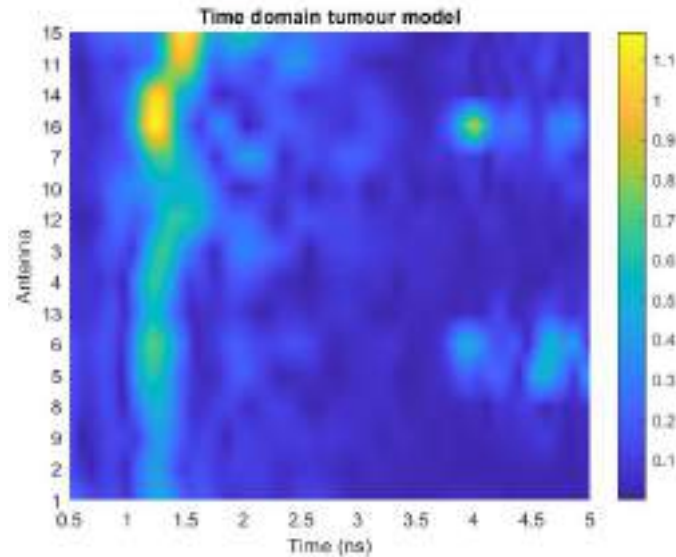
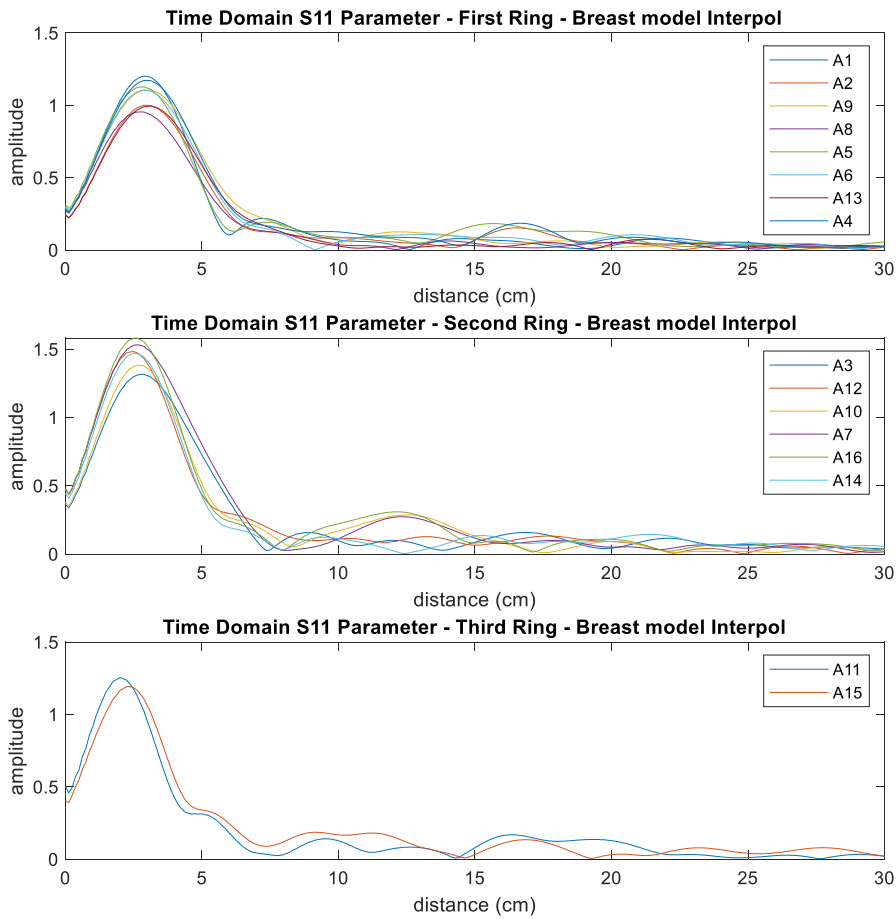


Fig 3.101. Imagen de las reflexiones producidas en cada antena.

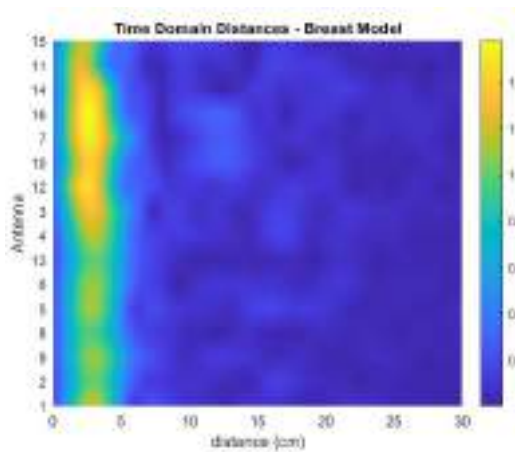
6) Modelo de mama con tres capas

El último modelo de mama que se ha utilizado en las medidas es el de tres capas, presentado en la figura 3.73, que es el que representa de forma más fiel la anatomía de una mama en cuanto a sus tejidos. Está compuesto por una primera capa de 5 mm de grosor que simula la piel (igual que en el caso anterior con la mezcla de media densidad), una segunda capa de 15 mm de grosor que simula la grasa (con la mezcla de baja densidad) y, finalmente, la capa interior que simula la glándula (fabricada con la mezcla de alta densidad).

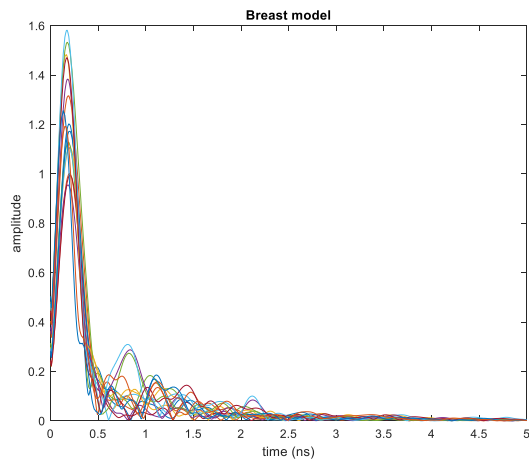
En la figura 3.102 a) se muestra el resultado de la medida del contorno de la mama. En estos resultados se puede ver las reflexiones de forma muy clara en los tres anillos pese a la complejidad de las tres capas de material. También, es importante comentar que el pulso está ensanchado por la presencia de las diferentes capas de material. Se adjunta la figura 3.102 b), donde se ha representado la intensidad de las reflexiones en una gráfica de colores, para visualmente ubicar esta reflexión común para todas las antenas. Finalmente, como se puede ver en la figura 3.102 c) el pulso debido a la interfaz entre el aire y la mama se extingue sobre 0.4 ns. Por tanto, las reflexiones de los modelos de mama es de esperar que se encuentren a partir de 0.5 ns, límite que usaremos para representar mejor las imágenes.



a)



b)



c)

Fig 3.102. Contorno modelo de mama: a) contorno de la mama por anillos en el dominio de la distancia; b) contorno de la mama dominio de la distancia en imagen; c) contorno de la mama en dominio temporal.

En este caso, que es el más complejo de todos, solo se mostrarán medidas realizadas con tornillos ya que son con las que se obtienen las reflexiones más importantes, y por lo tanto se realiza de forma correcta la detección y ubicación del artefacto insertado en la mama.

a. Tornillo en antena 1.

En este caso se sitúa el tornillo frente a la antena 1 en la zona asociada a la glándula mamaria. Como se puede ver en la figura 3.103 las reflexiones son muy claras en las antenas 1, 2 y 4, que son las más cercanas al tornillo en el primer anillo, y en la antena 3 del segundo anillo, también la más cercana al tornillo en ese plano de antenas. No se ha podido eliminar completamente el efecto de la reflexión en el borde de la mama, pero este efecto no interfiere en los resultados al estar contenido en tiempos inferiores a 0.5 ns.

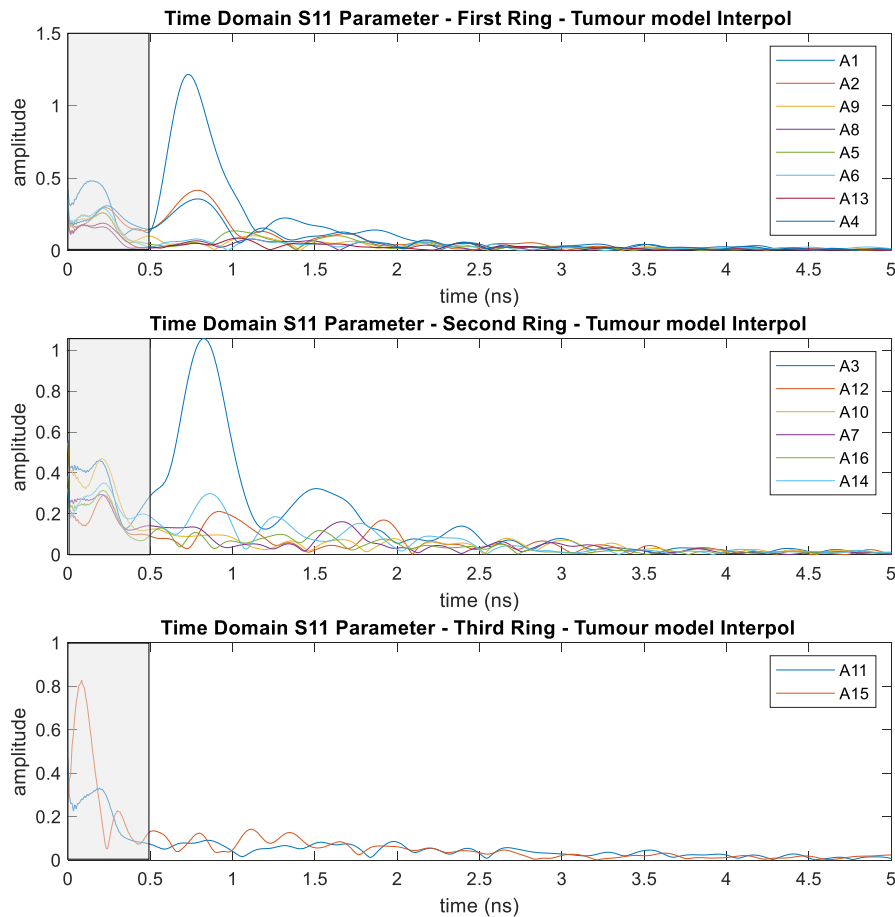


Fig 3.103. Medida con tornillo en la antena 1, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

A continuación, en la figura 3.104, se muestra el resultado en imagen por colores de las intensidades de las reflexiones, con el límite inferior en 0.5 ns y eliminando la antena número 15 que no aporta información confiable. En esta imagen se pueden ver reflexiones muy notables tanto en la antena 1 como en la antena 3, que obtiene una reflexión un poco más desplazada en el tiempo como es de esperar debido a su posición respecto al tornillo.

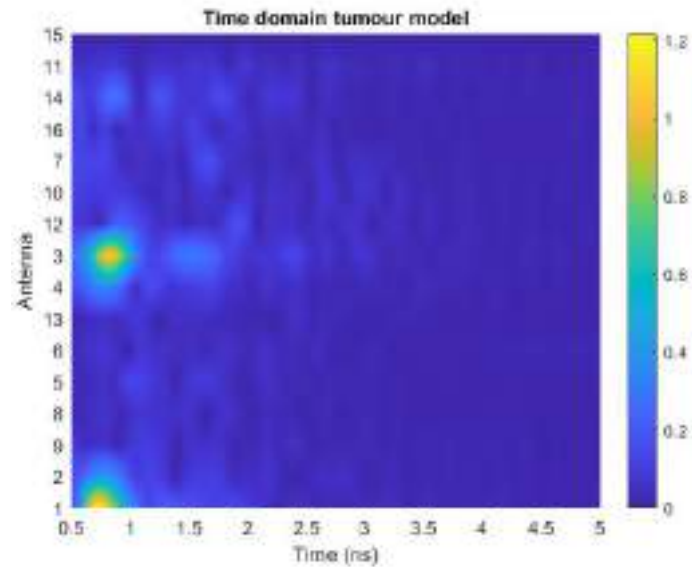


Fig 3.104. Imagen de las reflexiones producidas en cada antena.

b. Tornillo en antena 9.

En esta medida se realiza el mismo procedimiento que en la anterior pero esta vez con la antena 9. Esto le añade algo de dificultad puesto que una vez realizadas varias medidas sobre la antena 1, el modelo queda con imperfecciones, que pueden causar reflexiones indeseadas como se ha visto en casos anteriores.

Con la figura 3.105 se adjuntan los resultados obtenidos, que son satisfactorios. Las reflexiones debidas al tornillo se ven claramente tanto en el primer anillo en la antena número 9, como en el segundo anillo en las antenas 10 y 12. En el tercer anillo no se pueden sacar conclusiones ya que no se obtienen buenos resultados al quedar enmascarados por el mal funcionamiento de la antena 15.

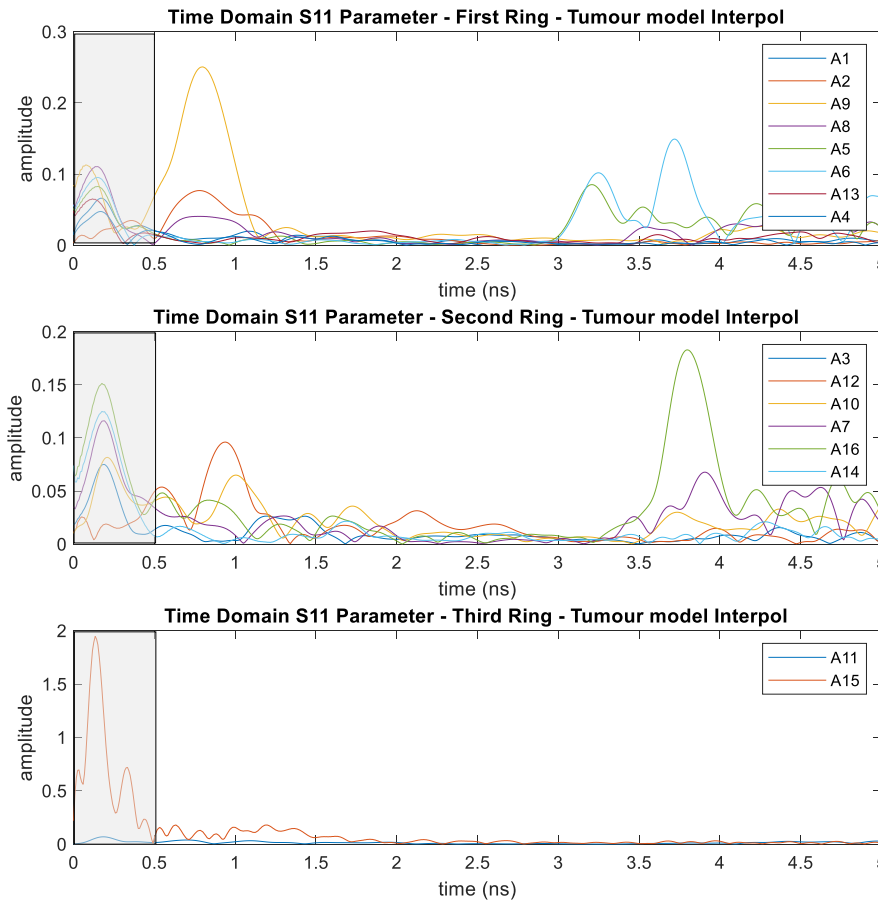


Fig 3.105. Medida con tornillo en la antena 9, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

c. Tornillo en el centro.

La última medida que se presenta sobre este modelo y sobre el sistema completo es insertando el tornillo en el centro del modelo. Esta situación aumenta la dificultad ya que la señal transmitida por cada una de las antenas debe atravesar gran parte del material y habrá una absorción importante.

En la figura 3.106 se adjuntan los resultados obtenidos con esta medida. El tornillo está colocado manualmente en el centro, por ese motivo algunas antenas lo detectan en posiciones ligeramente diferentes. Además, estas diferencias se ven magnificadas por la alta permitividad dieléctrica del modelo en global, especialmente en las capas de piel y glándula. La antena 15 sigue sin funcionar bien y parece ser que tampoco funciona del todo bien la antena 11 que daba problemas también en el caso anterior. Pero en este caso la reflexión debida al tornillo está más alejada del borde de la mama, por lo que la reflexión se puede incluso detectar en este caso tanto en la antena 15 como en la 11 que detectan la reflexión debida al artefacto en torno a los 1.5 ns.

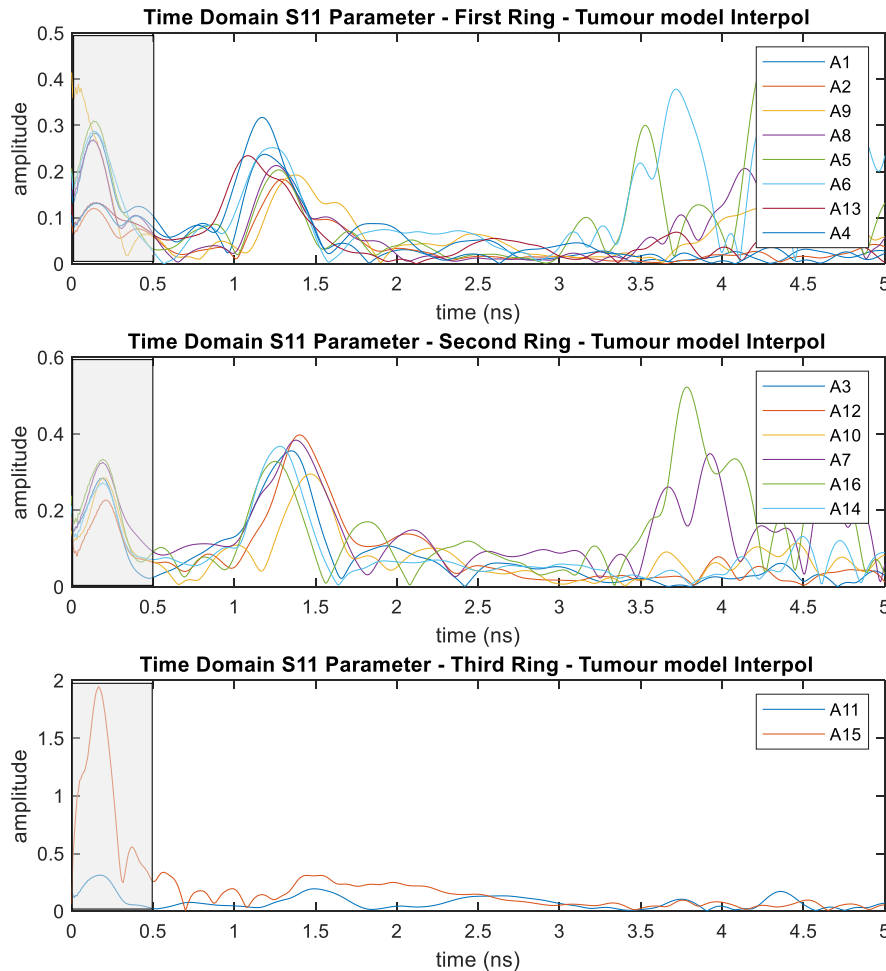


Fig 3.106. Medida con tornillo en el centro, resultado por anillos de la reflexión en las antenas con la parte exterior de la mama, sombreada.

Tras todas las medidas realizadas y gracias a los buenos resultados obtenidos se valida el correcto funcionamiento general del sistema. Los modelos de soporte de mama metálicos utilizados han servido como herramienta de calibración para una correcta ubicación de los artefactos encontrados. Se ha detectado de forma correcta los contornos de los modelos de mama utilizados durante este procedimiento. En todos ellos se detecta de forma correcta elementos con una alta incidencia en las señales transmitidas, como el tornillo, que ha sido utilizado en diferentes posiciones dentro del material. Además se han podido detectar y ubicar correctamente modelos de tumor con características realistas dentro de modelos de mama complejos, a pesar de la absorción y dispersión producida por las características dieléctricas de los materiales que conforman tanto la mama como los modelos de tumor. Es muy importante recordar que el caso más crítico la diferencia entre la constante dieléctrica de la glándula (41.08) y el modelo de tumor (45.72) es solo de 4.64.

Tras los buenos resultados obtenidos y como muestra de la usabilidad del sistema para la detección no invasiva de tumores de mama propuesto, se decide montar el mismo en una camilla como prototipo para un futuro sistema en entorno clínico. En la figura 3.107 se adjunta una fotografía de este montaje, donde se puede ver la camilla utilizada

para mayor comodidad de la paciente, que dispone de un orificio para posicionar la mama en el recipiente que contiene las antenas. También se han incluido los resonadores de forma vertical para medir las características dieléctricas de la piel poniéndolos en contacto con la mama. Todo el sistema hardware queda integrado en la parte inferior de la camilla en una zona cerrada donde ni paciente ni personal médico tienen acceso y que asegura la integridad del mismo. Finalmente, el sistema cuenta con una pantalla externa con teclado y ratón donde se gobierna todo el proceso de medida y donde el personal sanitario podrá visualizar las imágenes obtenidas de la medida para su diagnóstico.



Fig 3.107. Montaje final del sistema para la aplicación en la clínica.

3.3. Referencias

- [3.1] T. Henriksson, “Contribution to Quantitative Microwave Imaging Techniques for Biomedical Applications”. Ph.D. Thesis, School of Innovation, Design and Engineering, Mälardalen University, Västerås, Sweden, 2009.
- [3.2] IT'IS Foundation, “Dielectric Properties”. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://itis.swiss/virtual-population/tissue-properties/database/dielectric-properties/>
- [3.3] B. Amin, D. Kelly, A. Shahzad, M. O’Halloran and M. A. Elahi, “Microwave calcaneus phantom for bone imaging applications,” in *14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1-5, Jul. 2020, doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135355.

- [3.4] N. Joachimowicz, C. Conessa, T. Henriksson and B. Duchêne, “Breast Phantoms for Microwave Imaging,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1333-1336, Jul. 2014, doi: 10.1109/LAWP.2014.2336373.
- [3.5] N. Joachimowicz, B. Duchêne, C. Conessa and O. Meyer, “Anthropomorphic Breast and Head Phantoms for Microwave Imaging,” in *Diagnostics*, 8, 85, Dec. 2018, doi: 10.3390/diagnostics8040085.
- [3.6] W. Ellison, A. Balana, G. Delbos, K. Lamkaouchi, L. Eymard, C. Guillou and C. Prigent, “New permittivity measurements of seawater,” in *Radio science*, 33(3), pp. 639-648, Jun. 1998, doi: 10.1029/97RS02223.
- [3.7] R. C. Conceição, J. J. Mohr and M. O'Halloran, Ed., *An introduction to microwave imaging for breast cancer detection*. Springer International Publishing, Basel (Switzerland), 2016.
- [3.8] E. C. Fear, X. Li, S. C. Hagness and M. A. Stuchly, “Confocal microwave imaging for breast cancer detection: localization of tumors in three dimensions,” in *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 49, no. 8, pp. 812-822, Aug. 2002, doi: 10.1109/TBME.2002.800759.
- [3.9] D. Bouget, M. Allan, D. Stoyanov and P. Jannin, “Vision-based and marker-less surgical tool detection and tracking: a review of the literatura” in *Medical image analysis*, 35, pp. 633-654, Jan. 2017, doi: 10.1016/j.media.2016.09.003.
- [3.10] L. Chen, T. W. Day, W. Tang and N. W. John, “Recent developments and future challenges in medical Mixed Reality,” in *Proceedings of the 2017 IEEE International Symposium on Mixed and Augmented Reality (ISMAR)*, Nantes (France), Oct. 2017, pp. 123–135, doi: 10.48550/arXiv.1708.01225.
- [3.11] A. Vaccarella, E. De Momi, A. Enquobahrie and G. Ferrigno, “Unscented Kalman Filter Based Sensor Fusion for Robust Optical and Electromagnetic Tracking in Surgical Navigation,” in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, no. 7, pp. 2067-2081, Jul. 2013, doi: 10.1109/TIM.2013.2248304.
- [3.12] NDI. “Aurora”. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://www.ndigital.com/electromagnetic-tracking-technology/aurora/>
- [3.13] L. Ma, Z. Zhao, B. Zhang, W. Jiang, L. Fu, X. Zhang and H. Liao, “Three-dimensional augmented reality surgical navigation with hybrid optical and electromagnetic tracking for distal intramedullary nail interlocking,” in *The International Journal of Medical Robotics and Computer Assisted Surgery*, 14(4), e1909, Aug. 2019, doi: 10.1002/rcs.1909.
- [3.14] El País, “Un cirujano opera de vesícula biliar a una paciente a 7.000 kilómetros de distancia”, 20 de septiembre de 2001. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: https://elpais.com/diario/2001/09/20/sociedad/1000936806_850215.html
- [3.15] J. Arata, H. Takahashi, P. Pitakwatchara, S. Warisawa, K. Tanoue, K. Konishi, S. Ieiri, S. Shimizu, N. Nakashima, K. Okamura, Y. Fujino, Y. Ueda, P. Chotiwan, M. Mitsuishi and M. Hashimuze, “A remote surgery experiment between Japan and Thailand over Internet using a low latency CODEC system,” in *Proceedings 2007 IEEE*

International Conference on Robotics and Automation, pp. 953-959, May 2007, doi: 10.1109/ROBOT.2007.363108.

[3.16] C. Meng, T. Wang, W. Chou, S. Luan, Y. Zhang and Z. Tian, “Remote surgery case: robot-assisted teleneurosurgery,” in *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 819-823, Jul. 2004, doi: 10.1109/ROBOT.2004.1307250.

[3.17] Thales. “5G technology and networks (speed, use cases, rollout)”, 20 de septiembre de 2001. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://www.thalesgroup.com/en/markets/digital-identity-and-security/mobile/inspired/5G>

[3.18] Redacción Médica. “El Clínic realiza la primera operación 'a distancia' con tecnología 5G”, 27 de febrero de 2019. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://www.redaccionmedica.com/secciones/tecnologia/el-clinic-realiza-la-primera-operacion-a-distancia-con-tecnologia-5g-1756>

[3.19] R. Raihan, M. S. A. Bhuiyan, R. R. Hasan, T. Chowdhury and R. Farhin, “A wearable microstrip patch antenna for detecting brain cancer,” in *IEEE 2nd International Conference on Signal and Image Processing (ICSIP)*, pp. 432-436, Nov. 2017, doi: 10.1109/SIPROCESS.2017.8124578.

[3.20] S. Khan, L. Lorenzelli, and R. S. Dahiya, “Technologies for Printing Sensors and Electronics Over Large Flexible Substrates: A Review,” in *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, no. 6, pp. 3164-3185, Jun. 2015, doi: 10.1109/JSEN.2014.2375203.

[3.21] M. El Gharbi, R. Fernández-García and I. Gil, “Embroidered wearable Antenna-based sensor for Real-Time breath monitoring” in *Measurement*, 195, 111080, May. 2022, doi: 10.1016/j.measurement.2022.111080.

[3.22] MIT Techonology Review. “Stick-On Electronics Tattos”, 11 de agosto de 2011. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://www.technologyreview.com/2011/08/11/192404/stick-on-electronic-tattoos/>

[3.23] S. Subramanian, B. Sundarambal, and D. Nirmal, “Investigation on Simulation-Based Specific Absorption Rate in Ultra-Wideband Antenna for Breast Cancer Detection,” in *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, no. 24, pp. 10002–10009, Dec. 2018, doi: 10.1109/JSEN.2018.2875621.

[3.24] H. Li, H. Zhang, Y. Kong, and C. Zhou, “Flexible Dual-Polarized UWB Antenna Sensors for Breast Tumor Detection,” in *IEEE Sensors Journal*, vol. 22, no. 13, pp. 13648–13658, Jul. 2022, doi: 10.1109/JSEN.2022.3180356.

[3.25] J. Wiklund, A. Karakoc, T. Palko, H. Yiğitler, K. Ruttik, R. J’antti, and J. Paltakari, “A Review on Printed Electronics: Fabrication Methods, Inks, Substrates, Applications and Environmental Impacts,” in *JMMP*, vol. 5, no. 3, p. 89, Aug. 2021, doi: 10.3390/jmmp5030089.

[3.26] P. Jiang, Z. Ji, X. Zhang, Z. Liu, and X. Wang, “Recent advances in direct ink writing of electronic components and functional devices,” in *Progress in Additive Manufacturing*, vol. 3, no. 1-2, pp. 65-86, Jun. 2018, doi: 10.1007/s40964-017-0035-x.

- [3.27] G. Beziuk, T. C. Baum, K. Ghorbani, and K. J. Nicholson, “RF Signal Multiplexer Embedded Into Multifunctional Composite Structure,” in *IEEE Transactions in Microwave Theory Technologies*, vol. 67, no. 12, pp. 4935-4943, Dec. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2944616
- [3.28] Voltera. Ref: The Voltera V-One. Datasheet consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://assets.ctfassets.net/e6vf9wdhbae5/2yjsp6sI8Zw7w2YN09oecH/892e3bb674cd4a38de84ba3bfe82951d/specs.pdf>
- [3.29] Voltera. Ref: Voltera Conductor 2 (1000388). Datasheet consultado en febrero de 2023. Disponible en: https://assets.ctfassets.net/e6vf9wdhbae5/4kVMoPy3d4hmwGaCo17VU5/33130f6ffc1ab68abeae68721015b37a/Voltera_Standard_Conductor2_Ink__1000388_.pdf
- [3.30] H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, A. Rodríguez-Martínez, C. Blanco-Angulo, and M. A. de la de la Casa- Lillo, “Low-Cost Additive Manufacturing Techniques Applied to the Design of Planar Microwave Circuits by Fused Deposition Modeling,” in *Polymers*, vol. 12, no. 9, p. 1946, Aug. 2020, doi: 10.3390/polym12091946.
- [3.31] A. Martínez-Lozano, C. Blanco-Angulo, H. García-Martínez, R. Gutiérrez-Mazón, G. Torregrosa-Penalva, E. Ávila-Navarro, J. M. Sabater-Navarro, “UWB-Printed Rectangular-Based Monopole Antenna for Biological Tissue Analysis,” in *Electronics*, vol. 10, no. 3, Art. no. 3, Jan. 2021, doi: 10.3390/electronics10030304.
- [3.32] C. Blanco-Angulo, A. Martínez-Lozano, Á. Bernabeu-Pujante, S. Aledo-Carmona, H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, J. M. Sabater-Navarro, “Diseño y análisis de un resonador híbrido para la caracterización de material biológico,” en *XXXVI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Sevilla, Septiembre 2021.
- [3.33] C. Blanco-Angulo, A. Martínez-Lozano, Á. Bernabeu-Pujante, C. Parejo-Prados, H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, J. M. Sabater-Navarro, “Diseño, fabricación y caracterización de tejidos realistas de mama y su aplicación en sistemas de microondas,” en *XXXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Málaga, Septiembre 2022.
- [3.34] Mini-Circuits®. Ref: ZSW2-63DR+. Datasheet consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZSW2-63DR+.pdf>
- [3.35] Mouser Electronics®. Ref: TLV73333PDBVT. Datasheet consultado en febrero de 2023. Disponible en: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv733p.pdf?HQS=dis-mous-null-mouser-mode-dsf-pf-null-ww&ts=1676231893297&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.es%252F
- [3.36] Farnell. Ref: PSG91452. Datasheet consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://www.farnell.com/datasheets/3646669.pdf>
- [3.37] S. Di Meo, P. F. Espin-Lopez, A. Martellosio, M. Pasian, M. Bozzi, L. Perregri, A. Mazzanti, F. Svelto, P. E. Summers, G. Renne, L. Preda and M. Bellomi, “Dielectric properties of breast tissues: Experimental results up to 50 GHz,” in *12th European Conference on antennas and propagation (EuCAP 2018)*, pp. 1-5, Apr. 2018, doi: 10.1049/cp.2018.0931.

[3.38] S. Di Meo, L. Pasotti, I. Iliopoulos, M. Pasian, M. Ettore, M. Zhadobov and G. Matrone, “Tissue-mimicking materials for breast phantoms up to 50 GHz,” in *Physics in Medicine & Biology*, 64(5), 055006, Feb. 2019, doi: 10.1088/1361-6560/aafec.

[3.39] Cleveland Clinic. “Breast Cancer”, 21 de enero de 2022. Consultado en febrero de 2023. Disponible en: <https://my.clevelandclinic.org/health/diseases/3986-breast-cancer>

Capítulo 4: Conclusiones

4.1. Conclusiones

En la presente Tesis Doctoral se ha realizado un estudio exhaustivo sobre los sistemas de detección y caracterización de tejidos biológicos con métodos no invasivos basados en medidas en el rango de las microondas. Se han presentado dos sistemas completos y se han desarrollado tres aplicaciones específicas en el ámbito biomédico donde el uso de estos sistemas permite obtener muy buenos resultados en la detección y ubicación de diferentes artefactos. Los trabajos realizados han dado como resultados la publicación de tres artículos de investigación en revistas internacionales de prestigio.

El primero de los sistemas presentado es el de medida no invasiva en un plano. Este sistema, cuya implementación empecé en mi TFM, ha supuesto la primera toma de contacto en esta temática por parte del grupo de investigación de la UMH y su diseño y desarrollo nos ha permitido aprender de forma práctica la potencia y limitaciones de este tipo de sistemas. El sistema implementado está formado por 16 antenas de banda ancha tipo Vivaldi, situadas formando un anillo alrededor del espacio de operaciones, donde se sitúa el modelo a medir. Estas antenas están conectadas a un VNA mediante un sistema de conmutadores de forma que permite la medida del parámetro de reflexión en el rango de 10 MHz a 6 GHz de cada una de las antenas de forma secuencial. El rango de frecuencias empleado permite aunar las buenas prestaciones en cuanto a profundidad de penetración en los tejidos de las frecuencias más bajas con la buena precisión espacial que ofrece el rango de frecuencias más alto. La potencia de emisión del sistema es muy baja (-10 dBm), prácticamente dos órdenes de magnitud por debajo de la potencia transmitida por un smartphone, cumpliendo, por tanto, holgadamente la normativa actual sobre emisiones y salud en esta banda de frecuencias, y permitiendo su uso en entornos hospitalarios. Para un mejor manejo del sistema y reducir el tiempo de medida todo el proceso de medida está completamente automatizado. Una vez realizadas las medidas se procede al procesamiento de las señales y a la obtención matemática de los pulsos transmitidos y recibidos por las antenas, que es el fundamento de este tipo de sistemas basados en el

efecto radar. Una vez obtenidos los pulsos y sus reflexiones, se han usado diferentes algoritmos de imagen médica para una mejor y más clara interpretación de los resultados.

Para comprobar el alcance y aplicabilidad del sistema de medida en un plano se han planteado dos aplicaciones de ámbito médico relacionadas con la detección temprana de cáncer de mama y la ayuda a la navegación robótica en operaciones de tumores cerebrales. Para cada una de las aplicaciones el sistema de medida se ha ajustado y optimizado para su buen funcionamiento.

En la primera aplicación, centrada en la detección temprana de los tumores especialmente en mamas densas, donde los sistemas actuales no son capaces de detectarlos correctamente se han planteado diferentes escenarios con modelos de mama biocompatibles en los que se han introducido artefactos simulando los tumores. El sistema ha presentado muy buenas prestaciones, obteniendo muy buenos resultados en la detección y ubicación de los tumores incluso en mamas muy densas, a pesar de la poca diferencia de permitividad dieléctrica entre el modelo de mama y el modelo de tumor. Uno de los aspectos más destacables de este trabajo ha sido el uso de un algoritmo de extracción de bordes que permite eliminar la reflexión debida al contorno del modelo de mama y de esta forma poder visualizar de forma más clara y realista los modelos de tumor en su interior.

La segunda aplicación práctica que se ha implementado con el sistema de medida en un plano está orientada a la ayuda en el posicionamiento y seguimiento de herramientas quirúrgicas en operaciones a distancia. En este caso, se ha desarrollado un setup de laboratorio donde se ha utilizado el sistema de medida no invasiva junto con un brazo robótico que dispone de una herramienta quirúrgica diseñada para realizar operaciones de extracción de tumores cerebrales. Se ha realizado un seguimiento de la posición de la herramienta en el interior del cráneo, observando su acercamiento a la posición del tumor, y, a partir de las imágenes médicas obtenidas, se ha correlacionado la posición de la herramienta entre el sistema de navegación propio del robot y el plano de medida de nuestro sistema. Se han logrado muy buenos resultados en el posicionamiento de la herramienta llegando a obtener un error mínimo de 2 mm en las posiciones más cercanas al centro del sistema, donde se encuentra el modelo de cráneo y el tumor. Se ha demostrado, por tanto, la posibilidad de utilización del sistema desarrollado en el seguimiento en tiempo casi real de herramientas quirúrgicas en entornos complejos como ayuda al cirujano ante intervenciones teleoperadas.

Con los resultados y conclusiones obtenidas con el sistema de medida en un plano, se plantea el diseño de un sistema específico para la detección de tumores en cáncer de mama. Esto supone dos diferencias muy notables respecto al sistema anterior: se propone un sistema adaptado a la morfología de la mama, donde las antenas se sitúan casi pegadas al modelo de mama, y que las medidas sean en tres dimensiones, para poder situar los tumores con más precisión. Esto nos lleva a utilizar antenas más pequeñas y cuya forma y geometría se pueda ajustar para seguir la morfología de la mama. Las antenas que cumplen con estas restricciones son antenas monopolo impresas, que permiten una transmisión de banda muy ancha con un pequeño tamaño, pero a costa de una radiación omnidireccional.

