



Programa de Doctorado en Tecnologías de la Información y las
Comunicaciones

DESARROLLO DE SISTEMAS DE TRANSMISIÓN
INALÁMBRICA DE POTENCIA MINIATURIZADOS PARA
ACTUADORES ELECTROMECAÑICOS EN APLICACIONES
MÉDICAS E INDUSTRIALES

Tesis Doctoral presentada por
MIGUEL FERNÁNDEZ MUÑOZ

2023



Programa de Doctorado en Tecnologías de la Información y las
Comunicaciones

DESARROLLO DE SISTEMAS DE
TRANSMISIÓN INALÁMBRICA DE POTENCIA
MINIATURIZADOS PARA ACTUADORES
ELECTROMECAÑICOS EN APLICACIONES
MÉDICAS E INDUSTRIALES

Tesis Doctoral presentada por

MIGUEL FERNÁNDEZ MUÑOZ

Directores:

DR. EFRÉN DÍEZ JIMÉNEZ

DRA. ROCÍO SÁNCHEZ MONTERO

Alcalá de Henares, noviembre de 2023

A mis padres.

Agradecimientos

En primer lugar, quiero expresar mi más sincero agradecimiento a mis directores, Efrén Díez Jiménez y Rocío Sánchez Montero.

Efrén, desde los primeros cursos en la universidad apostaste por mí, formándome e incluyéndome en tus proyectos. Tuve mucha suerte al conocerte, y valoro mucho todo el tiempo y recursos que has dedicado para permitirme llegar hasta aquí.

Rocío, todo lo que sé de antenas es gracias a ti. Agradezco tu apoyo y dedicación al enseñarme los fundamentos de un área de conocimiento que no estudiamos los ingenieros industriales, lo que me va a facilitar tener una perspectiva multidisciplinar en el futuro. Espero poder seguir trabajando con ambos durante muchos años.

También quiero mostrar mi agradecimiento a Ignacio, Pablo, Juan Antonio, Santiago y Jorge, por darme su apoyo y su consejo siempre que lo he necesitado, así como al resto de miembros del proyecto UWIPOM2, ya que no existen los logros individuales, y sin el gran trabajo de todos ellos muchos de los objetivos de esta tesis doctoral no se habrían alcanzado. También, a Nerea y Andrea, por su excelente trabajo, y a David, Diego y Pablo, del CATECHOM, por su paciencia y ayuda con nuestras ocurrencias en los ensayos.

Tengo que dar las gracias a Antonino y Rocco, los responsables de mi estancia, por su siempre buena disposición antes, durante y después de la estancia, y con los que espero poder seguir colaborando en futuros trabajos. Y a Claudia y Nicolò, que me acogieron como a uno más del grupo.

También quisiera agradecer a mis compañeros y amigos Alba, Carlos, Adrián, Óscar, Héctor, Gabriel, y Patricia, pero en especial a Diego y Jesús, por acompañarme durante esta etapa. Sin vosotros y nuestros cafés la tesis habría sido infinitamente más dura. Y a todos mis amigos de fuera de la universidad, entre los que me gustaría nombrar a Martín, Manu y Chema, que siempre están.

Quiero mostrar mi agradecimiento a toda mi familia, y en especial a mis padres. Esta tesis también es vuestra. Y finalmente a Marina, que ha estado siempre a mi lado, animándome y apoyándome, y haciéndome ver las cosas desde su perspectiva optimista. Has sufrido esta tesis casi tanto como yo, ahora toca disfrutar de las recompensas juntos.

Resumen

Los recientes desarrollos en los sistemas de transmisión inalámbrica de potencia, combinados con las nuevas técnicas de microfabricación, abren un gran abanico de posibilidades en el área médica en cuanto al desarrollo de herramientas que permiten realizar cirugías mínimamente invasivas o desarrollar dispositivos implantables de dimensiones reducidas que monitorean constantes dentro del cuerpo humano, facilitando la detección temprana de enfermedades o controlando la salud de pacientes con enfermedades crónicas. La principal dificultad en el desarrollo de estos sistemas radica en diseñar antenas de dimensiones reducidas con alta eficiencia y capaces de trabajar a una frecuencia baja en la cual la absorción de energía electromagnética del cuerpo humano no sea elevada, ya que cuanto menor es el tamaño, por norma general la frecuencia de resonancia de las antenas es mayor, y peor es su rendimiento.

En esta tesis doctoral se ha desarrollado un sistema de transmisión inalámbrica miniaturizado de potencia orientado a energizar un microactuador de dimensiones submilimétricas para diversas aplicaciones médicas desarrollado en el proyecto H2020 UWIPOM2. Este sistema está compuesto por antenas de dimensiones reducidas, con frecuencias de resonancia que las hacen adecuadas para operar dentro del cuerpo humano, y un controlador encargado de transformar la energía captada por las antenas en las señales requeridas por el microactuador.

Para ello, se han diseñado, simulado, fabricado y ensayado antenas de dos morfologías diferentes: una antena plana de espiral de Arquímedes de 1.1 mm de diámetro y 0.537 mm de altura, con frecuencia de resonancia en 4.9 GHz y ganancia de -42.3 dBi, y dos antenas de hélice de 0.352 mm de diámetro y 6.1 mm de longitud, y de 0.8 mm de diámetro y 6.2 mm de longitud, con frecuencias de resonancia en 4.7 GHz y ganancia de -4.7 dBi, y frecuencia de resonancia en 1.52 GHz y ganancia de -14.73 dBi, respectivamente. Se comprobó su correcto funcionamiento y se midieron sus parámetros fundamentales, que coincidían con los obtenidos en simulación. Ha sido necesario desarrollar mecanismos de microfabricación y ensayo adaptados a las dimensiones micrométricas de las antenas. Asimismo, se simularon y ensayaron las antenas rodeadas por tejidos orgánicos similares a los humanos, observando una disminución en la frecuencia de resonancia en estas situaciones. También, se presentan los resultados de la caracterización de dos rectenas, ensayadas en una cámara semianecoica en condiciones de espacio libre y rodeadas por tejidos orgánicos. Se demuestra que una de las rectenas es capaz de entregar la energía suficiente como para energizar el microactuador inalámbricamente, y se analizan diferentes escenarios de operación dentro del cuerpo humano.

Abstract

Recent developments in wireless power transmission systems, combined with new microfabrication techniques, open a wide range of possibilities in the medical field in terms of the development of tools that allow minimally invasive surgeries or the development of implantable devices of reduced dimensions that monitor constants inside the human body, facilitating the early detection of diseases or controlling the health of patients with chronic diseases. The main difficulty in the development of these systems lies in designing small antennas with high efficiency and capable of working at a low frequency in which the absorption of electromagnetic energy from the human body is not high, since the smaller the size, the higher the resonant frequency of the antennas, and the worse their performance.

In this doctoral thesis, a wireless power transmission system has been developed to energise a micro-actuator of sub-millimetre dimensions for various medical applications developed in the H2020 project UWIPOM2. This system is composed of antennas of reduced dimensions, with resonant frequencies that make them suitable to operate inside the human body, and a controller in charge of transforming the energy captured by the antennas into the signals required by the microactuator.

For this purpose, antennas of two different morphologies have been designed, simulated, manufactured and tested: a flat Archimedean spiral antenna of 1.1 mm diameter and 0.537 mm height, with resonant frequency at 4.9 GHz and gain of -42.3 dBi, and two helical antennas of 0.352 mm diameter and 6.1 mm length, and 0.8 mm diameter and 6.2 mm length, with resonant frequencies at 4.7 GHz and gain of -4.7 dBi, and resonant frequency at 1.52 GHz and gain of -14.73 dBi, respectively. Their correct operation was checked, and their fundamental parameters were measured, which coincided with those obtained in simulation. This required the development of microfabrication and test mechanisms adapted to the micrometric dimensions of the antennas. Antennas surrounded by human-like organic tissues were also simulated and tested, observing a decrease in the resonant frequency in these situations. The results of the characterisation of two rectennas, tested in a semi-anechoic chamber under free space conditions and surrounded by organic tissues, are also presented. It is demonstrated that one of the rectennas can deliver enough energy to power the microactuator wirelessly, and different scenarios of operation inside the human body are analysed.

Índice de contenidos

1.	Introducción y objetivos	1
1.1.	Introducción	2
1.2.	Justificación y motivación	3
1.3.	Hipótesis y objetivos	3
1.4.	Estructura del documento.....	5
2.	Estado del arte.....	7
2.1.	Sistemas de transmisión inalámbrica de potencia.....	8
2.2.	Parámetros fundamentales de las antenas	12
2.3.	Microantenas planas	14
2.3.1.	Patentes y publicaciones científicas	14
2.3.2.	Tipos de sustratos de antenas planas	20
2.3.3.	Análisis de las técnicas de fabricación de antenas planas.....	25
2.4.	Microantenas de hélice.....	34
2.4.1.	Patentes y publicaciones científicas	34
2.4.2.	Análisis de las técnicas de fabricación de antenas de hélice	37
2.5.	Desarrollos de microantenas anteriores al comienzo de esta investigación	40
2.6.	Conclusiones del estado del arte	46
3.	Requisitos de diseño.....	48
3.1.	Arquitectura del microactuador.....	49
3.2.	Tipo de señales de alimentación requeridas por el microactuador.....	50
3.3.	Opciones de energización y control.....	54
3.4.	Conclusiones de los requisitos de diseño	68
4.	Desarrollo de antenas receptoras	70
4.1.	Antena de espiral de Arquímedes	71
4.1.1.	Diseños iniciales	71
4.1.2.	Diseño final	73
4.1.3.	Modelo y resultados de simulación	74

4.1.4.	Fabricación	79
4.1.5.	Ensayos en espacio libre	80
4.1.6.	Conclusiones de la antena de espiral de Arquímedes	83
4.2.	Antenas de hélice	84
4.2.1.	Diseño	84
4.2.2.	Modelo y resultados de simulación	86
4.2.3.	Fabricación	97
4.2.4.	Ensayos en espacio libre	104
4.2.5.	Simulación en condiciones intracorpóreas	115
4.2.6.	Ensayos en condiciones intracorpóreas	117
4.2.7.	Conclusiones de las antenas de hélice	123
4.3.	Simulaciones de compatibilidad electromagnética	125
5.	Desarrollo de rectena receptora	129
5.1.	Descripción de la rectena	130
5.2.	Ensayos en espacio libre	131
5.3.	Ensayos en condiciones intracorpóreas	136
5.4.	Conclusiones de la rectena	141
6.	Adaptación y control de señales	144
6.1.	Diseño preliminar	145
6.2.	Diseño avanzado	147
6.3.	Conclusiones de diseño del controlador	150
7.	Ensayos del actuador electromecánico	153
7.1.	Descripción del prototipo del microactuador	154
7.2.	Sistema de ensayos del microactuador	154
7.3.	Resultados de ensayos del microactuador	155
7.4.	Sistema de microsoldadura	159
7.5.	Sistema completo de energización	165
8.	Conclusiones y trabajos futuros	170
9.	Conclusions and future work	174
10.	Contribuciones de la tesis	178
10.1.	Contribuciones directamente relacionadas	179
10.2.	Contribuciones parcialmente relacionadas	181
	Bibliografía	183

Índice de figuras

Figura 2.1: Absorción selectiva del cuerpo humano de ondas electromagnéticas [20].9

Figura 2.2: Profundidad de penetración en tejidos con alto y bajo contenido de agua..... 10

Figura 2.3: Profundidad de penetración de los campos de radiofrecuencia en los tejidos corporales según la frecuencia y el tipo de tejido [24]. 11

Figura 2.4: Constantes de atenuación para partes del cuerpo humano según la frecuencia [25].. 11

Figura 2.5: Ejemplo de gráfico de coeficiente de reflexión [32]..... 13

Figura 2.6: Ejemplos de diagramas de directividad [34], [35]..... 13

Figura 2.7: Antena de parche descrita en las patentes CN107275773A [36] y CN206962015U [37]. 15

Figura 2.8: Bocetos de la antena de parche de la patente US2018342795A1 [38]. 15

Figura 2.9: Imágenes de la antena de la patente CN108879101A [39]. 16

Figura 2.10: Antena flexible de la patente CN109301475A [40]..... 16

Figura 2.11: Diseño de la antena de parche de la referencia [41]. 17

Figura 2.12: Antena de la referencia [31] ensayada en ratas. © 2010 IEEE..... 17

Figura 2.13: Antena circular de la referencia [42]. © 2016 IEEE 18

Figura 2.14: Antena de espiral circular de la referencia [43]. © 2014 IEEE 18

Figura 2.15: Antena multicapa de la referencia [44]. © 2014 IEEE..... 19

Figura 2.16: Antena de meandros de la referencia [46]. © 2005 IEEE 19

Figura 2.17: Antena de espiral de Arquímedes presentada en la referencia [50] (izquierda). © 2022 IEEE. A la derecha, array formado por varias antenas de espiral [52] (derecha). © 2016 IEEE. 20

Figura 2.18: Estructura de una PCB de una cara..... 21

Figura 2.19: Estructura de una PCB de doble cara. 21

Figura 2.20: Interconexión de capas mediante agujeros recubiertos de cobre o remachados [63]. 22

Figura 2.21: Estructura de una PCB multicapa..... 22

Figura 2.22: Ejemplos de PCB flexible [65], [68]..... 23

Figura 2.23: PCB rígida-flexible con capas rígidas y flexibles intercaladas [64]..... 23

Figura 2.24: Ejemplos de PCB con partes rígidas y flexibles [63], [68], [69]. 23

Figura 2.25: Proceso de fabricación de PCB mediante fotolitografía mediante máscara positiva (campo oscuro). 27

Figura 2.26: Proceso de deposición de fotoresina mediante Spin Coating [72]..... 27

Figura 2.27: Técnicas de ataque de superficie [73]. 27

Figura 2.28: Proceso de fabricación de PCB mediante fotolitografía mediante máscara negativa (campo claro)..... 28

Figura 2.29: Proceso de fabricación de PCB mediante impresión serigráfica.....	28
Figura 2.30: Proceso de depósito físico en fase de vapor (PVD) [72]......	30
Figura 2.31: Defectos en el relleno de cavidades en la técnica de depósito físico en fase de vapor (PVD) [72]......	30
Figura 2.32: Proceso de depósito químico en fase de vapor (CVD) mediante paredes calientes (izquierda) y asistido por plasma (derecha) [78].	30
Figura 2.33: Creación de MEMS mediante el empleo de sacrificial layers [73].	32
Figura 2.34: Proceso de microfresado [79].	33
Figura 2.35: Acabados en ranuras (1) y cortes (2) con láser.....	34
Figura 2.36: Antena de hélice de la patente CN102110888A [80].	34
Figura 2.37: Figuras de la antena de hélice de la patente US2009228074A1 [81].	35
Figura 2.38: Antena de hélice para ablación [82].	35
Figura 2.39: Antena de la patente CN113571884A [83].	36
Figura 2.40: Antena de hélice miniaturizada para implantes dentales [89].....	36
Figura 2.41: Antena de hélice plana fabricada mediante electrodeposición [97]. © 2014 IEEE ...	38
Figura 2.42: Figuras de patentes cuyas antenas de hélice son fabricadas mediante plegado sobre núcleo cilíndrico [99], [100].	38
Figura 2.43: Proceso de fabricación de la antena de hélice miniaturizada de la referencia [89]...39	39
Figura 2.44: Antena con forma de U con frecuencia de resonancia en 15.35 GHz.	40
Figura 2.45: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena con forma de U con frecuencia de resonancia en 15.35 GHz.	40
Figura 2.46: Antena plana con frecuencia de resonancia en 15.19 GHz.	41
Figura 2.47: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena plana con frecuencia de resonancia en 15.19 GHz.....	41
Figura 2.48: Antena miniaturizada con anillos internos con frecuencia de resonancia en 27.7 GHz.	42
Figura 2.49: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena miniaturizada con anillos internos con frecuencia de resonancia en 27.7 GHz.	42
Figura 2.50: Antena cónica con frecuencia de resonancia en 100.81 GHz.....	42
Figura 2.51: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena cónica con frecuencia de resonancia en 100.81 GHz.....	43
Figura 2.52: Antena cónica con ranuras con frecuencia de resonancia en 102.91 GHz.	43
Figura 2.53: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena cónica con ranuras con frecuencia de resonancia en 102.91 GHz.	44
Figura 2.54: Modelo de simulación (izquierda) y prototipo fabricado (derecha) de una antena plana de meandros.....	45
Figura 2.55: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena plana de meandros.	45
Figura 2.56: Medidas del coeficiente de reflexión de los cuatro prototipos de antena de meandros fabricados.....	45
Figura 3.1: Modelos CAD y vista en sección de los microactuadores 3Fr (izquierda) y 1Fr (derecha) diseñados en el proyecto UWIPOM2.....	49
Figura 3.2: Plano con dimensiones del microactuador 1Fr.....	50

Figura 3.3: Esquema eléctrico de un microactuador convencional de 2 fases (izquierda) y secuencia de giro del campo magnético genrado por el estátor (derecha).....	51
Figura 3.4: Señales senoidales desfasadas 90°.....	51
Figura 3.5: Señales de pulsos desfasadas T/4.....	51
Figura 3.6: Esquema eléctrico del estátor del microactuador 1Fr (izquierda) y vistas del CAD del estátor (derecha).....	52
Figura 3.7: Mapa de opciones de energización y control del microactuador.	55
Figura 3.8: Esquema de una rectena.	56
Figura 3.9: Diagrama de bloques de las opciones A-1.1.1 y A-1.2.1.....	57
Figura 3.10: Diagrama de bloques de las opciones A-1.1.2 y A-1.2.2.....	58
Figura 3.11: Diagrama de bloques de las opciones A-1.1.3 y A-1.2.3.....	58
Figura 3.12: Diagrama de bloques de las opciones A-2.1.1 y A-2.2.1.....	59
Figura 3.13: Diagrama de bloques de las opciones A-2.1.2 y A-2.2.2.....	60
Figura 3.14: Diagrama de bloques de las opciones A-2.1.3 y A-2.2.3.....	61
Figura 3.15: Diagrama de bloques de las opciones B-1.1.1 y B-1.2.1.	62
Figura 3.16: Diagrama de bloques de las opciones B-1.1.2 y B-1.2.2.	62
Figura 3.17: Diagrama de bloques de las opciones B-1.1.3 y B-1.2.3.	63
Figura 3.18: Diagrama de bloques de las opciones B-2.1.1 y B-2.2.1.	65
Figura 3.19: Diagrama de bloques de las opciones B-2.1.2 y B-2.2.2.	66
Figura 3.20: Diagrama de bloques de las opciones B-2.1.3 y B-2.2.3.	67
Figura 4.1: Diseño preliminar de una antena plana de espiral de Arquímedes de 0.5 mm de lado.	71
Figura 4.2: Diseño preliminar de una antena plana de espiral de Arquímedes de 12 mm de lado.	72
Figura 4.3: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena de espiral de Arquímedes de 12 mm de lado.	72
Figura 4.4: Pruebas de fabricación mediante microfresado de la antena de espiral de Arquímedes de 12 mm de lado.	73
Figura 4.5: Diseño definitivo de la antena de espiral de Arquímedes desarrollada en este trabajo.	74
Figura 4.6: Suttrato de alúmina de la antena de espiral de Arquímedes modelado en HFSS y propiedades del material.....	75
Figura 4.7: Espiral y capa de oro de la superficie inferior de la antena de espiral de Arquímedes modeladas en HFSS y propiedades del material.....	76
Figura 4.8: Modelo completo de la antena de espiral de Arquímedes creado en HFSS.....	76
Figura 4.9: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena de espiral de Arquímedes.....	77
Figura 4.10: Resultados de simulación del diagrama de radiación 3D de la antena de espiral de Arquímedes.....	77
Figura 4.11: Resultados de simulación del diagrama de radiación 2D de la antena de espiral de Arquímedes: (a) plano XY, (b) plano XZ.	78
Figura 4.12: Carta de Smith de la antena de espiral de Arquímedes.....	78
Figura 4.13: Proceso de fabricación de la antena de espiral de Arquímedes.....	79

Figura 4.14: Imágenes de los prototipos de la antena de espiral de Arquímedes tomadas con un microscopio digital y detalle de las zonas de interés.	80
Figura 4.15: Sonda de medida RF [118] e imagen tomada por el microscopio de las micropuntas de la sonda.	80
Figura 4.16: Medidas de distancias de las microsondas de medida de RF. Arriba izquierda: Distancia entre los centros de las puntas. Arriba derecha: Distancia entre las aristas interiores de las puntas (dimensión máxima de los puertos de las antenas). Abajo izquierda: Ancho de la punta izquierda. Abajo derecha: Ancho de la punta derecha.	81
Figura 4.17: Modelo CAD del sistema de medición para caracterizar antenas en plano con las microsondas de RF.	82
Figura 4.18: Sistema de medición (izquierda) y vista desde el microscopio del posicionamiento de la sonda sobre los extremos de las espirales de la antena (derecha).	82
Figura 4.19: Coeficiente de reflexión de la antena de espiral de Arquímedes simulado con y sin condensador y medido en los 8 prototipos de antena fabricados.	83
Figura 4.20: Esquema simplificado de las antenas de hélice.	86
Figura 4.21: Núcleo de teflón de las antenas de hélice 1Fr (a y c) y 3Fr (b y d) modelados en HFSS.	87
Figura 4.22: Propiedades del material Teflón de HFSS.	87
Figura 4.23: Espirales de cobre de las antenas de hélice 1Fr (a y c) y 3Fr (b y d) modelados en HFSS y parámetros de la ecuación que las genera.	88
Figura 4.24: Propiedades del material Cobre de HFSS.	88
Figura 4.25: Modelo completo de la antena de hélice 1Fr creado en HFSS.	89
Figura 4.26: Modelo completo de la antena de hélice 3Fr creado en HFSS.	89
Figura 4.27: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de las antenas de hélice 1Fr y 3Fr.	90
Figura 4.28: Modelo de la PCB para soldar las antenas de hélice creado en HFSS.	91
Figura 4.29: Modelos completos de las antenas 1Fr (a) y 3Fr (b) soldadas a la PCB, vista en detalle de la soldadura (c) y modelos del volumen de pegamento (d) y la soldadura de estaño (e).	92
Figura 4.30: Propiedades de los materiales FR4, polietileno y estaño de HFSS.	92
Figura 4.31: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena de hélice 1Fr con y sin PCB.	93
Figura 4.32: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena de hélice 3Fr con y sin PCB.	93
Figura 4.33: Resultados de simulación del diagrama de radiación 3D de la antena de hélice 1Fr sin (a) y con (b) PCB.	94
Figura 4.34: Resultados de simulación del diagrama de radiación 3D de la antena de hélice 3Fr sin (a) y con (b) PCB.	94
Figura 4.35: (a) Carta de Smith de la antena 1Fr y (b) de la antena 1Fr + PCB.	95
Figura 4.36: (a) Carta de Smith de la antena 3Fr y (b) de la antena 3Fr + PCB.	95
Figura 4.37: Modelo CAD del sistema de microbobinado empleado para fabricar las antenas de hélice.	98
Figura 4.38: Diagrama del accionamiento eléctrico del sistema de microbobinado.	99