En un primer momento se plantea el uso de sustratos flexibles para la implementación de las antenas. Para ello, se realiza un estudio para evaluar la posibilidad de uso de impresoras de deposición de tinta conductiva, como Voltera, para la implementación de las antenas. Esta tecnología permite la fabricación mediante técnicas aditivas de circuitos electrónicos en todo tipo de sustratos, incluyendo los flexibles, como el PET, pero no está pensada inicialmente para aplicaciones de alta frecuencia. Por ello, se realiza todo un estudio sobre esta tecnología para determinar de forma precisa la conductividad de la tinta depositada y sus límites tecnológicos en su aplicación a circuitos de alta frecuencia y en particular a las antenas. Los resultados obtenidos en este trabajo han sido muy buenos, lo que ha permitido extender de forma notable la frecuencia de uso de esta tecnología, reportando circuitos para aplicaciones hasta 10 GHz, muy por encima del estado del arte.

Debido al tipo de alimentación coplanar de la antena monopolo impresa utilizada, y para darle mayor robustez a la soldadura del conector SMA, finalmente se decide utilizar un sustrato de bajo coste muy fino (0.4 mm) que le confiere a la antena cierta flexibilidad que permite su adaptación al modelo de soporte diseñado. Un total de 16 antenas de este tipo se han dispuesto de forma equidistante alrededor de un modelo semiesférico, emulando la forma de la mama.

Otro aspecto destacable del sistema de medida en modelos curvos es el uso de resonadores de banda estrecha que permiten obtener de forma precisa la permitividad dieléctrica de la piel del modelo de mama. Esto es importante porque permite una mejor ubicación de los artefactos dentro del modelo y minimizar el efecto de la primera reflexión de las señales en la interfaz aire-mama, que es muy grande en amplitud y enmascara el resto de reflexiones del modelo.

Por otro lado, el sistema está totalmente automatizado, permite la medida de los parámetros de scattering completos (reflexión y transmisión) en pares de antenas enfrentadas en el rango entre 10 MHz y 6 GHz con una potencia de 0 dBm y en un tiempo inferior a un minuto. Este tiempo es importante porque en una aplicación realista la paciente tendría que estar inmóvil durante todo el proceso de medida.

Respecto al procesado de las medidas obtenidas con las antenas, se han adaptado los algoritmos de obtención de los pulsos transmitidos y recibidos a la nueva topología del sistema y tipo de antenas y se sigue trabajando en el momento de escritura de esta memoria en la adaptación y optimización de los algoritmos de imagen médica a la disposición tridimensional del sistema de medida.

Otro punto destacable del trabajo realizado es el diseño y fabricación de modelos o phantoms de mama realistas, con características biocompatibles y que presenten propiedades dieléctricas similares a los tejidos reales. Se han desarrollado modelos homogéneos que simulan mamas con distintas densidades, asociadas típicamente a pacientes jóvenes, de mediana edad y mayores. También se han diseñado e implementado modelos más complejos de mama con dos y tres capas, simulando piel, grasa y glándula mamaria. Adicionalmente, también se han desarrollado modelos de tumor biocompatibles de distintos tamaños que serán utilizados como artefactos a detectar en las medidas.

Para comprobar el funcionamiento del sistema desarrollado se ha realizado una batería de medidas con los diferentes modelos biocompatibles de mama y tumor desarrollados. Para la detección y ubicación de los artefactos se han analizado las respuestas temporales de cada una de las antenas identificando directamente las reflexiones producidas por los artefactos en el interior de la mama. Los resultados obtenidos en todos los casos son muy satisfactorios, demostrando la posibilidad de detección de artefactos en modelos complejos de mama, mediante el sistema de medida basado en microondas implementado. Debido a la técnica de detección y ubicación de los tumores a partir directamente de las reflexiones producidas, hay casos donde es muy difícil interpretar los resultados, pero en cualquier caso esperamos que con la puesta a punto de los algoritmos de imagen médica, las prestaciones y posibilidades de detección del sistema aumenten notablemente.

En líneas generales es importante recalcar los siguientes puntos, extraídos de las principales conclusiones del trabajo:

- Se ha conseguido una buena capacidad de detección no invasiva de artefactos en diferentes escenarios: tumores en modelos sencillos de mama, herramientas en caso de cirugías teleoperadas, tumores en modelos más complejos de mama.
- Se han llegado a detectar modelos de tumores de 1 mL e incluso dos tumores en el sistema de medida en un plano y de 2 mL en el de medidas curvas.
- Se ha constatado la importancia del efecto de la interfaz aire/mama en los resultados, ya que provoca una reflexión muy importante que enmascara las demás. Por ello es necesario el desarrollo de algoritmos que reducen su influencia.
- El uso de antenas monopolo con diagrama de radiación omnidireccional provoca un problema importante debido a las reflexiones hacia detrás. Esto obliga a tener una zona de “seguridad” sin cambios ni elementos que puedan provocar reflexiones entre las medidas (en nuestro caso 1.5 metros aproximadamente). Este problema se agrava por la diferencia de velocidad de las ondas que viajan en el interior del modelo de mama y en el aire. El efecto consiste en que se producen reflexiones no controladas y que no se pueden eliminar con las técnicas clásicas de eliminación de interferencias del sistema (resta sistema vacío).
- Es de gran necesidad disponer de modelos realistas de mama para entrenar al sistema y poder hacer todas las medidas de laboratorio necesarias con total seguridad y comodidad. Además, estos modelos de mama se complementan con inserciones de modelos realistas de tumores, con diferentes tamaños y morfologías.
- Gracias a este tipo de sistemas se abre la posibilidad de detección de tumores en casos de mamas densas, típicas de pacientes jóvenes, donde los sistemas actuales no son capaces de detectar correctamente la presencia de tumores.
- Los algoritmos de imagen médica en 2D y 3D son de gran necesidad y utilidad, ya que facilitan la detección y ubicación de los artefactos. Este tipo de algoritmos han obtenido muy buenos resultados en las medidas realizadas con el sistema de medidas de un plano. Sin este tipo de algoritmos es muy complejo asignar las

distintas reflexiones obtenidas en cada una de las antenas al material que las ha provocado.

- Para una correcta detección y ubicación de los artefactos es de suma importancia la calibración del sistema, tanto desde el punto de vista de la calibración electrónica como del uso de modelos de referencia para comprobar que el sistema funciona correctamente.

Durante el trabajo presentado, se han demostrado las posibilidades de los sistemas de detección y caracterización de tejidos biológicos de forma no invasiva mediante señales de microondas en la detección de artefactos o tumores en cáncer de mama. El uso de estos sistemas no está llamado a sustituir a los sistemas de imagen médica actuales, sino más bien a ser un complemento de éstos, que permite un seguimiento más detallado y actualizado del tamaño y posición de los tumores, y que ha demostrado que puede ser útil en aquellos casos donde las técnicas clásicas de detección de tumores pueden ocasionar problemas o tienen baja tasa de éxito, como puede ser el caso de mujeres embarazadas o en pacientes jóvenes. Estos sistemas son inocuos para la salud, más cómodos para las pacientes y notablemente más económicos que los sistemas actuales, lo que permitiría un acercamiento de los sistemas de detección a la población e incluso su uso en zonas económicamente desfavorecidas.

En cualquier caso hay que ser realistas y aún queda un largo camino que recorrer. El futuro de estos sistemas y sus posibilidades reales se verá a medio plazo. Es imprescindible seguir investigando en estos sistemas para mejorar sus prestaciones y que efectivamente se convierta en un complemento a las tecnologías actuales de imagen médica. Sirva el presente trabajo para aportar un granito más de arena en la lucha contra una de las enfermedades que más preocupa y afecta a las mujeres.

4.2. Líneas Futuras

A partir del trabajo realizado y de las conclusiones extraídas se han detectado una serie de mejoras y líneas futuras de trabajo que se indican a continuación.

Quizá la más importante y en la que ya se está trabajando actualmente es la optimización de los algoritmos de imagen médica para el caso del sistema de medidas curvas. Estos algoritmos permitirán de forma más sencilla y precisa detección de los artefactos y tumores dentro del modelo de mama. El desarrollo de algoritmos de imagen médica en 3D para el sistema de medidas curvas permitiría la ubicación de los tumores de forma más natural y realista. Es también interesante unir este punto al desarrollo de algoritmos de inteligencia artificial que permitan una detección más precisa de tumores y su clasificación

Otro aspecto que se propone es el diseño de nuevas antenas específicas, donde se tenga en cuenta desde un inicio la aplicación para la que van a ser utilizadas. Esto permitiría el diseño y optimización de las antenas incorporando materiales absorbentes en la cara posterior de la antena para reducir la radiación hacia atrás y de esta forma minimizar los problemas de reflexiones no deseadas. Otro aspecto importante sería el uso

de materiales que permitieran realizar una mejor adaptación al medio donde se transmiten los pulsos, de forma que se redujera el efecto de desadaptación que se produce entre el aire y la mama y que provoca importantes reflexiones que pueden enmascarar los resultados, especialmente si los artefactos se sitúan cerca del borde de la mama.

El modelado en simulación del sistema completo de las antenas junto con los modelos de mama permitiría un mejor y más completo conocimiento de las propiedades y características del sistema desarrollado, anticipando los problemas o inconvenientes que puedan aparecer. El principal hándicap a superar en este caso es el coste computacional del modelo, debido al tamaño, complejidad y al uso de materiales biológicos, lo que ralentiza aún más las simulaciones. Otro inconveniente es que para la obtención con cierta precisión temporal de los pulsos transmitidos y recibidos por las antenas se necesita aumentar la frecuencia de funcionamiento del sistema, lo que puede suponer tiempos de simulación elevados y computadores con características más exigentes. Hay que tener en cuenta que al aumentar la frecuencia de funcionamiento del sistema, éste encarecerá su valor debido a los materiales de alta frecuencia utilizados como son los conmutadores, cables, sustratos o equipos de medida.

También se propone el diseño y la fabricación de modelos de mama y tumor más realistas en cuanto a morfología y estructura, que permita que las pruebas y resultados sean cada vez más similares a los que podríamos tener en una situación real, pero manteniendo la comodidad y seguridad de las pruebas en laboratorio. El uso de estructuras granulares como las de las glándulas mamarias, el modelado de los ductos mamarios o la incorporación del pezón dotaría de mayor realismo y complejidad a los modelos de mama y permitiría poner a prueba al sistema ante entornos un poco más realistas.

Por último, y como prueba de fuego del sistema desarrollado, se propone el uso del mismo con pacientes reales en entorno hospitalario controlado, ya sea como herramienta de cribado o como seguimiento de pacientes en tratamiento, y siempre bajo la supervisión y control de personal médico. Estas pruebas permitirían comparar los resultados con los obtenidos con los sistemas de imagen médica actuales y evaluar las posibilidades reales de uso de este tipo de sistemas para la detección de forma no invasiva de tumores basados en la transmisión de señales de microondas.

Anexo A: Publicaciones

A1. Publicación de artículo en la revista Biosensors.

C. Blanco-Angulo, A. Martínez-Lozano, R. Gutiérrez-Mazón, C. G. Juan, H. García-Martínez, J. Arias-Rodríguez, J. M. Sabater-Navarro, E. Ávila-Navarro, “Non-Invasive Microwave-Based Imaging System for Early Detection of Breast Tumours,” in *Biosensors*, 12, 752, sept. 2022, doi: 10.3390/bios12090752.

A2. Publicación de artículo en la revista Sensors.

C. Blanco-Angulo, A. Martínez-Lozano, C. G. Juan, R. Gutiérrez-Mazón, J. Arias-Rodríguez, E. Ávila-Navarro, J. M. Sabater-Navarro, “Validation of an RF Image System for Real-Time Tracking Neurosurgical Tools,” in *Sensors*, 22, 3845, May. 2022, doi: 10.3390/s22103845.

A3. Publicación de artículo en la revista IEEE Access.

C. Blanco-Angulo, A. Martínez-Lozano, J. Arias-Rodríguez, A. Rodriguez-Martínez, J. M. Vicente-Samper, J. M. Sabater-Navarro, E. Avila-Navarro, “Low-Cost Direct-Writing of Silver-Based Ink for Planar Microwave Circuits up to 10 GHz,” in *IEEE Access*, 11, pp. 2169 – 3536, Jan. 2023, doi:10.1109/ACCESS.2023.3234772.

Article

Non-Invasive Microwave-Based Imaging System for Early Detection of Breast Tumours

Carolina Blanco-Angulo ¹, Andrea Martínez-Lozano ¹, Roberto Gutiérrez-Mazón ², Carlos G. Juan ^{3,4,*}, Héctor García-Martínez ¹, Julia Arias-Rodríguez ¹, José M. Sabater-Navarro ³ and Ernesto Ávila-Navarro ¹

¹ Department of Materials Science, Optics and Electronic Technology, Miguel Hernández University of Elche, 03202 Elche, Spain

² Department of Communications Engineering, Miguel Hernández University of Elche, 03202 Elche, Spain

³ Neuroengineering Biomedical Research Group, Institute of Bioengineering, Miguel Hernández University of Elche, 03202 Elche, Spain

⁴ Medical Robotics Research Group, University of Málaga, 29071 Málaga, Spain

* Correspondence: carlos.juan01@umh.es

Abstract: This work introduces a microwave-based system able to detect tumours in breast phantoms in a non-invasive way. The data acquisition system is composed of a hardware system which involves high-frequency components (antennas, switches and cables), a microcontroller, a vector network analyser used as measurement instrument and a computer devoted to the control and automation of the operation of the system. Concerning the software system, the computer runs a Python script which is in charge of mastering and automatising all the required stages for the data acquisition, from initialisation of the hardware system to performing and saving the measurements. We also report on the design of the high-performance broadband antenna used to carry out the measurements, as well as on the algorithm employed to build the final medical images, based on an adapted version of the so-called Improved Delay-and-Sum (IDAS) algorithm improved by a Hamming window filter and averaging preprocessing. The calibration and start-up of the system are also described. The experimental validation includes the use of different tumour models with different dielectric properties inside the breast phantom. The results show promising tumour detection capabilities, even when there is low dielectric contrast between the tumoural and healthy tissues, as is the usual case for dense breasts in young women.

Keywords: breast phantom; medical imaging; microwave-based measurement; non-invasive measurement; Radio-Frequency antenna system; TRITON X-100; tumour detection



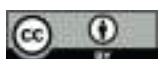
Citation: Blanco-Angulo, C.; Martínez-Lozano, A.; Gutiérrez-Mazón, R.; Juan, C.G.; García-Martínez, H.; Arias-Rodríguez, J.; Sabater-Navarro, J.M.; Ávila-Navarro, E. Non-Invasive Microwave-Based Imaging System for Early Detection of Breast Tumours. *Biosensors* **2022**, *12*, 752. <https://doi.org/10.3390/bios12090752>

Received: 14 August 2022

Accepted: 8 September 2022

Published: 12 September 2022

Publisher's Note: MDPI stays neutral with regard to jurisdictional claims in published maps and institutional affiliations.



Copyright: © 2022 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

Breast cancer is the most-diagnosed cancer among the female population, making up 11.6% of all female cancers in 2018, according to the WHO's last report [1]. Accordingly, during the last several years there has been a considerable increase in the research activity on technologies aimed at breast cancer detection [2].

Currently, X-ray mammography is the most widely used medical image method for breast cancer screening and detection. However, this technique shows several drawbacks, such as the need for uncomfortable and painful breast compression, the considerable amount of false-positive tests, especially in young patients with dense breasts, and the use of ionising waves [3,4]. Other current techniques also show significant drawbacks, such as the elevated cost of magnetic resonance imaging (MRI) which hinders its use for early detection purposes, or the need for the patient to take radioactive compounds for the proper generation of the image with positron emission tomography (PET). These disadvantages have motivated the scientific community to pursue new breast cancer detection methods based upon non-invasive, non-ionising, cost-effective techniques. The use of some novel technologies for such an aim has been under study during the last years, such

as PhotoAcoustic Tomography (PAT), Diffuse Optical Tomography (DOT) or MicroWave Imaging (MWI). These techniques show the common advantages of being innocuous and not needing to compress the patient's breast (as happens with X-ray mammography), thereby enhancing the patient's experience and comfort.

PAT-based techniques make use of short-pulsed light beams to illuminate the objects under study while the photoacoustic waves, excited by the thermoelastic expansion of the tissues induced by optical absorption, are recorded by wideband ultrasound transducers. Although featuring good spatial resolution and image depths, PAT techniques have the disadvantage of only being useful for the detection of targets of certain sizes, and the complexity of determining the tissue scattering coefficient poses a remarkable limitation in the specific case of breast tumour detection [5]. Concerning DOT techniques, they are based on creating concentration maps of the main intrinsic absorbers in the breast, as some of them are believed to be related to the existence of breast tumours [6]. These methods have the limitation of low spatial resolution, which hinders the detection of early-stage tumours, and relatively low data-processing and image-building speed [7].

MWI techniques are based on the detection of the scattering and absorption of electromagnetic waves at microwave frequencies while travelling through the different tissues in the breast, with a special focus on the remarkable difference found between healthy tissues and tumour tissues. In addition to the common advantages mentioned above, MWI methods show other benefits such as appropriate spatial resolution and image depth for breast tumour detection, the possibility of early detection and tumour detection in dense breasts (especially needed for young patients), relatively low cost and reduced measurement-processing and image-generation times. In this sense, medical imaging systems based on signals with microwave-range frequencies are rising as a promising technique for on-time detection of this kind of breast cancer [4,8]. Moreover, microwave-based images can be used for the detection and characterisation of biological materials [9], thus providing interesting additional information.

The specific properties of electromagnetic wave propagation at microwave frequencies have been demonstrated to be of interest for biomedical applications [10,11]. This range of frequencies covers the most relevant relaxation processes of watery and biological systems [12], allowing for detection, characterisation and tracking of a plethora of phenomena. In addition, the penetration depths attainable with microwave radiation into biological tissues, ranging from a few hundreds of microns to some centimetres [13], render these techniques suitable for many biomedical applications if the proper frequencies and configurations are selected. All these features, in addition to the dependence of the propagation of microwaves upon the permittivity of the tissues, which changes from healthy to malignant [14], as well as the non-invasiveness and non-ionising capabilities [15], have led to the consideration of microwave techniques for medical imaging contexts (e.g., [16–18]).

Considering the usual microwave medical imaging systems, they are generally based either on microwave tomography techniques or on radar techniques. When an image is to be generated with microwave tomography systems, the obtained dispersion signals are inverted in order to create a conductivity and permittivity map for the materials the microwaves travel through [4]. Conversely, radar-based systems make use of the return waves coming from the reflections of the different objects to build the images [4]. The operating frequency range for these systems is usually found between 1 and 10 GHz, which supposes a good trade-off between acceptable precision and enough energy penetrating into the biological tissue [3]. Whereas tomography techniques can achieve remarkable precision, the image-generation processing usually requires considerable time, even dozens of minutes [19,20]. Radar techniques, conversely, can produce the images in a faster manner with similar precision [8], although they require sophisticated calibration techniques [4], usually made with in-lab measurements of biological phantoms.

Reliable biological tissue phantoms and models are required so that these systems can be tested, calibrated and set up properly, both for the different parameters of the hardware and the software. To that end, phantoms showing the same electrical parameters (such as

the dielectric constant) as each of the actual tissues in a human breast are produced [21]. There is a noticeable difference between the response to microwave propagation in healthy and malignant tissue, mainly due to the elevated water amount contained in tumours, which allows for their microwave-based detection [22]. Reliable phantoms must account for this difference. However, this difference is reduced for denser breasts with lower fat content, as well as for early-stage tumours, which hinders the detection [23,24]. This effect is especially important for patients under 40 years old with dense breasts, for whom the mammography becomes less effective [21]. In this sense, this phenomenon should be addressed by novel techniques and phantoms.

This work has the purpose of starting up a microwave medical imaging system based on radar technology. The system is composed of 16 twin Vivaldi-like antennas which are mastered through a switching network made with five high-frequency switches, as well as a control and feeding subsystem and a computer used to automate the data-acquisition and image-generation processes. The whole system is aimed at the detection and location of tumour phantoms emulating breast cancer cases. As a novelty, in addition to providing a non-ionising fast-imaging system for early detection of breast cancer, we investigate the detection limits of the system by employing different tumour phantoms with reduced dielectric contrast with respect to the breast tissues, thus emulating the dense-breast cancer detection issue.

The rest of the article is organised as it follows: Section 2 explains the hardware and software systems developed to perform the medical imaging measurements; Section 3 discusses the calibration, start-up and fine-tuning of the system for reliable measurements; Section 4 presents the material employed for achieving the biological phantoms and shows the measurements carried out with the proposed system and realistic breast models, as well as the results obtained; finally, Section 5 summarises the main conclusions of the study.

2. Microwave System for Early Detection of Breast Tumours

A measuring system has been implemented to carry out measurements of the breast phantoms made with biocompatible material. The system is composed of 16 antennas which are sequentially connected to the Vector Network Analyser (VNA), ZNLE6 from Rohde & Schwarz, Munich (Germany), by means of an electronic switching network. The system is depicted in Figure 1, where a picture of the positions of the antennas and the measurement area is also shown. The measurements are made following the radar principles. The system activates each antenna in order (only one antenna is active at a time), and the active antenna emits a broadband pulse. The pulse is reflected from the different materials making up the objects or bodies under analysis, and the reflected signal is finally received (and recorded) by the active antenna, the same one that emitted it.

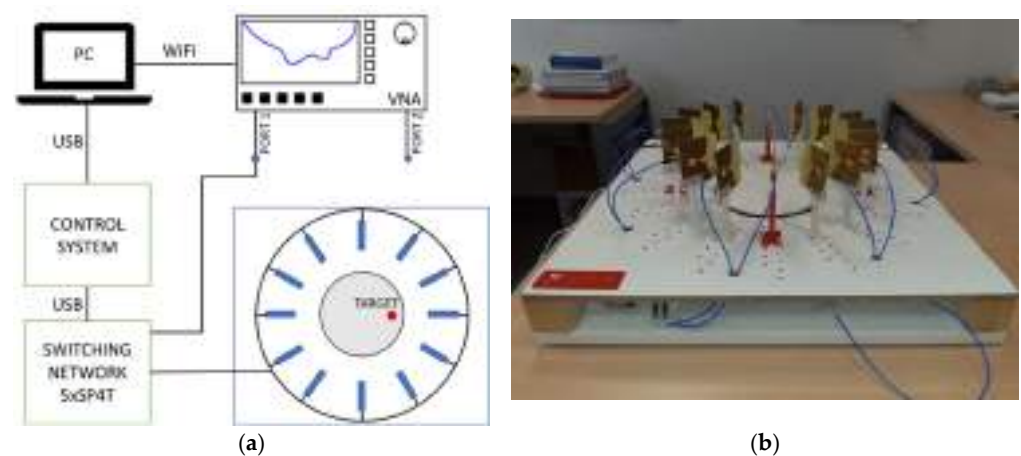


Figure 1. Proposed microwave system for early detection of breast tumours: (a) Scheme of the system; (b) Picture of the measurement scenario.

The communication with the antennas is handled by a switching network based on commercially available 4-output switches (ZSWA4-63DR+ from Mini-Circuits). These devices provide for high-speed (320 ns), low-loss switching, matched to 50Ω in the frequency band ranging from 1 MHz to 6 GHz. This switching network is in charge of sequentially connecting each antenna to the VNA. The VNA is configured to work between 10 MHz and 6 GHz, making measurements with 5001 points. All the measurements are always performed with the same port in the VNA. In order to control and select which antenna is connected to the VNA at each time, a subsystem based on a microcontroller (AT91SAM3X8E from Arduino, Ivrea (Italy)) has been included. This control system stores and sweeps a truth table containing the control inputs for the switches according to the antenna activation sequence. Both subsystems (control and switching) are integrated in the bottom part of the system, far enough from the antennas so that the metallic parts cause no interference in the measurement. It should be noted that having only one antenna transmitting and receiving at the same time allows for the use of only 5 switches and fast-processing algorithms. A more precise system could be achieved by having all the antennas receiving the transmitted pulse at the same time, but the considerable increase in the number of required switches, cost, complexity and processing times may entail the loss of the main benefits of radar systems (moderate cost, fast processing, etc.).

Moreover, a software script in the Python language, running on a master computer, has been developed to operate the VNA (through LAN connection) and manage the microcontroller (through a series port connection via USB port) in parallel. This allows us to handle and save the response of each antenna in an independent manner. The Python script is in charge of the VNA initialisation and configuration. After that, the antennas are sequentially selected by means of the microcontroller and the switching network, in order from antenna #1 to antenna #16. At the same time, the right commands are sent to the VNA so that the corresponding calibration is loaded and a measurement of the reflection parameter for each antenna $|S_m|$ is carried out and saved with the selected format. Finally, all the measurement files are loaded into the corresponding directory in the master computer. The measurements are then ready to be processed so that the corresponding images can be produced.

2.1. Broadband Printed Antenna

The key elements of the measuring system are the 16 twin broadband antennas designed. They have been expressly designed to achieve a considerable directivity. This improves the detection capabilities, especially when the properties of the target are not greatly differentiated from those of the surroundings, as is the case of tumours in dense breasts. They have been placed on an equally spaced basis along a circumference around the breast phantom under measurement, with an angular separation between every two consecutive antennas of 22.5° . The total number of antennas, and therefore their angular separation, has been set as a trade-off between the largest possible number of antennas to achieve better spatial accuracy in the results and the minimum separation required between the antennas so that the metallic parts of the neighbour antennas do not significantly modify the radiation properties of the active antenna.

The antennas have been designed as a modified version of the common Vivaldi printed antennas, aiming at a reduced size. Vivaldi-like antennas are one of the most-used broadband antenna designs in the literature [25,26]. Their main advantages are having a slightly directive radiation pattern in the aperture direction and showing a logarithmic profile which allows for a considerably broad bandwidth (only limited by the matching in the antenna feed). Conversely, their chief drawback is their big size. This size indeed depends on the dimensions of the aperture of the antenna, which is adjusted to half a wavelength for the lowest design frequency [27]. To overcome this disadvantage while maintaining the excellent radiation features of standard Vivaldi antennas, in this work we use a Vivaldi-like antenna with a modified geometry that allows us to remarkably reduce

its size. The antenna has been designed and simulated by means of HFSS (High-Frequency Structure Simulator), v. 2021 R2 from Ansys, Canonsburg (PA, USA).

The design of the antenna is shown in Figure 2. The antenna is printed on both faces of the dielectric substrate, and the classical aperture of the exponential profile in the Vivaldi antennas has been truncated with the purpose of reducing the final size. In addition, three identical director elements have been included in the aperture of the antenna in order to increment the directivity and focus the radiation towards the breast phantom. The antenna is fed thanks to a microstrip feeding line in the bottom face of the substrate. This line implements a radial stub and a triangular taper to enhance the matching and to provide 50Ω throughout the whole operating frequency range.

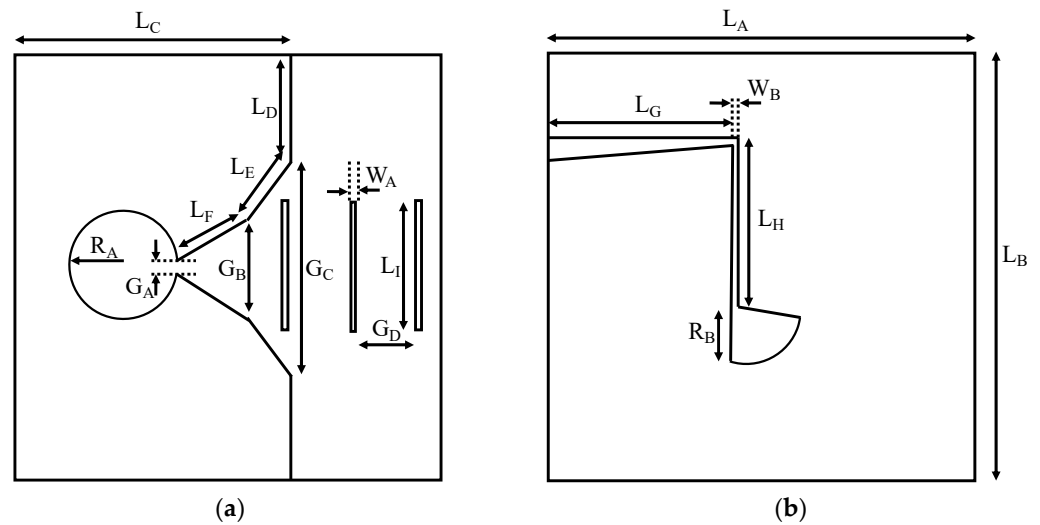


Figure 2. Antenna scheme and dimensions: (a) Top face; (b) Bottom face.

The design and optimisation of the antenna was performed with HFSS software by running parametric simulations of the different dimensions, assessing in each case the simulated bandwidth (computed from the reflection parameter S_{11}) and directivity. One design goal was to achieve a broad enough bandwidth within the operating range for the rest of the elements involved in the microwave system (maximum frequency of 6 GHz). Another design goal was to obtain a small enough size so that 16 antennas can be properly included in the system, which presents a limit for the minimum operating frequency in the system. After the optimisation process, the final design has a size of $70 \times 68 \text{ mm}^2$ (more than $4 \times$ smaller than the size of the equivalent standard Vivaldi antenna [28]), with a bandwidth greater than 3.5 GHz. The final dimensions are summarised in Table 1.

Table 1. Final dimensions of the designed antenna.

Dimension	Value	Dimension	Value	Dimension	Value
L_A	68.0 mm	L_G	27.7 mm	G_B	9.9 mm
L_B	70.0 mm	L_H	12.8 mm	G_C	38.0 mm
L_C	49.0 mm	L_I	16.0 mm	G_D	8.0 mm
L_D	16.0 mm	W_A	1.0 mm	R_A	7.0 mm
L_E	15.2 mm	W_B	0.6 mm	R_B	9.4 mm
L_F	34.2 mm	G_A	1.3 mm		

The antennas have been manufactured with low-cost, double-sided copper-clad 1.52 mm-thick FR4 substrate (dielectric constant of 4.4, loss tangent of 0.02). The manufactured antennas are shown in Figure 3. It can be seen that two holes have been made in each antenna so that it can be fixed onto the right position by nylon bolt/nut pairs. An ad hoc plastic piece has been designed and 3-D-printed to hold the antenna and properly fix its position, to which the antenna is attached by the bolt/nut pairs. We have verified

that neither the nylon bolt/nut pairs nor the plastic piece have significant influence on the response of the antennas.

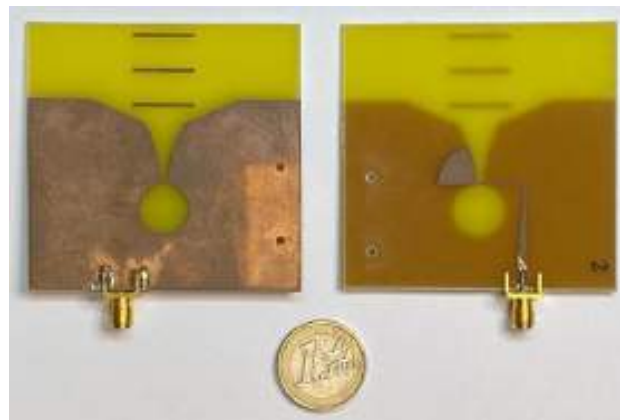


Figure 3. Implementation of the improved Vivaldi antenna proposed in this work.

The responses of the fabricated antennas have been characterised inside an anechoic chamber with the VNA. Figure 4 plots the results of the S_{11} parameter for one of the antennas (identical responses have been obtained for them all), both simulated and measured. As can be observed, a good agreement is obtained, which validates the design and optimisation process carried out. The experimental operating frequency range of the antenna is from 1.2 GHz to 5 GHz, which means 123% bandwidth for a central frequency of 3.1 GHz.

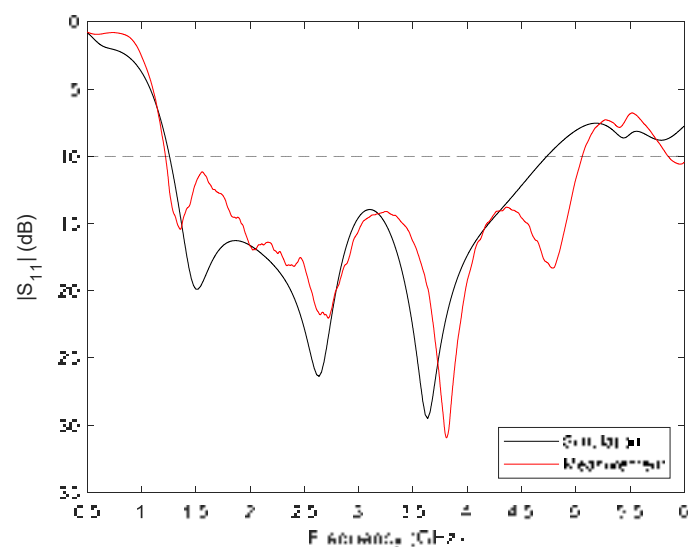


Figure 4. Measured and simulated return losses $|S_{11}|$ for the modified Vivaldi-like antenna.

The E-plane and H-plane radiation patterns, both simulated and measured, are shown in Figure 5. For a better understanding of the results, due to the large number of frequencies involved, the diagrams have been split into two, one for the lowest operating frequencies and another one for the highest frequencies. A good agreement between measurements and simulations is again observed. The designed antenna shows a higher directivity in the E-plane (the aperture plane), especially at higher frequencies. This is desirable to boost the detection capabilities in systems based on dielectric permittivity differences between the target and the surroundings.

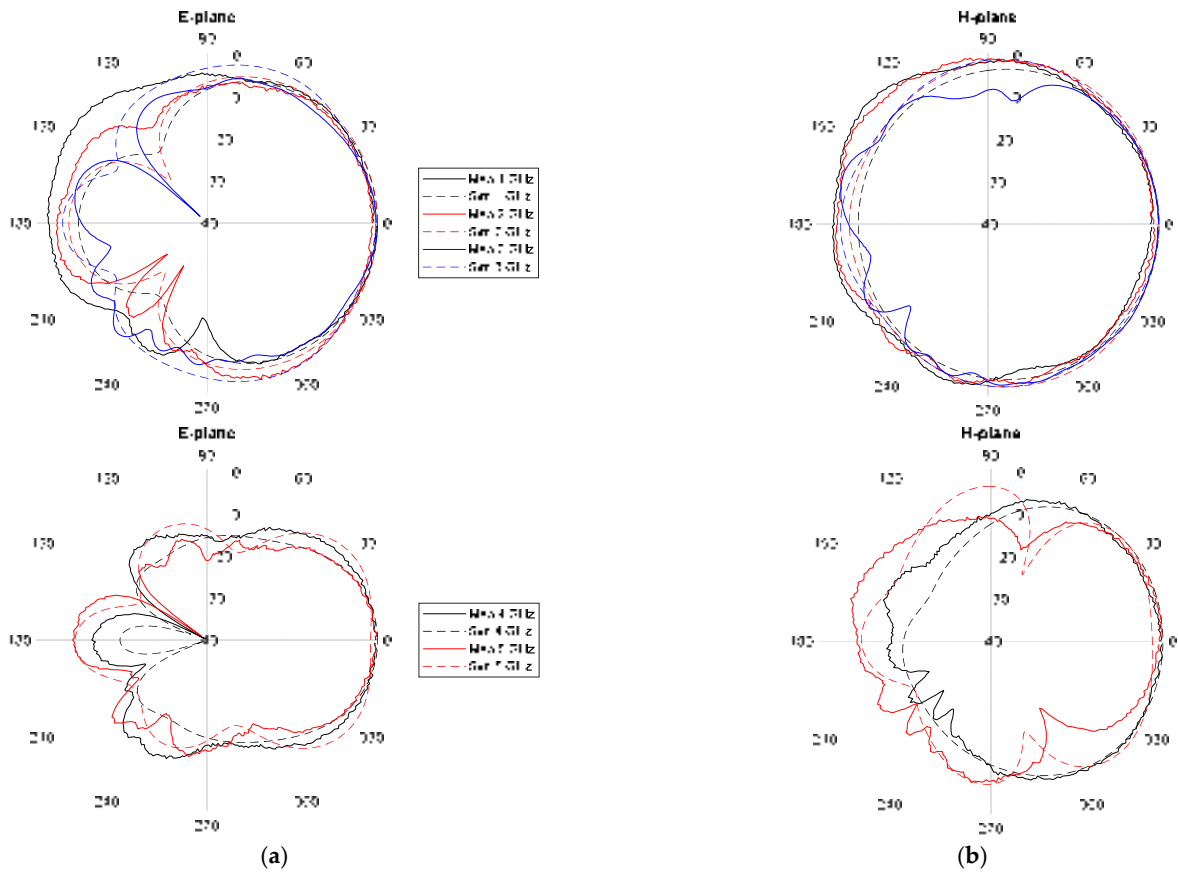


Figure 5. Measured and simulated radiation patterns of the proposed antenna for several frequencies within the operating range (top: lowest frequencies; bottom: highest frequencies): (a) E-plane; (b) H-plane.