Figura 4.39: Montaje real del sistema de microbobinado.....	99
Figura 4.40: Proceso de fabricación de las antenas de hélice. (1) Colocación del núcleo y fijación del cable. (2) Bobinado de la primera mitad de la antena. (3) Aplicación de pegamento a la primera mitad de la antena. (4) Corte del cable y pegado del inicio de la segunda mitad de la antena. (5) Bobinado de la segunda mitad de la antena. (6) Aplicación de pegamento a la segunda mitad de la antena.....	101
Figura 4.41: Prototipo fabricado de antena de hélice 1Fr.....	102
Figura 4.42: Prototipo fabricado de antena de hélice 3Fr.....	102
Figura 4.43: Plano de la PCB auxiliar (a) y PCB fabricada por microfresado (b).....	103
Figura 4.44: Prototipos de antena de hélice 1Fr (a) y 3Fr (b) soldados a una PCB y detalle de la soldadura (c).....	103
Figura 4.45: Sistema de medición (a) y vista desde el microscopio del posicionamiento de la sonda sobre los terminales de la PCB a la que se encuentran soldados los terminales de las antenas (b).	104
Figura 4.46: Coeficiente de reflexión de la antena 1Fr simulado y medido.....	104
Figura 4.47: Coeficiente de reflexión de la antena 3Fr simulado y medido.....	105
Figura 4.48: Coeficiente de reflexión de la antena 3Fr simulado con un puerto de 50Ω y medido.	106
Figura 4.49: Modelo de la antena de parche circular con frecuencia de resonancia en 1.1 GHz creado en HFSS.	107
Figura 4.50: Modelo de la antena de parche circular con frecuencia de resonancia en 3 GHz creado en HFSS.....	107
Figura 4.51: Primer prototipo fabricado de la antena de parche circular con frecuencia de resonancia en 1.1 GHz.	108
Figura 4.52: Segundo prototipo fabricado de la antena de parche circular con frecuencia de resonancia en 1.1 GHz.	108
Figura 4.53: Tercer y cuarto prototipo fabricados de las antenas de parche circular con frecuencia de resonancia en 3 GHz.	109
Figura 4.54: Vista isométrica del modelo CAD del primer sistema para los ensayos de ganancia.	109
Figura 4.55: Vistas de alzado y perfil del modelo CAD del primer sistema para los ensayos de ganancia.....	110
Figura 4.56: Detalle de las piezas de unión de la antena y las sondas de medida.....	110
Figura 4.57: Bancada del primer sistema medida para los ensayos de ganancia.....	111
Figura 4.58: Coeficiente de reflexión medido de las antenas de parche circular con frecuencia de resonancia simulada en 1.1 GHz.....	112
Figura 4.59: Coeficiente de reflexión medido de las antenas de parche circular con frecuencia de resonancia simulada en 3 GHz.	112
Figura 4.60: Antena de bocina de banda ancha modelo TEMH 6000 y su gráfica de ganancia [121].	112
Figura 4.61: Diagrama e imágenes del sistema empleado para los ensayos de ganancia.....	113
Figura 4.62: Patrón de radiación simulado y medido de la antena de hélice 1Fr.	114
Figura 4.63: Ensayo de flexibilidad de una antena de hélice 1Fr.....	115

Figura 4.64: Modelos de simulación de la antena de hélice 1Fr sobre carne (a), entre carne (b), entre carne y grasa (c), sobre grasa (d), entre grasa (e) y entre grasa y carne (f).	116
Figura 4.65: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena de hélice 1Fr con PCB entre tejidos musculares y grasos.	116
Figura 4.66: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena de hélice 3Fr con PCB entre tejidos musculares y grasos.	117
Figura 4.67: Piezas de carne y grasa de cerdo empleadas para los ensayos en situaciones simuladas intracorpóreas.	117
Figura 4.68: Imágenes del ensayo de medida del coeficiente de reflexión de la antena 1Fr sobre carne (a), entre carne (b), entre carne y grasa (c), sobre grasa (d), entre grasa (e) y entre grasa y carne (f).	118
Figura 4.69: Imágenes del ensayo de medida del coeficiente de reflexión de la antena 1Fr con carne debajo y encima carne y grasa (a), carne debajo y encima grasa y carne (b), grasa debajo y encima grasa y carne (c) y grasa debajo y encima carne y grasa (d).	118
Figura 4.70: Coeficiente de reflexión de la antena 1Fr simulado y medido entre tejidos musculares.	119
Figura 4.71: Coeficiente de reflexión de la antena 1Fr simulado y medido entre tejidos grasos.	119
Figura 4.72: Imágenes del ensayo de medida del coeficiente de reflexión de la antena 3Fr sobre carne (a), entre carne (b), entre carne y grasa (c), sobre grasa (d), entre grasa (e) y entre grasa y carne (f).	120
Figura 4.73: Coeficiente de reflexión de la antena 3Fr simulado y medido entre tejidos musculares.	121
Figura 4.74: Coeficiente de reflexión de la antena 3Fr simulado y medido entre tejidos grasos.	121
Figura 4.75: Piezas de carne y grasa de cerdo envueltas en plástico empleadas para los ensayos en situaciones simuladas intracorpóreas.	122
Figura 4.76: Coeficiente de reflexión de la antena 1Fr medido entre tejidos envueltos en plástico.	122
Figura 4.77: Coeficiente de reflexión de la antena 3Fr medido entre tejidos envueltos en plástico.	123
Figura 4.78: Modelo de simulación de la antena de hélice 3Fr próxima al microactuador 3Fr con bobinas detalladas.	125
Figura 4.79: Modelo de simulación de la antena de hélice 3Fr próxima al microactuador 3Fr con bobinas parcialmente simplificadas.	125
Figura 4.80: Modelo de simulación de la antena de hélice 3Fr (a) y la antena de espiral de Arquímedes (b) próximas al microactuador 3Fr con bobinas muy simplificadas.	126
Figura 4.81: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena de hélice 3Fr (a) y la antena de espiral de Arquímedes (b) con y sin el microactuador 3Fr próximo a ellas.	126
Figura 4.82: Resultados de simulación del diagrama de radiación 3D de la antena de hélice 3Fr (a) y la antena de espiral de Arquímedes (b) con y sin el microactuador 3Fr próximo a ellas.	127

Figura 5.1: Rectena desarrollada por AHS (a), comparación de su tamaño con un dedo humano (b), integración en una PCB de mayor tamaño (c) y detalle de la microsoldadura por wirebonding (d).....	130
Figura 5.2: Conector SMA soldado a la PCB sobre la que se encuentra la rectena.....	131
Figura 5.3: Configuración empleada para los ensayos de caracterización de las rectenas.....	133
Figura 5.4: Barrido de frecuencia para la localización de las frecuencias de resonancia de la rectena G2.....	134
Figura 5.5: Barrido de frecuencia para la localización de las frecuencias de resonancia de la rectena G3.....	134
Figura 5.6: Barrido de potencia a la frecuencia de resonancia de 300 MHz de la rectena G2. ..	135
Figura 5.7: Barrido de potencia a la frecuencia de resonancia de 580 MHz de la rectena G2. ..	135
Figura 5.8: Barrido de potencia a la frecuencia de resonancia de 1.446 GHz de la rectena G2. 135	
Figura 5.9: Barrido de potencia a la frecuencia de resonancia de 2.78 GHz de la rectena G2...135	
Figura 5.10: Barrido de potencia a la frecuencia de resonancia de 1.175 GHz de la rectena G3.	136
Figura 5.11: Modelo CAD e imágenes de la cubierta de plástico empleada para proteger las rectenas en los ensayos dentro de tejidos.	136
Figura 5.12: Imágenes de los ensayos de caracterización de las rectenas rodeadas por carne de cerdo.	137
Figura 5.13: Imágenes de los ensayos de caracterización de las rectenas rodeadas por grasa de cerdo.	138
Figura 5.14: Niveles de referencia para exposiciones del público en general, promediadas en el tiempo, de ≥ 6 min, a campos electromagnéticos de 100 kHz a 300 GHz [128].....	139
Figura 5.15: Barridos de potencia a las frecuencias de resonancia de 590 MHz (a), 785 MHz (b) y 905 MHz (c) de la rectena G2 rodeada por carne.	139
Figura 5.16: Barridos de potencia a las frecuencias de resonancia de 360 MHz (a), 650 MHz (b), 1.28 GHz (c) y 2.295 GHz (d) de la rectena G2 rodeada por grasa.	140
Figura 5.17: Barridos de potencia a las frecuencias de resonancia de 785 MHz (a) y 900 MHz (b) de la rectena G3 rodeada por carne.....	140
Figura 5.18: Barridos de potencia a las frecuencias de resonancia de 305 MHz (a), 650 MHz (b), 1.05 GHz (c) y 2.25 GHz (d) de la rectena G3 rodeada por grasa.....	141
Figura 6.1: Circuito preliminar de control del microactuador.....	145
Figura 6.2: Señales del circuito preliminar de control del microactuador.	146
Figura 6.3: Señal de entrada (verde), control (rojo) y voltahe en la fase del motor (azul) del circuito preliminar de control del microactuador.	146
Figura 6.4: Voltaje y corriente medidos en la resistencia de fase del circuito preliminar de control del microactuador.	146
Figura 6.5: Señales desfasas 90° de alimentación del microactuador.....	147
Figura 6.6: Esquema del diseño avanzado del circuito de control del microactuador.	148
Figura 6.7: Multivibrador del circuito de control del microactuador.....	148
Figura 6.8: Contador del circuito de control del microactuador y correspondencia de cada secuencia a los estados de las señales del motor.....	149
Figura 6.9: Esquema de puertas lógicas del circuito de control del microactuador.	149

Figura 6.10: etapa de potencia del circuito de control del microactuador.	149
Figura 6.11: Montaje en escala macroscópica y resultados de ensayo del circuito de control del microactuador.	150
Figura 6.12: Esquema, montaje en escala macroscópica del circuito analógico alternativo de control del microactuador.	150
Figura 7.1: Microactuador 1Fr soldado a una PCB para ensayos.	154
Figura 7.2: Sistema de ensayos del microactuador 1Fr mediante un programa en Labview de control y adquisición de señales.	155
Figura 7.3: Ensayos de velocidad del microactuador 1Fr.	156
Figura 7.4: Ensayo de corriente mínima de activación del microactuador.	157
Figura 7.5 Desfase observado entre el voltaje y la corriente por fase del microactuador debido a su arquitectura particular.	158
Figura 7.6: Resultados del ensayo de control de posición angular (a y b) y de durabilidad (c y d).	159
Figura 7.7: Diagrama de conexiones del circuito integrado.	160
Figura 7.8: Soldador con punta fina.	160
Figura 7.9: Soldador con eje de de acero.	161
Figura 7.10: Soldador con cable de cobre y punta pulida.	161
Figura 7.11: Soldador con alambre enrollado acoplado a una bancada de micromanipulación y microfabricación.	162
Figura 7.12: Láser de foco micrométrico acoplado a una bancada de micromanipulación y microfabricación.	163
Figura 7.13: Sistema de soldadura definitivo.	164
Figura 7.14: Proceso de soldado de los cables al estátor del microactuador 1Fr.	165
Figura 7.15: Cables soldados al estátor del microactuador 1Fr.	165
Figura 7.16: Hoja de cálculo de rendimiento de transmisión de potencia de antenas.	166
Figura 7.17 Eficiencia de transmisión de energía través de tejidos con alto contenido en agua (izquierda) y bajo contenido en agua (derecha).	166

Índice de tablas

Tabla 2.1: Valores de profundidad de penetración en función de la frecuencia y del tipo de tejido [22].	10
Tabla 3.1: Dimensiones y masa del microactuador 1Fr.	50
Tabla 3.2: Ficha de datos del microactuador 1FR.	53
Tabla 3.3: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones A-1.1.1 y A-1.2.1.	57
Tabla 3.4: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones A-1.1.2 y A-1.2.2.	58
Tabla 3.5: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones A-1.1.3 y A-1.2.3.	59
Tabla 3.6: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones A-2.1.1 y A-2.2.1.	60
Tabla 3.7: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones A-2.1.2 y A-2.2.2.	60
Tabla 3.8: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones A-2.1.3 y A-2.2.3.	61
Tabla 3.9: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones B-1.1.1 y B-1.2.1.	62
Tabla 3.10: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones B-1.1.2 y B-1.2.2.	63
Tabla 3.11: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones B-1.1.3 y B-1.2.3.	64
Tabla 3.12: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones B-2.1.1 y B-2.2.1.	65
Tabla 3.13: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones B-2.1.2 y B-2.2.2.	66
Tabla 3.14: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones B-2.1.3 y B-2.2.3.	67
Tabla 4.1: Dimensiones de los elementos principales de la antena de espiral de Arquímedes.	74
Tabla 4.2: Frecuencia de resonancia, ancho de banda e impedancia de la antena de espiral de Arquímedes.	78
Tabla 4.3: Valores de los elementos del circuito equivalente de la antena de espiral de Arquímedes.	79
Tabla 4.4: Comparación de las prestaciones de la antena de espiral de Arquímedes desarrollada con las estudiadas en el estado del arte.	84
Tabla 4.5: Dimensiones de los elementos principales de las antenas de hélice.	86
Tabla 4.6: Resumen de los parámetros fundamentales simulados de las antenas de hélice.	94
Tabla 4.7: Frecuencia de resonancia, ancho de banda y valores de impedancia de las antenas de hélice.	95
Tabla 4.8: Valores de los elementos del circuito equivalente de las antenas de hélice.	96
Tabla 4.9: Comparación de los parámetros de las antenas de hélice al variar el diámetro.	96
Tabla 4.10: Comparación de los parámetros de las antenas de hélice al variar el número de vueltas.	96
Tabla 4.11: Comparación de los parámetros de las antenas de hélice al variar la distancia de paso entre vueltas.	97

Tabla 4.12: Comparación de la frecuencia de resonancia y coeficiente de reflexión de las antenas 1Fr y 3Fr simulados y medidos.	105
Tabla 4.13: Comparación de la ganancia de las antenas 1Fr y 3Fr simulada y medida.	114
Tabla 4.14: Comparación de las prestaciones de las antenas de hélice desarrolladas con las estudiadas en el estado del arte.	124
Tabla 5.1: Resumen de los elementos empleados durante los ensayos de caracterización de las rectenas.	132
Tabla 7.1: Estudio de la potencia estimada que podría entregar la rectena en diferentes localizaciones del cuerpo humano bajo una radiación incidente continua y en exposición local.	167
Tabla 7.2: Estudio de la potencia estimada que podría entregar la rectena en diferentes localizaciones del cuerpo humano bajo una radiación incidente pulsada y en exposición local.	168

Glosario

2D – 2 Dimensiones.

3D – 3 Dimensiones.

AC – Alternating current (Corriente Alterna, CA)

ALD – Atomic Layer Deposition (Deposición de la Capa Atómica).

ANSYS – Analysis System (Sistema de análisis).

ASIC – Application-Specific Integrated Circuit (Circuito Integrado para Aplicaciones Específicas).

CAD – Computer-Aided Design (Programa de Diseño Asistido por Ordenador).

CCL – Condensador de Carga Lenta.

CEM1, CEM3 – Material compuesto por superficies de tejido de vidrio tejido y núcleo de papel combinado con resina epoxi.

CNC – Computer Numerical Control (Control Numérico por Computadora).

CVD – Chemical Vapor Deposition (Depósito Químico en Fase de Vapor).

DC – Direct Current (Corriente Continua, CC)

FEM – Finite Element Model (Modelo de elementos Finitos).

FR1, FR2, FR4 – Flame Retardant (Retardante de Llama). Materiales comunes utilizados en la fabricación de placas de circuito impreso.

GPS – Banda de frecuencias.

H2020 – Horizonte 2020.

HFSS – High Frequency Structure Simulator (Simulador de estructura de alta frecuencia).

ICNIRP – International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (Comisión Internacional sobre Protección Frente a Radiaciones No Ionizantes).

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers (Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos).

ISM – Industrial, Scientific, and Medical (Bandas de Radio Industriales, Científicas y Médicas).

IVUS – Imágenes por Ultrasonido Intravascular.

LIGA – Litografía de rayos X.

LPKF – Empresa “LPKF Laser & Electronics”.

LTCC – Low Temperature Co-fired Ceramics (Cerámica de Baja Temperatura).

MBE – Molecular Beam Epitaxy (Epitaxia de Haz Molecular).

MBSE – Model-Based Systems Engineering (Ingeniería de Sistemas Basada en Modelos)

MEMS – Microelectromechanical Systems (Sistemas Microelectromecánicos).

MICS – Medical Implant Communication System (Sistema de Comunicaciones de Implantes Médicos).

MPI – Empresa tecnológica.

PCB – Printed Circuit Board (Placa de circuitos impresos).

PLD – Pulse Laser Deposition (Depósito por Pulsado Láser).

PTFE – Polietrafluoretileno, Teflón.

PVD – Physical Vapor Deposition (Depósito Físico en Fase de Vapor).

RF – Radiofrecuencia.

S11 – Coeficiente de reflexión.

SAR – Specific Absorption Rate (Tasa de Absorción Específica).

SMA – SubMiniature version A (es un tipo de conector roscado para cable coaxial utilizado en alta frecuencia).

SRD – Short Range Devices (Dispositivo de Corto Alcance).

TFM – Trabajo Final de Máster.

UV – Ultravioleta.

UWIPOM2 – Ultra-efficient WIREless POvered Micro-robotic joint for health applications (Articulación micro-robótica ultra-eficiente energizada inalámbricamente para aplicaciones médicas).

WPT – Wireless Power Transfer (Transmisión Inalámbrica de Potencia).

Lista de unidades

° – Grados angulares

°C – Grados Celsius

Ω – Ohmios

A – Amperios

dB – Decibelios

dBi – Decibelios de ganancia con respecto a la antena patrón isotrópica

F – Faradios

g – Gramos

H – Henrios

Hz – Hercios

K – Kelvin

L – Litros

m – Metros

micras – Micrómetros (μm)

N – Newton

rev – Revoluciones

rpm – Revoluciones por minuto

s – Segundos

V – Voltios

W – Vatios

Capítulo 1:

Introducción y objetivos

Este capítulo contiene una breve introducción, explicando el marco en el que se desarrolla la investigación, la hipótesis de trabajo y los objetivos que se deben alcanzar, la metodología seguida, y la estructura de este documento.

1.1. Introducción

La transmisión inalámbrica de potencia (en adelante WPT, por sus siglas en inglés, *Wireless Power Transfer*) es un campo de la ingeniería eléctrica que ha experimentado avances significativos en las últimas décadas, y su importancia se ha vuelto cada vez más evidente en una amplia gama de aplicaciones. Los sistemas de transmisión inalámbrica de potencia permiten la transferencia de energía eléctrica de una fuente a un dispositivo receptor sin la necesidad de conexiones físicas. Estos sistemas son fundamentales en múltiples aplicaciones, desde la carga inalámbrica de teléfonos móviles hasta la alimentación de dispositivos electrónicos en entornos inaccesibles u hostiles. Además, la combinación de tecnologías emergentes en sistemas WPT y las nuevas capacidades de microfabricación ha abierto nuevas oportunidades en el campo de medicina, permitiendo la creación de nuevos dispositivos implantables y herramientas de microcirugía.

La microfabricación implica la creación de estructuras y componentes a escala microscópica, lo que permite la producción de dispositivos médicos más pequeños, eficientes y, en algunos casos, implantables. Los avances en la tecnología de microfabricación han permitido la creación de sensores y dispositivos médicos miniaturizados que son más fáciles de insertar en el cuerpo humano y, lo que es más importante, que pueden funcionar de manera autónoma durante períodos prolongados. Una de las aplicaciones más evidentes de la transmisión inalámbrica de potencia en el campo de la medicina es la carga de dispositivos médicos implantables. Los marcapasos, los estimuladores de médula espinal y los dispositivos de monitorización de glucosa, son ejemplos de dispositivos implantables que pueden beneficiarse de la tecnología WPT. Estos dispositivos a menudo requieren baterías o células de energía que, con el tiempo, se agotan y deben reemplazarse mediante cirugía. Con sistemas WPT, es posible cargar o alimentar estos dispositivos de manera inalámbrica, eliminando la necesidad de cirugías recurrentes y reduciendo el riesgo para los pacientes.

Además, los sistemas WPT pueden utilizarse para la transmisión de datos desde dispositivos médicos implantables a estaciones de monitoreo externas. Esto es especialmente relevante en el seguimiento de enfermedades crónicas, como la diabetes, donde los datos en tiempo real son cruciales para el control y el ajuste de la terapia. Sensores y dispositivos portátiles pueden monitorear una variedad de parámetros de salud, como la frecuencia cardíaca, la temperatura corporal o la saturación de oxígeno en sangre. Estos dispositivos pueden comunicarse de forma inalámbrica con teléfonos inteligentes u otros equipos, lo que permite a las personas realizar un seguimiento de su salud. Esto brinda oportunidades para la detección temprana de enfermedades y la mejora de la atención médica preventiva. Asimismo, estas tecnologías han permitido desarrollar herramientas quirúrgicas, como catéteres con actuadores y diferentes útiles en sus extremos, cuyo diámetro se ha podido reducir al no necesitar que un cable atraviese el catéter para alimentar los actuadores.

Siguiendo las innovaciones en este ámbito, en esta tesis doctoral se presenta el desarrollo de un sistema WPT para energizar un microactuador desarrollado en el proyecto europeo H2020 UWIPOM2 (Ultra-efficient WIREless POvered Micro-robotic joint for health applications, Articulación micro-robótica ultra-eficiente energizada inalámbricamente para aplicaciones médicas) [1], [2]. El desarrollo se enfocará en el diseño, la fabricación y pruebas de las antenas y rectenas susceptibles de energizar inalámbricamente el microactuador. Para ello, se hará uso de programas de simulación de modelos de

elementos finitos, se emplearán diferentes estaciones de microfabricación desarrolladas durante el proyecto, y se realizarán medidas y pruebas de funcionamiento con bancadas especialmente diseñadas para las antenas y rectenas fabricadas.

1.2. Justificación y motivación

El proyecto desarrollado en esta tesis doctoral es una tarea específica del proyecto europeo UWIPOM2 en el que participo, coordinado por el profesor Efrén Díez Jiménez, codirector de esta tesis. El proyecto UWIPOM2 busca desarrollar un actuador de dimensiones submilimétricas para diversas aplicaciones médicas. Además, el actuador debe poder ser energizado inalámbricamente, que es la tarea en la que se basa esta investigación.

Para ello, dentro de la tarea 2.2 *GHz Wireless Power Transmissions* coordinada por la profesora Rocío Sánchez Montero (también codirectora de esta tesis), que se engloba dentro del paquete de trabajo 2 *Excellence Science*, se busca desarrollar un sistema WPT completo, haciendo énfasis en diseñar, fabricar y ensayar antenas de perfil reducido que puedan captar la energía que alimente el microactuador, de modo que no sea necesaria una conexión física entre la fuente de energía y el actuador, evitando el uso de cables y baterías. De este modo, empleando este actuador inalámbrico se podrían diseñar herramientas médicas que permitiesen realizar cirugías mínimamente invasivas sin necesidad de cables para su energización. Al mismo tiempo, una antena de dimensiones reducidas es un resultado en sí mismo, ya que permiten el desarrollo de dispositivos implantables que pueden comunicarse con el exterior.

1.3. Hipótesis y objetivos

La presente tesis doctoral se basa en la hipótesis de que es posible desarrollar un sistema WPT capaz de energizar el actuador electromecánico diseñado en el proyecto UWIPOM2, con dimensiones del mismo orden de magnitud del tamaño del microactuador, es decir, inferiores a 1 mm diámetro de sección transversal. El sistema WPT deberá estar compuesto por una antena receptora y una etapa de rectificación de señal, o una rectena (que integra el circuito de rectificación en la propia antena), y una etapa de control y generación de señales (*driver*). Adicionalmente, podría ser necesario incluir un circuito de adaptación para lidiar con la diferencia de impedancias entre los subsistemas. El consumo energético de las etapas de rectificación, acondicionamiento y control debe limitarse con el fin de disponer de la mayor energía posible para alimentar el actuador. Las antenas deberán diseñarse teniendo en cuenta la frecuencia y la potencia de las señales, para lidiar con las pérdidas derivadas de la absorción electromagnética en el cuerpo humano, y no exceder los límites de seguridad.