Finally, the gain of the antenna is shown in Figure 6, both simulated and calculated from the measurements of the transmission parameter $|S_{21}|$ in the direction of maximum radiation. As shown, the results are again similar in both cases, obtaining a calculated gain between 2.0 dBi (low frequencies) and 6.5 dBi (highest frequency).

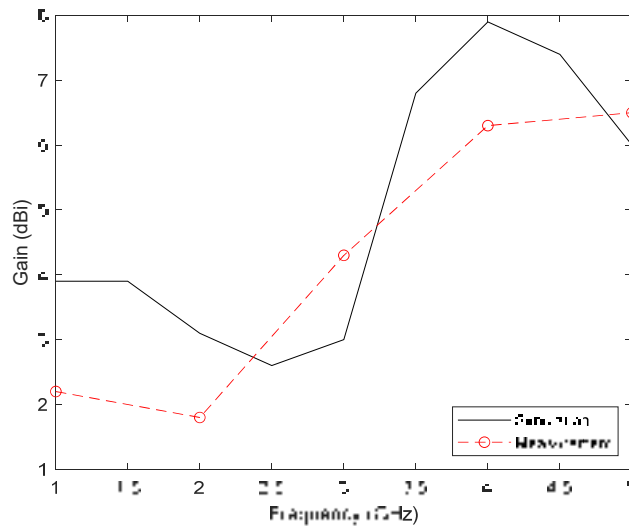


Figure 6. Measured and simulated gain of the proposed antenna.

Broadband Antenna Time-Domain Analysis

In the medical imaging context, due to the accuracy and detection precision requirements, the signals involved are usually broadband. These signals are very short-time pulses including a broad frequency range, like the ones emitted by the proposed antennas. In this sense, these narrow pulses are highly prone to dispersion, which hinders the possibility of the reflected-back pulse in the antenna to be identical to the emitted one. To account for this phenomenon, the transmitted pulse is analysed in this section in the time domain in order to provide an estimation of the distortion likely to appear.

For the sake of simplicity, the analysis of the response is carried out in the frequency domain, and the results are further processed later for a suitable conversion to the time domain. In the proposed system, a pulse is emitted by one antenna, reflected onto a body within the measurement area, and received back by the same antenna. It should be noted that this scenario is essentially equivalent to a single transmission between a couple of face-to-face identical antennas separated by twice the distance between the single antenna and the body originating the reflection. In this equivalent scenario, the transfer function is straightforwardly obtained as the S_{21} parameter.

Therefore, two twin antennas have been placed one in front of another in the anechoic chamber, with a separation of 40 cm for ensuring far-field transmission. The S_{21} parameter has been recorded both from measurement and simulation, shown in Figure 7a. Vertical dotted lines mark the limits of the antenna bandwidth. It can be observed that there is a good agreement between simulation and measurement. The group delay, calculated from the phase derivative of the S_{21} parameter, has been also analysed and plotted in Figure 7b. It can be seen that it is fairly flat within the antenna bandwidth, showing values between 0.20 and 0.25 ns. These results suggest a low distortion in this system for signals whose bandwidth falls within the antenna bandwidth.

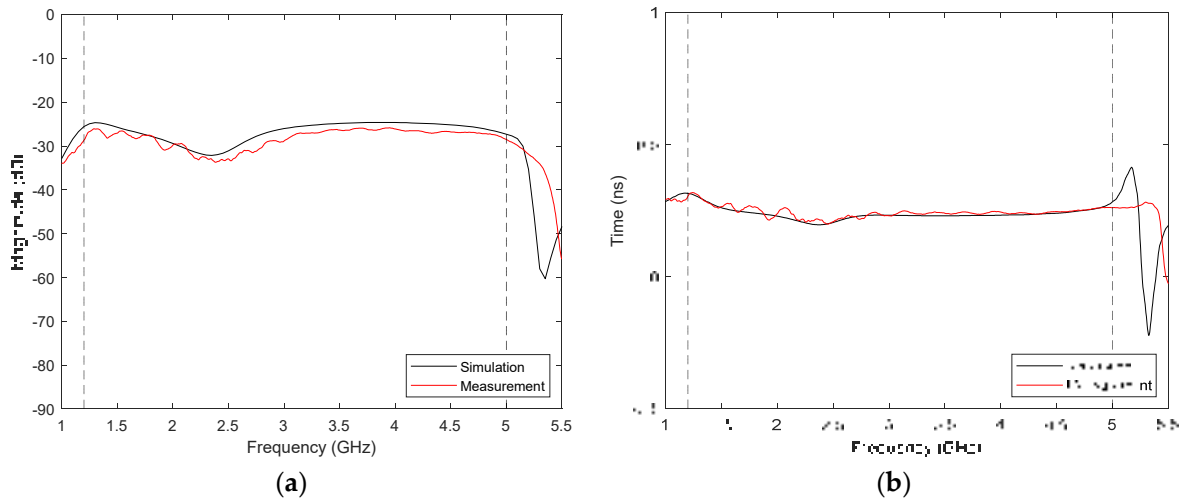


Figure 7. Transfer function of the proposed transmission scheme: (a) Module; (b) Group delay.

To confirm the previous result, an analytic time-domain analysis of a broadband pulse transmission can be done. The procedure starts from a Gaussian pulse given by:

$$G(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \times e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}, \tag{1}$$

where σ is the time pulse width at half power. The transmitted broadband pulse used in this work is the fifth derivative of the Gaussian pulse, whose expression is the following:

$$T_S(t) = G^5(t) = \frac{d^5G}{dt^5} = (-1)^5 \times \frac{1}{(\sqrt{2}\sigma)^2} \times H_5\left(\frac{t}{\sqrt{2}\sigma}\right) \times G(t), \tag{2}$$

where $H_5(t)$ is 5th-order Hermite polynomial, defined in the following expression:

$$H_5(t) = 32t^5 - 160t^3 + 120t. \tag{3}$$

The fifth derivative of the Gaussian pulse, $G^5(t)$, is used because its spectrum fits the frequency mask imposed by the VNA bandwidth (1 MHz–6 GHz). Figure 8a shows, in the time domain, the broadband pulse together with the original Gaussian pulse. The broadband pulse to be transmitted is defined in MATLAB (MATrix LABORatory), v. R2020a from Mathworks, Natick (Massachusetts, USA), and a Fast Fourier Transform (FFT) is done to obtain its frequency response. Figure 8b shows, in the frequency domain, the broadband pulse together with the VNA mask. This information can be then multiplied with the transfer function of the antenna system (Figure 7a) to obtain the received signal in the frequency domain. The received signal in the time domain, $R_5(t)$, can be obtained by applying the inverse FFT. The measured received signal can be obtained similarly by substituting the simulated transfer function with the measured one.

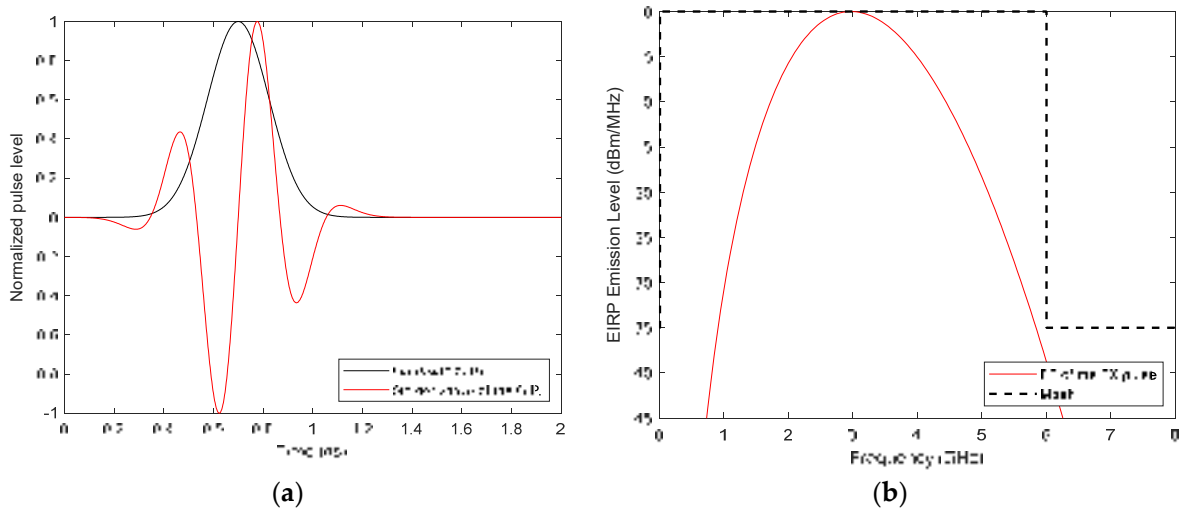


Figure 8. Plots of the Gaussian pulse: (a) Time-domain comparison between the Gaussian pulse and the fifth derivative of the Gaussian pulse; (b) Frequency-domain representation of the fifth derivative Gaussian pulse and VNA mask.

The time-domain received pulse is shown together with the transmitted pulse in Figure 9, using both simulated and measured function transfer for comparison. As can be seen, the received signal presents a qualitatively low distortion produced by the antennas.

The best way to quantify this effect is to use the System Fidelity Factor (SFF), which is a measurement of the correlation between the transmitted and received pulses. This factor computes the relationship between the energy of the convolution between the transmitted and received pulses and the energy of each pulse separately [29]. The expression for calculating the SFF is:

$$SFF = \max_n \left| \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} T_s(t)R_s(t + \tau)d\tau}{\sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} |T_s(t)|^2 dt} \cdot \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} |R_s(t)|^2 dt}} \right|, \tag{4}$$

where T_s is the transmitted pulse and R_s is the received pulse. Therefore, SFF takes into consideration the distortion induced by the two antennas.

The SFF value obtained for this system is 95.29% when the simulated transfer function is used, and 96.97% if the measured S_{21} parameter is used, which indicates the high signal integrity of the signals transmitted by the antennas.

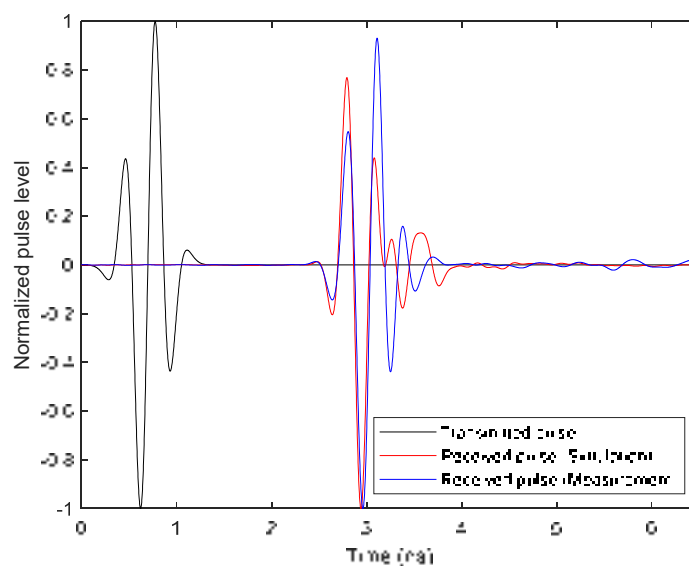


Figure 9. The transmitted pulse compared with the received pulse when simulated and measured transfer functions are used.

2.2. Medical Imaging Generation

In order to generate the medical images with the proposed antenna system, the signals reflected back to the antennas must be analysed and processed. These reflections are notably influenced by the permittivity differences between the healthy and malignant tissues inside the breast. These differences have an impact on the propagation and reflection of the electromagnetic waves. Therefore, the reflected signal captured by each antenna in the presence of malignant tissue is different depending on its position relative to the malignant tissue, and thanks to the joint analysis of the responses of the 16 antennas, the medical image can be processed. A depiction of the concept for the medical imaging system is shown in Figure 10. It should be noted that Figure 10 is limited to a schematic representation of the system. In the real system, the antennas have a different orientation, perpendicular to the positions shown in Figure 10 (as shown in Figure 1).

In this sense, in addition to the hardware system, the image-generation system (also referred to as image-formation algorithms or image-building algorithms) is crucial due to its decisive influence on the overall performance of the system. Image-generation systems based on broadband antenna measurements are currently facing several challenges in regards to breast cancer detection. On the one hand, active research is constantly being conducted on the optimal design of the antennas and the production of realistic breast phantoms to facilitate experimental study, development and validation. On the other hand, image-formation algorithms must be mastered, since they should provide considerably high detection capabilities, accurate location of the key points or elements, great robustness and fast computational speed.

Many medical image-formation algorithms have been proposed during the last several years. Li and Hagness [30] proposed for the first time the so-called Confocal Microwave Imaging (CMI) technique, which generates the image by using a method based on Delay-and-Sum (DAS) algorithms. From these principles, a number of enhanced or adapted algorithms have been proposed, which are usually divided into two main groups: Data-Dependent (DD) and Data-Independent (DI) ones. DD algorithms rely on the premise that the conditions of the system under measurement (breast) are known. This condition is difficult to be met in real scenarios, and this is why these algorithms find quite restricted applications. DI algorithms, however, do not require this prior information to produce an accurate image of the system. Nowadays it is easy to find a considerable amount of DI algorithms such as Delay-Multiply-and-Sum (DMAS) [31] and Improved Delay-and-Sum (IDAS) [32], among others.

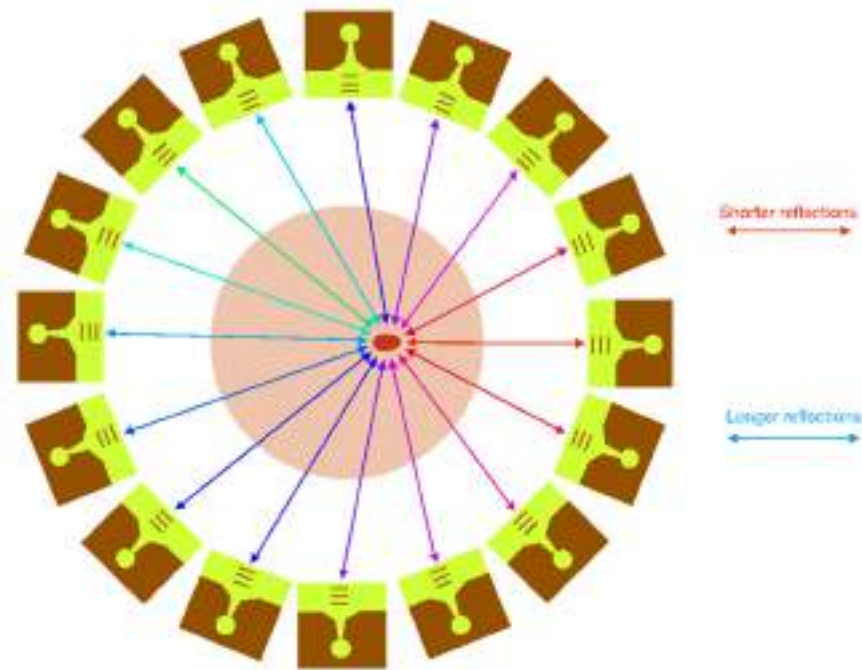


Figure 10. Concept of the proposed medical imaging system.

In this proposal, as described above, the system is fully operated by a master computer, which handles the breast measurement process. Figure 11 depicts the full flow diagram of the system, which is prepared to work autonomously. Automation is reached thanks to the above-mentioned Python script, which keeps in simultaneous communication with the microcontroller (which masters the switching network to select the corresponding active antenna) and with the VNA, as shown in Figure 1, and masters the measurement process. The reflection coefficient (magnitude and phase) seen in each antenna is measured twice: first, when the system is empty, to use this measurement as a reference, and second, with the breast or model under analysis.

After gathering the reflection parameters for all the antennas, the signal processing is done to build the resulting medical image. Before running the image-building algorithm, a preprocessing stage is applied in order to eliminate noise and unwanted artefacts. Most of the noise is eliminated thanks to applying a Hamming window to the samples, provided that the interesting information is generally found in the middle of the measurement spectrum. Then, the inverse chirp Z-transform is applied both to the reference measurement and to the breast/model measurement. We selected the inverse chirp Z-transform because it features a good reconstruction of the signals in the time domain. The input broadband pulse must also be eliminated, so that only information relative to the reflections is present. To that end, the reference measurement (χ_{system}) is subtracted from the breast/model measurement (χ_{breast}).

It is also conducive to our interests to eliminate the reflections due to the outer skin surrounding the breast, so that a better definition of the tumour is achieved. Outer breast skin has a usual depth between 1 and 3 mm, and it shows significantly higher permittivity values than those of the inner breast tissues [23]. This yields considerable reflections due to this outer skin, which may mask the reflections associated with the tumour tissues. To avoid this, we average out the signals from all the antennas, the result of which is used as a calibration signal, following the method described in [33]. This calibration signal is later subtracted from each antenna response (χ) as shown in the following expression:

$$\beta_m(n) = \chi_m(n) - \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \chi_j(n), \quad (5)$$

where β_m are the time-domain signals for each antenna, M is the number of antennas (16 in our case) and n is the sample index. This method is suitable for cases where the antennas are all at the same distance from the breast model, and where breast models with highly uniform distribution are involved, as in this case. This step is referred to as breast-skin artefact removal in the flowchart of Figure 11.

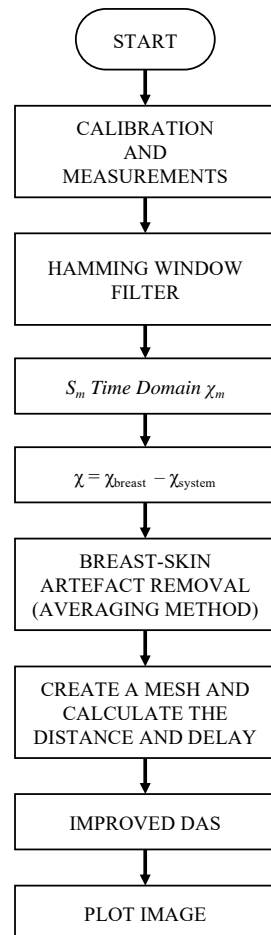


Figure 11. Flowchart of the digital data processing.

After this preprocessing, the signals are ready for medical image-building processing. To do it, we propose an IDAS algorithm [32], which makes use of a DAS algorithm [30] and includes a new weighting vector called coherence factor (CF). A DAS algorithm starts from a point r_0 inside the breast, and it computes the delay between the position of each antenna and r_0 . This is done thanks to an estimation of the dielectric properties of the breast at the centre frequency of the broadband pulse. These delays, defined in (6), allow the system to isolate the response of each antenna for each point r_0 . Finally, the integral of the quadratic sum of the intensities for all the responses during a defined time window is calculated. The expression for the delays is:

$$\tau_m(r_0) = \frac{d_m \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c} \times f_s, \quad (6)$$

With d_m being the distance between each antenna and the point r_0 , f_s the sampling frequency, c the speed of light in vacuum and ϵ_r the relative permittivity of the breast tissue, estimated at the centre frequency of the broadband pulse.

In an IDAS algorithm, furthermore, an additional parameter, CF , is involved, which includes a measurement of the coherence of the broadband signals reflected inside the breast for a certain point r_0 . A high coherence of the received signals implies the presence of a tumour inside the breast. The CF parameter is computed as:

$$CF(r_0) = \frac{\left[\sum_{n=1}^M \beta_n(\tau_m(r_0)) \right]^2}{\sum_{n=1}^M |\beta_n(\tau_m(r_0))|^2}. \quad (7)$$

The parameter CF is implemented into the IDAS equation in the following manner:

$$I(r_0) = CF(r_0) \int_0^{T_{Win}} \left[\sum_{n=1}^M \beta_n(\tau_n(r_0)) \right]^2 dt, \quad (8)$$

where β_n are the radar signals depending on the delay τ_m with respect to r_0 , which are the different locations of the points inside the objects or models to analyse.

3. Calibration and Start-Up of the System

After describing the system for early detection of breast tumours, in this section the prior calibration and adjustments for the suitable production of the medical images and results are shown. Initially, a complete calibration of the measurement system must be done to properly eliminate the delays and reflections of the signals generated by the VNA and transmitted by each antenna. A full SOL (Short–Open–Load) calibration, carried out with the Rodhe & Schwarz ZV-Z135 calibration kit, is applied to each antenna when the system is ready, taking as the calibration reference plane the SMA connector of each antenna. Making this calibration when the system is ready and all the elements and cables are in the same positions as they will be during the measurements provides for the proper correction of all the possible errors in the system. This is equivalent to having the VNA directly connected to each antenna. Using this procedure, 16 calibration files (one per antenna) are generated and saved in the VNA. During the measurements, the VNA loads sequentially the corresponding calibration file to perform the measurement with the corresponding antenna.

Once the system is calibrated as described before, an empty reference measurement (without any kind of body or object inside the system) is made in order to take into account the reflections and possible effects of the system itself. This reference measurement will be used later in all the experimental measurements for eliminating the system reflections and maximising the sensitivity to the reflections caused by the phantoms or objects under measurement.

Some extra initial trials with simple elements have been performed with the purpose of fine-tuning the system and its detection capabilities for the position and dimensions of the phantoms under analysis. These elements are of known size and they provide for notable, clear reflections of the electromagnetic waves. Figure 12a shows a picture of one of them: a solid metal cylinder with a diameter of 5.0 cm and a height of 11.5 cm, placed exactly in the centre of the measurement area. This means that all the antennas should detect the object at the same distance. Figure 12b plots the time-domain received signal in each antenna when the system is empty (no objects inside), which is used as reference measurement, whilst Figure 12c plots the time-domain received signal in each antenna when the cylinder is placed in the centre of the measurement area. It can be seen that the obtained responses are quite similar for all the antennas (as logical since they are all at the same distance from the cylinder), and there is also a certain difference with respect to the reference measurement.

Further processing the measurements, Figure 12d shows the time-domain signals after subtracting the reference measurement signal from the cylinder measurement signal. It can be seen that all the antennas show a remarkable reflection at the same time, which has been adjusted to the exact position of the cylinder. This position adjustment must be done while fine-tuning the system because the time pulses are generated mathematically, which prevents them from being duly adjusted to their coordinates origin. When the time axis (and therefore the distance detection) has been adjusted thanks to the cylinder object, which in practice means an axis translation, the adjustment is applied to the rest of measurements. Figure 12e shows the reflection intensity in the response of each antenna after the subtraction and when the Hamming window has been applied. It can be observed

that the noise is reduced, and all the antennas achieve a clear detection of the cylinder at the same distance. Once the object detection distances for all the antennas have been adjusted, the image is generated by means of an IDAS algorithm, as detailed in the prior section. This provides for a two-dimensional representation of the cylinder under analysis, as can be seen in Figure 12f. This final image shows a clear reflection due to the cylinder at the appropriate distance from all the antennas and with reference to the coordinate system of the proposed setup.

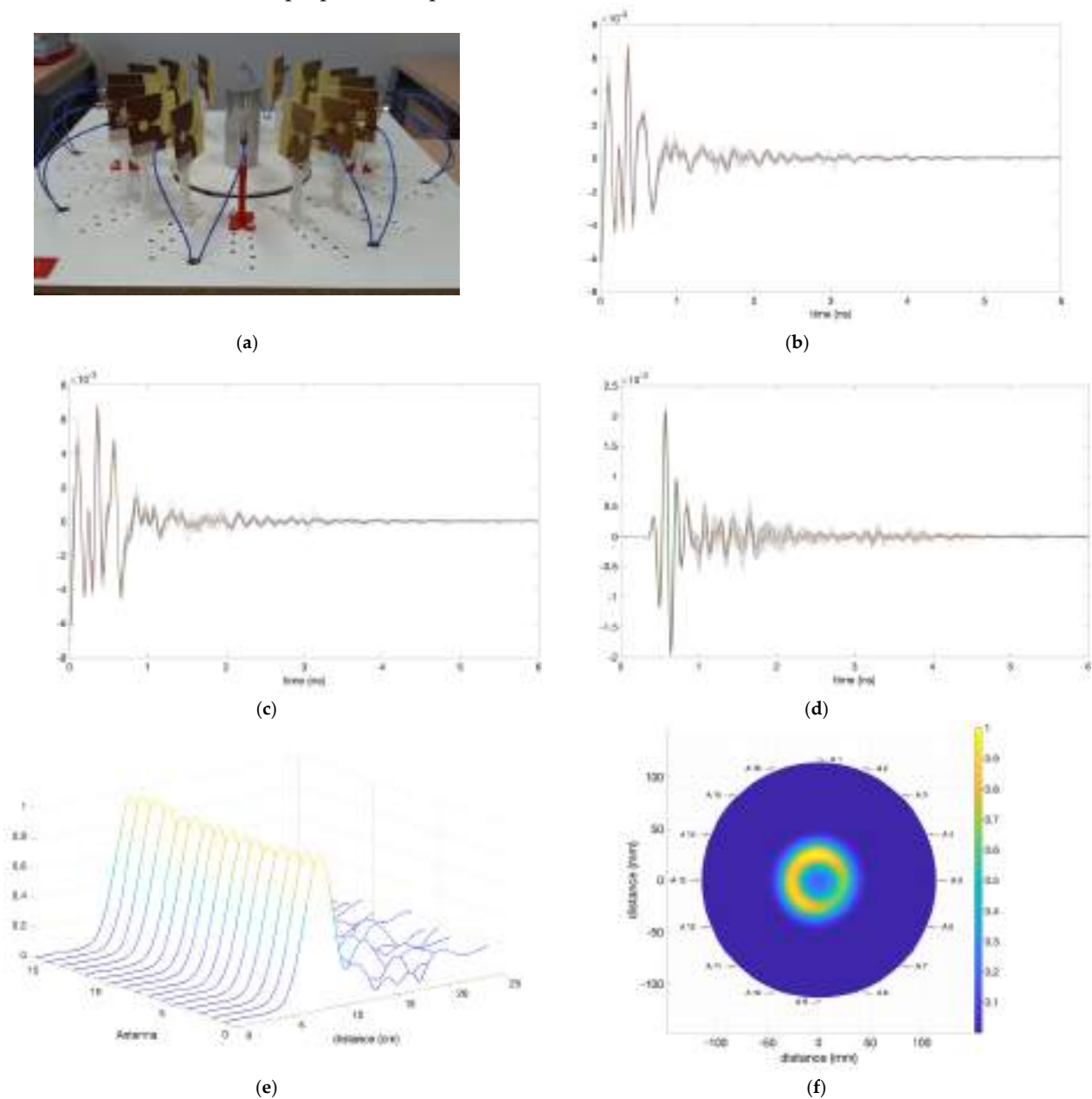


Figure 12. Fine-tuning process involving a metal cylinder of known dimensions: (a) Picture of the cylinder placed in the centre of the antenna system; (b) Time-domain received signal in each antenna for the reference measurement (without the cylinder); (c) Time-domain received signal in each antenna for the measurement with the cylinder; (d) Time-domain signals after subtracting the reference measurement from the cylinder measurement; (e) Reflection intensities in the responses of the antennas after subtracting the reference measurement and applying Hamming window; (f) Final generated image with IDAS algorithm, including the position of the antennas.

After checking that the performance of the system is appropriate when the simple metal cylinder object is involved, a further checking-and-adjustment process is carried out with a more complex object, similar to the phantoms that will be used later to assess the breast tumour detection capabilities of the system. For this new trial the object under analysis is a 3-D-printed plastic container with hemispherical shape. It has been made with standard polylactic acid (PLA), and it has a fillable inner volume of 55.7 dL. Figure 13 shows a picture of the object inside the measurement area.

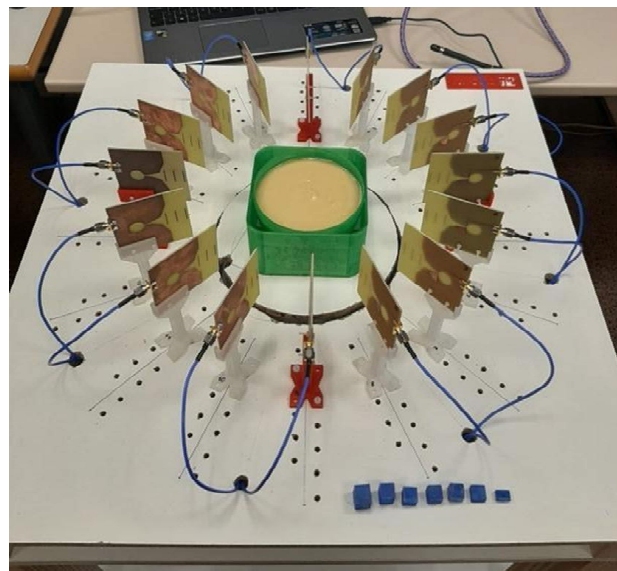


Figure 13. Picture of the 3-D-printed object used for fine-tuning the system.

The container has been filled with a basic mixture of simple materials (sunflower oil, margarine and wheat flour). This mixture has a dielectric constant and absorption consistent with those of breast adipose tissue [34,35]. The dielectric properties of the mixture have been measured with a simple resonator cell at 2.5 GHz, resulting in $\epsilon_r = 6$ and $\tan \delta = 0.34$. Also, acting as simple models for a tumour, some fillable plastic cubes have been 3-Dprinted with different inner volumes ranging from 0.2 to 2.0 mL (Figure 13 bottom). The cubes can be filled with salty water solutions, which shows a considerably high dielectric constant and loss tangent ($\epsilon_r = 72$ and $\tan \delta = 0.55$ at 2.5 GHz). The considerable contrast between the dielectric properties of the tumour-mimicking cubes and those of the breast-adipose-tissue-mimicking container makes their detection and, consequently, the calibration and fine-tuning process, easier.

For instance, Figure 14 shows the images obtained from the complete processing of the signals obtained when the 0.2 mL tumour-mimicking cube is placed next to antenna #13 (position at 270°). Figure 14a plots the time-domain responses of the antennas after subtracting the reference measurement from the phantom measurement when the breast-skin artefact removal is not applied, and Figure 14b shows the resulting IDAS image. All the information of the objects inside the measurement area is involved in this image. However, being an intensity plot, the high-intensity reflection in the boundary of the container masks the rest of the information. To eliminate the masking effect of the first reflection, we applied average-signal-extraction processing, the breast-skin artefact removal, which eliminates the effect of this first reflection in the final image. This renders the inner reflections more noticeable, as shown in Figure 14c,d. It can be seen how the effect of the first reflection disappears from the responses of the antennas (Figure 14c) and the information of the rest of the objects becomes easily noticeable (Figure 14d), the tumour phantom involved in this case being thereby easily detectable.

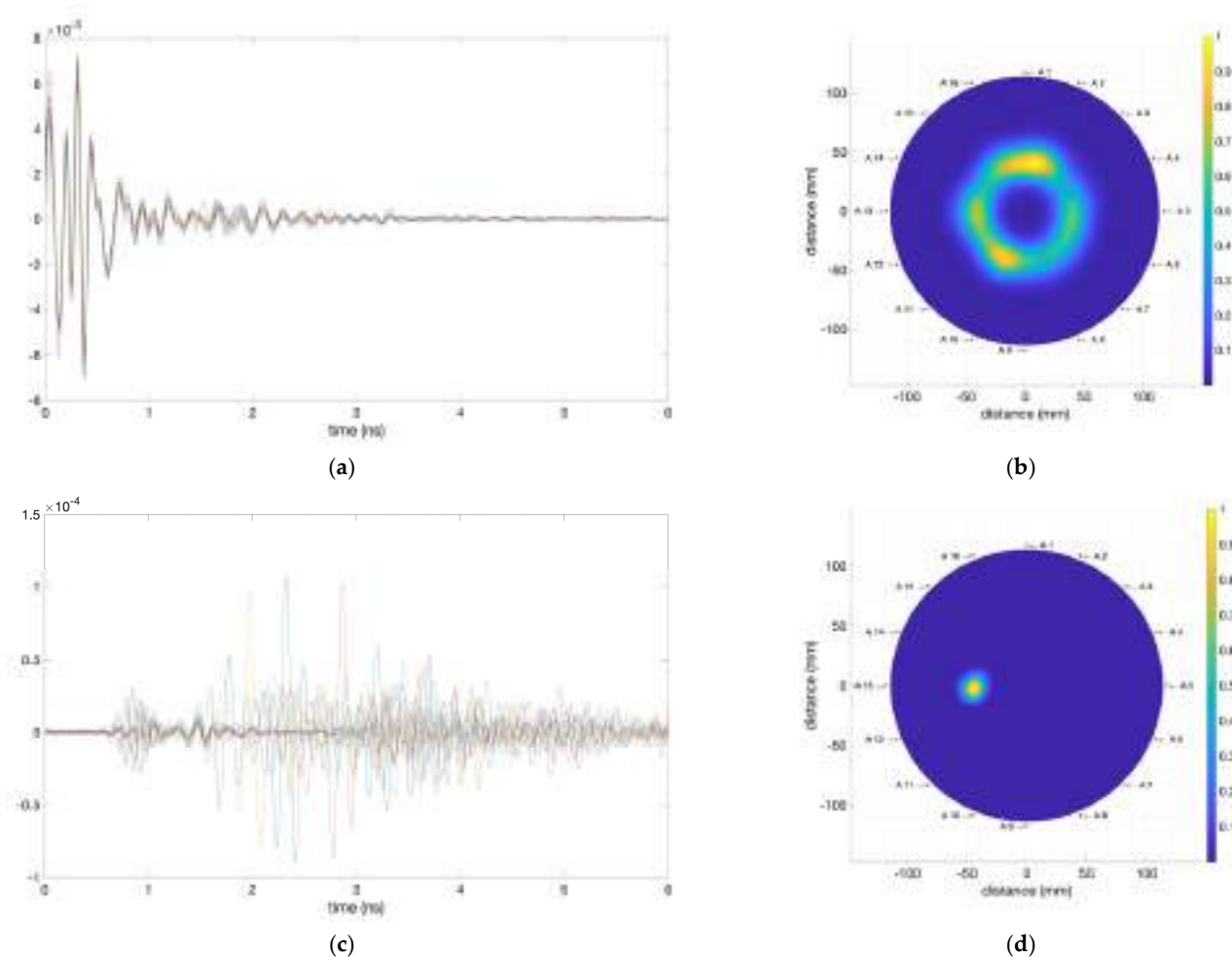


Figure 14. Fine-tuning process involving the breast-adipose-tissue-mimicking and the tumour-mimicking phantoms: (a) Time-domain responses of the antennas after subtracting the reference measurements from the phantom measurements without applying the breast-skin artefact removal; (b) IDAS image without applying the breast-skin artefact removal; (c) Time-domain responses of the antennas after subtracting the reference measurements from the phantom measurements and applying the breast-skin artefact removal; (d) IDAS image when the breast-skin artefact removal is applied.

It is interesting to note that the whole process implies exposure times no longer than 1 min, and the waves in the proposed working frequency range are non-ionising. Furthermore, the antennas emit a power of 0 dBm = 1 mW, which is between 10 times and 100 times lower than the usual emission power in a modern smartphone. This power is also two orders of magnitude lower than the threshold power required to reach the maximum allowed specific absorption rate (SAR) according to the standards considered in US and European Union regulations [36]. All these reasons allow the system to be deemed suitable for use in a safe manner in regards to human exposure and SAR requirements.

4. Results and Discussion

Once the system is ready to use, and having checked its capabilities for detecting strange elements inside simple biological phantoms, we further assessed the tumour detection capabilities of the system when more realistic breast phantoms are concerned. We used phantoms with dielectric properties closely resembling those of real breast tissues. Also, we involved different tumour phantoms with different electric properties, mimicking the different sorts of tumours to be usually found. Furthermore, the phantoms have been

prepared so that the difference between the properties of the breast phantom and those of the tumour phantom becomes smaller for each new trial, thereby hindering the detection process with the proposed system. The results of the experimental procedure are shown and discussed in the next subsections.

4.1. Breast and Tumour Phantoms

The product TRITON X-100 was used for the design of the breast and tumour phantoms. It is a soapy chemical compound widely used in the scientific literature mostly due to its stability when achieving biological phantoms with different electric properties [23,37,38]. The chief advantage of TRITON X-100 is that it dissolves easily in water, and by properly modifying the proportions of TRITON X-100 and water it is possible to attain a wide range of electrical properties for the final compound.

With the purpose of evaluating the possibilities of TRITON X-100, several mixtures with distilled water were prepared and their electrical properties measured. To do this, we used the common dielectric-characterisation method based on a coaxial probe [39,40], with a probe and a software script devoted to the calculation of the dielectric constant (ϵ_r) and the conductivity (σ), both developed by our team. Figure 15 shows the results for both parameters in the 1 MHz–6 GHz frequency range, sorted out according to the concentrations of the solutions (ranging from pure distilled water to pure TRITON X-100 in steps of 10% volume concentration).

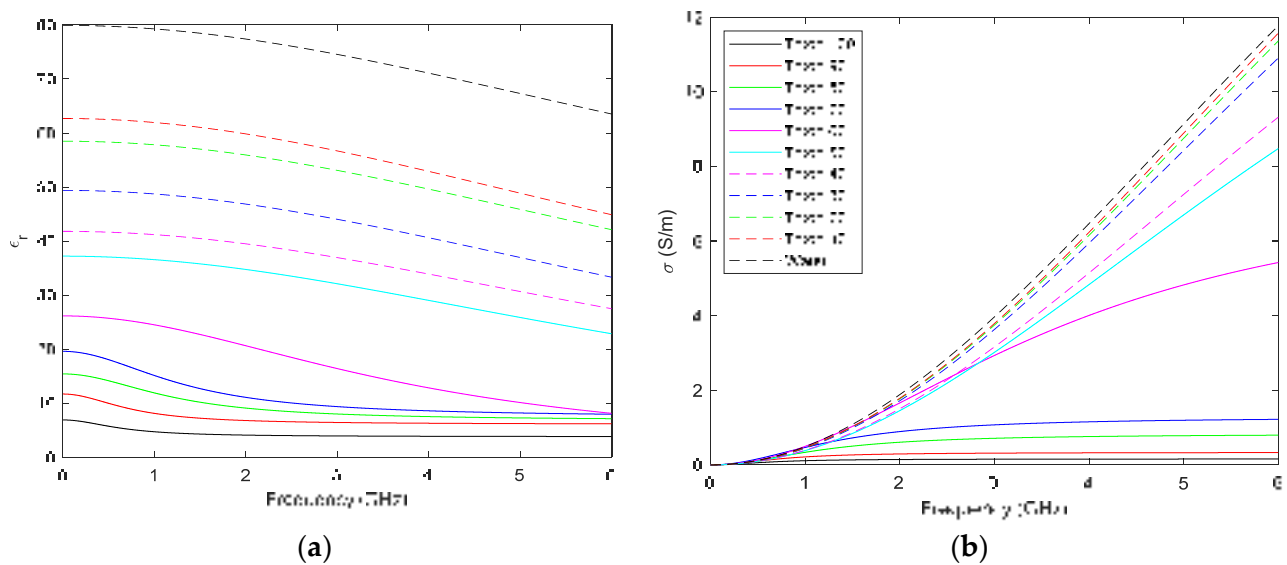


Figure 15. Characterisation of different mixtures of TRITON X-100 and distilled water: (a) Dielectric constant; (b) Conductivity.

Figure 15 shows that a remarkably wide range of dielectric constant and conductivity values can be attained with the proper concentration of TRITON X-100. This can be used to create biological phantoms for a large variety of tissues. In this case, we have selected a TRITON X-100 concentration of 50% for the breast phantom, which yields a phantom with similar characteristics to real breast tissue [23]. In addition, we have chosen several concentrations for the tumour phantoms so that the detection capabilities of the proposed microwave system can be assessed for different cases involving different contrasts of microwave signal absorption in reference to the surrounding medium [41]. A summary of the characteristics of the different biological phantoms involved is shown in Table 2. It should be noted that tumour phantom T4 shows a remarkably low dielectric contrast with respect to the breast phantom, thereby allowing us to address the early-tumour-detection challenge, as well as the dense-breast cancer-screening one [21,24].

Table 2. Breast and tumour phantoms involved.

Phantom	% TRITON X-100	% Distilled Water	% Seawater	ϵ_r @ 3 GHz	σ [S/m] @ 3 GHz
Breast	50	50	0	32	3.02
Tumour 1 (T1)	0	0	100	70	7.09 [42]
Tumour 2 (T2)	10	90	0	57	3.79
Tumour 3 (T3)	20	80	0	53	3.75
Tumour 4 (T4)	30	70	0	44	3.63

Studies involving in vivo measurements in a considerable number of individuals have shown an average dielectric constant for medium-density breasts of approximately 24.5 ± 8.0 and a conductivity of approximately 2.8 ± 0.6 at 3 GHz [43,44]. As shown in Table 2, the breast phantom used here matches the electromagnetic absorption and scattering properties of real tissue in breasts with a certain density, thus emulating the tumour detection in dense breasts. Considering the dielectric constant of the breast phantom and the maximum frequency in the system, the spatial resolution is 5 mm.

4.2. Detection of Different Tumour Phantoms

For assessing the tumour-detection capabilities of the proposed system and algorithms, an anatomic breast phantom was 3-D printed with PLA ($\epsilon_r = 2.88$, $\tan \delta = 0.02$ [45]) and filled with 55.7 dL of the breast TRITON X-100 mixture (see Table 2). As tumour phantoms, we used small rounded 3-D printed containers with inner volumes of 1 mL and 2 mL, filled with the TRITON X-100 mixtures shown in Table 2. It should be noted that the PLA piece acts only as a container for the breast phantom, and it has no effect on the final images thanks to the breast-skin artefact removal algorithm. Figure 16 shows some pictures of the breast phantom, its morphology, and its position inside the measurement area. One of the tumour phantoms (T1, 2 mL) and its position inside the breast phantom can also be seen.

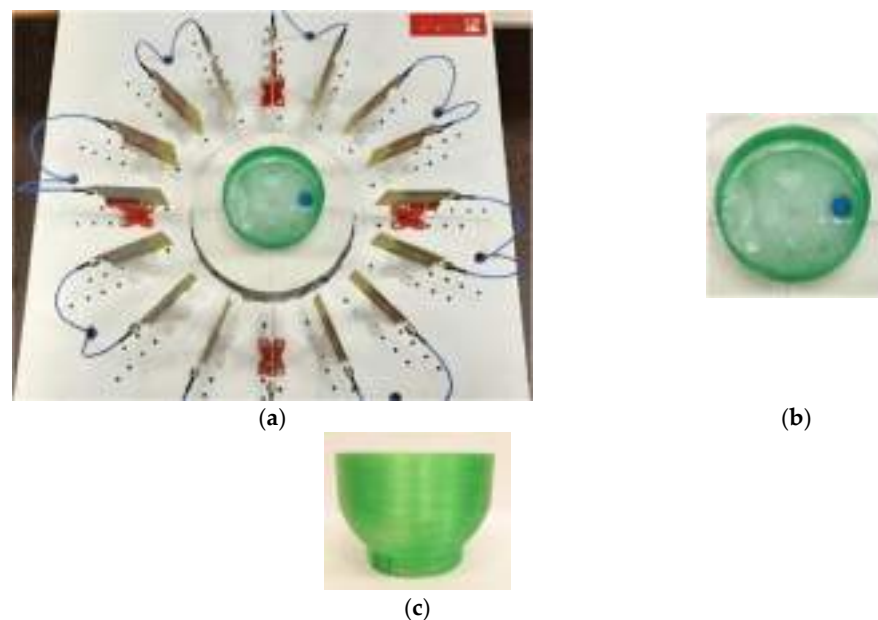


Figure 16. Breast and tumour (T1, 2 mL) phantoms used in the experimental tests: (a) Measurement setup; (b) Upper view of the breast–tumour phantom; (c) Side view of the breast phantom.

The method described in [46,47] has been applied to obtain an estimation for the signal-to-noise ratio (SNR) of the system. The noise of the system was computed by means of measuring the OPEN calibration standard at the position of one of the antennas, yielding a noise level always lower than -55 dBm in the whole frequency band. A measurement was made with the corresponding antenna, with 0 dBm emission power, involving the breast phantom including a 1 mL T1-kind tumour, yielding a signal level always greater

than -30 dBm in the whole frequency band. Therefore, for the proposed system it can be assumed that $\text{SNR} \geq +25$ dB for the whole frequency band.

Some experiments have been done with the proposed phantoms and setup in order to evaluate the tumour-detection capabilities of the system. The main results are shown and discussed in the following subsections.

4.2.1. High-Electromagnetic-Absorption Tumour Phantoms

In a first approach, we performed measurements and analysis in two situations involving tumour phantoms with high electromagnetic absorption, high dielectric constant and high conductivity, with 1 mL and 2 mL inner volume. We used the T1 tumour phantom (Table 2), which was placed at 2 cm from the breast phantom boundary at a 90° position (close to antenna #5).

The resulting IDAS images for these measurements are shown in Figure 17. It can be seen that the system is fully capable of successfully detecting the tumour phantom in spite of the remarkable reflection in the outer border of the breast phantom. In both cases, a clear detection of the tumour is seen close to antenna #5, which also allows for accurate location. The border-removal algorithm, nevertheless, is not perfect, and it can be seen in these images that a small error of this algorithm appears at position $\sim 0^\circ$ (close to antenna #1) located in the phantom boundary area. This error could also be due to the fact that the breast phantom was not perfectly centred in the measuring area, which is a requirement for accurate border removal. All in all, this small artefact shows a considerably lower intensity than the tumour phantom, and it does not hinder the proper detection of the tumour. Having checked the performance and potential possibilities of the proposed system, further experimental assessment will be shown in the next subsections.

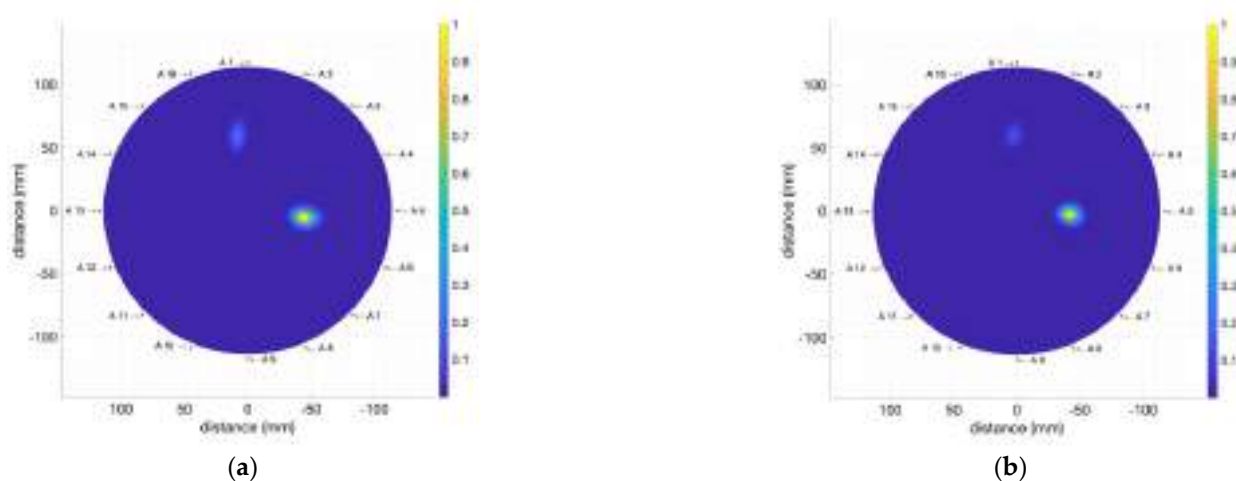


Figure 17. Obtained images (including breast-skin artefact removal) for the breast phantom including: (a) T1 2 mL tumour phantom; (b) T1 1 mL tumour phantom.

4.2.2. Moderate-Electromagnetic-Absorption Tumour Phantoms

After showing that the system is capable of detecting tumours with high electromagnetic absorption (which applies to tumoural cells with considerably high water content and highly virulent tumours), some experiments were made with lower absorption values in the tumour phantoms. To that end, the tumour phantoms T2, T3 and T4 (Table 2) are being considered. The dielectric constant and conductivity values of these phantoms are associated with less-aggressive tumours, as well as early-stage tumours. In this case the detection process becomes more complicated since the contrast between the electric characteristics of the tumour phantoms and those of the breast phantom becomes less noticeable.

The results for the measurements with two T2-kind tumour phantoms with inner volumes 1 mL and 2 mL, placed in the same position as before, can be seen in Figure 18. It can be observed that, again, the final image clearly shows the existence of the tumour and

its position close to antenna #5 (90°) for both cases, despite the lower dielectric contrast between the tumour and breast phantoms.

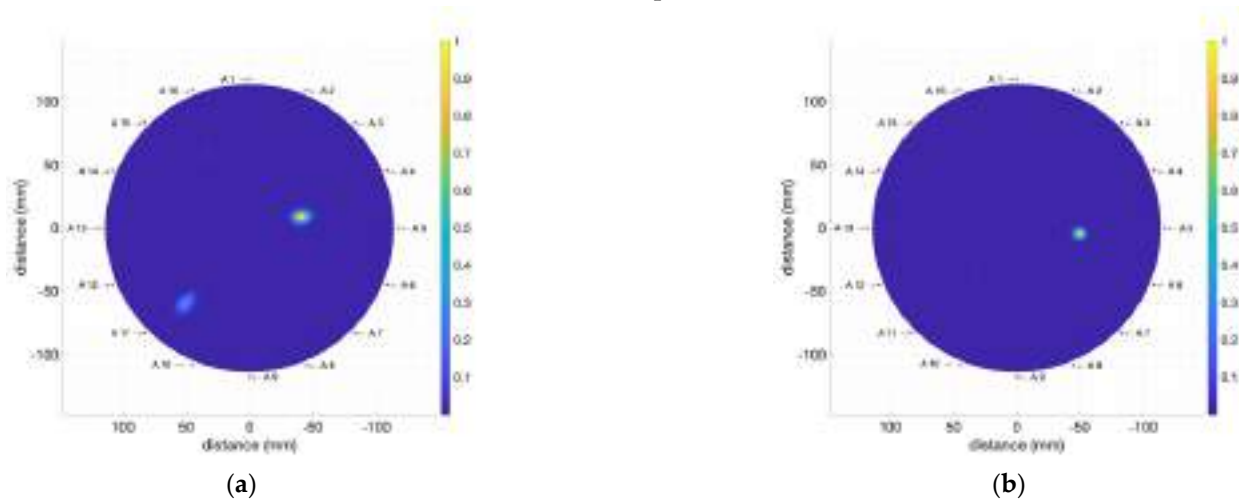


Figure 18. Obtained images (including breast-skin artefact removal) for the breast phantom including: (a) T2 2 mL tumour phantom; (b) T2 1 mL tumour phantom.

Moreover, two 1 mL tumour phantoms of T3 and T4 kinds have been used in the same position as before. These are the phantoms showing the lowest electromagnetic wave absorption and the lowest volume, i.e., the most difficult ones to detect. Figure 19 shows the results of these measurements. As can be seen, the system properly detects the existence and position of the tumours in both cases. The reduced dielectric contrast between the breast and the tumour phantoms leads to new slightly illuminated areas in the images, especially for T4 (Figure 19b), but the proper identification of the tumour is still clear and unambiguous.

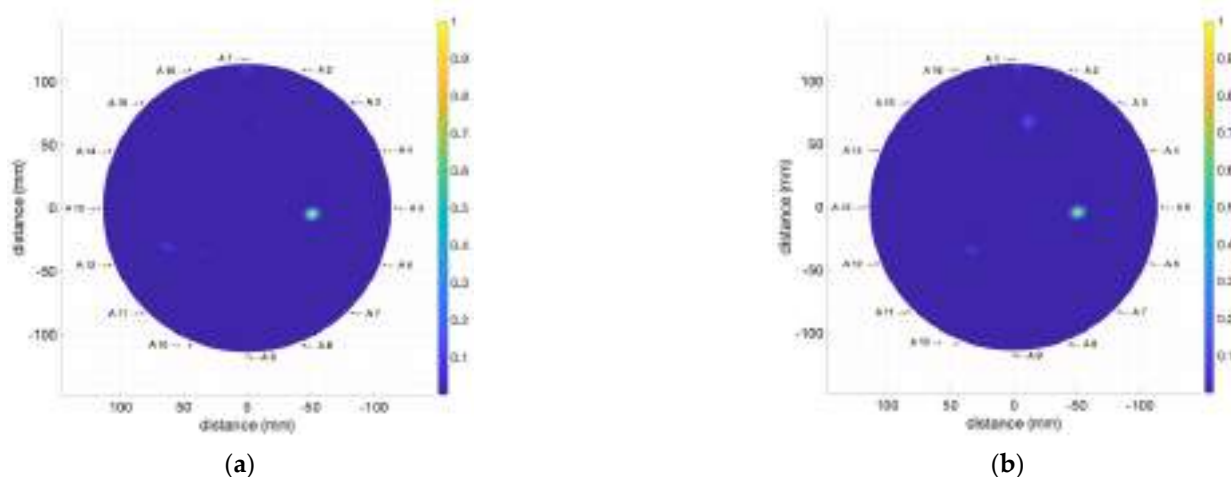


Figure 19. Obtained images (including breast-skin artefact removal) for the breast phantom including: (a) T3 1 mL tumour phantom; (b) T4 1 mL tumour phantom.

This result demonstrates the tumour-detection capabilities of the proposed system even for cases of low difference between the properties of the breast phantom and those of the tumour phantoms. The improvement of the detection capabilities which enables the system to achieve this low-dielectric-contrast detection can be ostensibly attributed to two main features of the proposed system: (i) highly-directive antennas in the E-plane, which allows for accurate detection of dielectric constant differences; and (ii) the use of an improved image-generation algorithm (IDAS) with precise calibration and artefact removal preprocessing. This result allows us to envision the potentialities of the proposed system for

early cancer detection and for facing cancer detection challenges in dense breasts and/or young subjects.

4.2.3. Multiple Tumour Detection

Finally, additional measurements have been made involving several tumour phantoms inside the breast phantom at the same time. Two T1-kind tumour phantoms with inner volumes of 2 mL and 1 mL have been placed at 0° and 180° , close to antennas #1 and #9, respectively. The resulting image for this new setup is shown in Figure 20, where both tumour phantoms are clearly visible (they have been highlighted with two coloured circles: a red circle for T1 2 mL and a white circle for T1 1 mL). As is logical, the information associated with the tumour phantom with inner volume of 2 mL is more accentuated than that of the tumour phantom with inner volume of 1 mL, since the reflection due to the biggest tumour phantom is more remarkable, especially in the case of a high dielectric constant, as happens with T1.

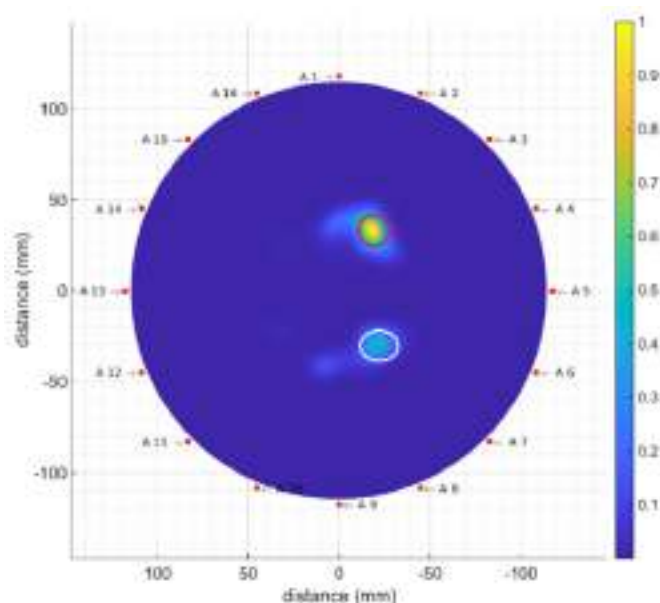


Figure 20. Obtained image (including breast-skin artefact removal) for the breast phantom including T1 1 mL and T1 2 mL phantoms at the same time. The detected tumours have been highlighted with two coloured circles: red circle (T1 2 mL) and white circle (T1 1 mL).

This fact notwithstanding, both tumour phantoms can be clearly identified and distinguished, which demonstrates the detection robustness and accuracy of the proposed system. An enhanced precision could be achieved with a larger number of receiving antennas active at the same time for each transmitted pulse, at the cost of a more expensive system, a higher complexity and longer processing times. As a trade-off, for each transmitting antenna, in future works we will investigate the use of the neighbour antennas as well as the antenna in front of it as receiving antennas. The extra information from the neighbour antennas could contribute to increasing the precision of the detection and location of tumours, whereas that from the antenna in front of the emitting one could be helpful to achieve a tailored estimation of the permittivity for each breast, which would allow for better spatial location of the tumours.

5. Conclusions

This work shows a non-invasive microwave-based breast cancer detection system. All the parts and components have been designed with the aim of achieving the most autonomous and portable capabilities possible. With this purpose, the entire hardware system has been designed and developed with high-frequency passive elements, including a microcontroller, a VNA for signal measurement and a computer for the automation and

control of the process. The software system involves a Python script which implements the switching control and measurement processes so that the data can be obtained in an automatic way. It also includes the preprocessing and the medical imaging algorithms.

Calibration measurements with simple and known models, such as a metal cylinder, have been performed in order to evaluate the correct functioning of the system and adjust the algorithms. For the experimental assessment, breast tumour tissue has been emulated by suitable mixtures of water and TRITON X-100, a synthetic material often used for such a purpose. The changes in the dielectric constant of these mixtures are characterised depending on the mixing ratio, so that suitable models can be obtained. Finally, a breast phantom is considered for the experimental validation made with 50% TRITON X 100 mixture, and four tumour phantoms (at four different concentrations, showing four different dielectric constant contrasts) are involved.

The results and images obtained show the capability of the system to detect and locate the different sorts of tumour phantom, including phantom volumes as small as 1 mL, even for low dielectric constant contrast and even when more than one tumour is present at the same time. The use of highly directive antennas and an improved medical imaging algorithm (IDAS), in addition to an adaptive preprocessing aimed at artefact and undesired reflection removal allows for effective detection of all the tumour phantoms considered here. The results reported in this study show the potential capabilities of the proposed system to address the current challenges involved in early breast cancer detection and cancer detection in dense breasts.

Author Contributions: Conceptualization, C.B.-A., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; methodology, C.B.-A., A.M.-L., H.G.-M., C.G.J., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; software, C.B.-A., A.M.-L. and R.G.-M.; validation, C.B.-A., A.M.-L., C.G.J., R.G.-M., H.G.-M., J.A.-R., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; formal analysis, C.B.-A., A.M.-L., C.G.J. and J.A.-R.; investigation, C.B.-A., A.M.-L., H.G.-M., C.G.J., R.G.-M., J.A.-R., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; resources, R.G.-M., J.A.-R., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; data curation, C.B.-A., A.M.-L. and R.G.-M.; writing—original draft preparation, C.B.-A., A.M.-L., C.G.J., R.G.-M. and J.A.-R.; writing—review and editing, C.B.-A., A.M.-L., C.G.J., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; visualization, C.B.-A., A.M.-L., H.G.-M., C.G.J. and R.G.-M.; supervision, J.A.-R., R.G.-M., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; project administration, E.Á.-N. and J.M.S.-N.; funding acquisition, E.Á.-N. and J.M.S.-N. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This research was partially funded by AEI (Spanish Research State Agency) through Race project (reference PID2019-111023RB-C32). The work of A.M.-L. was funded by Conselleria de Innovación, Universidades, Ciencia y Sociedad Digital and European Social Fund through the ACIF predoctoral program, grant number ACIF/2020/147. The work of C.G.J. was funded by the Ministry of Universities in the Government of Spain, the European Union–NextGenerationEU and Miguel Hernández University of Elche through the Margarita Salas postdoctoral program.

Institutional Review Board Statement: Not applicable.

Informed Consent Statement: Not applicable.

Data Availability Statement: Not applicable.

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest.

References

1. World Health Organization. WHO Report on Cancer: Setting Priorities, Investing Wisely and Providing Care for All. 2020. Available online: <https://apps.who.int/iris/handle/10665/330745> (accessed on 28 July 2022).
2. Roslidar, R.; Rahman, A.; Muharar, R.; Syahputra, M.R.; Arnia, F.; Syukri, M.; Prahdan, B.; Munadi, K. A review on recent progress in thermal imaging and deep learning approaches for breast cancer detection. *IEEE Access* **2020**, *8*, 116176–116194. [[CrossRef](#)]
3. 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](#)]
4. Kwon, S.; Lee, S. Recent advances in microwave imaging for breast cancer detection. *Int. J. Biomed. Imaging* **2016**, *2016*, 5054912. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
5. Jiang, H. *Diffuse Optical Tomography: Principles and Applications*, 1st ed.; CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2010. [[CrossRef](#)]

6. Lee, K. Optical mammography: Diffuse optical imaging of breast cancer. *World J. Clin. Oncol.* **2011**, *2*, 64–72. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
7. Manohar, S.; Dantuma, M. Current and future trends in photoacoustic breast imaging. *Photoacoustics* **2019**, *16*, 100134. [[CrossRef](#)]
8. ALSawafteh, 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](#)]
9. Ašmontas, S.; Kiprijanovič, O.; Levitas, B.; Matuzas, J.; Naidionova, I. Microwave radiation imaging using inverse synthetic aperture radar technique. *Elektron. Elektrotech.* **2015**, *21*, 33–36. [[CrossRef](#)]
10. Kučera, O.; Cifra, M. Radiofrequency and microwave interactions between biomolecular systems. *J. Biol. Phys.* **2016**, *42*, 1–8. [[CrossRef](#)]
11. Diraco, G.; Leone, A.; Siciliano, P. A radar-based smart sensor for unobtrusive elderly monitoring in ambient assisted living applications. *Biosensors* **2017**, *7*, 55. [[CrossRef](#)]
12. Kaatze, U.; Feldman, Y.; Ben Ishai, P.; Greenbaum, A.; Raicu, V. Experimental methods. In *Dielectric Relaxation in Biological Systems: Physical Principles, Methods, and Application*; Raicu, V., Feldman, Y., Eds.; Oxford University Press: Oxford, UK, 2015; pp. 109–139. [[CrossRef](#)]
13. Gabriel, S.; Lau, R.W.; Gabriel, C. The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues. *Phys. Med. Biol.* **1996**, *41*, 2271–2293. [[CrossRef](#)]
14. Lazebnik, M.; Popovic, D.; McCartney, L.; Watkins, C.B.; Lindstrom, M.J.; Harter, J.; Sewall, S.; Ogilvie, T.; Magliocco, A.; Breslin, T.M.; et al. A large-scale study of the ultrawideband microwave dielectric properties of normal, benign and malignant breast tissues obtained from cancer surgeries. *Phys. Med. Biol.* **2007**, *52*, 6093–6115. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
15. Gartshore, A.; Kidd, M.; Joshi, L.T. Applications of microwave energy in medicine. *Biosensors* **2021**, *11*, 96. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
16. Porter, E.; Bahrami, H.; Santorelli, A.; Gosselin, B.; Rusch, L.A.; Popović, M. A wearable microwave antenna array for time-domain breast tumor screening. *IEEE Trans. Med. Imaging* **2016**, *35*, 1501–1509. [[CrossRef](#)]
17. Oloumi, D.; Winter, R.S.C.; Kordzadeh, A.; Boulanger, P.; Rambabu, K. Microwave imaging of breast tumor using time-domain UWB circular-SAR technique. *IEEE Trans. Med. Imaging* **2020**, *39*, 934–943. [[CrossRef](#)]
18. Mohammed, B.J.; Abbosh, A.M.; Mustafa, S.; Ireland, D. Microwave system for head imaging. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **2014**, *63*, 117–123. [[CrossRef](#)]
19. Meaney, P.M.; Fanning, M.W.; Li, D.; Poplack, S.P.; Paulsen, K.D. A clinical prototype for active microwave imaging of the breast. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2000**, *48*, 1841–1853. [[CrossRef](#)]
20. Grzegorzczak, T.M.; Meaney, P.M.; Kaufman, P.A.; diFlorio-Alexander, R.M.; Paulsen, K.D. Fast 3-D tomographic microwave imaging for breast cancer detection. *IEEE Trans. Med. Imaging* **2012**, *31*, 1584–1592. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
21. Wang, L. Early diagnosis of breast cancer. *Sensors* **2017**, *17*, 1572. [[CrossRef](#)]
22. Henriksson, T. Contribution to Quantitative Microwave Imaging Techniques for Biomedical Applications. Ph.D. Thesis, School of Innovation, Design and Engineering, Mälardalen University, Västerås, Sweden, 2009.
23. Joachimowicz, N.; Conessa, C.; Henriksson, T.; Duchêne, B. Breast phantoms for microwave imaging. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2014**, *13*, 1333–1336. [[CrossRef](#)]
24. Di Meo, S.; Pasotti, L.; Iliopoulos, I.; Pasian, M.; Ettorre, M.; Zhadobov, M.; Matrone, G. Tissue-mimicking materials for breast phantoms up to 50 GHz. *Phys. Med. Biol.* **2019**, *64*, 055006. [[CrossRef](#)]
25. Yang, Y.; Wang, Y.; Fathy, A. Design of compact Vivaldi antenna arrays for UWB see through wall applications. *Prog. Electromagn. Res.* **2008**, *82*, 401–418. [[CrossRef](#)]
26. Guruswamy, S.; Chinniah, R.; Thangavelu, K. A printed compact UWB Vivaldi antenna with hemi cylindrical slots and directors for microwave imaging applications. *AEU-Int. J. Electron. Commun.* **2019**, *110*, 152870. [[CrossRef](#)]
27. Chiappe, M.; Gragnani, G.L. Vivaldi antennas for microwave imaging: Theoretical analysis and design considerations. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **2006**, *55*, 1885–1891. [[CrossRef](#)]
28. Liu, Z.; Zhu, Y.; Zhou, J. Improved design of Vivaldi antenna with loading resistance for wideband applications. In Proceedings of the IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Beijing, China, 5–8 June 2016; pp. 286–289. [[CrossRef](#)]
29. 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](#)]
30. Li, X.; Hagness, S.C. A confocal microwave imaging algorithm for breast cancer detection. *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* **2001**, *11*, 130–132. [[CrossRef](#)]
31. Lim, H.B.; Nhung, N.T.T.; Li, E.-P.; Thang, N.D. Confocal microwave imaging for breast cancer detection: Delay-Multiply-and-Sum image reconstruction algorithm. *IEEE Trans. Biomed. Eng.* **2008**, *55*, 1697–1704. [[CrossRef](#)]
32. Klemm, M.; Leendertz, J.A.; Gibbins, D.; Craddock, I.J.; Preece, A.; Benjamin, R. Microwave radar-based breast cancer detection: Imaging in inhomogeneous breast phantoms. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2009**, *8*, 1349–1352. [[CrossRef](#)]
33. Fear, E.C.; Li, X.; Hagness, S.C.; Stuchly, M.A. Confocal microwave imaging for breast cancer detection: Localization of tumors in three dimensions. *IEEE Trans. Biomed. Eng.* **2002**, *49*, 812–822. [[CrossRef](#)]
34. Mashal, A.; Gao, F.; Hagness, S.C. Heterogeneous anthropomorphic phantoms with realistic dielectric properties for microwave breast imaging experiments. *Microw. Opt. Technol. Lett.* **2011**, *53*, 1896–1902. [[CrossRef](#)]
35. Salvador, S.M.; Vecchi, G. Experimental tests of microwave breast cancer detection on phantoms. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2009**, *57*, 1705–1712. [[CrossRef](#)]

36. Fear, E.C.; Meaney, P.M.; Stuchly, M.A. Microwaves for breast cancer detection? *IEEE Potentials* **2003**, *22*, 12–18. [[CrossRef](#)]
37. Romeo, S.; Di Donato, L.; Bucci, O.M.; Catapano, I.; Crocco, L.; Scarfi, M.R.; Massa, R. Dielectric characterization study of liquid-based materials for mimicking breast tissues. *Microw. Opt. Technol. Lett.* **2011**, *53*, 1276–1280. [[CrossRef](#)]
38. Joachimowicz, N.; Duchêne, B.; Conessa, C.; Meyer, O. Anthropomorphic breast and head phantoms for microwave imaging. *Diagnostics* **2018**, *8*, 85. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
39. Eldamak, A.R.; Thorson, S.; Fear, E.C. Study of the dielectric properties of artificial sweat mixtures at microwave frequencies. *Biosensors* **2020**, *10*, 62. [[CrossRef](#)]
40. Costanzo, S.; Cioffi, V.; Qureshi, A.M.; Borgia, A. Gel-like human mimicking phantoms: Realization procedure, dielectric characterization and experimental validations on microwave wearable body sensors. *Biosensors* **2021**, *11*, 111. [[CrossRef](#)]
41. Sugitani, T.; Kubota, S.-I.; Kuroki, S.-I.; Sogo, K.; Arihiro, K.; Okada, M.; Kadoya, T.; Hide, M.; Oda, M.; Kikkawa, T. Complex permittivities of breast tumor tissues obtained from cancer surgeries. *Appl. Phys. Lett.* **2014**, *104*, 253702. [[CrossRef](#)]
42. Ellison, W.; Balana, A.; Delbos, G.; Lamkaouchi, K.; Eymard, L.; Guillou, C.; Prigent, C. New permittivity measurements of seawater. *Radio Sci.* **1998**, *33*, 639–648. [[CrossRef](#)]
43. Di Meo, S.; Espin-Lopez, P.F.; Martellosio, A.; Pasian, M.; Bozzi, M.; Perregrini, L.; Mazzanti, A.; Svelto, A.; Summers, P.E.; Renne, G.; et al. Dielectric properties of breast tissues: Experimental results up to 50 GHz. In Proceedings of the 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018), London, UK, 9–13 April 2018. [[CrossRef](#)]
44. Martellosio, A.; Pasian, M.; Bozzi, M.; Perregrini, L.; Mazzanti, A.; Svelto, F.; Summers, P.E.; Renne, G.; Preda, L.; Bellomi, M. Dielectric properties characterization from 0.5 to 50 GHz of breast cancer tissues. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2017**, *65*, 998–1011. [[CrossRef](#)]
45. García-Martínez, H.; Ávila-Navarro, E.; Torregrosa-Penalva, G.; Rodríguez-Martínez, A.; Blanco-Angulo, C.; de la Casa-Lillo, M.Á. Low-cost additive manufacturing techniques applied to the design of planar microwave circuits by fused deposition modelling. *Polymers* **2020**, *12*, 1946. [[CrossRef](#)]
46. Marinov, O. Noise partition in S-parameter measurement. In Proceedings of the 22nd International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF 2013), Montpellier, France, 24–28 June 2013. [[CrossRef](#)]
47. Gu, D.; Jargon, J.A.; Ryan, M.J.; Hubbrechtsen, A. Influence of noise on scattering-parameter measurements. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2020**, *68*, 4925–4939. [[CrossRef](#)]

Article

Validation of an RF Image System for Real-Time Tracking Neurosurgical Tools

Carolina Blanco-Angulo , Andrea Martínez-Lozano , Carlos G. Juan , Roberto Gutiérrez-Mazón , Julia Arias-Rodríguez , Ernesto Ávila-Navarro  and José M. Sabater-Navarro * 

School of Engineering of Elche, Miguel Hernández University of Elche, 03202 Elche, Spain; cblanco@umh.es (C.B.-A.); andrea.martinezl@umh.es (A.M.-L.); carlos.juan01@umh.es (C.G.J.); roberto.gutierrez@umh.es (R.G.-M.); julia.arias@umh.es (J.A.-R.); eavila@umh.es (E.Á.-N.)

* Correspondence: j.sabater@umh.es

Abstract: A radio frequency (RF)-based system for surgical navigation is presented. Surgical navigation technologies are widely used nowadays for aiding the surgical team with many interventions. However, the currently available options still pose considerable limitations, such as line-of-sight occlusion prevention or restricted materials and equipment allowance. In this work, we suggest a different approach based on a microwave broadband antenna system. We combine techniques from microwave medical imaging, which can overcome the current limitations in surgical navigation technologies, and we propose methods to develop RF-based systems for real-time tracking neurosurgical tools. The design of the RF system to perform the measurements is shown and discussed, and two methods (Multiply and Sum and Delay Multiply and Sum) for building the medical images are analyzed. From these measurements, a surgical tool's position tracking system is developed and experimentally assessed in an emulated surgical scenario. The reported results are coherent with other approaches found in the literature, while overcoming their main practical limitations. The discussion of the results discloses some hints on the validity of the system, the optimal configurations depending on the requirements, and the possibilities for future enhancements.

Keywords: microwave-based medical image; real-time tracking; RF antenna system; surgical navigation



Citation: 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. <https://doi.org/10.3390/s22103845>

Academic Editors: Grazia D'Onofrio and Daniele Sancarlo

Received: 8 April 2022

Accepted: 17 May 2022

Published: 19 May 2022

Publisher's Note: MDPI stays neutral with regard to jurisdictional claims in published maps and institutional affiliations.



Copyright: © 2022 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

The development of new technological tools designed for aid during surgical navigation tasks has raised the interest of a considerable number of research groups during recent years. Waelkens et al. [1] compared the surgical navigation to the Global Positioning System (GPS)-based navigation. Indeed, GPS-based navigation consists of the GPS-based detection of the user's current position and the subsequent identification of the most suitable path to the target destination, whereas surgical navigation requires the detection of the surgical tool's current position and the subsequent identification of the optimal route to the surgical target (e.g., tumor). To do that, the system uses clinical images of the area of interest taken before (pre-operative) or during (intra-operative) the intervention and guides the surgeon's movements according to the surgical tool's detected positions. Analogically to the GPS system in the GPS-based navigation, the accurate detection of the surgical tool's current position in an intra-operative basis is of paramount importance for the correct guiding and tracking during surgical navigation. The subsystem devoted to track the surgical tool's position is called 'tracker'. Several technological solutions have been proposed to implement such a system, the optical and the electromagnetic approach being the most common ones.