Para confirmar esta hipótesis, se definen algunos objetivos a superar en el desarrollo de la tesis, siendo el objetivo principal el diseño, fabricación y ensayo del sistema WPT completo para alimentar el microactuador. Los objetivos secundarios son los siguientes:

- A partir de la arquitectura del microactuador desarrollado en el proyecto UWIPOM2, definir los requisitos energéticos en cuanto a corriente y potencia, el tipo de señales de alimentación que requiere el microactuador, y estudiar las opciones de energización disponibles.
- Analizar el estado de la técnica en cuanto a patentes y publicaciones científicas relativas a sistemas de transmisión inalámbrica de potencia, microantenas planas y helicoidales, y métodos de fabricación de microantenas.
- Realizar modelos de simulación y plantear nuevos diseños de antenas para mejorar la ganancia y disminuir su frecuencia de resonancia manteniendo o disminuyendo su tamaño.
- Desarrollar los sistemas de fabricación necesarios para fabricar las antenas, y fabricar varios prototipos de estas.
- Diseñar las bancadas para caracterizar los parámetros de las antenas prototipo. Medir los parámetros y cotejar los resultados con los obtenidos en simulación.
- Simular y ensayar las antenas fabricadas rodeadas por tejidos orgánicos similares a los humanos, para entender el comportamiento que se esperaría en condiciones intracorpóreas.
- Estudiar la viabilidad del uso de las antenas para la energización del microactuador en aplicaciones intracorpóreas. Calcular las pérdidas por la absorción de energía electromagnética en el cuerpo humano.
- Analizar, simular y ensayar opciones para el acondicionamiento de las señales electromagnéticas entregadas por las antenas para que sean adecuadas para el microactuador.
- Desarrollar un sistema que permita conectar eléctricamente el microactuador a las antenas y los circuitos de acondicionamiento.
- Estudiar la compatibilidad electromagnética del sistema WPT y el microactuador.

La metodología que se usa para alcanzar los objetivos planteados consiste en un diseño orientado a requisitos. Para ello, se evaluará mediante simulación en elementos finitos y medidas experimentales la viabilidad de los modelos y prototipos creados hasta el momento para energizar el microactuador en aplicaciones intracorpóreas. Después, se realizarán modificaciones y optimizaciones para adecuar el comportamiento de las antenas al efecto inducido por los tejidos orgánicos, buscando disponer de suficiente potencia para energizar el actuador sin exceder los límites de seguridad. Finalmente, se estudiarán posibles sistemas para la transmisión inalámbrica de energía en aplicaciones intracorpóreas, así como el acondicionamiento de la señal recibida para adaptarla a las señales requeridas para energizar el microactuador.

1.4. Estructura del documento

La presente tesis doctoral se divide en diez capítulos y un anexo, cuyo contenido se explica brevemente a continuación:

Capítulo 1 – Introducción y objetivos: Contiene una breve introducción, explicando el marco en el que se desarrolla la investigación, la hipótesis de trabajo y los objetivos que se deben alcanzar, la metodología seguida, y la estructura de este documento.

Capítulo 2 – Estado del arte: Se realiza un análisis del estado de la técnica referente a sistemas de transmisión inalámbrica de potencia y microantenas para aplicaciones médicas. Asimismo, se estudian los tipos de sustratos que podrían emplearse para fabricar antenas planas, y métodos de fabricación de microantenas planas y de hélice.

Capítulo 3 – Requisitos de diseño: En este capítulo se estudian los parámetros y condiciones que debe cumplir el sistema. Se analiza la estructura del microactuador, las posibles opciones de energización, los requisitos eléctricos en cuanto a niveles de potencia y corriente que requiere el actuador, así como el tipo de señales que deben circular por el estátor.

Capítulo 4 – Desarrollo de antenas receptoras: Se detalla el diseño, simulación, fabricación y ensayos de dos antenas miniaturizadas de diferentes morfologías que actuarían como antenas receptoras del sistema WPT. Se analiza su comportamiento tanto en simulación como mediante ensayos en condiciones intracorpóreas simuladas. También, se analiza la compatibilidad electromagnética de las antenas con el microactuador.

Capítulo 5 – Desarrollo de rectena receptora: En este capítulo se describe y se ensaya una rectena tanto en condiciones de espacio libre como en condiciones intracorpóreas simuladas.

Capítulo 6 – Adaptación y control de señales: El capítulo contiene la descripción del controlador encargado de generar las señales requeridas de alimentación y control del microactuador.

Capítulo 7 – Ensayos del actuador electromecánico: Se muestra el prototipo de microactuador fabricado, el sistema de medida y diferentes ensayos sobre el microactuador, un sistema de microsoldadura diseñado para poder conectarlo a la etapa de control y los resultados esperables en caso de alimentar el microactuador empleando las antenas descritas en esta tesis.

Capítulo 8 – Conclusiones y trabajos futuros: Finalmente, se realiza un resumen de los objetivos logrados durante la investigación de esta tesis doctoral, y los objetivos pendientes y temas que se abordarán en proyectos futuros.

Chapter 9 – Conclusions and future work: Finally, a summary is made of the objectives achieved during the research of this doctoral thesis, and of the objectives and pending issues to be addressed in future projects.

Capítulo 10 – Contribuciones de la tesis: Se recogen las publicaciones en artículos y congresos derivadas de la investigación realizada en esta tesis doctoral, así como las aplicaciones de patentes y la estancia realizada.

Bibliografía: Es la lista de la documentación consultada durante el desarrollo la tesis.

Capítulo 2:

Estado del arte

En este capítulo se resume el análisis del estado de la técnica realizado en cuanto a patentes y publicaciones científicas sobre sistemas de transmisión inalámbrica de potencia, microantenas planas y helicoidales, y métodos de fabricación de estos dos tipos de antenas, con especial énfasis en aquellos desarrollos para aplicaciones médicas, que puedan afectar o servir de base para el desarrollo del proyecto de investigación de la presente tesis doctoral.

2.1. Sistemas de transmisión inalámbrica de potencia

La transmisión inalámbrica de potencia (WPT) [3]–[6] es una tecnología desarrollada para energizar dispositivos sin necesidad de cables o baterías. Los sistemas WPT están compuestos por un generador externo conectado a una antena que emite señales, y un sistema receptor [7]. El sistema de recepción se compone de al menos dos partes: una antena para capturar la energía electromagnética y el circuito que acondiciona la señal y la transforma para energizar dispositivos.

Los sistemas WPT tienen un gran potencial en el área médica [8], [9]. Por ejemplo, pueden ser empleados para energizar dispositivos implantables que realicen mediciones en el cuerpo y envíen la información a receptores externos [10]–[13] o pueden usarse para alimentar microactuadores que permitan manejar herramientas quirúrgicas [14]. Permiten diseñar sistemas que funcionen sin necesidad de una conexión física entre emisor y receptor, y eliminan la necesidad de baterías, que se requieren en muchos dispositivos médicos implantables. Además, las baterías tienen el inconveniente de su gran tamaño, que en muchos casos ocupa la mayor parte del volumen del dispositivo [15], y aumentan el riesgo de infecciones debido a los materiales no biocompatibles de que se componen. Recargar estas baterías suele ser muy complejo, por lo que en el caso de los dispositivos implantables suele ser necesario realizar intervenciones para poder reemplazarlos. Además, la batería suele estar integrada y es difícil de cambiar, por lo que el dispositivo entero suele descartarse. Con los sistemas WPT, la vida útil de los dispositivos no está limitada por la batería.

La frecuencia de resonancia de las antenas normalmente disminuye de forma inversamente proporcional al tamaño de la antena [16], [17]. Esto supone una complicación desde el punto de vista del diseño de antenas miniaturizadas que trabajen a bajas frecuencias [18], [19], lo que es muy importante debido a que la absorción de energía electromagnética del cuerpo humano depende en gran medida de la frecuencia de las ondas electromagnéticas. El porcentaje de absorción es despreciable para frecuencias inferiores a 100 MHz, la energía absorbida por el cuerpo humano aumenta progresivamente para frecuencias desde 100 MHz hasta 5 THz, y por encima de 5 THz, la absorción vuelve a disminuir hasta 10^{17} Hz, donde los rayos X penetran por completo [20]. La siguiente Figura 2.1 muestra de forma gráfica estos valores, que presentan un comportamiento similar al de la absorción electromagnética del agua. Además, los sistemas inalámbricos biomédicos suelen ser sistemas de campo cercano [21] para evitar la absorción de ondas electromagnéticas por parte del cuerpo.

- 1 – Rayos cósmicos
- 2 – Rayos γ
- 3 – Rayos X
- 4 – Ultravioleta
- 5 – Espectro visible
- 6 – Infrarrojos
- 7 – Microondas
- 8 – Radiofrecuencias
- 9 – VLF
- 10 – ELF

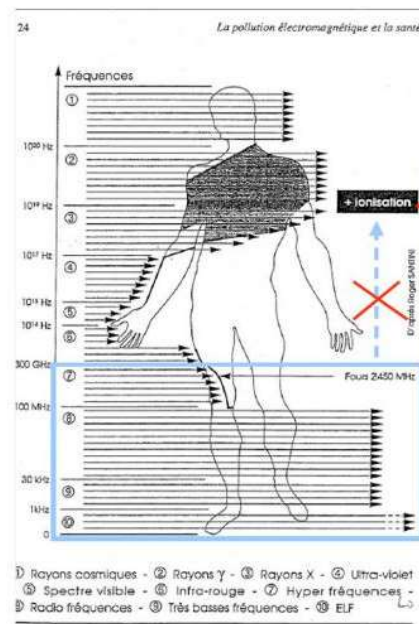


Figura 2.1: Absorción selectiva del cuerpo humano de ondas electromagnéticas [20].

Un microsistema WPT utiliza el entorno circundante como canal de transmisión. Para aplicaciones biomédicas, el entorno circundante es el cuerpo humano, que es muy heterogéneo. En él, la atenuación puede volverse muy severa cuando se requiere la miniaturización de la antena, al aumentar la frecuencia de resonancia como consecuencia de la miniaturización. Por esto, la profundidad máxima a la que puede situarse la antena receptora es muy reducida, y depende por completo de la frecuencia. Los valores de la profundidad máxima de penetración se muestran en la siguiente Tabla 2.1, que han sido extraídos de la “Nota Técnica de Prevención 234: Exposición a Radiofrecuencias y Microondas (I). Evaluación” [22], de 1984, publicada por el Ministerio de Trabajo y Asuntos Sociales de España. La profundidad de penetración se define como la distancia a la cual llega el 13.5% de la radiación incidente como consecuencia de las pérdidas por la absorción de la energía electromagnética en el cuerpo humano. De acuerdo con estos valores, 10 GHz parece ser la frecuencia máxima a la que se puede lograr una penetración práctica de la onda electromagnética para el caso de tejido con alto contenido de agua. Aunque estos valores se remontan a 1984, concuerdan con datos más recientes obtenidos en artículos como el de la referencia [23] de 2015, donde los cálculos analíticos demostraron esos valores. A partir de la Tabla 2.1, se ha creado un gráfico de la profundidad de penetración en tejidos con alto y bajo contenido de agua, que se muestra en la Figura 2.2. Se deduce que los diseños deben apuntar a reducir la frecuencia de operación tanto como sea posible, para aumentar la aplicabilidad, incluso si esto implica diseñar antenas de mayor tamaño.

Tabla 2.1: Valores de profundidad de penetración en función de la frecuencia y del tipo de tejido [22].