The optical trackers are widely used in current interventions. In these systems, a reference object (usually referred to as 'fiducial marker') is attached to the tip of the tool (or to any other point of interest), so that it can be spatially tracked by a pair of stereoscopic

cameras placed at a convenient position (usually attached to the ceiling of the room). By triangulation calculations, the camera system can compute the spatial coordinates of the detected markers, associated to the tool's coordinates. The markers may be either passive (e.g., near-infrared reflectors) or active (e.g., LEDs). In recent years, these systems have been combined with augmented reality (AR) tools to provide more immersive handling during surgical navigation and training of medical procedures [2], and even for marker-less surgical guiding approaches [3]. Despite the progresses, challenges such as misalignments between the physical and the virtual objects are still to be faced [4], as well as inaccuracies during the intra-operative AR-based navigation [5]. These systems can provide highly accurate surgical tool tracking [6,7], but they have the drawback of requiring direct line-of-sight contact with the markers [8]. If a body (someone from the staff) or an object (another tool, a piece of equipment, etc.) hinders this contact, the track is lost, in addition to other specific limitations associated to intra-operative imaging resolution [9] and misalignments between pre-operative and intra-operative images and tracking [10]. A couple of examples of these systems currently available in the market are the Polaris[®] system from NDI [11] or the custom systems based on OptiTrack Motion Capture [12].

The electromagnetic trackers provide a solution for the direct line-of-sight requirement. In this case, the markers are made of ensembles of small sensor coils usually housed in a small case, again attached to the point to be tracked. The tracker is available to detect the spatial location of these markers due to the variations in the electromagnetic field caused by their interaction with the field. This detection can be made even when there is no direct line-of-sight between the tracker and the marker [13], thereby allowing free movements of the surgical team, and making them suitable for operations with minimal incision. However, these systems show two main drawbacks. Firstly, their effective action field is considerably reduced in comparison with the optical ones [14], and their application is limited to operations involving small areas, such as otorhinolaryngological ones. Secondly, due to the magnetic nature of the system, the measurements made by the tracker to detect the position of the markers can be altered by magnetic field distortion caused by metallic objects and electrically powered equipment in the surgical scenario [13,15], which poses a considerable limitation on the materials and equipment (including the tools themselves) that can be used for the intervention. As an example, an electromagnetic-based system currently available in the market is the Aurora[®] system from NDI [16]. Hybrid optical and electromagnetic tracking systems have also been proposed [13], even including augmented reality tools as well [17], albeit always keeping the above-mentioned limitations.

Given the associated limitations to each method, new technological solutions to overcome them are still being pursued. Among the available options, microwave imaging rises as an interesting alternative that can provide for continuous and non-invasive intra-operative surgical tracking while overcoming the line-of-sight and magnetic interaction problems [18]. This technique is based on the changes in the dielectric constant and dielectric losses between the different biological tissues involved. These variations in the permittivity can be seen and identified by analyzing the changes in the response of microwave antennas [19]. With these alterations in the dielectric properties of the tissues, their boundaries can be identified and the biomedical image can be built [20]. These techniques find wide use in several fields, such as cancer detection and management [21,22]. Considering the usual contrast in dielectric properties, these techniques could also be applied to detect both surgical targets (such as tumors) and surgical tools [23]. In this work, we study the feasibility and validation of a microwave antenna-based imaging system for intra-operative surgical navigation.

2. Materials and Methods

The proposed RF-based surgical navigation system is made up of two main aspects, namely the system hardware and the signal processing methods. Both of them will be examined in detail in the next subsections, as well as the calibration of the whole system.

2.1. System Hardware

Figure 1 (left) shows the microwave imaging system. Briefly, it is made up of 16 wide-band twin antennas located at equally-spaced points throughout a circumference with a diameter 34 cm—i.e., one antenna every 22.5° —around the area where the object under study is located, in this case a cranium 3-D model. This configuration leaves a space of 20 cm to place the model in the center of the circumference. Each antenna is held by a 3-D-printed holding piece, and the 16 antenna-holder pairs are screwed onto the top face of a wood board. All the antennas are connected by means of a high-frequency switching network to Port 1 (the port under use) of a Vector Network Analyzer (VNA) to perform all measurements (Rhode and Schwarz ZNLE6). An Arduino Due microcontroller is used to control the electronic switches so that only one antenna is active at the same time. Both the switches and the control system are located in the bottom face of the wood board, at a sufficiently far position under the antennas in order to avoid interferences in the measurement process. The whole system is controlled with a computer which executes Python script that automates the entire process. This script is in charge of the communication with both the VNA and the microcontroller. It therefore controls which antenna is connected to the network analyzer at each time, as well as the measurement files transfer between the VNA and the computer. It is also in charge of loading the measurement data into a MATLAB script that performs the signal processing and generates the images for the surgical navigation. The different parts of the system will be further described in the next paragraphs.

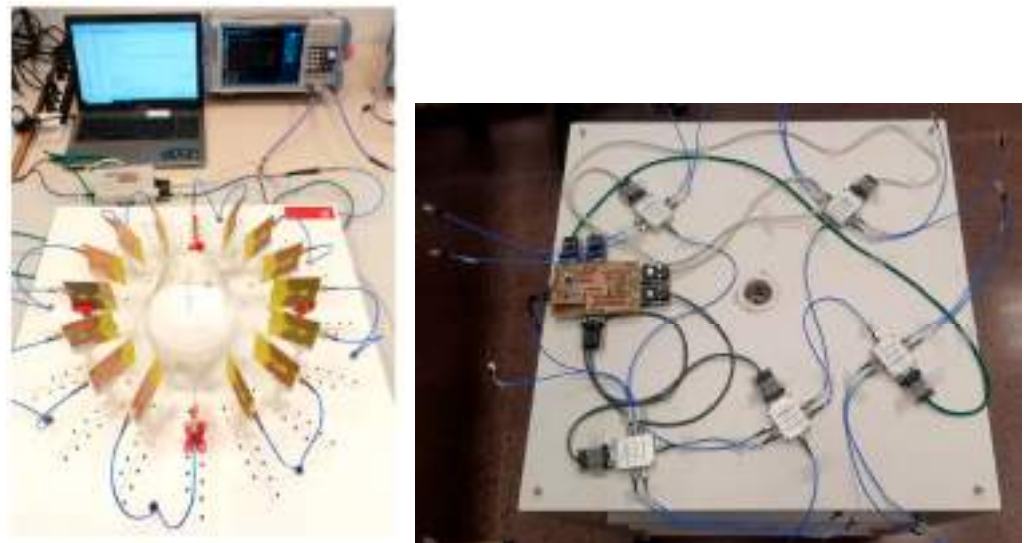


Figure 1. Microwave image system (left) and control and switching subsystem (right).

The wideband antennas constitute one of the key parts of the measurement system. The antennas are the front part of the microwave imaging system since they are responsible for signal transmission and reception, i.e., for data acquisition. In this case, they must have wideband behavior to be able to transmit the frequency information of the narrow time-domain pulses (which are similar to radar pulses), which are the basis of the imaging system. In this sense, the so-called Vivaldi antennas are one of the most widely used options in microwave imaging systems, for they offer a very large bandwidth and are slightly directive, concentrating the radiation in their aperture pattern [24]. For this work, we designed a modified version of the usual Vivaldi antennas so that they better fit in the proposed application without losing their capabilities. For this reason, detailed antenna design and characterization deserve further subsections, coming next.

Continuing with the description of the system, the switch network, used to select the active antenna at each moment, is made up of commercial SP4T RF switches. These switches ensure that only one antenna is active at each moment, and they activate them

all consecutively, one after another. The designed microwave imaging system uses a total of 16 antennas, which means that five switches are needed for a proper connection of the antennas to the VNA. In the selected configuration, one of the switches acts as the central one, which selects one of the remaining four switches, being each one of them connected to four antennas. In particular, we used the ZSWA4-63DR+ switch from Mini-Circuits. It is a high-speed, low-losses switch, based on CMOS technology, which is internally adapted to $50\ \Omega$ in the 1 MHz to 6 GHz frequency range, making it perfectly suitable for the frequency and switching speed requirements of our imaging system. The selection of the active output is made with three control voltages, which must follow the truth table provided by the manufacturer in the switch's datasheet, always avoiding not supported combinations.

The control and DC power supply subsystem manages the power supply and control voltages for the switches. All the system is powered with the voltage supplied by the computer's USB port. The control signals for the switches are provided by an AT91SAM3X8E microprocessor, embedded in the Arduino Due platform. DB9 connectors were used to connect the supply voltage and the control voltages of the switches with a four-core twisted shielded cable to reduce noise and interference. Control and power supply circuits were designed in order to make possible the connection between the microcontroller and the switch connectors, as well as a series of LED diodes were included to indicate the selected antenna at each moment. With this setup, the emitted power by the antennas is less than 1 mW. Finally, we used SMA connectors and the required coaxial cables to implement the different connections between the antennas, the switch RF-ports, and the VNA. Figure 1 (right) shows the final connection between the control circuit and the switches as well as the wiring system.

2.1.1. Antenna Design and Standard Characterization in the Frequency Domain

The main drawback of Vivaldi antennas is their physical size, which is considerably large. This may pose a limit for its use in this type of imaging system, where a reduced size for the antennas is desirable. Vivaldi antennas are based on an exponential-profile radiating slot that features the same characteristics regardless of the frequency, so the bandwidth is theoretically infinite. In the design process, the size of the initial and final aperture is selected depending on the targeted frequency range of operation, being the size of the small aperture a half wavelength of the highest frequency and vice-versa. This aspect is especially important when determining the minimum operating frequency, that limits the size of the antenna. We, therefore, adapted the design to the above-mentioned frequency requirements. The feeding of the antenna is implemented with a microstrip transmission in the bottom face. For the impedance matching to $50\ \Omega$ throughout the entire frequency range, an open-ended radial stub transmission line is used with some transmission line sections with variable width [25]. Figure 2 shows a picture of the Vivaldi-like designed antennas, including the top and bottom layers.

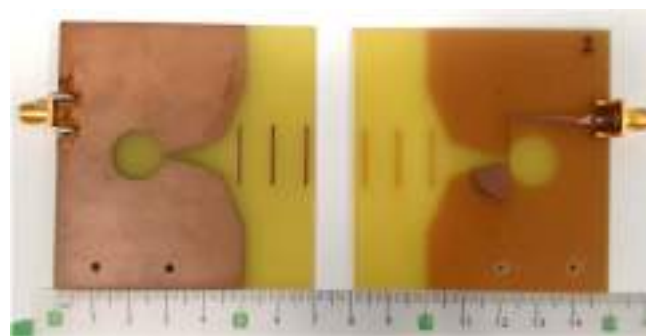


Figure 2. Designed Vivaldi-like antennas: top (left) and bottom (right).

The proposed antennas are a modification of classical Vivaldi antennas. To overcome the size restrictions, the final size was reduced by truncating the exponential profile of the slots and by modifying the geometric shape of the antenna aperture. This modification

was made by optimizing the dimensions of the new aperture by simulations with ANSYS HFSS and Keysight EMPro software, so that the smallest antenna size is obtained while the frequency-domain performance of the antenna is unaltered. The main effect of this size-reduction process is the bandwidth decrease. In the design process, we pursued the best antenna characteristics between 0.1 and 6 GHz, according to the target frequency range. Additionally, three director elements were added in the antenna aperture region (see Figure 2) with the aim to increase the directivity of the antenna by concentrating the radiation pattern in the aperture's direction. The final size of the antenna is $70 \times 68 \text{ mm}^2$, which means a size reduction of more than 4 times in comparison with a standard Vivaldi antenna with the same frequency characteristics. Finally, the antenna was printed onto a 1.52-mm-thick piece of FR4 substrate (with dielectric constant of 4.4 and loss tangent of 0.02) following a photolithography and chemical etching process.

One of the antennas was placed inside an anechoic chamber to carry out a standard characterization. Firstly, the return losses were characterized by means of the scattering parameter S_{11} . The results of both the simulated and measured response are plotted together in Figure 3. An acceptable agreement can be seen, thereby validating the design, optimization, and implementation processes. The experimental operating frequency range of the antenna is from 1.2 to 5 GHz (for $S_{11} < -10 \text{ dB}$), which means 123% bandwidth for a central frequency of 3.1 GHz; thus, confirming its wideband nature. Secondly, the antenna radiation patterns were measured by employing a horn antenna as a reference. The measurement characterization of the antenna in terms of the E-plane and H-plane radiation diagrams at specific frequency points can be seen in Figure 4. It is worth noting that the designed antenna has a higher directivity in the E-plane (the aperture plane), especially at higher frequencies. Following these steps, the 16 involved antennas were characterized, obtaining well-nigh identical results.

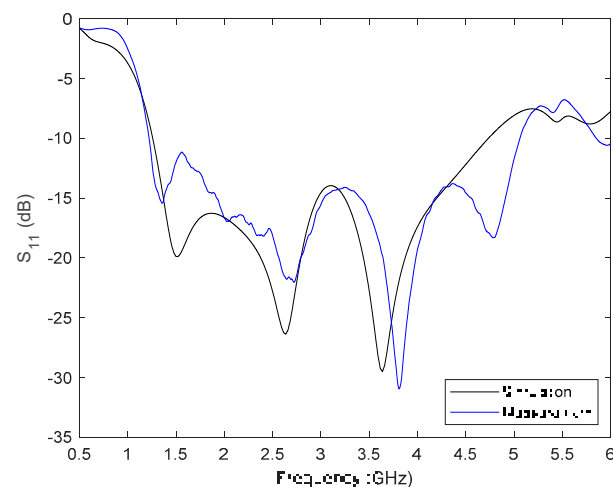


Figure 3. Measured and simulated return losses for the proposed antenna.

2.1.2. Antenna Time Domain Analysis

The signals used in medical imaging systems are usually broadband, i.e., they involve remarkably short pulses in time covering a considerably broad frequency spectrum. Since the pulses are narrow, they are greatly affected by dispersion. As a result, the incoming pulse at the antenna will never be the same as the outgoing pulse. For this reason, a time domain analysis of the transmitted pulses was completed, in order to predict the distortion inherent to the system.

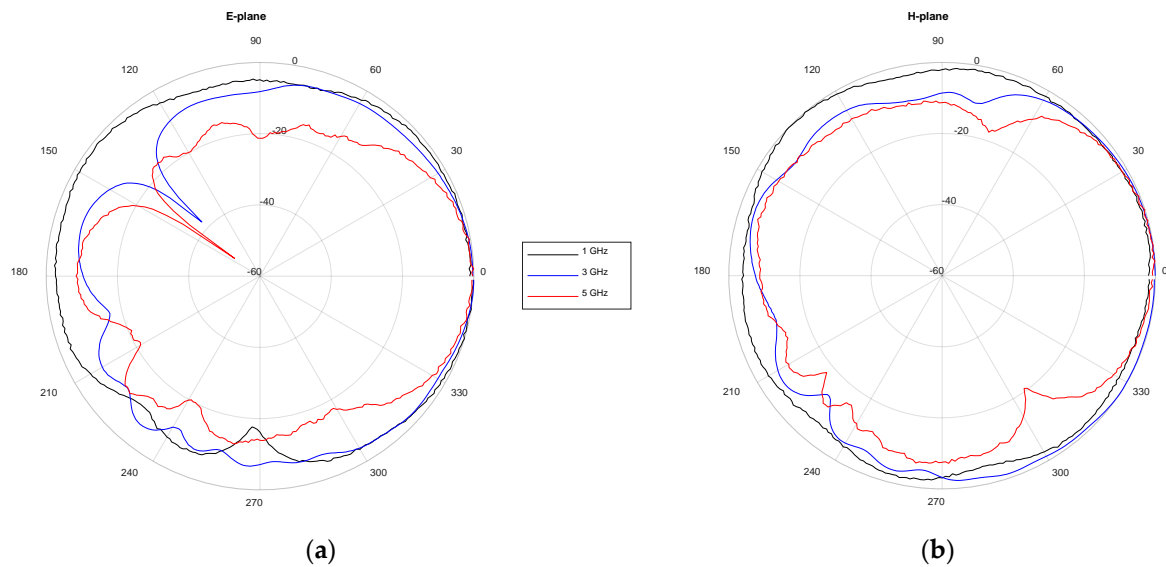


Figure 4. Measured antenna radiation pattern at specific frequency points: (a) E-plane; (b) H-plane.

To do that, the transfer function for a system in which a pulse is transmitted and received by the same single antenna (like the system shown here) can be measured and characterized by an equivalent system in which there is a direct transmission between two identical antennas (i.e., the receiving antenna is exactly the same as the transmitting antenna). This assumption considerably simplifies the analysis and measurement of the transfer function of the original system, and it will be therefore taken in this section. Please note that this assumption is taken for characterization purposes only. This scheme uses two identical antennas vertically oriented in a face-to-face manner and separated by 40 cm, distance sufficient to ensure far field transmission. This way, the system's transfer function reduces to the S_{21} parameter. Therefore, the two antennas were located inside an anechoic chamber and the S_{21} parameter was measured using the VNA, with one antenna acting as a transmitter while the other as a receiver. The experiment was replicated in silico by means of free-space transmission simulations. The information obtained after this frequency-domain analysis was post-processed to obtain the time domain signals.

From the S_{21} , some metrics can be used to analyze the performance of the antenna, such as the group delay (i.e., the phase derivative for the S_{21} response). The experimentally measured and simulated group delays for the above-mentioned antenna arrangement are plotted in Figure 5. It can be seen that it is fairly flat within the antenna bandwidth (shaded area), with values between 0.20 and 0.25 ns. These results suggest that the system will show a low distortion for signals whose bandwidth falls within the antenna bandwidth. The best way to quantify this effect is to use the so-called System Fidelity Factor (SFF), which is a measurement of the correlation between the transmitted and received pulses. This factor calculates the ratio between the energy of the convolution between the transmitted and received pulses and the energy of each pulse separately [26]. The SFF is defined as:

$$\text{SFF} = \max_n \left| \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} T_S(t)R_S(t + \tau)d\tau}{\sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} |T_S(t)|^2 dt} \cdot \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} |R_S(t)|^2 dt}} \right| \quad (1)$$

where t is the time, T_S is the transmitted pulse, and R_S is the received pulse, which is computed from the standard S_{21} parameter (which means that SFF takes into consideration the distortion induced by both antennas). Thus, for the proposed antennas the SFF value obtained is 95.29% if the theoretical transfer function is used, and 96.97% if the measured S_{21} is used, which gives an idea of the high signal integrity achieved for the transmitted signals.

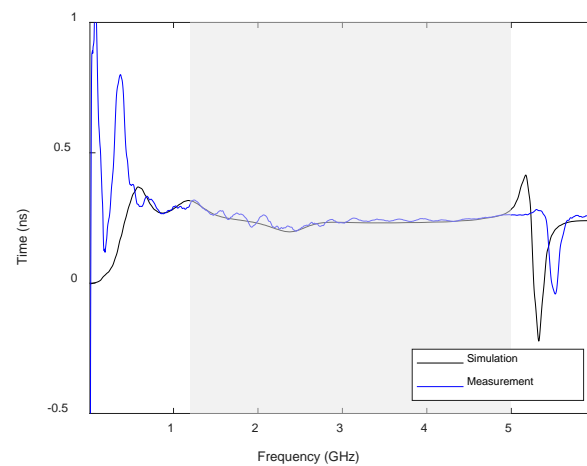


Figure 5. Measured and simulated group delay for the proposed antenna (the shadowed area indicates the antenna bandwidth).

2.2. Signal Processing for Imaging

After having described the hardware components of the system, we will focus on the algorithms used to obtain the images for the surgical navigation system from the measured information. A Python script that manages all the communications with the VNA and the Arduino microcontroller was created for the measurement process. On the one hand, the communications with the VNA are made according to the TCP-IP protocol through a laboratory local area network (LAN). To that end, a set of instructions were defined using the VISA (Virtual Instrument Software Architecture) protocol. On the other hand, the communication with the microcontroller uses a serial communication channel via USB.

To eliminate, as much as possible, the interferences and reflections caused by the switches, cables, and other electronic elements of the system, as well as the offset of the equipment, an individual SOL (short–open–load) calibration for each antenna is carried out with the VNA before any measurement. The calibration is made once all the antennas and equipment are placed in their corresponding places and properly connected. This calibration is saved and later loaded for each antenna during the measurement process, taking into account the active antenna at each moment. In addition, to reduce the effect of the different elements composing the hardware system, such as the rest of the antennas or the switches (as well as further electronic equipment), a reference measurement for each of the antennas is carried out. This measurement will be used during the signal processing to eliminate reflections that are not strictly due to the bodies to be tracked with the aim to increase the sensitivity and accuracy of the system.

In this work we study the use of two different algorithms for building the medical image: Delay and Sum (DAS) and Delay Multiply and Sum (DMAS). The following subsections will provide an overview of each of them.

2.2.1. Delay and Sum

The direct analysis of the raw measured responses of the antennas can be useful for the fast detection of simple objects, but it is not enough for building complex and detailed images of the scenario under tracking. However, this is crucial in the case of assistance to surgical intervention, where the produced images must be interpreted from the spatial point of view to indicate where the tool and the interesting objects are located. In these cases, the use of further data processing algorithms that allow a clearer and more concise representation of the information and that allow the representation of the objects and materials found inside the scenario is essential. One of these algorithms is known as Delay and Sum [27]. This algorithm consists of carrying out a spatial modeling of the elements to be analyzed. In this model, the position of each of the antennas is known, and the model accordingly divided into a grid. Each of the vertices of the grid is a calculation point where

the signal delay from each of the antennas to that specific point is computed and later a weighted sum of the results is calculated, yielding the resulting intensity for each point of the image. The analytical formulation for DAS algorithm is the following:

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

where $I(r_0)$ is the obtained intensity for the point r_0 of the grid, M is the total number of antennas, T_{Win} is the integration window, which is usually considered as a percentage of the input pulse signal, and X_m is the time-domain signal obtained with each antenna, which has a certain delay in the point r_0 . The delay in each point, r_m , is obtained with the following expression:

$$r_m(r_0) = \frac{d_m}{v} f_s \quad (3)$$

being d_m the distance between the antenna and the point r_0 , f_s the sample frequency of the signal (which is used to obtain the Inverse Fourier Transform for the analysis), and v the propagation speed of the medium, which is given by:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4)$$

where c is the speed of light in a vacuum and ϵ_r is the dielectric constant of the materials through which the wave travels. This means that the DAS algorithm needs to know the dielectric properties of the medium, or at least an estimation of them, to accurately determine the signal delays of each antenna. The precision of the algorithm therefore depends on how good the dielectric constant estimation is.

2.2.2. Delay Multiply and Sum

DMAS algorithm [28] is a variant of the DAS algorithm in which a multiplication of the calculated delays is performed for each pair of signals obtained using the measurement system. This way, the coherence or correlation between the reflections and the precision in the representation of the images are increased. Being \odot the element-wise product operator, the analytical formulation for DMAS is:

$$I(r_0) = \int_0^{T_{Win}} \left[\sum_{m=1}^{M-1} \sum_{j=(m+1)}^M X_m(r_m(r_0)) \odot X_j(r_j(r_0)) \right]^2 dt \quad (5)$$

2.3. Calibration of the Imaging System

Once the hardware system and the algorithms used to obtain the image of the elements under study have been described, the tests carried out for the start-up and calibration of the system will be presented in this subsection. The calibration of the imaging algorithms was based on measurements and imaging of a metallic cylinder of 5.0 cm diameter and 11.5 cm height. Figure 6 shows a picture of the cylinder together with the antenna system.

After placing the metallic cylinder in the center of the structure, equidistant from all the antennas, the measurements and the processing of the obtained data were carried out. The resulting images for DAS and DMAS algorithms are shown in Figure 7. As it can be seen, an image of the metallic cylinder edge is obtained with a high intensity representation, in yellow color, corresponding to its real dimensions. It can also be seen how some light-blue-colored areas appear, which are related to the signal reflected by the cylinder and rebounded in the metallic parts of the neighbor antennas before being received by the active antenna at each moment. These reflections are more attenuated in the DMAS algorithm, which offers a clearer image (and shape) of the object for the considered setup.

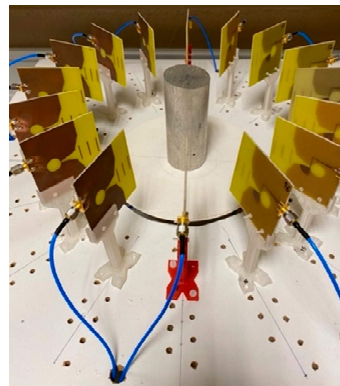


Figure 6. Calibration measurement with a metallic cylinder.

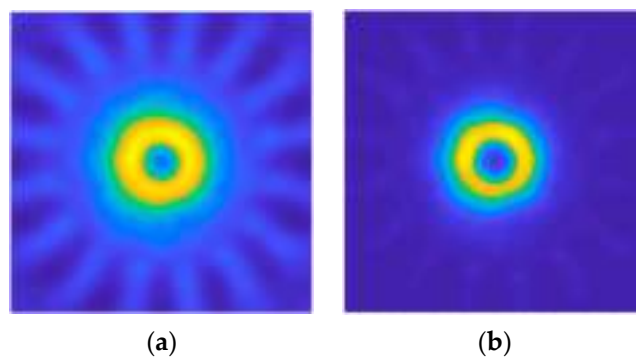


Figure 7. Obtained images for the measurement with the metallic cylinder: (a) DAS; (b) DMAS.

3. Experimental Validation and Results

3.1. Experimental Setup

Once the system was implemented and calibrated, its performance as a cranial surgery navigation tool was assessed. The targeted application consists of detecting the position of the surgical tool within the cranial area, so that the surgical team is provided with proper guidance and assistance. In order to emulate such a scenario, a setup imitating an operating room for cranial surgical interventions with robotic tools was prepared, as shown in Figure 8. As it can be seen, a structure was designed to hold the antenna system, allowing to house the 3-D-printed cranium in the exact center. Ad hoc connection of the antennas to the VNA and the computer was installed, as explained in the prior sections, to allow the proper running of the microwave image system. Finally, a UR5 robotic arm was used to emulate the surgeon's moves. The robotic arm was configured to hold the clinical tool, which is intended to navigate towards the critical area within the cranium.

For the experimental validation, an accurate and detailed 3-D-printed model for the cranium was used (horizontal section dimensions $128 \times 170 \text{ mm}^2$), which had a hole on the left side of the forehead to enable the entrance of the surgical tool, thereby allowing us to simulate intracranial surgery. A piece of plastic filled with water was used to imitate a tumor, which was placed inside the cranium, in the inner center forehead area (Figure 9). The cranium was placed in the center of the antenna system, so that the cranium's center coincided with the center of the antenna coordinate system, as can be seen in the picture. With this configuration, the tumor was slightly displaced from the center of the coordinate system, with the tumor's center position at roughly $(0, 26) \text{ mm}$ coordinates considering the framework in Figure 9. The tumor had $25 \times 25 \times 25 \text{ mm}^3$ dimensions.

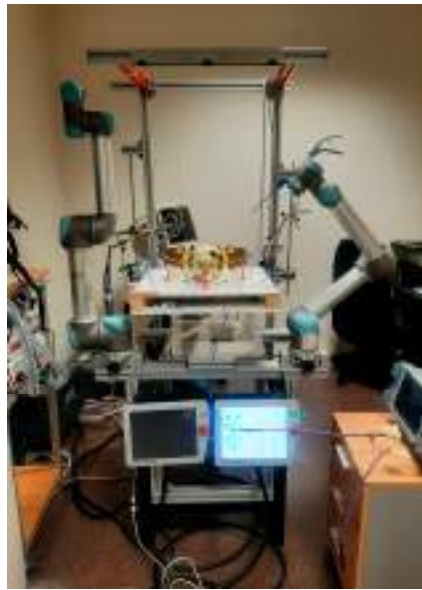


Figure 8. Experimental setup.

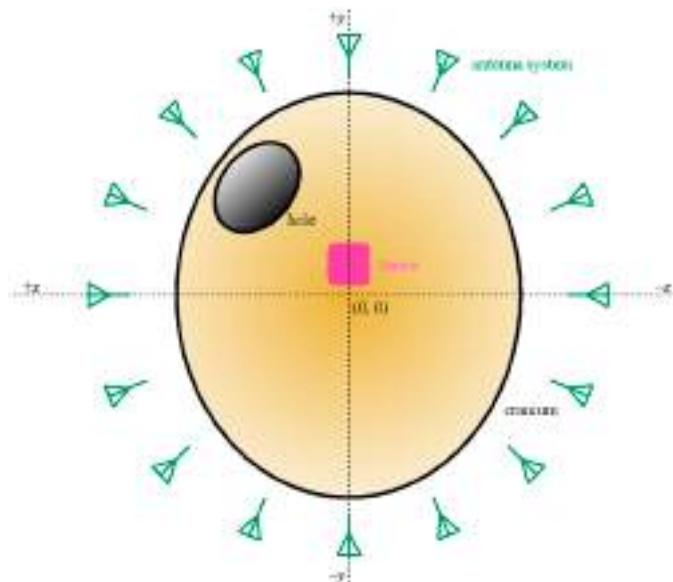


Figure 9. Schematic representation of the cranium (yellow), the hole (black), the tumor (pink), the antennas (green), and the coordinate system.

The navigation sequence for the experimental validation consisted of the surgical tool being approached to the tumor, throughout the cranium's hole, following a spatially diagonal straight line (also including the approach in the z coordinate, which is not considered in the 2-D images provided by the microwave image system) at the same time that the microwave image system was tracking the tool position. The tool path started at a position sufficiently far from the tumor (more than 150 mm away), and it was planned to finish as close as possible to the tumor's center; thus resembling the trajectory followed during an actual intervention. Although the tool may be handled by the surgeon in real operations, the robotic arm was used to hold it during this experiment so that the trajectory and navigation sequence could be accurately controlled, and reference coordinates throughout the trajectory could be obtained in a reliable manner. A picture of the tool entering the cranium and the antenna system can be seen in Figure 10.

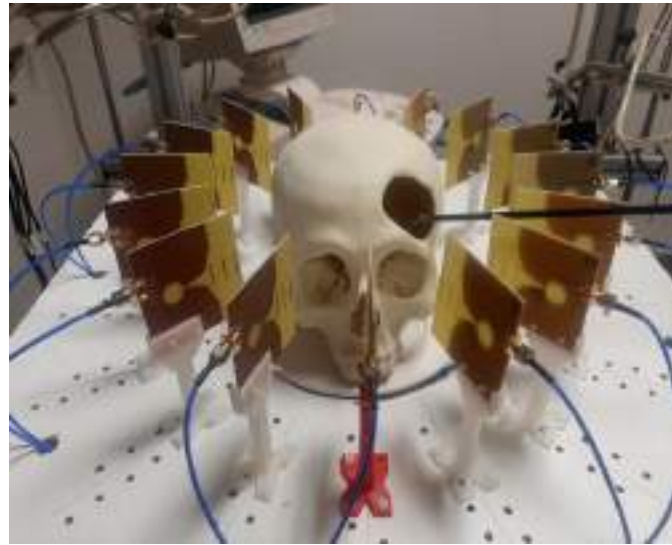


Figure 10. Experimental setup with the tool entering the cranium within the antenna system.

3.2. Image Acquisition

Before starting the experiment, a measurement only with the antennas, with nothing inside the system (empty measurement) was made. This empty measurement was used as the reference and calibration measurement throughout the whole experiment, and the rest of images presented in this work included the subtraction of this empty measurement. Then, two initial measurements were made with the microwave image system for the proposed setup: one only having the cranium (no tumor, no tool), and another one having the cranium and the tumor (no tool) in the right positions. During the navigation sequence, 8 measurements were made with the microwave image system at 8 different moments, so that the 8 corresponding images could be assessed. Parallel to each of them, the coordinates of the robotic arm at each moment were saved, which were later transformed to tool's final-end coordinates for reference. Within these 8 positions, hereinafter referred to as p_i , where $1 \leq i \leq 8$, p_1 and p_2 had the tool's final end out of the antenna system space, p_3 and p_4 had it inside the antenna system space but out of the cranium, p_5 had it approximately in the cranium boundary (entering the hole), p_6 and p_7 had it inside the cranium and gradually approaching the tumor, and p_8 had it inside the cranium and well-nigh touching the tumor boundary. Finally, the 10 resulting measurements (2 initial ones + 8 during the tool's navigation) were processed with both DAS and DMAS algorithms. The flowchart for the imaging algorithm applied to each measurement is depicted in Figure 11.

The resulting images for both DAS and DMAS algorithms for the 2 initial measurements are shown in Figure 12, whereas the corresponding images for a selection of some of the 8 navigation measurements can be seen in Figure 13 (positions 1 and 2 are not shown since the tool was out of the antenna system area). The images in Figure 13 show the evolution of the tool's final-end position during the navigation experiment, although some other reflections are detected due to the long-shaped tool's body. Considering a long enough tool (which is the most usual case in these operations), these reflections are approximately constant for two consecutive images or positions (provided that a low or moderate differential movement was made), the new information only being related to the position change. Therefore, aiming at a better detection of the tool's final-end position for navigation purposes, the images were further processed by subtracting the previous image from the current one, so that only the tool's displacement information was left, and the new position can be easily tracked. The resulting images for both algorithms are shown in Figure 14, again excluding positions 1 and 2 for the same reason.

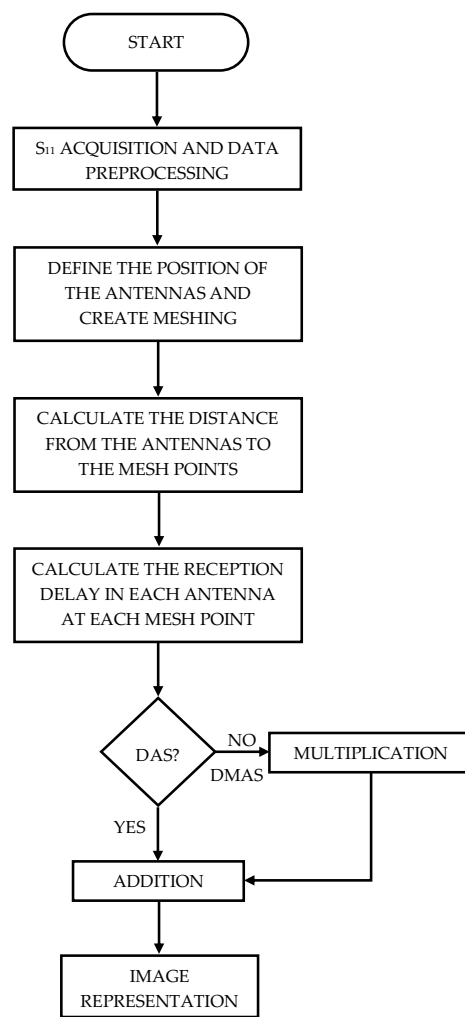


Figure 11. Flowchart for the imaging algorithm applied after each measurement.

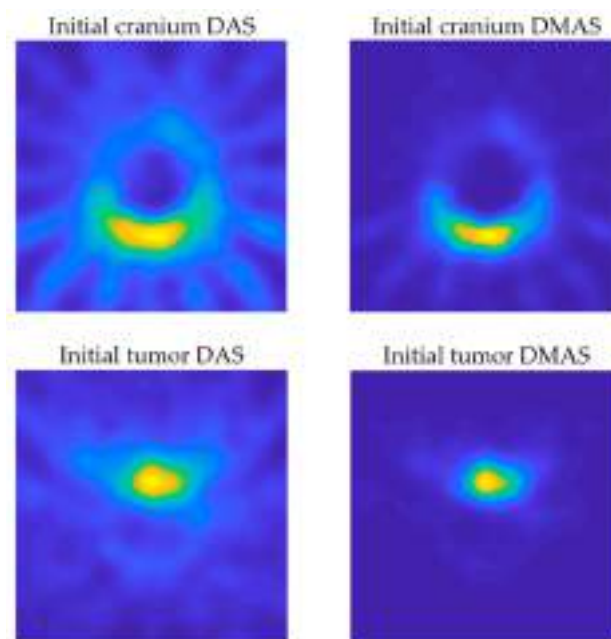


Figure 12. Initial images with DAS and DMAS algorithms.

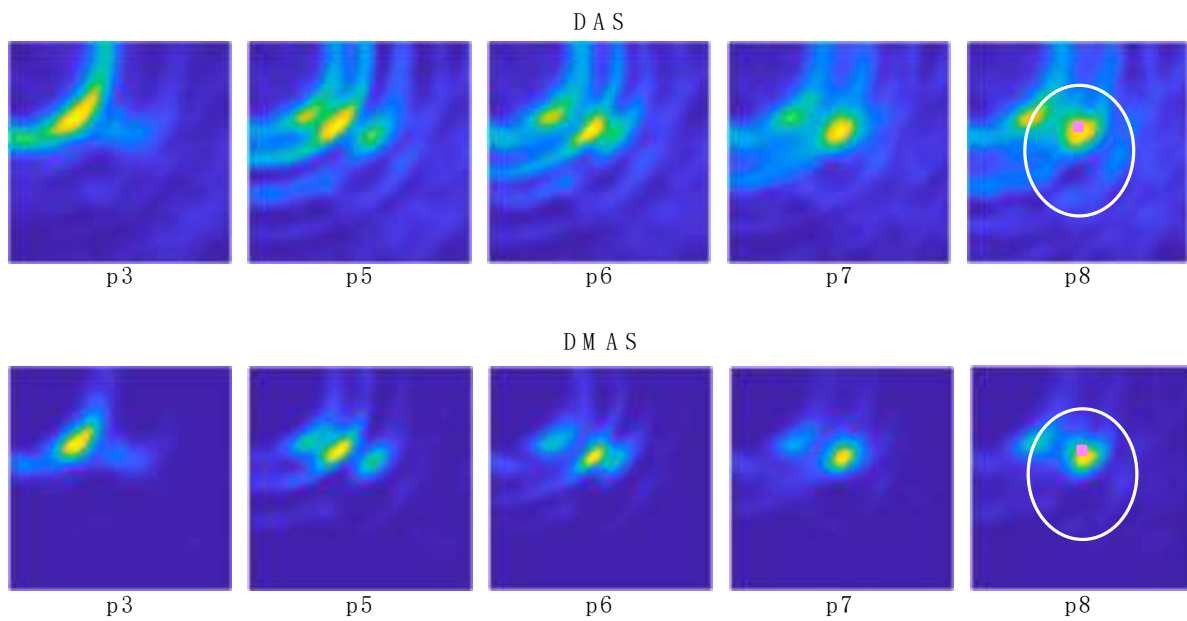


Figure 13. Navigation images for a selection of the positions obtained with DAS and DMAS algorithms. The position and shape of the cranium (white) and tumor (pink) are depicted in the last image for reference.

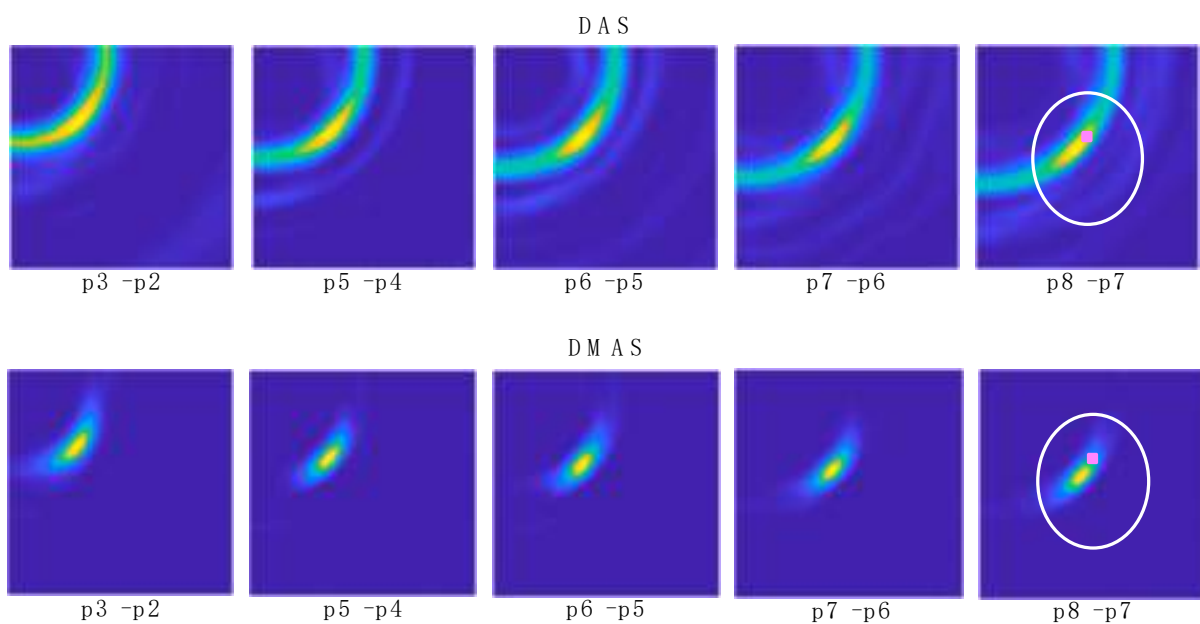


Figure 14. Differential navigation images for a selection of the positions obtained with DAS and DMAS algorithms. The position and shape of the cranium (white) and tumor (pink) are depicted in the last image for reference.

3.3. Data Extraction and Results

The images in Figure 14 show a clear evolution of the tool's final-end position throughout the trajectory. These images are, therefore, suitable for providing a targeted navigation track. To provide navigation assistance and accurate guidance capabilities, the exact coordinates of the tool's position must be detected. To that end, each image in Figure 14 was binarized with a 0.8 threshold, which means that a new binary black-and-white associated image was created in which the pixels with luminance lower than 0.8 in the original image were set to black, otherwise to white. An example of this process for "p5-p4" images for both algorithms is shown in Figure 15. As it can be seen, the resulting images are

more convenient for processing and detection of properties. Each binarized image was then analyzed and the coordinates of the centroid of the remaining white region were computed. As seen in Figure 14, the high-luminance regions correspond to the tool's final-end positions, and therefore these centroids' coordinates were associated to the real tool's final-end coordinates.

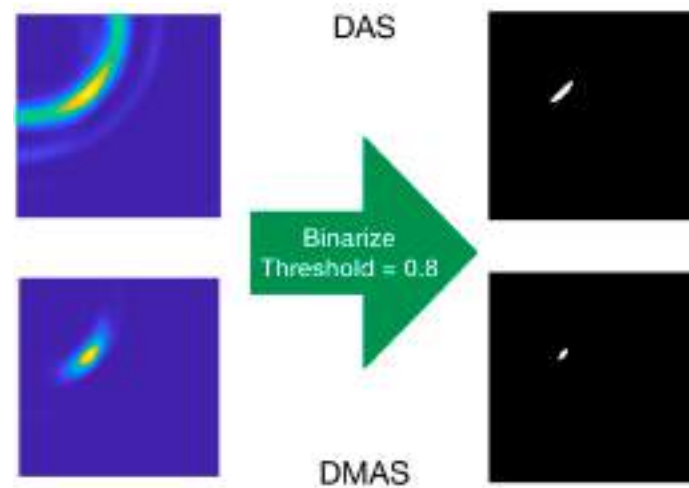


Figure 15. Example of the binarization process for “p5–p4” images.

The binarized images had 1300×1301 dimensions. The computed centroids were defined within an image-based coordinate system, having the origin in the top-left corner. In order to be able to compare with the reference coordinates of the tool's final end, which were obtained through the robotic arm positions, considering the common coordinate system centered in the antenna system (and in the cranium as well), the equivalence of pixels to physical distance was required. These data were obtained thanks to the real cranium dimensions and its pixel-based dimensions computed from the initial cranium images (see Figure 12 top). The equivalence was thereby found to be 1 column pixel = 0.1922 mm; 1 row pixel = 0.2255 mm. With these data, the microwave image-based detected tool's final-end coordinates were obtained. A scheme of the coordinate detection process is depicted in Figure 16.

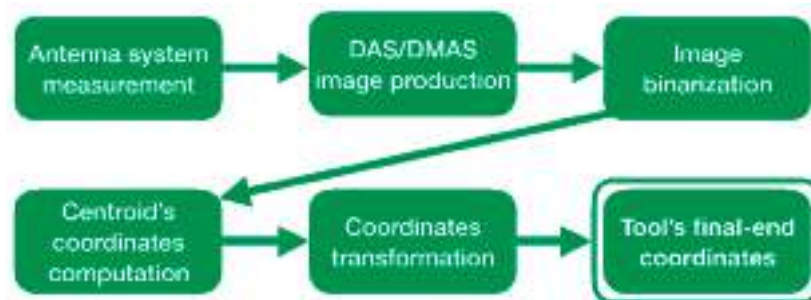


Figure 16. Scheme of the coordinate detection process.

The results for the detection of the tool's final-end coordinates are shown in Table 1, which gathers the detected coordinates both with DAS and DMAS algorithms when the differential images (Figure 14) are considered and compares them to the reference coordinates obtained from the robotic arm at each position. Position p1 is not considered since there was no prior position to perform the image subtraction and the tool was considerably far from the antenna system. The evolution of the detected coordinates with both algorithms, as well as the reference coordinates from the robot, show the approaching trajectory of the tool to the tumor, from p2 to p8. Specifically, the detected coordinates in p8 for DAS and DMAS algorithms show a difference of (12.5886, -15.1963) mm and (12.3963, -15.7374)

mm, respectively, with respect to the corresponding detected coordinates of the tumor's center (first row), which are coherent with the visual observation (see Figure 17). This is also confirmed by the small error in p8 for DAS and DMAS with respect to the reference coordinates from the robot: $\Delta(p8) = (-0.8544, -0.5576)$ mm for DAS and $\Delta(p8) = (-1.3925, -0.1743)$ mm for DMAS.

Table 1. Detected tool's final-end coordinates (in mm).

Positions	DAS		DMAS		Robot	
	<i>x</i>	<i>y</i>	<i>x</i>	<i>y</i>	<i>x</i>	<i>y</i>
Tumor	−0.6342	26.1538	0.0961	26.3117	—	—
p2	80.6823	0.4284	111.0871	−13.9562	90.4000	96.2000
p3	47.4907	47.0544	47.4907	44.3263	67.0000	70.8000
p4	42.3399	37.4496	41.8595	36.3899	58.6000	61.7000
p5	36.3243	32.8501	36.1898	31.7679	45.8000	47.9000
p6	26.1574	25.5000	26.1189	24.0119	29.5000	30.2000
p7	17.7778	17.4735	17.8162	16.4589	19.6000	19.5000
p8	11.9544	10.9576	12.4925	10.5743	11.1000	10.4000



Figure 17. Tool inside the cranium at position p7.

Considering the reference coordinates from the robot, Table 2 shows an error analysis for the performance of DAS and DMAS. Position p2 was excluded because the tool was still too far from the antenna system region. The mean error ($\bar{\Delta}$) and the standard deviation (σ) for each coordinate (*x* and *y*) were independently considered in this analysis. Additionally, different ranges of positions are involved, depending on the different regions where the tool navigated: p3 to p8 includes the tool travelling through the antenna system inner space, the cranium boundary, and the cranium inner space, p5 to p8 includes the tool travelling through the cranium boundary and its inner space, and p6 to p8 includes only the tool travelling through the cranium inner space.

Table 2. Error analysis for both algorithms (data in mm).

Position Range	DAS				DMAS			
	$\bar{\Delta x}$	$\bar{\Delta y}$	σ_x	σ_y	$\bar{\Delta x}$	$\bar{\Delta y}$	σ_x	σ_y
p3 to p8	8.2593	11.5358	8.2550	11.0136	8.2721	12.8285	8.4759	11.5053
p5 to p8	3.4465	5.3047	4.3779	6.8422	3.3456	6.2968	4.6237	7.0526
p6 to p8	1.4368	2.0563	2.1249	2.6289	1.2575	3.0183	2.4299	3.1812

Finally, the influence of the luminance threshold was analyzed. Given the agreement between the detected coordinates with both algorithms at p8 and the reference coordinates from the robot arm, this position was taken as general reference. The detected coordinates were recalculated from the saved measurements with DAS and DMAS algorithms using different luminance thresholds. For each newly recalculated pair of coordinates (associated to a certain luminance threshold), the detection error (DE) was computed as the Euclidean distance to the reference coordinates:

$$DE = \sqrt{|x_d - x_r|^2 + |y_d - y_r|^2} \quad (6)$$

where x_d and y_d are the detected coordinates, whilst x_r and y_r are the reference coordinates. The resulting evolution of the DE depending on the luminance threshold for DAS and DMAS algorithms at p8 is plotted in Figure 18. It should be noted that this plot was made from only one measurement (p8), which was analyzed many times with different luminance thresholds. It therefore gives information about the digital error when computing the coordinates as a function of this threshold.

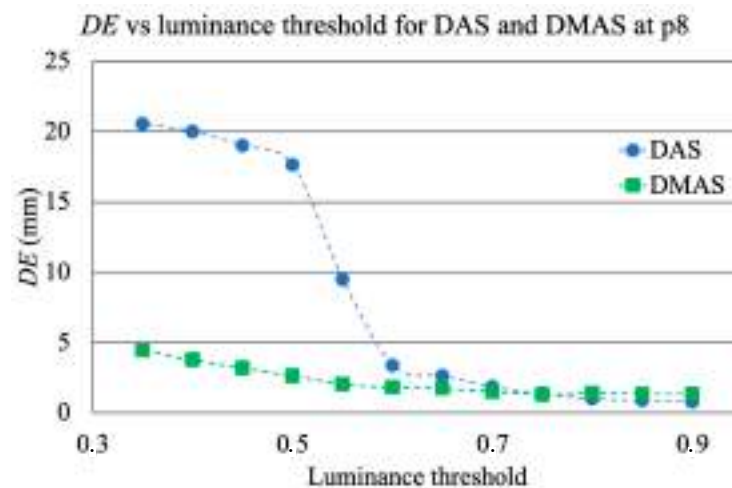


Figure 18. Evolution of DE depending on the luminance threshold for both algorithms.

4. Discussion

A microwave-based image system for cranial intraoperative tool navigation was proposed, and its performance was assessed. The system is composed of 16 twin Vivaldi-like antennas placed throughout a circumference with an equally spaced pattern, surrounding the cranial surgery area, pointing to the center of the circumference. An automated switching electronic system is used to drive the antennas and make the corresponding reflection measurements. The responses of the antennas are affected by the reflections of the electromagnetic waves on the cranium shape and on strange objects, such as tumors or surgical tools. These responses are further processed to locate the desired objects and provide surgical tool navigation. It should be noted that the maximum emitted power by the antennas is lower than 1 mW, which is less than the usual power involved in a cellphone call [29]. The proposed system is thereby suitable for use in clinical scenarios.

Two methods were studied to process the responses of the antennas and build the medical image. These methods, viz. DAS and DMAS, consist of a spatial modeling of the surgical environment by assigning a computed intensity to each pixel of the image depending on the corresponding formulation and the time-domain response of each antenna. The following paragraphs will discuss the experimental validation and results of the proposed system using these two methods.

Figure 12 shows the capability of the proposed system to scan the cranium and detect the tumor within the experimental setup considered here. Both algorithms show acceptable detection capabilities in this regard. Considering the images in which only the cranium is

involved (Figure 12 top), the DAS algorithm provides brighter images, which allow us to see a higher level of detail. This should be analyzed with caution, because it also implies the apparition of spurious details, such as the reflected beams captured by each antenna, which do not correspond to any physical object in the scenario. That being said, as long as the spurious information is static and previously known (such as these beams, directly related to the position of each antenna), it could be easily eliminated. The DMAS algorithm, however, provides a cleaner image, almost with no spurious details, but with a more poorly defined cranium. Conversely, when the tumor is involved (Figure 12 bottom), DMAS seems to show better detection capabilities, providing a clearer, more defined location of the tumor. In this case, the high-intensity reflections by the tumor material (in comparison to those by the cranium material) hinder the detection of the cranium shape in both methods, being less visible (but detectable) for the DAS algorithm and almost invisible for the DMAS algorithm. Considering these pictures, it seems that both algorithms show strengths and weaknesses for different aspects, and therefore a detailed analysis for both of them is worthwhile. Ostensibly, the DAS image can be more suitable for calibration tasks, for example, taking reference measurements of the cranium's dimensions, and also for detection and tracking of events within the cranium area, which is better resolved with this algorithm, whereas DMAS seems to show better performance regarding accurate location of strange objects within the image framework, although losing information related to the cranium shape.

In the experimental results for the navigation task shown in Figure 13, it can be seen how the long shape of the tool hinders the clear and direct identification of the tool's final-end position, especially for the last positions (the tool entering the cranium, longer tool's body portion within the image). Indeed, the long-shaped tool yields the detection of many reflections throughout the tool's body by different antennas, depending on their position. This information could be useful for further processing of the images in the final system, so that the full shape of the tool can be depicted in the image shown in the user-oriented graphic interface. However, for the pursued navigation assistance, considering the binarization process proposed here, this phenomenon leads to the apparition in the binarized images of several areas with several associated centroids, and the detection of the current position of the tool becomes complicated. In addition, other objects different from the tool could be detected, leading to the definition of false positions for the tool. For example, it can be seen that the tumor is detected in positions p1 and p2 with both methods, since the tool had not yet arrived at the detection area at those moments. Therefore, for navigations purposes, we propose the differential method in which the prior image is subtracted to the current one, as shown in Figure 14, so that the undesired, unmoved details are eliminated and only the information related to the tool's trajectory evolution is tracked.

Figure 14 shows the images obtained with the differential method for navigation purposes, for both algorithms. Here, the information obtained from each image is only related to the tool's trajectory, i.e., the difference in the tool's final-end position between the last measurement and the current one. These images provide a clear view of the trajectory followed by the tool, starting out of the measurement area and following a straight line towards approximately the tumor's position. This approximation can be seen by observation of the images "p8-p7" in Figure 14 and the bottom images in Figure 12. The proposed process, including the binarization of the resulting image and the computation of the centroid in the high-luminance region, allows the detection of the tool's final-end coordinates in the current position, thereby tracking the tool's navigation. The results for this position detection process again confirm the approach of the tool to the tumor's location, as can be seen in Table 1. Considering these results, it should be noted that: (1) the tumor's position coordinates refer to the tumor's exact center, which cannot be physically reached by the tool in the proposed setup due to the physical dimensions of the solid object emulating the tumor; and (2) the tool in position p2 was out of the measurement range, and no information can be obtained from this position.

The comparison between the detected positions with both algorithms and the reference positions obtained from the robot's coordinates (Tables 1 and 2) shows a good agreement,

and it therefore confirms the potential of the proposed system for intraoperative navigation imaging. The detected positions and the error analysis yield similar results for both algorithms. The error analysis results show smaller errors and standard deviations for both algorithms for the innermost region. This is coherent with the detected positions, in which the closer the tool is to the tumor's position, the smaller the difference between the detected position and the reference one. With the tumor (and the innermost region) being close to the center of the coordinates, this means that the error becomes smaller as the detected positions approach the center, which is logical given the radial configuration for the antenna system. As a consequence, the highest accuracy will be achieved for the innermost positions of the tool, located within the cranial area, meaning that the system is optimized for higher accuracy and resolution in the most interesting region for cranial surgery.

In this regard, the system shows a mean error of roughly 1.26 mm in the best case and 3.02 mm in the worst case for the interesting region with respect to the reference coordinates. Considering the cranium total dimensions, this means errors between 0.98% (best case) and 1.78% (worst case). It should be noted that, for magnetic-based tracking systems, mean detection errors of $\sim 0.5 \pm 0.5$ mm have been reported [30], which can raise up to 27 mm due to interference of metallic objects [8]. For optical tracking, mean errors of 0.24 ± 1.05 mm have been reported, which can raise up to 1.65 ± 5.07 mm when some cameras are occluded [7]. The detection errors reported here are also consistent with the errors reported in other microwave imaging approaches. For example, a similar system was used in [31], also with 16 antennas (operating at 1–4 GHz), to detect intraoperative cranial inner hemorrhages, which reported detection errors between 1 and 5 mm. With the positioning error being dependent on the wavelength of the highest frequency in the system (which is linked to the resolution), the reported results here show consistency with those in [31].

Figure 14 also shows that, after the previous image subtraction, the DAS algorithm does not provide a graphical view of the tool's final-end position in a manner as clear and well-defined as the DMAS algorithm does. Notwithstanding that, in this case, given the simple shape of the tool, the results regarding the position detection after the binarization and centroid computation process are quite similar for both algorithms, as shown in Table 1. That being said, the visual inspection of Figure 14 suggests that the DAS algorithm is more sensible for the luminance threshold (kept constant at 0.8 throughout the whole results analysis). Indeed, lower thresholds would have resulted in a sort of half-moon-shaped white area in the binarized images, instead of the ellipsoid-shaped ones for 0.8, as shown in Figure 15. With the centroids being computed as the mass center of the white area, a lower threshold would lead to a displacement of the finally detected position; thus yielding to a greater error in the detection. Figure 14 confirms that this phenomenon is considerably less noticeable for the DMAS algorithm. The analysis of the detection error as a function of the luminance threshold is shown in Figure 18, which confirms this behavior. These results highlight the dependence of DAS on the luminance threshold and allow us to conclude that DMAS is more robust to DAS to variations in this parameter. Consequently, DMAS is expected to show a more reliable performance when tools with more complex shapes are considered, or when rotations of the tool are involved.

Apart from this criterion, no further reasons were detected to claim the outperformance of one algorithm with respect to the other one. It should be noted that the setup considered in this study inherently has a certain instrumental error regarding the reference coordinates obtained from the position of the robot, due to the vibrations of the links of the robot during the movement as well as the oscillations of the tool's final end due to its long shape and the tip-based holding. Therefore, seeing the small differences in the performance of both algorithms (see Tables 1 and 2), both algorithms show acceptable performance for intraoperative tool navigation tracking, and we cannot point to any algorithm being the most advantageous regarding the detection accuracy for the experimental setup considered in this study and a properly selected luminance threshold.

As a matter of fact, the raw images (before applying the differential method) for both algorithms (Figure 13) show similar information and even similar shapes for the high-luminance areas, and therefore this above-mentioned higher robustness of DMAS to the luminance threshold seems to come from the differential stage. It should be noted that the DMAS formulation inherently implies noise filtering, which often means detail loss. DMAS differential images (Figure 14) can provide a robust tracking of the tool's final end, but the information related to the tumor position is blurred. DAS raw images (Figure 13), however, allow to see the tumor and even the cranium shape in addition to the tool, which would allow for intraoperative tracking of the tumor. This is a highly desirable feature, and therefore the combination of the information extracted from both algorithms could provide the surgical team with highly accurate intraoperative navigation and guidance for the approach of the surgical tools to the tumor position, even when changes in the tumor's position are involved, such as those resulting from the brain-shift effect. It should be noted that this would be made only at the expense of a slightly higher computational cost, with no extra hardware required, since both algorithms would independently process the same measurements. The reported system, combining both algorithms, is thereby proposed as a potential surgical navigation system to robustly address interventions prone to tumor displacements.

The discussion shown in this initial study should be, however, limited by the restricted validity of the experimental setup, notably simplified. For a more realistic scenario, including real biological tissues or phantoms mimicking them, the dielectric properties of the materials involved would be different, and the measurements would be thereby altered. The measurements made with each antenna, upon which the images are built, are based on the reflections of the emitted electromagnetic waves while travelling through the scenario. These reflections occur when the waves travel through the boundaries of consecutive mediums with different dielectric properties. They mostly depend on the dielectric constant and conductivity differences in the boundary, rather than on the specific values for each medium. Although the dielectric properties for real biological tissues are evidently not the same as in the proposed experimental setup, the performance of the proposed system can be predicted by their differences.

Focusing on the tumor detection and tracking tasks, the average dielectric constant for health tissues in the brain is approximately 42, whereas for tumor tissues it turns to roughly 55 due to the high water content [32,33]. This means a relative increase of 30%, which is a sufficient difference to allow the tumor detection by means of microwave imaging techniques. It should be noticed that these techniques have been reported to handle and detect accurately contrasts as low as 4% [22]. As for the surgical tool, the evident differences in the materials (chiefly metals vs. biological tissues) and their properties allow to foresee good detection with the proposed system. All these differences allow to expect good detection capabilities both for the tumor and the tools when more realistic phantoms are involved, or even in real surgery scenarios, thereby potentially providing for the pursued RF-based real-time surgical tool tracking.

In addition, there are several strategies that could be applied in order to mitigate a hypothetical misperformance in a more realistic scenario, if required. More specifically, the properties of the tissues in a real-case brain, which allow the detection of tumors through the differences seen in the propagation speed of the electromagnetic waves travelling through them, are notably affected by their dielectric constant (ϵ_r), as seen in (4). In this sense, some strategies could be applied for a more accurate detection. For example, the ϵ_r of the materials could be characterized or estimated by means of initial measurements considering the S_{21} parameter of active face-to-face antenna pairs. Additionally, already-known average values for the dielectric properties of biological tissues could be assumed. Another approach could be the use of filters and further processing techniques for the measured signals, so that more accurate detection of the properties of the materials the waves travel through could be achieved, and therefore a suitable propagation speed could be assigned for each case. Such filters could include, but are not limited to, adaptive

beamforming algorithms [34] and hybrid methods [35]. It should be noted that these strategies are independent one to another, and there is no constraint that could prevent simultaneous use. Consequently, all of them could be used and combined in a proper way, so that the accuracy and detection capabilities could be enhanced as much as possible, attaining solutions adapted to each specific case.

5. Conclusions

An RF-based medical image system was proposed for surgical navigation tracking. This system, based on the reflections on electromagnetic waves emitted by the antennas, which are due to differences in the permittivity of the materials traveling through, arises as a potential option to overcome the usual limitations of current optical- or magnetic-based surgical navigation systems. The experimental assessment of the proposed system showed accuracies and errors consistent with other approaches with other technologies found in the literature; thus, highlighting the interest for further studies. The emitted power makes the system suitable for clinical use. The research on two imaging algorithms, DAS and DMAS, showed not enough evidence for claiming the outperformance of one over another. Indeed, we discussed in the interest of both of them, depending on the case, the environment characteristics and the target objects and tools. The combined use is, therefore, advised. As possible future work, we propose further experiments with more realistic, sophisticated biocompatible models for the cranium, the involved tissues, and the usual surgical targets.

Author Contributions: Conceptualization, C.B.-A., A.M.-L., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; methodology, C.B.-A., A.M.-L., C.G.J., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; software, C.B.-A., A.M.-L., C.G.J. and R.G.-M.; validation, C.B.-A., A.M.-L., C.G.J., R.G.-M., J.A.-R., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; formal analysis, C.B.-A., A.M.-L., C.G.J. and J.A.-R.; investigation, C.B.-A., A.M.-L., C.G.J., R.G.-M., J.A.-R., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; resources, R.G.-M., J.A.-R., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; data curation, C.B.-A., A.M.-L. and C.G.J.; writing—original draft preparation, C.B.-A., A.M.-L., C.G.J., R.G.-M. and J.A.-R.; writing—review and editing, C.B.-A., A.M.-L., C.G.J., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; visualization, C.B.-A., A.M.-L., C.G.J. and R.G.-M.; supervision, J.A.-R., E.Á.-N. and J.M.S.-N.; project administration, E.Á.-N. and J.M.S.-N.; funding acquisition, E.Á.-N. and J.M.S.-N. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This research was partially funded by AEI (Spanish Research State Agency) through PID2019-111023RB-C32 project. The work of A.M.-L. was funded by Conselleria de Innovación, Universidades, Ciencia y Sociedad Digital and European Social Fund through the ACIF predoctoral program, grant number ACIF/2020/147. The work of C.G.J. was funded by the Ministry of Universities in the Government of Spain, the European Union–NextGenerationEU and Miguel Hernández University of Elche through the Margarita Salas postdoctoral program.

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest.

References

1. Waelkens, P.; van Oosterom, M.N.; van den Berg, N.S.; Navab, N.; van Leeuwen, F.W.B. Surgical navigation: An overview of the state-of-the-art clinical applications. In *Radioguided Surgery*; Herrmann, K., Nieweg, O., Povoski, S., Eds.; Springer: Cham, Switzerland, 2016; pp. 57–73. [\[CrossRef\]](#)
2. Chen, L.; Day, T.W.; Tang, W.; John, N.W. Recent developments and future challenges in medical Mixed Reality. In Proceedings of the 2017 IEEE International Symposium on Mixed and Augmented Reality (ISMAR), Nantes, France, 9–13 October 2017; pp. 123–135. [\[CrossRef\]](#)
3. von Atzigen, M.; Liebmann, F.; Hoch, A.; Bauer, D.E.; Snedeker, J.G.; Farshad, M.; Furstahl, P. HoloYolo: A proof-of-concept study for marker-less surgical navigation of spinal rod implants with augmented reality and on-device machine learning. *Int. J. Med. Robot. Comput. Assist. Surg.* **2021**, *17*, e2184. [\[CrossRef\]](#) [\[PubMed\]](#)
4. Sun, Q.; Mai, Y.; Yang, R.; Ji, T.; Jiang, X.; Chen, X. Fast and accurate online calibration of optical see-through head-mounted display for AR-based surgical navigation using Microsoft HoloLens. *Int. J. Comput. Assist. Radiol. Surg.* **2020**, *15*, 1907–1919. [\[CrossRef\]](#) [\[PubMed\]](#)
5. Teatini, A.; Pelanis, E.; Aghayan, D.L.; Kumar, R.P.; Palomar, R.; Fretland, Å.A.; Edwin, B.; Elle, O.J. The effect of intraoperative imaging on surgical navigation for laparoscopic liver resection surgery. *Sci. Rep.* **2019**, *9*, 18687. [\[CrossRef\]](#) [\[PubMed\]](#)
6. Aurand, A.A.; Dufour, J.S.; Marras, W.S. Accuracy map of an optical motion capture system with 42 or 21 cameras in a large measurement volume. *J. Biomech.* **2017**, *58*, 237–240. [\[CrossRef\]](#) [\[PubMed\]](#)

7. Marinetto, E.; García-Mato, D.; García, A.; Martínez, S.; Desco, M.; Pascau, J. Multicamera optical tracker assessment for computer aided surgery applications. *IEEE Access* **2018**, *6*, 64359–64370. [[CrossRef](#)]
8. Nafis, C.; Jensen, V.; Beaugregard, L.; Anderson, P. Method for estimating dynamic EM tracking accuracy of surgical navigation tools. In Proceedings of the Medical Imaging 2006: Visualization, Image-Guided Procedures, and Display, San Diego, CA, USA, 11–16 February 2006; Cleary, K.R., Galloway, R.L., Jr., Eds.; SPIE: San Diego, CA, USA, 2006; Volume 6141. [[CrossRef](#)]
9. Paydarfar, J.A.; Wu, X.; Halter, R.J. Initial experience with image-guided surgical navigation in transoral surgery. *Head Neck* **2019**, *41*, E1–E10. [[CrossRef](#)]
10. Krücker, J.; Xu, S.; Venkatesan, A.; Locklin, J.K.; Amalou, H.; Glossop, N.; Wood, B.J. Clinical utility of real-time fusion guidance for biopsy and ablation. *J. Vasc. Interv. Radiol.* **2011**, *22*, 515–524. [[CrossRef](#)]
11. Polaris NDI-Digital. Available online: <https://www.ndigital.com/products/polaris-vega/> (accessed on 18 May 2022).
12. OptiTrack Motion Capture. Available online: <https://optitrack.com> (accessed on 18 May 2022).
13. Vaccarella, A.; De Momi, E.; Enquobahrie, A.; Ferrigno, G. Unscented Kalman filter based sensor fusion for robust optical and electromagnetic tracking in surgical navigation. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **2013**, *62*, 2067–2081. [[CrossRef](#)]
14. Andria, G.; Attivissimo, F.; Di Nisio, A.; Lanzolla, A.M.L.; Ragolia, M.A. Assessment of position repeatability error in an electromagnetic tracking system for surgical navigation. *Sensors* **2020**, *20*, 961. [[CrossRef](#)]
15. Wu, X.; Taylor, R.H. A framework for calibration of electromagnetic surgical navigation systems. In Proceedings of the 2003 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS 2003), Las Vegas, NV, USA, 27–31 October 2003; pp. 547–552. [[CrossRef](#)]
16. Aurora NDI-Digital. Available online: <https://www.ndigital.com/products/aurora/> (accessed on 18 May 2022).
17. Ma, L.; Zhao, Z.; Zhang, B.; Jiang, W.; Fu, L.; Zhang, X.; Liao, H. Three-dimensional augmented reality surgical navigation with hybrid optical and electromagnetic tracking for distal intramedullary nail interlocking. *Int. J. Med. Robot. Comput. Assist. Surg* **2018**, *14*, e1909. [[CrossRef](#)]
18. Chandra, R.; Zhou, H.; Balasingham, I.; Narayanan, R.M. On the opportunities and challenges in microwave medical sensing and imaging. *IEEE Trans. Biomed. Eng.* **2015**, *62*, 1667–1682. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
19. Alibakhshikenari, M.; Virdee, B.S.; Shukla, P.; Parchin, N.O.; Azpilicueta, L.; See, C.H.; Abd-Alhameed, R.A.; Falcone, F.; Huynen, I.; Limiti, E. Metamaterial-inspired antenna array for application in microwave breast imaging systems for tumor detection. *IEEE Access* **2020**, *8*, 174667–174678. [[CrossRef](#)]
20. Shao, W.; McCollough, T. Advances in microwave near-field imaging. *IEEE Microw. Mag.* **2020**, *21*, 94–119. [[CrossRef](#)]
21. Fass, L. Imaging and cancer: A review. *Mol. Oncol.* **2008**, *2*, 115–152. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
22. Benny, R.; Anjit, T.A.; Mythili, P. An overview of microwave imaging for breast tumor detection. *Prog. Electromagn. Res. B* **2020**, *87*, 61–91. [[CrossRef](#)]
23. 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](#)]
24. Yngvesson, K.S.; Korzeniowski, T.L.; Kim, Y.-S.; Kollberg, E.L.; Johansson, J.F. The tapered slot antenna—A new integrated element for millimeter-wave applications. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **1989**, *37*, 365–374. [[CrossRef](#)]
25. Wu, J.; Zhao, Z.; Nie, Z.; Liu, Q.-H. A printed UWB Vivaldi antenna using stepped connection structure between slotline and tapered patches. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2014**, *13*, 698–701. [[CrossRef](#)]
26. 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](#)]
27. Hagness, S.C.; Taflove, A.; Bridges, J.E. Two-dimensional FDTD analysis of a pulsed microwave confocal system for breast cancer detection: Fixed-focus and antenna-array sensors. *IEEE Trans. Biomed. Eng.* **1998**, *45*, 1470–1479. [[CrossRef](#)]
28. Lim, H.B.; Nhung, N.T.T.; Li, E.-P.; Thang, N.D. Confocal microwave imaging for breast cancer detection: Delay-Multiply-and-Sum image reconstruction algorithm. *IEEE Trans. Biomed. Eng.* **2008**, *55*, 1697–1704. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
29. Jovanovic, D.; Bragard, G.; Picard, D.; Chauvin, S. Mobile telephones: A comparison of radiated power between 3G VoIP calls and 3G VoCS calls. *J. Expo. Sci. Environ. Epidemiol.* **2015**, *25*, 80–83. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
30. Komune, N.; Matsushima, K.; Matsuo, S.; Safavi-Abbasi, S.; Matsumoto, N.; Rhoton, A.L., Jr. The accuracy of an electromagnetic navigation system in lateral skull base approaches. *Laryngoscope* **2017**, *127*, 450–459. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
31. Mohammed, B.J.; Abbosh, A.M.; Mustafa, S.; Ireland, D. Microwave system for head imaging. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **2014**, *63*, 117–123. [[CrossRef](#)]
32. Raihan, R.; Bhuiyan, M.S.A.; Hasan, R.R.; Chowdhury, T.; Farhin, R. A wearable microstrip patch antenna for detecting brain cancer. In Proceedings of the 2017 IEEE 2nd International Conference on Signal and Image Processing (ICSIP), Singapore, 4–6 August 2017; pp. 432–436. [[CrossRef](#)]
33. Alagee, R.; Assalemb, A. Brain cancer detection using U-shaped slot VIVALDI antenna and confocal radar based microwave imaging algorithm. *Am. Sci. Res. J. Eng. Technol. Sci.* **2020**, *66*, 1–13.
34. Byrne, D.; Craddock, I.J. Time-domain wideband adaptive beamforming for radar breast imaging. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2015**, *63*, 1725–1735. [[CrossRef](#)]
35. Mehranpour, M.; Jarchi, S.; Keshkar, A.; Ghorbani, A.; Araghi, A.; Yurduseven, O.; Khalily, M. Robust breast cancer imaging based on a Hybrid Artifact Suppression method for early-stage tumor detection. *IEEE Access* **2020**, *8*, 206790–206805. [[CrossRef](#)]

RESEARCH ARTICLE

Low-Cost Direct-Writing of Silver-Based Ink for Planar Microwave Circuits up to 10 GHz

CAROLINA BLANCO-ANGULO¹, ANDREA MARTÍNEZ-LOZANO¹,
JULIA ARIAS-RODRÍGUEZ¹, ALBERTO RODRÍGUEZ-MARTÍNEZ², (Senior Member, IEEE),
JOSÉ MARÍA VICENTE-SAMPER³, JOSÉ MARÍA SABATER-NAVARRO³, (Senior Member, IEEE),
AND ERNESTO ÁVILA-NAVARRO¹

¹Department of Materials Science, Optics and Electronic Technology, Miguel Hernández University of Elche, 03202 Elche, Spain

²Communication Engineering Department, Miguel Hernández University of Elche, 03202 Elche, Spain

³Neuroengineering Biomedical Research Group, Miguel Hernández University of Elche, 03202 Elche, Spain

Corresponding author: Julia Arias-Rodríguez (julia.arias@umh.es)

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 was supported in part by the Conselleria de Innovación, Universidades, Ciencia y Sociedad Digital; and in part by the European Social Fund through the ACIF Predoctoral Program under Grant ACIF/2020/147. The work of José María Vicente-Samper was supported by the Conselleria d'Educació, Investigació, Cultura i Esport [Generalitat Valenciana (GVA)], under Project FDGENT/2018/015.