Bandas establecidas según las características de absorción	Frecuencia	Profundidad de penetración (cm)	
		Músculos piel y tejidos con alto contenido en agua	Grasa, huesos y tejidos con bajo contenido en agua
Banda de subresonancias $f < 30 \text{ MHz}$ Domina la absorción superficial en el cuerpo, pero no en cuello y piernas. La absorción decrece rápidamente con la frecuencia.	1 MHz	91.30	-
	10 MHz	21.60	-
	27 MHz	14.30	159.00
Banda de resonancia $30 \text{ MHz} < f < 400 \text{ MHz}$ La absorción es alta debido a resonancias del cuerpo entero ($\approx 70 \text{ MHz}$), o parciales como la cabeza ($\approx 400 \text{ MHz}$)	40 MHz	11.20	118.00
	100 MHz	6.66	60.40
	200 MHz	4.79	39.20
	300 MHz	3.89	32.10
Banda de puntos calientes $400 \text{ MHz} < f < 2000 \text{ MHz}$ Se produce absorción localizada por resonancias o por enfoque quasi-óptico del campo electromagnético incidente. El tamaño de los puntos calientes varía entre 1 y varios cm.	433 MHz	3.57	26.20
	750 MHz	3.18	23.00
	915 MHz	3.04	17.70
	1.5 GHz	2.42	13.90
Banda de absorción superficial $2 \text{ GHz} < f < 300 \text{ GHz}$ La energía se disipa en la superficie del cuerpo de forma similar a las radiaciones infrarrojas.	2.4 GHz	1.70	11.20
	3 GHz	1.61	9.74
	5 GHz	2.78	6.67
	5.3 GHz	0.72	5.24
	8 GHz	0.41	4.61
	10 GHz	0.34	3.39

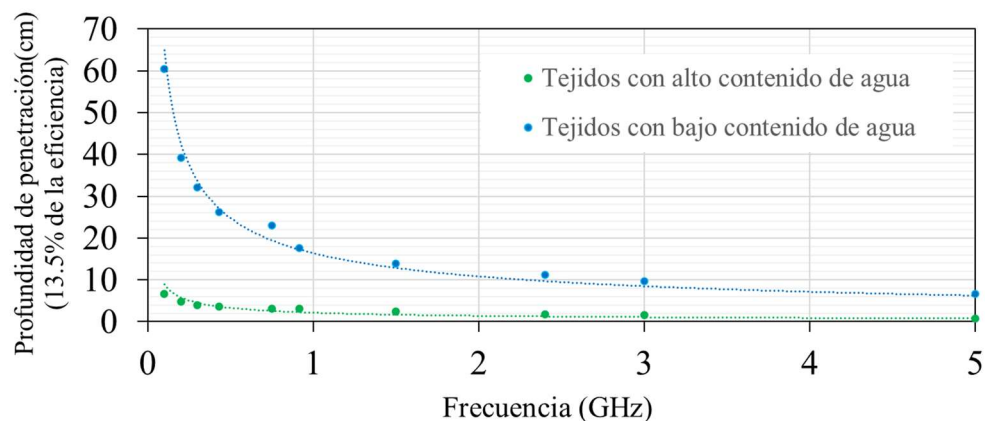


Figura 2.2: Profundidad de penetración en tejidos con alto y bajo contenido de agua.

La profundidad de penetración también depende del tipo de tejido, como se muestra en la Figura 2.3. Se puede ver que los músculos y los órganos con alto contenido de agua tienen la menor profundidad

de penetración. Los huesos y la grasa tienen una profundidad de penetración típicamente 10 veces mayor que los músculos, mientras que la profundidad de penetración de la piel se encuentra entre los huesos y los músculos. Por lo tanto, para un caso de aplicación específico, se debe considerar una combinación concreta de tejidos y espesores de tejidos.

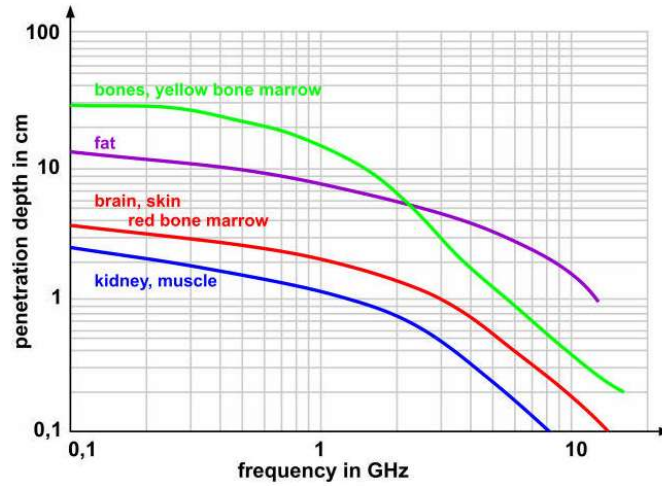


Figura 2.3: Profundidad de penetración de los campos de radiofrecuencia en los tejidos corporales según la frecuencia y el tipo de tejido [24].

La profundidad de penetración solo indica la profundidad a la que llega el 13,5% de la densidad de potencia incidente. Sin embargo, para diferentes aplicaciones, es necesario comprender el comportamiento de atenuación de la densidad de potencia con respecto al grosor del tejido. La Figura 2.4 muestra constantes de atenuación para varias partes del cuerpo humano que varían entre 2 y 4 dB/cm en tejidos con alto contenido de agua y entre 0 y 1 dB/cm en tejidos óseos y grasos.

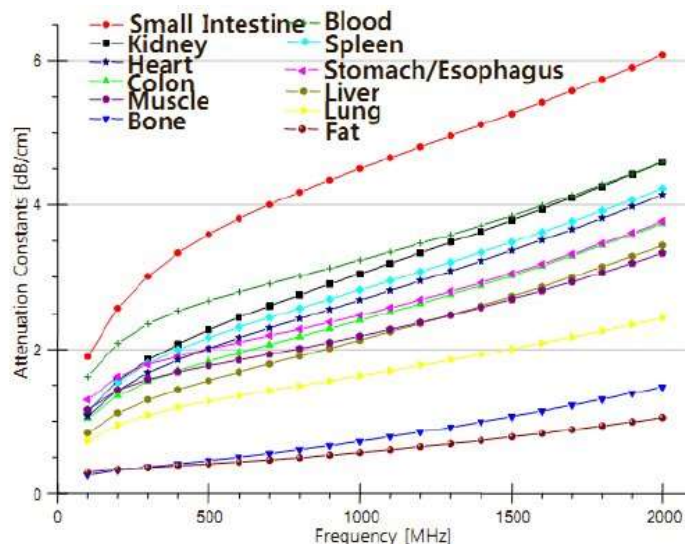


Figura 2.4: Constantes de atenuación para partes del cuerpo humano según la frecuencia [25].

En aplicaciones médicas, aumentar la potencia emitida no es siempre posible para paliar los efectos de la absorción corporal. Existen límites de radiación, definidos en las pautas del ICNIRP [19]–[21] y del

IEEE Standards Coordinating Committee [26], que no se deben sobrepasar. Además, es importante limitar la potencia emitida para mantener una temperatura local segura, y no sobrepasar el límite de 43°C que podría causar lesiones [27]. Existe una correlación entre la Tasa de Absorción Específica (SAR, por sus siglas en inglés, *Specific Absorption Rate*) y el aumento de temperatura en áreas cercanas a los receptores implantables [28]. El factor decisivo que determina el aumento de temperatura es el flujo sanguíneo alrededor de la posición donde aparece el pico SAR. Para evitar estos efectos, es crítico desarrollar antenas receptoras miniaturizadas con la mayor ganancia posible para reducir la radiación emitida necesaria.

Además, para la realización de implantes, la antena debe estar hecha de materiales biocompatibles para evitar que el tejido biológico afecte al implante. Los tejidos biológicos son conductivos y al entrar en contacto podrían producirse lesiones, o modificar el comportamiento de la antena, por ejemplo, cambiando la frecuencia de resonancia [29]. En la literatura, se han descrito dos enfoques para hacer que la antena sea biocompatible. Por un lado, el uso de una capa de superestrato para recubrir la antena implantable [30], y por otro, el empleo de un elemento dieléctrico de bajas pérdidas para encapsular la antena implantable [31].

2.2. Parámetros fundamentales de las antenas

Es necesario definir algunos conceptos que se mencionarán habitualmente en este trabajo, que se conocen como los parámetros fundamentales de las antenas:

- Frecuencia de trabajo: La frecuencia es la medida del número de veces que se repite un fenómeno por unidad de tiempo; en el caso de las señales, el número de ciclos periódicos de una onda por segundo. La frecuencia de trabajo es la frecuencia de una señal que se emite o es captada por una antena en una situación específica.
- Frecuencia de resonancia: Es la frecuencia a la que una antena capta las señales con la menor atenuación. Una antena puede captar señales a diferentes frecuencias, pero tiene un mejor rendimiento en sus frecuencias de resonancia.
- Coeficiente de reflexión (S11): Cuantifica la magnitud de la señal que es reflejada por una antena (la parte que se pierde, que no es captada) en un rango de frecuencias determinado. Se mide en decibelios (dB), y ayuda a determinar las frecuencias de resonancia de una antena. Cuando el coeficiente de reflexión es inferior a -10 dB (típicamente), se considera que la antena trabaja eficientemente. El rango de frecuencias en el que la antena tenga un coeficiente de reflexión a -10 dB se denomina ancho de banda, y la frecuencia con menor coeficiente de reflexión en ese rango se denomina frecuencia de resonancia. Se muestra un ejemplo de un gráfico de coeficiente de reflexión en la siguiente Figura 2.5.

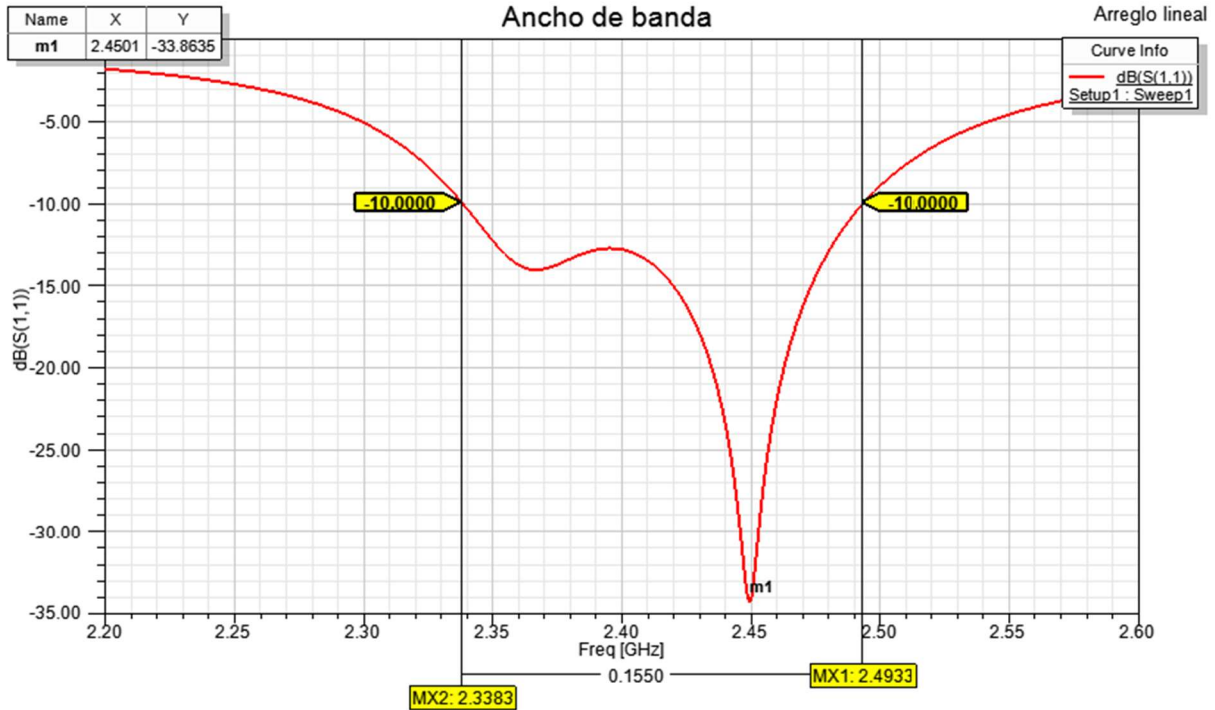


Figura 2.5: Ejemplo de gráfico de coeficiente de reflexión [32].