ABSTRACT Direct ink writing (DIW) of conductive ink is a printed electronics technology that allows a variety of electronic circuits to be produced in a simple way and with minimal waste of materials. In recent years it has been used for rapid prototyping of RF circuits typically working at S-band frequencies (2–4 GHz). In an attempt to extend this frequency range while maintaining cost-effective prototyping, this work has focused on proving the feasibility of DIW of silver-conductive (SC) ink for the fabrication of planar microwave circuits beyond 10 GHz, more specifically, ultra-wideband (UWB) antennas for medical applications. For this purpose, the DC and RF performance of the SC ink, as well as the FR4 substrate used, were first evaluated. Based on the comparison between experimental and simulated results, we have found that the effective RF conductivity of the SC ink is approximately 27.6% of its DC value and 3.4% of the copper conductivity. A few test microstrip circuits were fabricated by DIW, namely two S-band filters and one UWB antenna. The overall measured performance of all of them agreed well with simulations. In particular, the DIW antenna exhibited a bandwidth of 8.2 GHz (between 2.4 and 10.6 GHz), and was compared with an identical copper antenna showing that both have very similar characteristics. It was also found that the lower conductivity of SC ink as compared to copper led to a gain reduction of only 0.3 dB.

INDEX TERMS Direct-ink-writing, silver-conductive ink, additive manufacturing, printed electronics, ultra-wideband antennas, electrical conductivity, conductor losses, ultrasonic non-destructive testing.

I. INTRODUCTION

Additive manufacturing (AM) and printed electronics (PE) bring together a series of emerging technologies that have been developed in recent years, providing solutions in a wide variety of fields such as medicine, construction, communications, energy harvesting, consumer electronics, etc. [1], [2], [3]. In this scenario, effort is being invested in manufacturing complex objects with unique features but also in taking advantage of the low manufacturing cost offered by some

of these rapid prototyping systems [4], [5], [6]. PE offers attractive manufacturing cost-effectiveness due to its intrinsic characteristics such as affordability, adaptability to new substrates, low material waste, simplified processing, and high prototyping speed. PE has demonstrated outstanding versatility to work with a wide variety of flexible and non-flexible substrates, allowing the use of both organic [7] and inorganic materials and overcoming the limitation of using standard commercial wafers, as opposed to conventional wafer-based fabrication techniques. So far PE has been applied to manufacture printed sensors [8], [9], [10], [11], [12], [13], thin-film transistors [14], radio frequency identification tags (RFID)

The associate editor coordinating the review of this manuscript and approving it for publication was Qi Luo¹.

[15], [16], energy harvesters [17], passive components [18], conformal electronics [19], etc. In particular, printed antennas are widely used as part of smart sensing systems [20] and PE techniques have further extended their use to numerous applications [21], [22], [23], [24], [25], [26]. More recently, effort is being invested in the development of non-invasive medical diagnostic techniques based on microwave imaging systems, with printed antennas as the primary sensing elements [27], [28], which offer a cost-effective and promising medical imaging solution but currently present some challenges for use in clinical settings [29].

Most printable materials are in the form of solutions, which need to have specific properties to enable proper printing. Conductive materials are the main structural blocks of all electronic devices, as they form the fundamental part of the device layers or interconnections. Among all possible candidates for printable conductive materials, silver conductive (SC) inks based on silver nanoparticles are the most widely used due to their high electrical conductivity and low oxidation rate. SC ink conductivity is usually enhanced by thermal sintering and the final conductivity value depends on several factors such as the nature of the ink (metal content, particle size and shape), sintering temperature and time [30], [31], [32], [33].

There are many printing options for additive electronics: inkjet, screen printing, direct-ink-writing (DIW) (also known as extrusion printing), flexographic, gravure, aerosol, etc. [3]. Unlike other PE techniques such as inkjet or screen printing, where a swath or an entire pattern is printed at once, DIW requires a nozzle to be moved relative to the substrate to draw and fill in the entire pre-programmed pattern feature-by-feature [34]. Basically, the nozzle moves like a pencil across the paper to leave the pattern on the substrate, one trace at a time. While feature-by-feature printing is inherently slower than high-throughput mass manufacturing methods, DIW excels in low volume prototyping and in applications with a high degree of customization, where other non-digital technologies such as screen-printing struggle [35], [36]. However, when it comes to microwave applications, this low-cost and easy-to-use technique has the disadvantage of a higher manufacturing tolerance and a lack of information on the behavior of conductive inks at high frequency. It is known that the effective conductivity can vary as a function of operating frequency. In this regard, there are several works on the performance of conductive inks used in direct-writing for RF applications up to 4 GHz [37], and 6 GHz [38]. This could explain why the RF applications in which conductive ink direct-write dispensing has been used do not go beyond 4.5 GHz [8], [24].

Within this context, this work is presented as a step-by-step study of the suitability of employing a SC ink DIW system for microwave applications beyond 10 GHz using an affordable DIW plotter, standard low-cost FR4 printed circuit boards (PCBs) and the experience of our research group in the design of ultra-wideband (UWB) antennas for medical imaging systems. One of the most important components of

a microwave-based medical imaging system is the antenna that is responsible for transmitting and receiving the electromagnetic energy used to generate the images. The useful frequency range for this type of application lies between 1 and 10 GHz, where both good wave penetration into tissue and spatial resolution can be achieved [39], [40], [41]. Antennas used in such systems must therefore cover this frequency band as well as possible and be sized appropriately for the application. This is the case for UWB antennas, as they have a relatively small size and cover a large part of the frequency range used in microwave medical imaging systems, which according to the standard should be in the range of 3.1 to 10.6 GHz.

The main objective of this work is, therefore, to provide a detailed methodology to properly characterize the design and fabrication process of planar microwave circuits with additive technology based on conductive inks, with the ultimate goal of extending the use of this low-cost dispensing technology to frequencies where it has not been applied so far. The versatility of this type of fabrication system in combination with the aforementioned methodology will allow cost-effective exploration of new UWB antenna topologies, but it will also enable printing on flexible substrates, which is particularly convenient when antennas need to be tailored to the contours of the human body.

After this introduction, this paper is organized as follows. Section II describes the DIW system and the materials used. In Section III, a thickness measurement technique using ultrasounds is applied in combination with the measurement of the DC electrical resistance to determine the DC conductivity of the deposited ink. RF methods for the characterization of the substrate used are also described in this section. Section IV presents the designed and fabricated prototypes and verifies their experimental performance by comparison with electromagnetic simulations, thus demonstrating the feasibility of the system and the materials being used. Finally, the main conclusions of this work are summarized in Section V.

II. MATERIALS AND MANUFACTURING PROCESS

The printer used in this work is the Voltera V-One PCB printer [42]. It is an easy-to-use multifunctional prototyping system that uses conductive ink or/and solder paste to print a circuit board design from Gerber files produced on any CAD tool and has a built-in reflow platform for subsequent ink curing or/and component soldering. The printer also has interchangeable drill heads for making variable width vias and thru-holes. The manufacturer specifies a minimum trace width of 0.2 mm and a minimum pin-to-pin pitch of 0.65 mm. Fig. 1(a) shows a picture of the Voltera V-One printing a PCB in the laboratory. The available area for print circuits is 135 mm × 114 mm.

This machine allows to print different types of conductive ink. In this work, a silver conductive (SC) ink from Voltera company has been used (Voltera Conductor 2, Ref. 1000388) [43]. According to manufacturer datasheet, some characteristics of this SC ink are: sheet resistance of 2.05 mΩ/sq

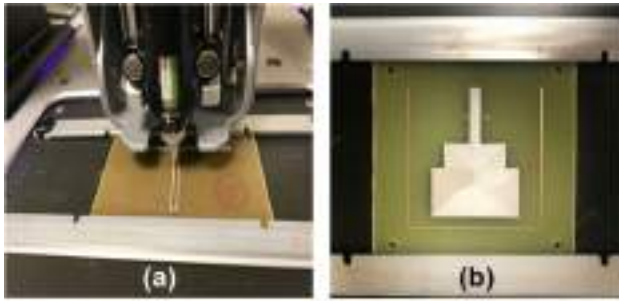


FIGURE 1. (a) The Voltera V-One device during the manufacture of a circuit. (b) Two-layer circuit manufacturing with reference marks.

for a $50\ \mu\text{m}$ film thickness, resistivity (4-points probe) of $1.265 \times 10^{-7}\ \Omega\cdot\text{m}$, and density of $3.35\ \text{g/ml}$. The manufacturer guidelines state a curing temperature and time of $210\ ^\circ\text{C}$ and 30 minutes, respectively. SC ink should be stored in the refrigerator when not used.

The substrate used for all circuits in this work is a 1.5 mm thick low cost FR4 type substrate, a composite of woven fiberglass cloth with an epoxy resin binder. Connectors were soldered by means of a low melting temperature solder paste alloy, Sn42/Bi57.6/Ag0.4.

The standard procedure for circuit fabrication consists of four steps. First, the board has to be correctly aligned in the printer and the printing area of the circuit has to be defined on the board. Next, the printer measures the height at different points of the printing area to compensate for possible irregularities on the board. This process is performed automatically by the printer software, generating a height map of the entire printing area. Once the circuit, the printing area and the height map are defined, a preliminary high precision calibration is performed to adjust the appropriate amount of ink to be deposited by the printer during the circuit drawing. Once calibrated, the printer can start printing the circuit. After a first print pass it is possible to perform another pass by changing the height of the printing nozzle, so that one pass deposits ink on top of the previous one without removing the existing material. Finally, when the circuit is completely drawn with the conductive ink, the ink is cured using the oven function of the printer by means of a hot plate. To facilitate the transfer of heat from the printing plate to the ink, the board is rotated to leave the circuit upside down.

In the case of having to manufacture two-layer circuits, it is necessary to apply two ink curing processes, since once the ink has been deposited on one side of the board, it will be necessary to cure it before applying the ink on the other side. In addition, it will be necessary to define a reference that allows the board to be correctly oriented and aligned for ink deposition on both sides. To do this, holes are drilled at different points on the board to align the circuit on both sides. Fig. 1(b) shows a two-layer circuit printed using this method. The four drills can be seen at the corners of the board, as well as a copper mark on the substrate. Once the printing

is complete, the board is trimmed, thus removing both the copper mark and the reference holes.

III. CHARACTERIZATION METHODS

Structural analysis, DC resistance measurements and microwave substrate characterization have been performed as a priori evaluation of the manufacturability of microwave circuits by SC ink dispensing.

A. STRUCTURAL ANALYSIS

A simple PCB trace geometry was selected to evaluate DC electrical conductivity of the SC ink. Ground plane was removed prior to ink deposition. The nominal length and width of the conductive trace were 50 and 3 mm, respectively, and were held constant throughout all sample configurations. Trace thickness was varied as a result of changing the number of print passes. In this way, three batches of samples of 2, 3 and 4 deposited layers were manufactured, each batch containing 5 nominally identical traces. For control and comparison purposes, an additional batch of copper traces with nominally identical length and width was realized on a photoresist FR4 substrate with copper cladding by UV exposure followed by development of exposed photoresist, and etching of unwanted conductive area.

Firstly, a structural analysis was performed on all the above traces in order to determine their thicknesses. Next, DC electrical resistance measurements were carried out. Results of both types of characterization were used to estimate SC ink conductivity.

The structural analysis is made using ultrasonic non-destructive testing techniques. The circuits were scanned in an immersion basin in distilled water, using a 5 MHz focused transducer V309 from OLYMPUS as pulse-echo transducer, with a focal diameter of around 0.5 mm. C-scans (2D scans along all the surface) were acquired for all specimens in the region of interest, taking measurements every $200\ \mu\text{m}$ in X and Y axis. The ultrasonic system was from KTU Electronics, with a 10 bits DAC at 100 MSa/s. Fig. 2(a) shows the described set-up and Fig. 2(b) an example of one of the circuits under analysis, consisting on simple lines printed using respectively 2, 3 and 4 layers of SC ink on commercial FR4 boards, which will be compared with the same structure built using conventional copper chemical etching.

To calculate the thickness of the printed lines, conventional time-domain processing techniques were used to estimate the front-surface profile of each specimen. This is made calculating the Time-of-Flight (ToF) between each A-scan of the C-scan and a delayed reference A-scan, using the cross-correlation in frequency domain as describe in [5]. The reference echo was delayed artificially to ensure that all ToF have the same sign, which will ease the automatic thickness measurement. The thickness is obtained from the ToF using the propagation velocity of sound in distilled water ($1498\ \text{m/s}$) at room temperature ($25\ ^\circ\text{C}$), which was also measured and controlled during all the acquisition stage.

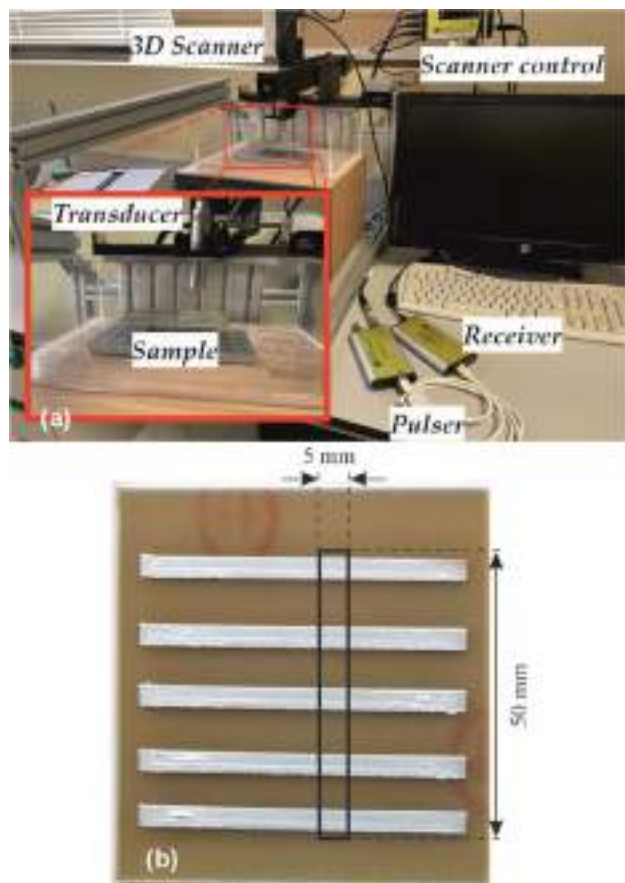


FIGURE 2. (a) Set-up of ultrasonic structural analysis experiment for the determination of ink layers. (b) Example of sample under analysis.

First, the circuit shows a slight bending (note the difference between the straight dotted line and the interpolated red line, fitted with a parabolic interpolator), which cannot be corrected using the conventional calibration procedure embedded in the printer, resulting in a slight difference in thickness across the printing surface (see the ones at the outermost left and right in Fig. 3(b)). This board bending probably developed during the ink curing process due to the missing ground plane, and would not be present in microstrip circuits (which do have a ground plane). In any case, the observed bending value is rather small, only appreciable by the high resolution of the ultrasonic structural analysis and, were it present in RF circuits, it would hardly be reflected in their electromagnetic behavior. Note that the linear positive slope of the circuit (Fig. 3(a)) is due to mechanical misalignment between the circuit and the transducer, easily corrected by postprocessing for thickness estimation, and unconnected to the circuits manufacturing process. The board bending is also corrected in postprocessing using the same alignment algorithms, in order to calculate the actual thickness.

Second, there is also an evident difference across the profile of the printed line between the outer parts and the center, due to the printing procedure. This is because the lines are printed using a spiraling rectangle pattern from the outside to

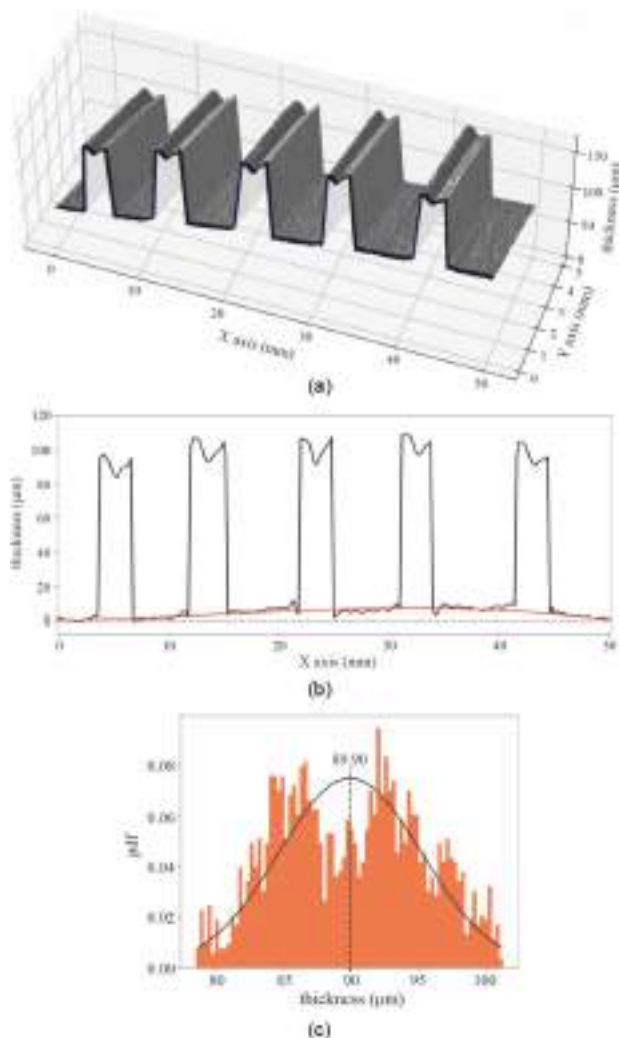


FIGURE 3. Thickness analysis for lines printed with four SC-ink layers. (a) 3D thickness profile. (b) Thickness profile at a particular cross-section. (c) Thickness distribution (probability density function, pdf).

the inside. Therefore, the last layers (the most center ones) will press the excess of ink towards the lateral sides of the extruder. The resulting thickness distribution (histogram) of the whole circuit after alignment is shown in Fig. 3(c), where the corresponding Gaussian distribution fitting is superimposed. Note that although the average thickness is 89.90 µm, there are two prevalence around 85 µm and 93.50 µm corresponding to the center and the outer layers respectively. This effect will be different depending on the width of the lines, the number of layers and the height between the extruder and the circuit, which will be also different among different parts of the circuits if it is slightly bended, which is the case of conventional commercial FR4 boards.

Fig. 4 shows the distributions (histograms) of the thickness for all the specimens under analysis with their corresponding Gaussian fitting and average thickness (black dotted lines), whose statistics are summarized in Table 1. As expected, the circuit built using conventional cooper chemical etching

TABLE 1. Measured thickness using ultrasounds. All values in μm .

Batch	MEAN	STANDARD DEVIATION
2-layer SC-ink	25.49	3.80
3-layer SC-ink	54.06	5.29
4-layer SC-ink	89.90	5.32
Copper	40.10	1.19

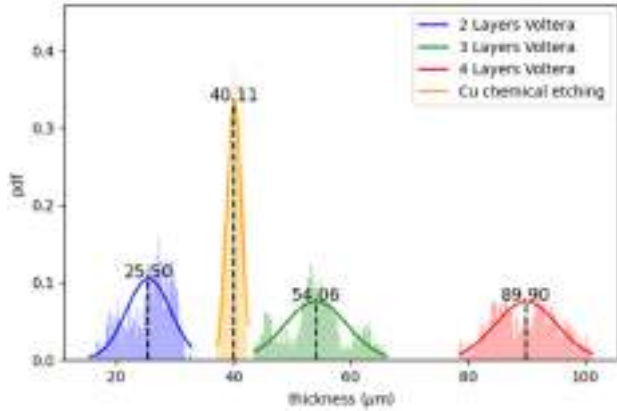


FIGURE 4. Thickness probability density function (pdf).

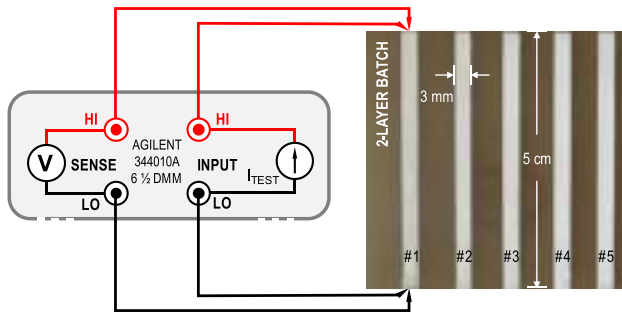


FIGURE 5. 4-wire resistance measurement setup.

results in the most homogeneous or reliable on terms of thickness dispersion. Regarding the circuits made with 2, 3 and 4 layers of SC ink, the pattern of the distributions depends on the number of layers and the bending of the circuit, but the difference in thickness (between 30 and 35 μm) is similar to the nominal thickness programmed in the printing device. Actually, the tolerance in thickness achieved by the printer is similar to that of the copper layers provided by commercial manufacturers.

B. DC ELECTRICAL CHARACTERIZATION

Electrical resistance was measured to an accuracy of $\pm 3 \text{ m}\Omega$ with a 6 1/2 digit multimeter (Agilent, model 34401A) using the four-wire technique. Fig. 5 shows the experimental setup for the resistance measurements and an image of the 2-layer SC-ink batch. The test current flows from the input HI terminal and then through the trace being measured (#1 in Fig. 5). The voltage drop across the trace is detected through

TABLE 2. Measured trace resistance. All values in $\text{m}\Omega$.

Batch	#1	#2	#3	#4	#5
2-layer SC-ink	120	89	85	93	76
3-layer SC-ink	45	40	41	37	38
4-layer SC-ink	27	29	29	30	30
Copper	7.6	7.0	7.6	7.0	6.5

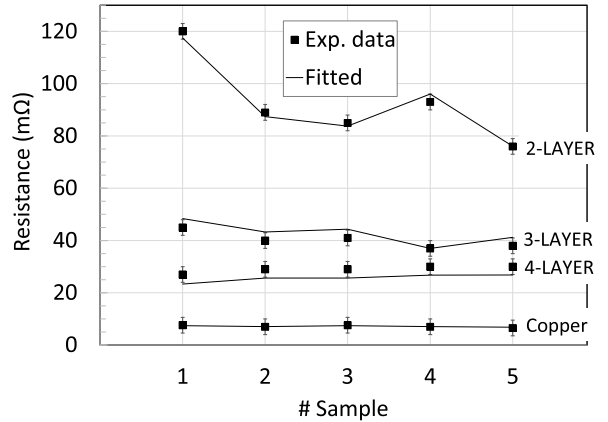


FIGURE 6. DC resistance measured and fitted values for different silver-conductive ink print passes.

separate "sense" connections. Since no current flows in the sense leads, the resistance in these leads does not give a measurement error.

The results for the three batches of SC-ink traces and the one of copper traces are summarized in Table 2. At first glance, the results seem consistent: on the one hand, the thicker SC-ink traces show a lower resistance and, on the other hand, the copper traces show a much lower resistance, in agreement with the higher conductivity of copper.

From structural analysis of traces (Table 1) the mean thickness and standard deviation of each batch are taken and used in a fitting procedure to estimate the SC ink conductivity, σ_{DC} , assuming that the electrical resistance of a printed trace is given by:

$$R = \frac{l}{\sigma_{DC} \cdot w \cdot t} \tag{1}$$

where R is the trace electrical resistance, l , w , and t are trace length, width and thickness, respectively.

The fitting procedure uses all individual trace thicknesses and a single σ_{DC} as fitting parameters under the constraints imposed by the mean thickness and standard deviation for each batch and the uncertainty of the digital multimeter. The result of the fitting procedure is shown in Fig. 6 along with the experimental results for comparison.

The fit of the experimental data yields a conductivity value of $\sigma_{DC} = 7.25 \times 10^6 \text{ S/m}$ and trace thickness values given in Table 3. This value is only 8% lower than specified by the ink manufacturer ($7.91 \times 10^6 \text{ S/m} = 1/1.265 \times 10^{-7} \Omega\text{m}$). This small difference may be due to solvent loss in the time

TABLE 3. Individual fitted trace thickness from resistance measurements. All values in μm .

Batch	#1	#2	#3	#4	#5	MEAN	STD DEV
2-layer SC-ink	20	26	27	24	30	25.49	3.80
3-layer SC-ink	47	53	52	62	56	54.06	5.29
4-layer SC-ink	99	90	90	86	86	89.90	5.32
Copper	39	41	39	41	42	40.10	1.19

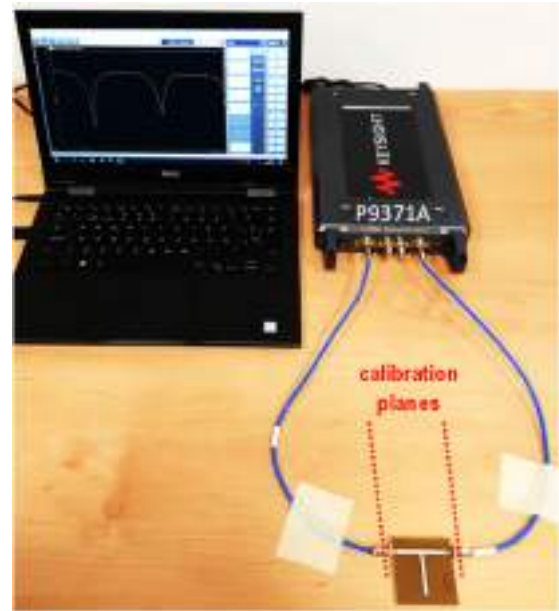
between dispensing and curing or while ink storage in the container after first opening.

The same fitting procedure was followed for the copper traces, yielding a conductivity value of 5.82×10^7 S/m, which perfectly matches its standard value. This is an indication that the method followed to obtain the SC ink conductivity is adequate.

C. ELECTRICAL CHARACTERIZATION AT MICROWAVE FREQUENCIES

Since a low-cost substrate is used in this work, before proceeding to analyze the suitability of SC ink at microwave frequencies, a substrate characterization has been performed. It is well known that FR4 type substrates exhibit a dielectric constant, ϵ_r , and a loss tangent, $\tan \delta$, which are around 4.4 and 0.02, respectively, at 1 GHz [44]. However, accurate values of these characteristics are required when designing circuits at microwave frequencies. We designed two basic types of circuits widely used for this purpose: a long microstrip line, commonly used to determine substrate losses, and a T-resonator, which is used to accurately determine the substrate dielectric constant [45]. On the other hand, SC-ink conductivity at microwave frequencies, σ_{RF} , is an unknown and is expected to be lower than its DC value, σ_{DC} , due to, among other reasons, surface roughness and width irregularities [38]. To estimate $\tan \delta$ and σ_{RF} , two 50- Ω microstrip lines of 10 cm length (2.90 mm nominal width) were fabricated: one copper-based by standard etching technique and the other by direct SC-ink writing. As mentioned, to estimate ϵ_r , a 50- Ω open ended quarter-wavelength microstrip resonator (50-mm port-to-port length and 30-mm stub length) was fabricated by direct SC-ink writing. Both the resonator and the 50- Ω line manufactured by direct-writing were fabricated by depositing two print passes of SC ink on the top of the board while the copper cladding on the bottom was left as a ground plane. The microstrip lines and resonator were connectorized with panel-edge SMA connectors.

Scattering parameters were measured from 500 kHz to 6 GHz using a Vector Network Analyzer (VNA) (Keysight model P9371A). SOLT calibration was performed on the input/output PCB edge-mount SMA connectors, as shown in Fig. 7. Therefore, connector and coaxial-to-microstrip transition effects are not removed from measured response and have some influence on the measurement results, as will be discussed later. These results were compared with simulations of the same circuits. These simulations were

**FIGURE 7. Experimental setup for RF characterization.**

performed using ADS Momentum (Keysight Technologies) which is a 3D-planar electromagnetic solver based on the method of moments and is widely used for the analysis of passive microwave circuits.

For SC ink, the previously estimated conductivity value $\sigma_{DC} = 7.3 \times 10^6$ S/m was initially used, while the standard value of 5.8×10^7 S/m was used for copper. Microstrip line thickness was taken as 25 and 40 μm for SC ink and copper, respectively, according to the previously estimated values.

Fig. 8(a) shows measured transmission parameter, S_{21} , along with the simulated values for the SC ink T-resonator. A value of $\epsilon_r = 4.35$ was used in order to obtain good agreement between the experimental and simulated resonance frequencies. Fig. 8(b) shows the comparison between measured and simulated reflection parameters, S_{11} , which shows some discrepancy in the response between resonance frequencies if SMA-to-microstrip transition is not corrected.

Fig. 9 shows the measured S_{21} and S_{11} parameters along with the simulated values for the copper microstrip line. A value of $\tan \delta = 0.019$ for the substrate loss tangent was adequate to get best agreement between experimental and simulated S_{21} parameter slopes in the low frequency range (below 3 GHz). The comparison between experimental and simulated behaviors above 3 GHz shows the effect of uncorrected SMA-to-microstrip transitions. Majewski et al. [46] proposed a well-established model for coax-to-microstrip transitions consisting of a reactive π -network (see inset in Fig. 9). In this case, a 0.55 nH series inductor and a 30 fF parallel capacitor on the coaxial line side proved to be the best choice to fit the data. The parallel capacitor on the microstrip side proved to be negligible. By introducing these parasitics in the simulations, excellent agreement is achieved in the S_{11} and S_{21} parameters over the whole frequency range, as it

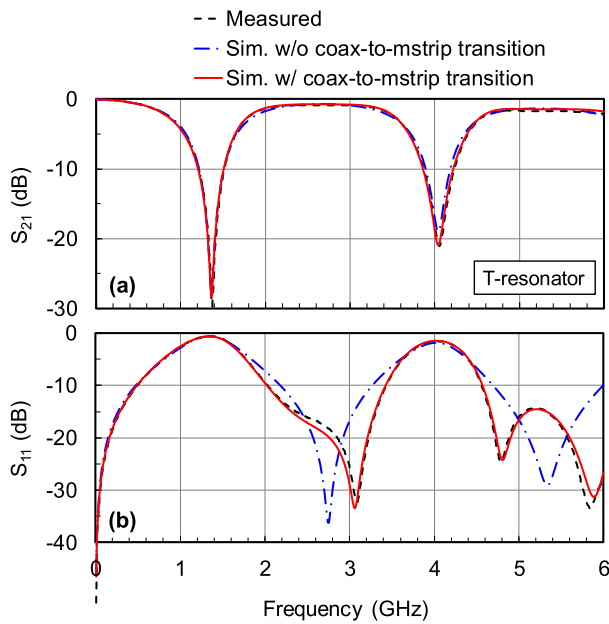


FIGURE 8. SC-ink resonator (a) transmission and (b) reflection S parameters. Comparison between measured data (dashed lines) and simulations is done both without (dot-dashed lines) and with coax-to-microstrip transition correction (solid lines).

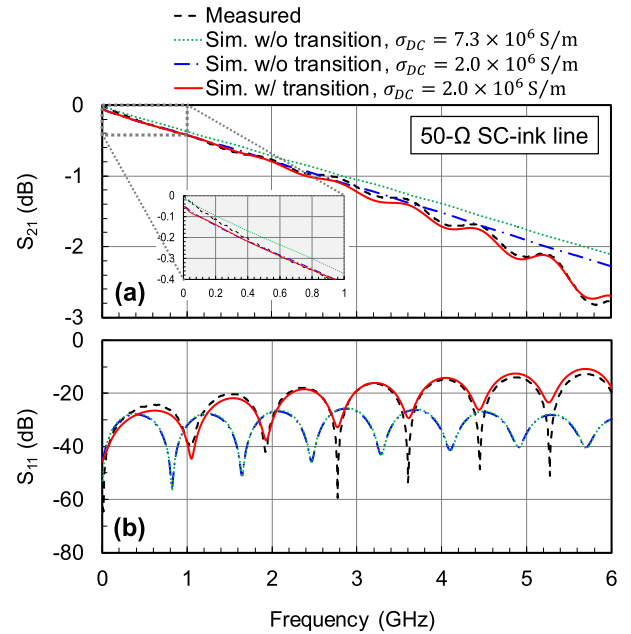


FIGURE 10. 50-Ohm SC-ink line (a) transmission and (b) reflection S parameters. Comparison between measured data (dashed lines) and simulations is done both without (dot-dashed lines) and with coax-to-microstrip transition correction (solid lines).

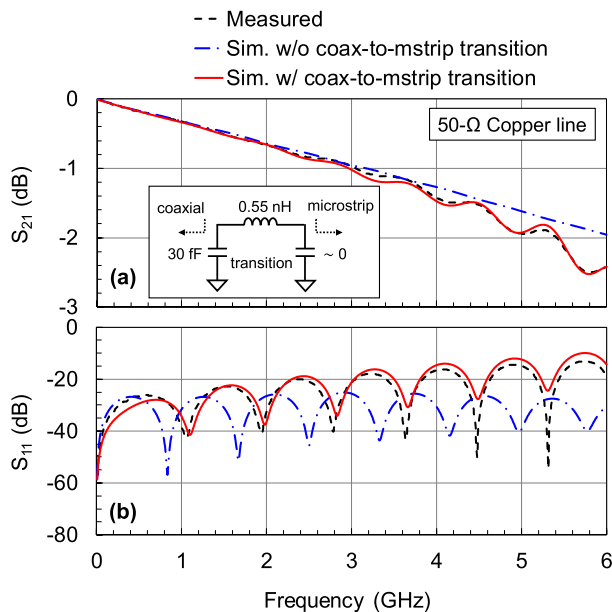


FIGURE 9. 50-Ohm copper line (a) transmission and (b) reflection S parameters. Comparison between measured data (dashed lines) and simulations is done both without (dot-dashed lines) and with coax-to-microstrip transition correction (solid lines).

can be seen in Fig. 9. The same parasitics were considered in the resonator simulations achieving this time an excellent agreement on both, S_{21} and S_{11} parameters, as shown in Fig. 8 (solid line).

Fig. 10 shows the measured S_{21} and S_{11} parameters along with the simulated values for SC ink microstrip line. The

same $\tan \delta$ value of 0.019 was used to maintain consistency with the copper line results. When comparing both lines, as expected for this type of substrate, both responses exhibit high losses due primarily to dielectric losses. The contribution of the conductor losses is evidenced by the small difference between the two responses and comes from the lower conductivity of the SC ink. The results indicate that a conductivity value of 7.3×10^6 S/m (dotted line) is consistent at the lowest frequency (see inset of Fig. 10(a)). However, at higher frequencies the results suggest that the conductivity of the SC ink is lower than its DC value σ_{DC} . This can be explained if the surface roughness of the conductor surface is taken into account. Effective conductivity, σ_{RF} , is a concept which is defined as the conductivity of a conductor with ideally smooth surface that would result in the same loss as the rough surface [47]. Although effective conductivity decreases with increasing frequency, using an average value of 2×10^6 S/m yields consistent results with RF simulations above 500 MHz. A similar decrease in RF effective conductivity has been reported in the literature for this type of ink [37], [38]. Fig. 10 also highlights the effect of properly including transition parasitics.

IV. DIRECT-WRITE MICROWAVE CIRCUITS PROOF OF CONCEPT

As a continuation of the process of validating the use of the low cost DIW system for microwave circuit fabrication, three circuits have been designed, simulated and fabricated. Based on the previous RF characterization, the circuits in this

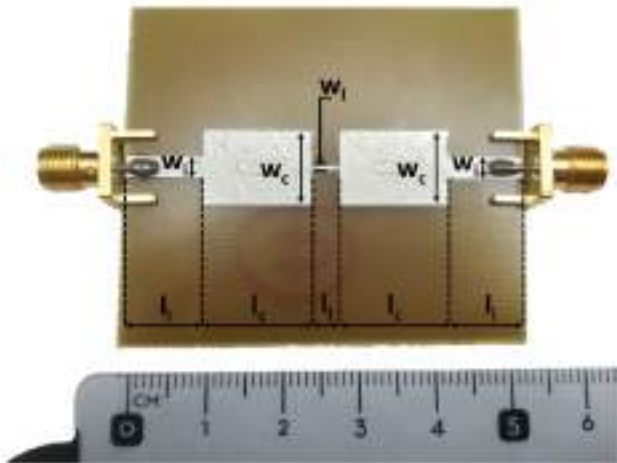


FIGURE 11. Fabricated stepped-impedance low-pass filter.

TABLE 4. Stepped-impedance low-pass filter dimensions.

Parameter	Value (mm)	Parameter	Value (mm)
w_l	2.90	l_i	10.00
w_l	0.50	l_i	3.68
w_c	10.00	l_c	13.84

section have been simulated using the values $\epsilon_r = 4.35$, $\tan \delta = 0.019$ and $\sigma_{RF} = 2.0 \times 10^6$ S/m and including the same coaxial-to-microstrip transition parasitics as before.

A. MICROSTRIP STEPPED IMPEDANCE LOW PASS FILTER

The first of the circuits evaluated is a stepped-impedance (SI) low pass (LP) filter consisting of alternating sections of very high and very low characteristic impedance lines. It is a 3rd order Chebyshev LP filter with 3-dB ripple and a cutoff frequency of 2.5 GHz, and was designed by the insertion loss method using simple well-known expressions [48], without any further refinement, since the objective was to demonstrate to what extent the fabricated filter behaved like the simulated nominal one. The widths of the high and low impedance lines (w_l and w_c) were chosen to be 0.5 mm and 10 mm, respectively. Fig. 11 shows the fabricated SI-LP filter along with the definition of the dimension parameters, the values of which are given in Table 4.

As can be clearly seen in Fig. 12, the resulting cutoff frequency is well below the design frequency, due to the approximations underlying this method for this type of filter (wide lines should behave like ideal capacitors, but they have a length such that their inductive components are not negligible). In fact, the EM simulation of this filter makes this clear. The measured and simulated results are very similar over the entire frequency range evaluated, demonstrating that the DIW system is reliable in this frequency range for designs that present features within manufacturing tolerances, as is the case

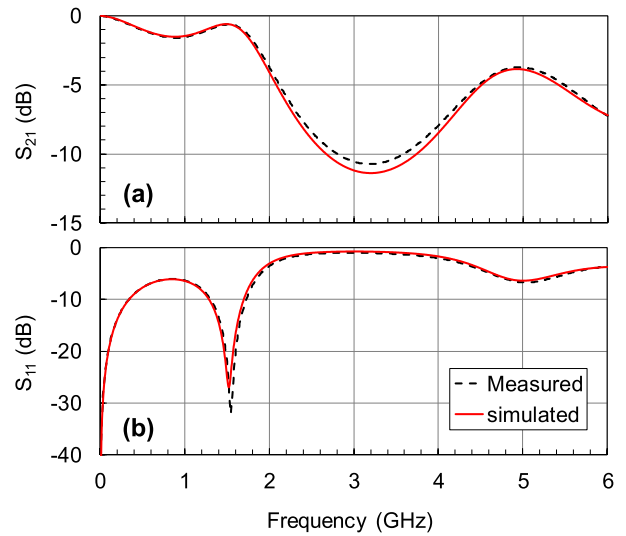


FIGURE 12. Comparison between experimental data (dashed lines) and simulations (solid lines) of (a) S_{21} and (b) S_{11} parameters for the stepped-index low-pass filter.

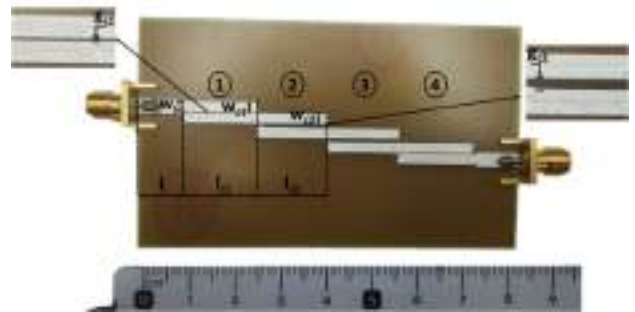


FIGURE 13. Fabricated coupled-line band-pass filter.

B. MICROSTRIP COUPLED LINE BANDPASS FILTER

The second of the circuits evaluated is a 3rd order coupled-line band-pass (BP) filter. It has been designed following a classical Chebyshev approximation with 3-dB ripple, a center frequency of 2.7 GHz and a fractional bandwidth of 10% [48]. Fig. 13 shows the fabricated BP filter based on four quarter-wavelength coupled line sections along with the definition of dimension parameters, whose values are listed in Table 5. The coupled line sections 1 and 2 are equal to sections 4 and 3, respectively. It is evident that the value of the gap parameter g_{c1} (0.32 mm) is well below the Voltera’s specification for clearance (0.65 mm). Therefore, this design is worthwhile to explore the limit of this printing system’s capability for track clearance.

Fig. 14 shows the comparison between measured and simulated S_{21} and S_{11} parameters of this filter, showing a reasonably good agreement. However, it is clear that the measured response (dashed line) has wider bandwidth. This is possibly due to SC-ink spreading which, in turn, causes the spacing between the coupled lines to be reduced. Further simulations confirm that an increase in line width of only 50 μm (and

TABLE 5. Coupled-line band-pass filter dimensions.

Parameter	Value (mm)	Parameter	Value (mm)
w_i	2.90	l_i	10.00
w_{e1}	2.07	l_{e1}	15.78
g_{e1}	0.32	l_{e1}	15.41
w_{e2}	2.18	g_{e2}	1.07

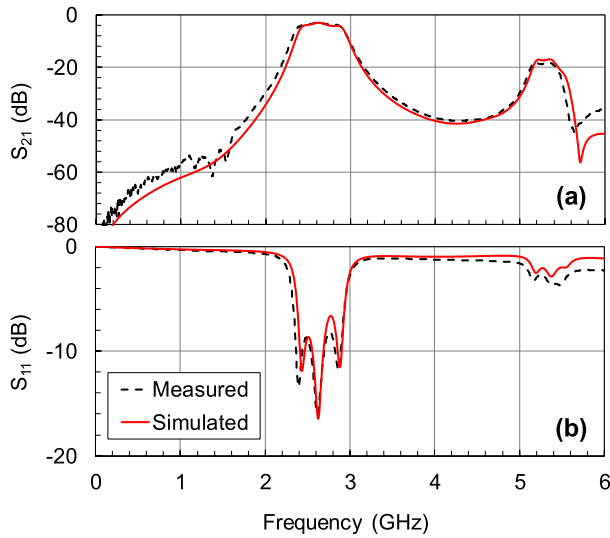


FIGURE 14. Comparison between experimental data (dashed lines) and simulations (solid lines) of (a) S_{21} and (b) S_{11} parameters for the coupled-line band-pass filter.

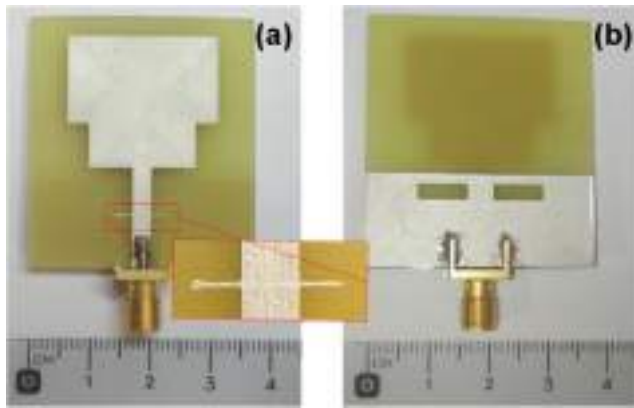


FIGURE 15. (a) Top, and (b) bottom views of the UWB antenna.

a consequent reduction in spacing of $100 \mu\text{m}$) will result in an increase in bandwidth similar to that measured. Line widening of this magnitude has been reported in [49] for the Voltera V-One system.

C. BROADBAND MONOPOLE PRINTED ANTENNA

Finally, in order to demonstrate the feasibility of this low-cost manufacturing system for RF applications beyond 6 GHz, we have fabricated a SC ink patch monopole antenna for UWB applications that was already designed, fabricated and reported by authors for copper standard etching procedure

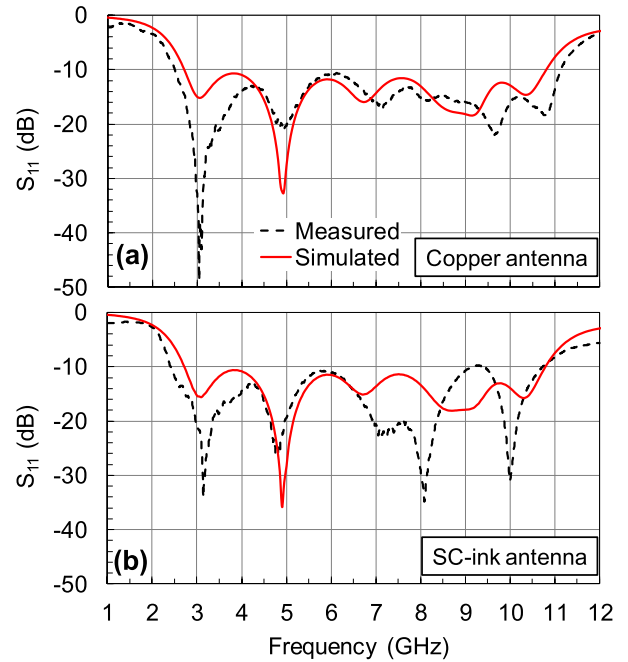


FIGURE 16. Measured (dashed lines) and simulated (solid lines) S_{11} parameters for (a) copper and (b) SC ink antennas.

TABLE 6. Simulated and measured antenna gain.

Frequency (GHz)	Copper antenna Gain (dBi)		SC-ink antenna Gain (dBi)	
	Simulated	Measured	Simulated	Measured
3.0	2.1	1.3	2.1	1.2
4.5	2.7	2.8	2.6	2.7
6.0	4.4	4.2	4.3	4.1
7.5	5.7	5.3	5.6	5.2
9.0	5.4	4.6	5.4	4.3
10.5	7.3	6.6	7.1	6.3

[39]. Both sides of the design are presented in Fig. 15 and detailed dimensions can be found in [39]. It is a printed stepped-type monopole antenna with two rectangular slots added on the ground plane and two strips added to the top layer feeding line resulting in bandwidth enhancement. The antenna has a total size of $40 \text{ mm} \times 36 \text{ mm}$ and features omnidirectional radiation and a maximum gain of 6.6 dBi. The choice of this antenna as a test circuit for the use of the DIW system is motivated to its already proven wide bandwidth ($S_{11} < -10 \text{ dB}$), between 2.7 and 11.4 GHz, i.e., 8.7 GHz bandwidth.

The antenna was manufactured entirely by SC-ink DIW, i.e., SC ink was deposited on both sides of the board: first the top side of the antenna was deposited and cured, and then the bottom side (or ground layer) was deposited and cured. As mentioned above, to ensure the alignment of the circuit on both sides, some control points were added to the design to allow the correct positioning of the printer head, which were subsequently removed.

TABLE 7. Comparison with previous works on DIW of silver conductive ink.

Work Ref	Conductor	Substrate	Ink/substrate electrical characterization	Conductivity value used in simulations	Devices/frequency	Applications
[8]	SC-ink	Kapton FR4	No	Not explicitly mentioned	Dual band antennas 2.5 – 4.5 GHz	Wireless power transfer
[24]	SC-ink	Kapton	No	σ_{DC} : 1.05×10^6 S/m	CPW Antenna 2.4 GHz	Wearable electronics
[25]	SC-ink	Kapton	No	σ_{RF} : 2×10^5 S/m	Rectenna 0.9 – 0.94 GHz	RF Energy harvesting
[26]	SC-ink	Glass	No	σ_{DC} : 1.05×10^6 S/m	Slot antenna 2.4 GHz	Wearable electronics
[38]	CNC veil ^a SC-ink	Structural glass	σ_{RF} on Rogers 5880 Up to 6.5 GHz	σ_{RF} : 2×10^6 S/m (CNC veil) 1.05×10^6 S/m (SC-ink)	RF-switch IL: 3dB @ ~5.5 GHz, > 4dB @ 8.5 GHz	Active RF switches
[50], [51]	Silver epoxy-based ink	Polyester fabric	σ_{DC}	σ_{DC} : 9.97×10^4 – 2.0032×10^5 S/m	Patch antenna 1.575 GHz	Wearable electronics
This Work	SC-ink	FR4	σ_{DC} $\epsilon_r, \tan \delta, \sigma_{RF}$ Up to 6 GHz	σ_{DC} : 7.25×10^6 S/m σ_{RF} : 2×10^6 S/m	UWB antenna 2.4 – 10.6 GHz	Medical imaging

^a CNC: carbon–nickel–copper

The antenna was simulated using 3D electromagnetic simulation software EMPro (Keysight Technologies), which is widely used in the design of antennas of this type. The simulation considered the same property values used previously for both the substrate and the SC ink.

In this case, S_{11} parameters were measured using a 40-GHz VNA (Agilent model E8363B). Fig. 16 shows the comparison between measured (dashed lines) and simulated (solid lines) results for the printed antenna from 1 to 12 GHz. Fig. 16(a) and (b) displays copper antenna and SC ink antenna results, respectively. The simulated S_{11} parameters of the two antennas show very small differences, demonstrating that the lower conductivity of the SC ink is not a problem. With regard to the measured behavior, comparing the measurements obtained with both manufacturing methods, it is observed that at low and medium frequencies, both antennas show very similar responses. Also, a somewhat different behavior is observed at higher frequencies: around 8 and 10 GHz there are minima in the SC-ink printed antenna that are not observed in the copper antenna. This could be due to a faulty ink deposition when forming the critical cross-line strips as these two elements are only 0.3 mm wide with 45° beveled ends [49], outside the scope of Voltera's manufacturing capability. A zoomed view of these two elements in Fig. 15 shows that there is no trace of the beveled ends. In fact, the end of one of the strips is rounded with an SC ink bulge. According to [39], these two strips originate a resonance around 9 GHz and this reinforces the idea that the imperfection of the deposition justifies the experimental minima appearing around 8 and 10 GHz.

As for de gain, the radiation patterns of the SC ink antenna were simulated and measured. Table 6 presents the gain values for frequencies within the antenna bandwidth. There is a great similarity between the results for the copper antenna and for the SC-ink antenna, mainly due to the fact that the radiation patterns depend primarily on the geometry of the

antenna. A maximum reduction of only 0.3 dB has been obtained at the highest frequency, due to the ohmic losses of the SC ink. This is explained by the higher ohmic losses of SC ink compared to copper, which in turn reduces the efficiency of the antenna and thus the gain.

From the above, it is concluded that the performance of the SC-ink fabricated antenna corresponds quite well with that of the simulations, demonstrating the validation of this low-cost SC-ink direct writing system for microwave designs up to 10.6 GHz, which was the main objective of this work.

In order to highlight the advantages of our work, we have made a comparison with similar previously published research papers. Table 7 lists some representative ones reporting on both measurements and simulations of RF circuits. We found that most of the previous works using DIW of SC-ink in RF applications focus on the realization of antennas of some kind for wireless power transfer and wearable electronics applications up to 4.5 GHz, such as [8], [24], [25], and [26]. All of them use in their simulations the bulk conductivity value given by the ink vendor. On the other hand, there are other studies that provide a prior characterization of SC-ink conductivity. This is the case of refs. [50] and [51] which report on a 1.575 GHz antenna whose performance strongly depends on the SC-ink losses, and a characterization of the bulk conductivity of the SC-ink as a function of the deposition conditions is performed with the objective of minimizing the track resistance. Finally, it is also included a work on an RF switch [38] in which an SC-ink characterization up to 6.5 GHz is performed. In [38] a comparison is made between the behavior of a CNC veil material and that of SC-ink. However, such characterization is carried out on a high frequency laminate (Rogers 5880), which is different from the one that is to be used in the final device (based on prepreg material similar to FR4 in terms of dielectric constant and loss tangent). In the end, the RF part of the switching

circuit is made using the CNC veil because of its higher RF conductivity compared to SC-ink. In contrast to these previous studies, in this work we provide a comprehensive analysis of all circuit fabrication parameters using an SC-ink DIW system, accurately obtaining both the bulk conductivity and the RF effective conductivity of the SC-ink. Such detailed knowledge of material properties and fabrication constraints allows us to accurately design and simulate RF circuits and increase the frequency band of use of low-cost DIW circuits up to 10 GHz.

V. CONCLUSION

A low-cost prototyping system has been presented based on SC-ink DIW and standard FR4 substrates for RF applications.

Different test circuits were chosen and fabricated to, first, properly characterize the SC ink and substrate and, second, explore the limits of reliable fabrication for track clearance, line width and challenging geometries. It has been demonstrated that the use of a simple DIW system together with suitable SC-ink and substrate characterization methods can be applied to the reliable fabrication of circuits operating up to 10.6 GHz, such as the reported SC ink DIW UWB antenna, having a bandwidth between 2.4 and 10.6 GHz. Surface roughness and irregularities in the width of the conductive ink lines lead to an effective decrease in ink conductivity with a consequent increase in conductor losses, and should be addressed for the proper circuit design at microwave frequencies. It was also pointed that the employed DIW system had some drawbacks, such as ink spreading and thickening at the end of the lines, which could potentially jeopardize the reliable manufacturability of both line clearance and width below 0.3 mm, and this should be taken into account for any future designs.

It should be noted that SC ink could be deposited by DIW on specific high frequency substrates. In this sense, the frequency range could be further extended by characterizing the conductivity of SC ink at higher frequencies. However, it should be emphasized that the great utility of these DIW systems lies in the use of low-cost materials.

REFERENCES

- [1] T. Srivatsan and T. Sudarshan, *Additive Manufacturing: Innovations, Advances, and Applications*. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2015, doi: [10.1201/b19360](https://doi.org/10.1201/b19360).
- [2] J. Persad and S. Rocke, "A survey of 3D printing technologies as applied to printed electronics," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 27289–27319, 2022, doi: [10.1109/ACCESS.2022.3157833](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3157833).
- [3] J. Wiklund, A. Karakoç, T. Palko, H. Yiğitler, K. Ruttk, R. Jäntti, and J. Paltakari, "A review on printed electronics: Fabrication methods, inks, substrates, applications and environmental impacts," *J. Manuf. Mater. Process.*, vol. 5, no. 3, p. 89, Aug. 2021, doi: [10.3390/jmmp5030089](https://doi.org/10.3390/jmmp5030089).
- [4] E. Macdonald, R. Salas, D. Espalin, M. Perez, E. Aguilera, D. Muse, and R. B. Wicker, "3D printing for the rapid prototyping of structural electronics," *IEEE Access*, vol. 2, pp. 234–242, 2014, doi: [10.1109/ACCESS.2014.2311810](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2014.2311810).
- [5] 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, doi: [10.3390/polym12091946](https://doi.org/10.3390/polym12091946).
- [6] M. Schouten, G. Wolterink, A. Dijkshoorn, D. Kosmas, S. Stramigioli, and G. Krijnen, "A review of extrusion-based 3D printing for the fabrication of electro- and biomechanical sensors," *IEEE Sensors J.*, vol. 21, no. 11, pp. 12900–12912, Jun. 2021, doi: [10.1109/JSEN.2020.3042436](https://doi.org/10.1109/JSEN.2020.3042436).
- [7] J. S. Chang, A. F. Facchetti, and R. Reuss, "A circuits and systems perspective of organic/printed electronics: Review, challenges, and contemporary and emerging design approaches," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Circuits Syst.*, vol. 7, no. 1, pp. 7–26, Mar. 2017, doi: [10.1109/JETCAS.2017.2673863](https://doi.org/10.1109/JETCAS.2017.2673863).
- [8] M. Haerinia and S. Noghianian, "A printed wearable dual-band antenna for wireless power transfer," *Sensors*, vol. 19, no. 7, p. 1732, Apr. 2019, doi: [10.3390/s19071732](https://doi.org/10.3390/s19071732).
- [9] S. Khan, L. Lorenzelli, and R. S. Dahiya, "Technologies for printing sensors and electronics over large flexible substrates: A review," *IEEE Sensors J.*, vol. 15, no. 6, pp. 3164–3185, Jun. 2015, doi: [10.1109/JSEN.2014.2375203](https://doi.org/10.1109/JSEN.2014.2375203).
- [10] M. E. Morales-Rodríguez, P. C. Joshi, J. R. Humphries, P. L. Fuhr, and T. J. Mcintyre, "Fabrication of low cost surface acoustic wave sensors using direct printing by aerosol inkjet," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 20907–20915, 2018, doi: [10.1109/ACCESS.2018.2824118](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2824118).
- [11] M. Baghelani, Z. Abbasi, M. Daneshmand, and P. E. Light, "Non-invasive continuous-time glucose monitoring system using a chipless printable sensor based on split ring microwave resonators," *Sci. Rep.*, vol. 10, no. 1, p. 12980, Jul. 2020, doi: [10.1038/s41598-020-69547-1](https://doi.org/10.1038/s41598-020-69547-1).
- [12] M. El Gharbi, R. Fernández-García, S. Ahyoud, and I. Gil, "A review of flexible wearable antenna sensors: Design, fabrication methods, and applications," *Materials*, vol. 13, no. 17, p. 3781, Aug. 2020, doi: [10.3390/ma13173781](https://doi.org/10.3390/ma13173781).
- [13] M. Shakeel, K. Rehman, S. Ahmad, K.-H. Choi, and A. Khan, "A weldless approach for thermocouple fabrication through direct ink writing technique," *IEEE Sensors J.*, vol. 21, no. 2, pp. 1279–1286, Jan. 2021, doi: [10.1109/JSEN.2020.3018747](https://doi.org/10.1109/JSEN.2020.3018747).
- [14] S. Singh, Y. Takeda, H. Matsui, and S. Tokito, "Flexible PMOS inverter and NOR gate using inkjet-printed dual-gate organic thin film transistors," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 41, no. 3, pp. 409–412, Mar. 2020, doi: [10.1109/LED.2020.2969275](https://doi.org/10.1109/LED.2020.2969275).
- [15] V. Subramanian, J. M. J. Frechet, P. C. Chang, D. C. Huang, J. B. Lee, S. E. Molesa, A. R. Murphy, D. R. Redinger, and S. K. Volkman, "Progress toward development of all-printed RFID tags: Materials, processes, and devices," *Proc. IEEE*, vol. 93, no. 7, pp. 1330–1338, Jul. 2005, doi: [10.1109/JPROC.2005.850305](https://doi.org/10.1109/JPROC.2005.850305).
- [16] J. Fernández-Salmerón, A. Rivadeneyra, F. Martínez-Martí, L. Capitán-Vallvey, A. Palma, and M. Carvajal, "Passive UHF RFID tag with multiple sensing capabilities," *Sensors*, vol. 15, no. 10, pp. 26769–26782, Oct. 2015, doi: [10.3390/s151026769](https://doi.org/10.3390/s151026769).
- [17] N. A. Shepelin, P. C. Sherrell, E. Goudeli, E. N. Skountzos, V. C. Lussini, G. W. Dicoski, J. G. Shapter, and A. V. Ellis, "Printed recyclable and self-poled polymer piezoelectric generators through single-walled carbon nanotube templating," *Energy Environ. Sci.*, vol. 13, no. 3, pp. 868–883, Mar. 2020, doi: [10.1039/C9EE03059J](https://doi.org/10.1039/C9EE03059J).
- [18] Y. Yan, C. Ding, K. D. T. Ngo, Y. Mei, and G.-Q. Lu, "Additive manufacturing of planar inductor for power electronics applications," in *Proc. Int. Symp. 3D Power Electron. Integr. Manuf. (3D-PEIM)*, Jun. 2016, pp. 1–16, doi: [10.1109/3DPEIM.2016.7570536](https://doi.org/10.1109/3DPEIM.2016.7570536).
- [19] G. Beziuk, T. C. Baum, K. Ghorbani, and K. J. Nicholson, "Multi-functional composite RF four-way switch," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 2019, pp. 1088–1091, doi: [10.1109/MWSYM.2019.8700866](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2019.8700866).
- [20] C. Reig and E. Ávila-Navarro, "Printed antennas for sensor applications: A review," *IEEE Sensors J.*, vol. 14, no. 8, pp. 2406–2418, Aug. 2014, doi: [10.1109/JSEN.2013.2293516](https://doi.org/10.1109/JSEN.2013.2293516).
- [21] J. M. Hoey, M. T. Reich, A. Halvorsen, D. Vaselaar, K. Braaten, M. Maassel, I. S. Akhatov, O. Ghandour, P. Drzaic, and D. L. Schulz, "Rapid prototyping RFID antennas using direct-write," *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 32, no. 4, pp. 809–815, Nov. 2009, doi: [10.1109/TADVP.2009.2021768](https://doi.org/10.1109/TADVP.2009.2021768).
- [22] P. Njogu, B. Sanz-Izquierdo, A. Elibiary, S. Y. Jun, Z. Chen, and D. Bird, "3D printed fingernail antennas for 5G applications," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 228711–228719, 2020, doi: [10.1109/ACCESS.2020.3043045](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3043045).
- [23] W. G. Whittow, A. Chauraya, J. C. Vardaxoglou, Y. Li, R. Torah, K. Yang, S. Beeby, and J. Tudor, "Inkjet-printed microstrip patch antennas realized on textile for wearable applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 71–74, Jan. 2014, doi: [10.1109/LAWP.2013.2295942](https://doi.org/10.1109/LAWP.2013.2295942).

- [24] M. Wagih, "Direct-write dispenser printing for rapid antenna prototyping on thin flexible substrates," in *Proc. 14th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP)*, Mar. 2020, pp. 1–4, doi: [10.23919/EuCAP48036.2020.9135625](https://doi.org/10.23919/EuCAP48036.2020.9135625).
- [25] M. Wagih, A. S. Weddell, and S. Beeby, "Meshed high-impedance matching network-free rectenna optimized for additive manufacturing," *IEEE Open J. Antennas Propag.*, vol. 1, pp. 615–626, 2020, doi: [10.1109/OJAP.2020.3038001](https://doi.org/10.1109/OJAP.2020.3038001).
- [26] E. Cil and S. Dumanli, "The design of a reconfigurable slot antenna printed on glass for wearable applications," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 95417–95423, 2020, doi: [10.1109/ACCESS.2020.2996020](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2996020).
- [27] C. Blanco-Angulo, A. Martínez-Lozano, R. Gutiérrez-Mazón, C. G. Juan, H. García-Martínez, J. Arias-Rodríguez, J. M. Sabater-Navarro, and E. Ávila-Navarro, "Non-invasive microwave-based imaging system for early detection of breast tumours," *Biosensors*, vol. 12, no. 9, p. 752, Sep. 2022, doi: [10.3390/bios12090752](https://doi.org/10.3390/bios12090752).
- [28] 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, doi: [10.1109/JSEN.2022.3180356](https://doi.org/10.1109/JSEN.2022.3180356).
- [29] N. AlSawafah, S. El-Abed, S. Dhau, 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, doi: [10.3390/jimaging8050123](https://doi.org/10.3390/jimaging8050123).
- [30] R. V. K. Rao, K. V. Abhinav, P. S. Karthik, and S. P. Singh, "Conductive silver inks and their applications in printed and flexible electronics," *RSC Adv.*, vol. 5, no. 95, pp. 77760–77790, 2015, doi: [10.1039/C5RA12013F](https://doi.org/10.1039/C5RA12013F).
- [31] P. Escobedo, M. A. Carvajal, J. Banqueri, A. Martínez-Olmos, L. F. Capitán-Vallvey, and A. J. Palma, "Comparative study of inkjet-printed silver conductive traces with thermal and electrical sintering," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 1909–1919, 2019, doi: [10.1109/ACCESS.2018.2887113](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2887113).
- [32] B. M. Nikolova, E. E. Gieva, G. T. Nikolov, I. N. Ruskova, and M. G. Mladenov, "Sintering temperature impact on sheet resistance of inkjet printed layers," in *Proc. X Nat. Conf. Int. Participation (ELECTRONICA)*, May 2019, pp. 1–4, doi: [10.1109/ELECTRONICA.2019.8825642](https://doi.org/10.1109/ELECTRONICA.2019.8825642).
- [33] S. Wünscher, T. Rasp, M. Grouchko, A. Kamysny, R. M. Paulus, J. Perelaer, T. Kraft, S. Magdassid, and U. S. Schubert, "Simulation and prediction of the thermal sintering behavior for a silver nanoparticle ink based on experimental input," *J. Mater. Chem. C*, vol. 2, no. 31, pp. 6342–6352, 2014, doi: [10.1039/C4TC00632A](https://doi.org/10.1039/C4TC00632A).
- [34] P. Jiang, Z. Ji, X. Zhang, Z. Liu, and X. Wang, "Recent advances in direct ink writing of electronic components and functional devices," *Prog. Addit. Manuf.*, vol. 3, pp. 65–86, 2018, doi: [10.1007/s40964-017-0035-x](https://doi.org/10.1007/s40964-017-0035-x).
- [35] H. C. Rao, B. K. S. V. L. Varaprasad, and S. Goel, "Direct ink writing as an eco-friendly PCB manufacturing technique for rapid prototyping," in *Proc. 4th Int. Conf. Electr. Comput. Commun. Technol. (ICECCT)*, Sep. 2021, pp. 1–7, doi: [10.1109/ICECCT52121.2021.9616903](https://doi.org/10.1109/ICECCT52121.2021.9616903).
- [36] S. Vasquez, M. Petrelli, M. C. Angeli, J. Costa, E. Avancini, G. Cantarella, N. Munzenrieder, P. Lugli, and L. Petti, "Cost-effective, mask-less, and high-throughput prototyping of flexible hybrid electronic devices using dispense printing and conductive silver ink," in *Proc. 5th IEEE Electron Devices Technol. Manuf. Conf. (EDTM)*, Apr. 2021, pp. 1–3, doi: [10.1109/EDTM50988.2021.9420858](https://doi.org/10.1109/EDTM50988.2021.9420858).
- [37] P. Pa, M. S. Mirotznik, and S. Yarlaggada, "High frequency characterization of conductive inks embedded within a structural composite," in *Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propag. USNC/URSI Nat. Radio Sci. Meeting*, Jul. 2015, pp. 1310–1311, doi: [10.1109/APS.2015.7305044](https://doi.org/10.1109/APS.2015.7305044).
- [38] G. Beziuk, T. C. Baum, K. Ghorbani, and K. J. Nicholson, "RF signal multiplexer embedded into multifunctional composite structure," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 67, no. 12, pp. 4935–4943, Dec. 2019, doi: [10.1109/TMTT.2019.2944616](https://doi.org/10.1109/TMTT.2019.2944616).
- [39] A. Martínez-Lozano, C. Blanco-Angulo, H. García-Martínez, R. Gutiérrez-Mazón, G. Torregrosa-Penalva, E. Ávila-Navarro, and J. M. Sabater-Navarro, "UWB-printed rectangular-based monopole antenna for biological tissue analysis," *Electronics*, vol. 10, no. 3, p. 304, Jan. 2021, doi: [10.3390/electronics10030304](https://doi.org/10.3390/electronics10030304).
- [40] A. Alemarveen, "Compact wideband antenna for wireless capsule endoscopy system," *Appl. Phys. A, Solids Surf.*, vol. 127, no. 4, p. 271, Apr. 2021, doi: [10.1007/s00339-021-04420-0](https://doi.org/10.1007/s00339-021-04420-0).
- [41] S. Yan, P. J. Soh, and G. A. E. Vandenbosch, "Wearable ultrawideband technology—A review of ultrawideband antennas, propagation channels, and applications in wireless body area networks," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 42177–42185, 2018, doi: [10.1109/ACCESS.2018.2861704](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2861704).
- [42] *The Voltera V-One Spec.* Voltera, ON, Canada. Accessed: Jun. 20, 2022. [Online]. Available: <https://assets.ctfassets.net/e6vf9wdhbae5/2yjsp6s18Zw7w2YN09oecH/892e3bb674cd4a38de84ba3bfe82951d/specs.pdf>
- [43] *Voltera Conductor 2 (1000388)*. Voltera, ON, Canada. Accessed: Jun. 20, 2022. [Online]. Available: https://assets.ctfassets.net/e6vf9wdhbae5/4kVMoPy3d4hwmGaCo17VU5/33130f6ffc1ab68abeae68721015b37a/Voltera_Standard_Conductor2_Ink_1000388_.pdf
- [44] J. R. Aguilar, M. Beadle, P. T. Thompson, and M. W. Shelley, "The microwave and RF characteristics of FR4 substrates," in *Proc. IEE Colloq. Low Cost Antenna Technol. (Ref. no. 1998/206)*, Feb. 1998, p. 2, doi: [10.1049/ic:19980078](https://doi.org/10.1049/ic:19980078).
- [45] D. I. Amey and S. J. Horowitz, "Materials performance at frequencies up to 20 GHz," in *Proc. IEMT/IMC Symp., 1st Joint Int. Electron. Manuf. Symp. Int. Microelectron. Conf.*, Apr. 1997, pp. 331–336.
- [46] M. L. Majewski, R. W. Rose, and J. R. Scott, "Modeling and characterization of microstrip-to-coaxial transitions," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT-29, no. 8, pp. 799–805, Aug. 1981, doi: [10.1109/TMTT.1981.1130450](https://doi.org/10.1109/TMTT.1981.1130450).
- [47] B. Huang and Q. Jia, "Accurate modeling of conductor rough surfaces in waveguide devices," *Electronics*, vol. 8, no. 3, p. 269, Mar. 2019, doi: [10.3390/electronics8030269](https://doi.org/10.3390/electronics8030269).
- [48] D. M. Pozar, "Microwave filters," in *Microwave Engineering*, 3rd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2005, pp. 405–440.
- [49] A. Zdrok, S. Artishchev, and A. Loschilov, "Experimental research of plotter printing of HIC thick-film conductors," in *Proc. ITM Web Conf.*, vol. 30, 2019, p. 07004, doi: [10.1051/itmconf/20193007004](https://doi.org/10.1051/itmconf/20193007004).
- [50] R. K. Khirotdin, M. M. M. N. Nazli, M. A. Mahadzir, and N. Hassan, "Printing and curing of conductive inks on fabric using syringe-based deposition system and oven for wearable antenna application," *J. Phys., Conf.*, vol. 1150, Jan. 2019, Art. no. 012039, doi: [10.1088/1742-6596/1150/1/012039](https://doi.org/10.1088/1742-6596/1150/1/012039).
- [51] R. K. Khirotdin, M. A. Mahadzir, F. C. Seman, S. H. Dahlan, and N. Hassan, "Performance evaluation of wearable antenna printed using syringe-based deposition system on fabric," *IOP Conf. Mater. Sci. Eng.*, vol. 607, no. 1, Aug. 2019, Art. no. 012010, doi: [10.1088/1757-899X/607/1/012010](https://doi.org/10.1088/1757-899X/607/1/012010).



CAROLINA BLANCO-ANGULO was born in Alicante, Spain. She received the master's degree in telecommunication engineering from Miguel Hernández University of Elche, Spain, in 2020. She is currently pursuing the Ph.D. degree with the Department of Materials Science, Optics and Electronic Technology. Since 2018, she has been a Researcher at the Department of Materials Science, Optics and Electronic Technology. Her research interests include passive and active microwave devices and microwave imaging systems for tumor detection.



ANDREA MARTÍNEZ-LOZANO was born in Murcia, Spain. She received the bachelor's degree in telecommunication system engineering from the Catholic University San Antonio de Murcia (UCAM), Spain, in 2018, and the master's degree in telecommunication engineering from the Miguel Hernández University of Elche (UMH), Spain, in 2020. She is currently pursuing the Ph.D. degree with an ACIF research grant from the Valencian Regional Government. Since 2019, she has been a Researcher at 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 systems for tumor detection.



JULIA ARIAS-RODRÍGUEZ received the M.Sc. degree in physics from the Universidad de Salamanca, in 1993, and the Ph.D. degree in science from the Universidad Politécnica de Madrid, in 1998. In 1999, she joined the Department of Materials, Optics and Electronic Technology, Universidad Miguel Hernández, Spain. Since 2001, she has been an Associate Professor of electronic technology. Her research covers a wide range of both experimental and theoretical activities in the fields of semiconductor lasers, in particular, high-power lasers and vertical-cavity surface-emitting lasers, multilayer dielectric optical filters, and wave propagation in anomalous dispersive media. Apart from the above, her current research interest includes theoretical and experimental printed microwave circuits for biomedical applications.



ALBERTO RODRÍGUEZ-MARTÍNEZ (Senior Member, IEEE) received the B.E. degree in telecommunications from the University of Vigo, Spain, in 1998, and the Ph.D. degree in telecommunications from the Polytechnic University of Valencia, Spain, in 2011. He is currently an Associate Professor with the Department of Communications Engineering, University Miguel Hernández of Elche, Elche, Spain. His research interests include time-to-frequency analysis, ultrasonic signals processing, for nondestructive materials characterization, and biomedical signal processing.



JOSÉ MARÍA VICENTE-SAMPER received the M.Sc. degree in industrial engineering and the Ph.D. degree in industrial and telecommunication technologies from Miguel Hernández University, Elche, Spain, in 2017 and 2021, respectively. Since 2015, he has been a Teaching Assistant and a Research Assistant with the Neuroengineering Biomedical Group, Bioengineering Institute, Miguel Hernández University.



JOSÉ MARÍA SABATER-NAVARRO (Senior Member, IEEE) received the M.Sc. degree in industrial engineering from the Polytechnic University of Valencia, Valencia, Spain, in 1998, and the Ph.D. degree from Miguel Hernández University, Elche, Spain, in 2003. He is currently a Full Professor with the Department of Systems Engineering and Automation and a Researcher of nBio Research Group. He received a Young Researchers Grant at the Chemical Institute (ITQ) CSIC-UPV, Polytechnic University of Valencia. His research is focused on the subjects of medical robotics and medical images. His main interests include surgical robotics, rehabilitation robotics, and medical computer applications for health.



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 Miguel Hernández University, Elche, Spain, in 2008. In 2000, he joined Miguel Hernández University, 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 systems for tumor detection.

...

Anexo B: Tabla estados

	CONMUTADOR PUERTO 1 VNA (SWP1)	CONMUTADOR PUERTO 2 VNA (SWP2)	CONMUTADOR CONTROL ANTENAS P1 (SWCAP1)	CONMUTADOR CONTROL ANTENAS P2 (SWCAP2)	CONMUTADOR 1 ANTENAS (SWAP1_1)	CONMUTADOR 2 ANTENAS (SWAP1_2)	CONMUTADOR 3 ANTENAS (SWAP2_1)	CONMUTADOR 4 ANTENAS (SWAP2_2)	CONMUTADOR RESONADORES P1 (SWR1)	CONMUTADOR RESONADORES P2 (SWR2)			
	V1	V1	V1	V1	V3	V2	V1	V3	V2	V1	V3	V2	V1
A1-A5	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	1
A2-A6	0	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0
A3-A7	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0
A4-A8	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0
A9-A13	0	0	1	1	1	0	1	0	1	1	0	1	0
A10-A14	0	0	1	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1
A11-A15	0	0	1	1	1	0	1	0	1	1	0	1	0
A12-A16	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0
R1	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0
R2	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0
R3	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0
R4	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0
OFF	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0