- Directividad: La directividad de una antena, para una dirección dada, se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en dicha dirección por la antena y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica (antena que radia por igual en todas las direcciones), considerando en ambos casos la misma potencia radiada. Salvo indicación contraria, la directividad de la antena se refiere a la correspondiente a la dirección de máxima radiación. Teniendo en cuenta que para una antena isotrópica la directividad tiene un valor unidad, al tener el mismo valor la intensidad de radiación en todas las direcciones, para cualquier otra fuente, la directividad, entendida como la que corresponde a la dirección de máxima radiación, siempre será mayor que la unidad, y dará una indicación de las propiedades direccionales de la antena comparadas con las de una fuente isotrópica [33]. Se muestran diagramas de directividad en 2D y 3D a modo de ejemplo en la siguiente Figura 2.6.

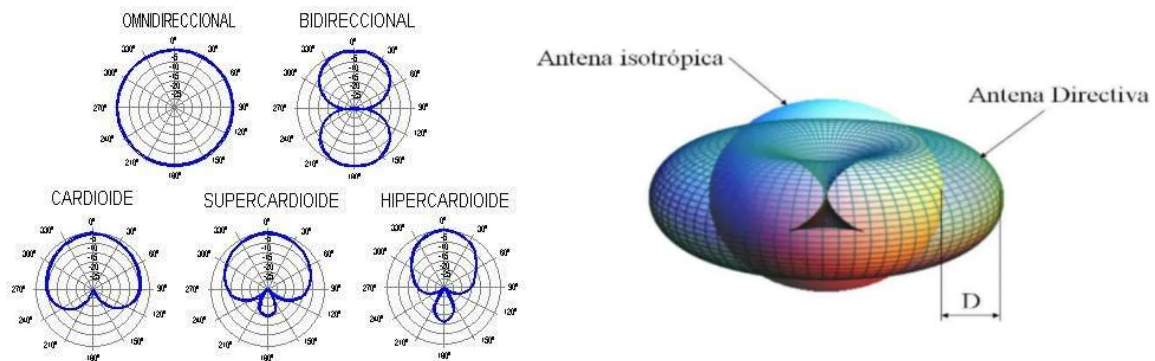


Figura 2.6: Ejemplos de diagramas de directividad [34], [35].

- **Ganancia:** La ganancia de una antena es un parámetro que permite estimar la eficiencia de esta y sus capacidades direccionales. La ganancia de una antena receptora es la relación existente entre la potencia suministrada al receptor por la antena dada, y la que suministraría una antena omnidireccional o un dipolo de media onda sin pérdidas, siempre que ambas antenas estén orientadas en la dirección en que es emitida la señal y se encuentren en un campo de igual intensidad, cumpliéndose, al igual que en el caso de la antena transmisora, que la relación entre la ganancia y la directividad está dada por la eficiencia de radiación de la antena. Lógicamente, para una misma antena, cuando actúa como transmisora tendrá el mismo valor de ganancia que cuando actúa de receptora, cambiando únicamente la interpretación física del parámetro. Salvo indicación en contra, al igual que la directividad, la ganancia de la antena suele referirse a la dirección de máxima radiación, expresándose en dBi si se toma como antena de referencia una antena isotrópica [33].

2.3. Microantenas planas

Las antenas planas son una opción muy interesante para diseñar sistemas de comunicación inalámbrica, debido a la simplicidad en su diseño, simulación y fabricación. Existen numerosas publicaciones acerca de investigaciones de este tipo de antenas, que pueden servir como punto de partida del presente proyecto de investigación. A continuación, se describen algunas publicaciones interesantes relativas a este tipo de antenas, enfocando el análisis en aquellas antenas empleadas en sistemas WPT, dispositivos implantables, u otras aplicaciones médicas.

2.3.1. Patentes y publicaciones científicas

Dentro de la multitud de patentes encontradas sobre antenas planas miniaturizadas, se han seleccionado las siguientes. Las patentes CN107275773A “Broadband miniaturized implantable antenna applicable to MICS band” [36] y CN206962015U “Miniaturized antenna of implanting of broadband suitable for MICS frequency channel” [37] hacen referencia a la misma antena, que resuena en la banda MICS (Medical Implant Communication System, sistema de comunicaciones de implantes médicos) de 402-405 MHz. Según se puede leer en la patente, «la antena implantable miniaturizada de banda ancha se compone de un sustrato de antena, un parche de radiación adherido al sustrato de antena, una placa magnética dispuesta debajo del sustrato de antena, una placa de puesta a tierra de antena dispuesta debajo de la placa magnética y una capa aislante que cubre el parche de radiación y tiene compatibilidad biológica». También se menciona que tiene unas dimensiones de 17 mm x 8 mm x 0.8 mm. La antena de la patente se muestra en la Figura 2.7.

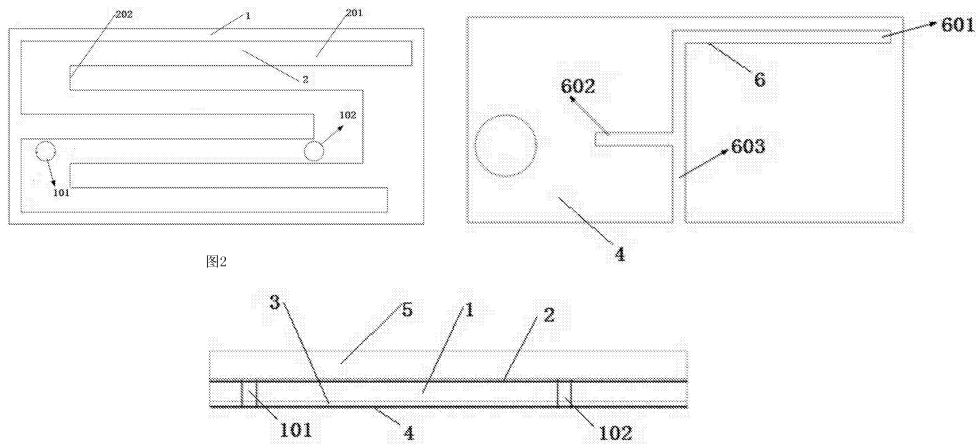


Figura 2.7: Antena de parche descrita en las patentes CN107275773A [36] y CN206962015U [37].

El inventor Yoo Hyoung Suk describe en la patente US2018342795A1 “Miniaturized ultra-wideband antenna system for multiple bio-telemetric applications” [38] un dispositivo implantable completo. Este dispositivo emplea una antena de gran ancho de banda, con varias capas dieléctricas y patrones conductores entre ellas, unidos por un agujero pasante. La antena tiene una longitud de 18 mm, una anchura de 7.5 mm y un espesor de 3.5 mm, y opera en la banda ISM (industrial, scientific, and medical, bandas de radio industriales, científicas y médicas) de 902-908 MHz. Se muestra en la siguiente Figura 2.8.

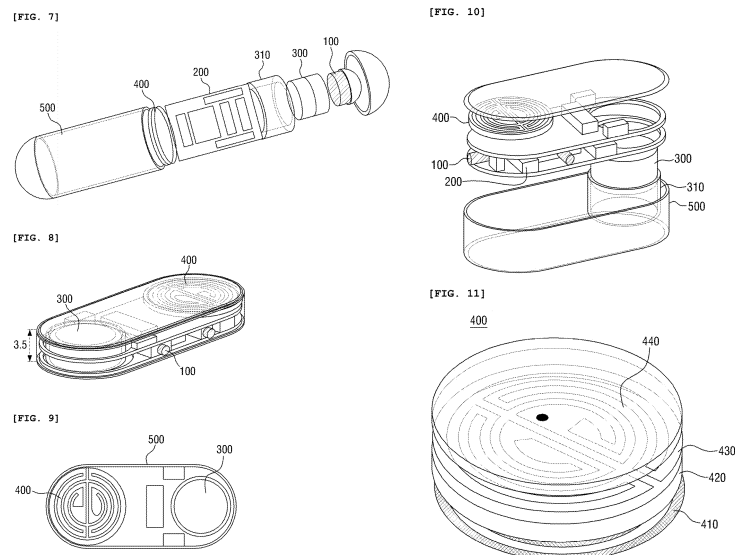


Figura 2.8: Bocetos de la antena de parche de la patente US2018342795A1 [38].

La antena patentada en CN108879101A “Annular circularly-polarized implantable microstrip antenna” [39] también tiene una estructura circular y ha sido diseñada específicamente para aplicaciones médicas y dispositivos implantables. Debido a su finalidad, resuena también en uno de los rangos de la banda ISM (2.4-2.48 GHz). Su diámetro es de 5.5 mm y su espesor de 0.635 mm. La estructura de la antena se muestra en la Figura 2.9.

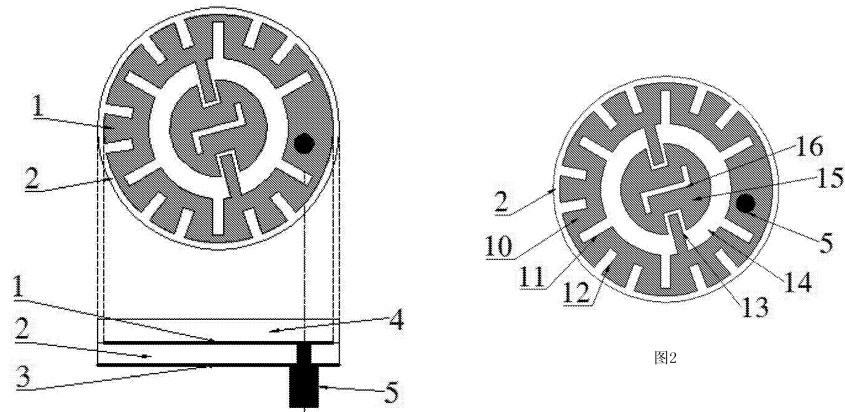


Figura 2.9: Imágenes de la antena de la patente CN108879101A [39].

Por último, se ha seleccionado la patente CN109301475A "Miniaturized wideband flexible implantable antenna" [40], que tiene la particularidad de ser flexible, lo que puede ser de utilidad en muchos escenarios. La flexibilidad se logra gracias al sustrato dieléctrico empleado, hecho de una poliamida flexible, de 0.15 mm de espesor. La antena tiene forma de rectángulo (Figura 2.10), con dimensiones de 7.84 mm x 7 mm. Además, tiene un gran ancho de banda, entre 3.8-9.6 GHz.

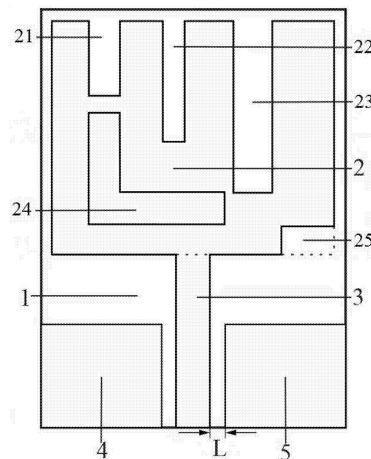


Figura 2.10: Antena flexible de la patente CN109301475A [40].

Las patentes estudiadas describen antenas planas de diferentes tipos y estructuras, algunas específicamente diseñadas para operar dentro del cuerpo en dispositivos implantables, o con características útiles como la flexibilidad o bajo espesor. No obstante, su tamaño es muy superior al que se busca alcanzar en el desarrollo de esta tesis doctoral. En la búsqueda de artículos se ha localizado un mayor número de contribuciones con aspectos relevantes, de los cuales se han extraído algunas publicaciones acerca de diferentes tipos de antenas planas.

Como se ha visto en el estudio de patentes, las antenas planas habitualmente tienen forma rectangular o circular. Sobre sus superficies suelen encontrarse círculos o rectángulos de material conductor con ramificaciones o vaciados, o espirales redondas o cuadradas (meandros). Al primer tipo pertenece la antena mostrada en la referencia [41]. En el artículo, los autores describen un sistema de marcapasos cardíaco inalámbrico, sin cables ni baterías, que funciona gracias a una antena que resuena

a 1.2 GHz. La estructura radiante se diseñó mediante un proceso iterativo, y su estructura final se muestra en la siguiente Figura 2.11. La antena tiene unas dimensiones de $10 \times 10 \text{ mm}^2$, aunque el ancho aumentó a 12 mm al añadir el circuito de adaptación y el rectificador. Destaca de esta publicación que el prototipo fue probado en ejemplares de ganado ovino de 8 y 4 años.

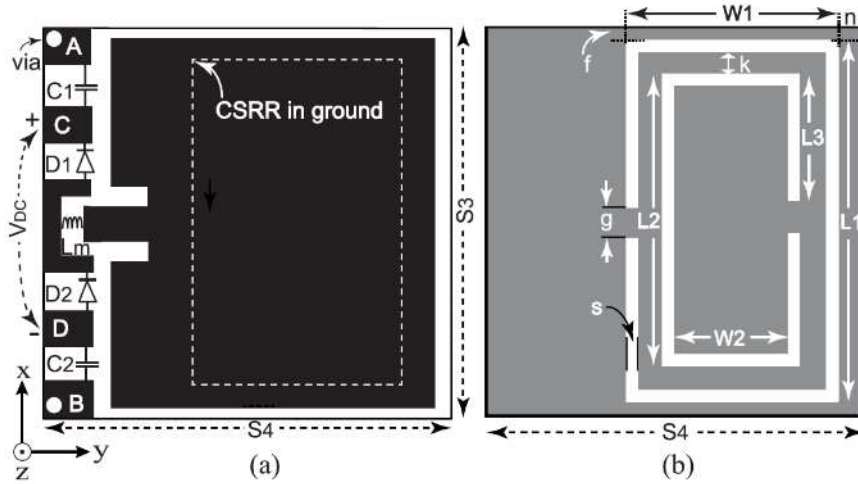


Figura 2.11: Diseño de la antena de parche de la referencia [41].

Las antenas de los artículos de las referencias [31], [42] son del tipo que presenta caminos conductores serpenteantes en su superficie. La primera antena (Figura 2.12) tiene también una forma rectangular como la anterior, mientras que la antena del segundo artículo tiene forma circular (Figura 2.13). Ambas antenas resuenan en la banda MICS (402–405 MHz), aunque la primera también resuena en la banda ISM (2.4–2.48 GHz). En ambos artículos se describe el desarrollo de la antena desde la fase de simulación y diseño, hasta la fabricación y medidas. Además, la antena del primer artículo se ensayó implantada en ratas para observar su comportamiento *in vivo*. La primera antena tiene una sola capa de sustrato dieléctrico Rogers RO3210 y otra de cobre, mientras que la segunda cuenta con tres capas de cada material. La antena rectangular tiene unas dimensiones de $23 \times 23 \times 2.5 \text{ mm}^3$, y la circular tiene un diámetro de 12 mm y un espesor de 2.905 mm.

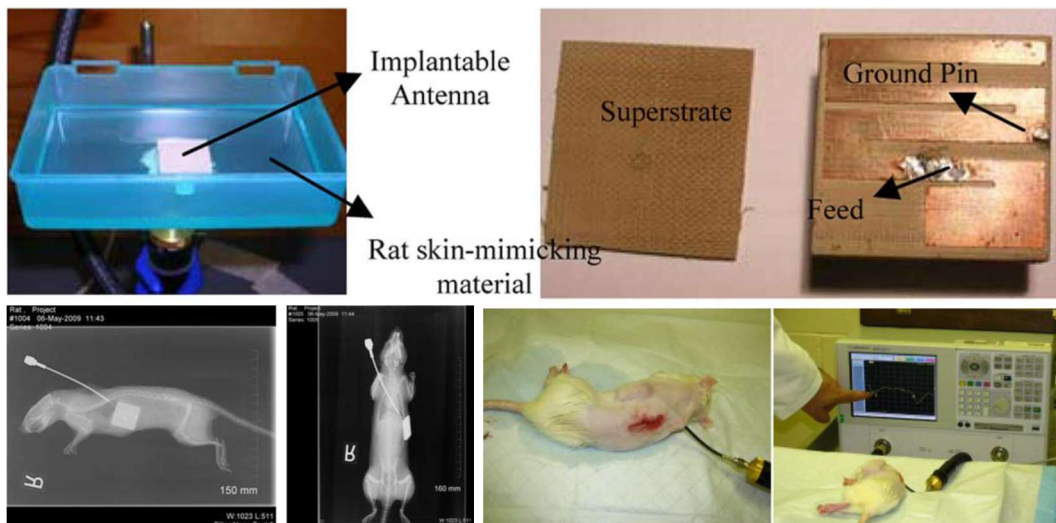


Figura 2.12: Antena de la referencia [31] ensayada en ratas. © 2010 IEEE

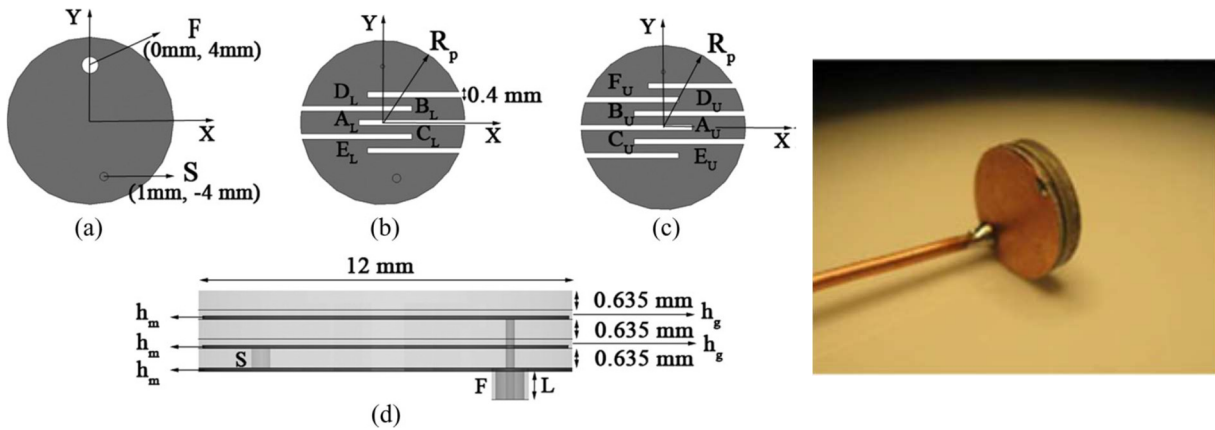


Figura 2.13: Antena circular de la referencia [42]. © 2016 IEEE

En el trabajo de la referencia [43] se presenta una antena de gran ancho de banda para monitorear la temperatura del cerebro durante la realización de cirugías. Esta antena tiene una forma de espiral logarítmica, y resuena entre 1.1 y 1.6 GHz. Su diámetro es de 2.5 cm, y fue probada en un modelo de cabeza humana logrando un error inferior a 0.4°C . El modelo de la antena se muestra en la siguiente Figura 2.14.

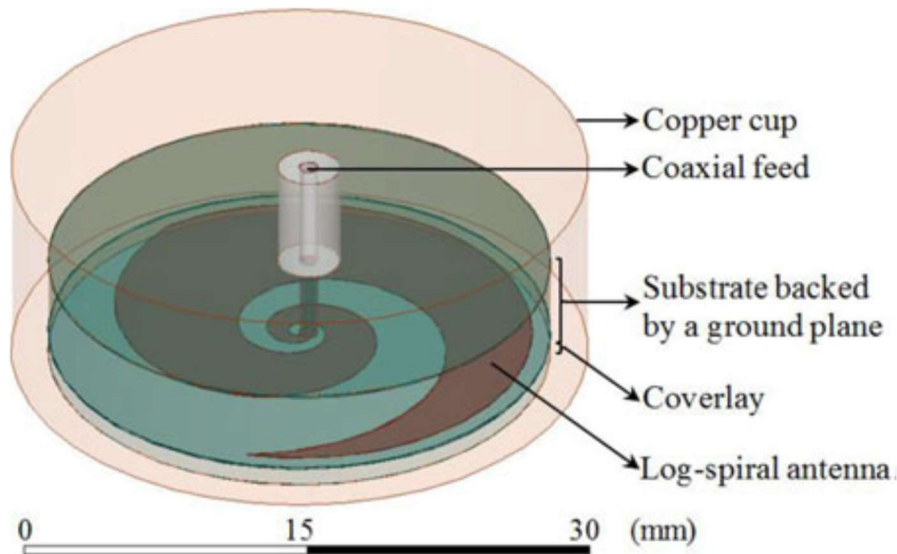


Figura 2.14: Antena de espiral circular de la referencia [43]. © 2014 IEEE

También de espirales circulares, aunque de varias capas, son las antenas propuestas en las referencias [44] y [45]. La primera (Figura 2.15), diseñada para sistemas de cápsulas endoscópicas ingeribles, trabaja en la banda ISM de 2.4–2.48 GHz, mientras que la segunda, que puede actuar como receptor en sistemas WPT, trabaja en la banda ISM de 902.8–928 MHz (presenta dos resonancias, pero el comportamiento en la más baja empeora al estar implantada, por lo que se descarta esa frecuencia de funcionamiento). La primera antena tiene unas dimensiones de $\pi \times 5.5^2 \times 3.81 \text{ mm}^3$, y la segunda tiene un diámetro de 10.8 mm y un espesor de 1.28 mm.

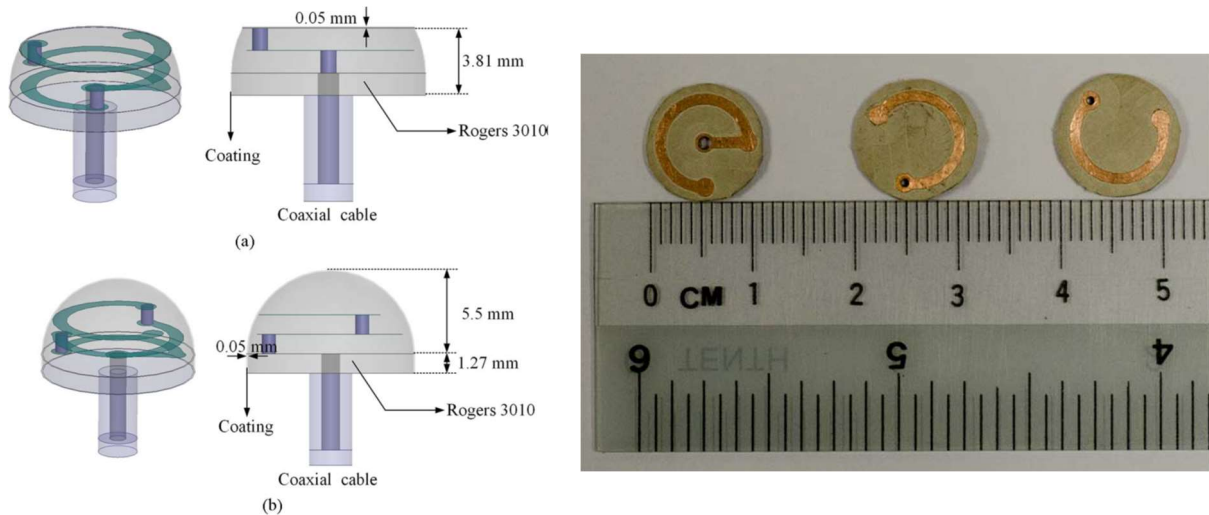


Figura 2.15: Antena multicapa de la referencia [44]. © 2014 IEEE

Por último, se pueden encontrar artículos sobre espirales cuadradas, o de meandros, como el de la referencia [46]. En este artículo los autores presentan una antena de $6 \times 6 \times 1.5$ mm que opera a 1.4 GHz. Además, analizan el efecto de la variación de la frecuencia en el proceso de miniaturización de una misma geometría. Se muestra una imagen de la antena en la siguiente Figura 2.16.

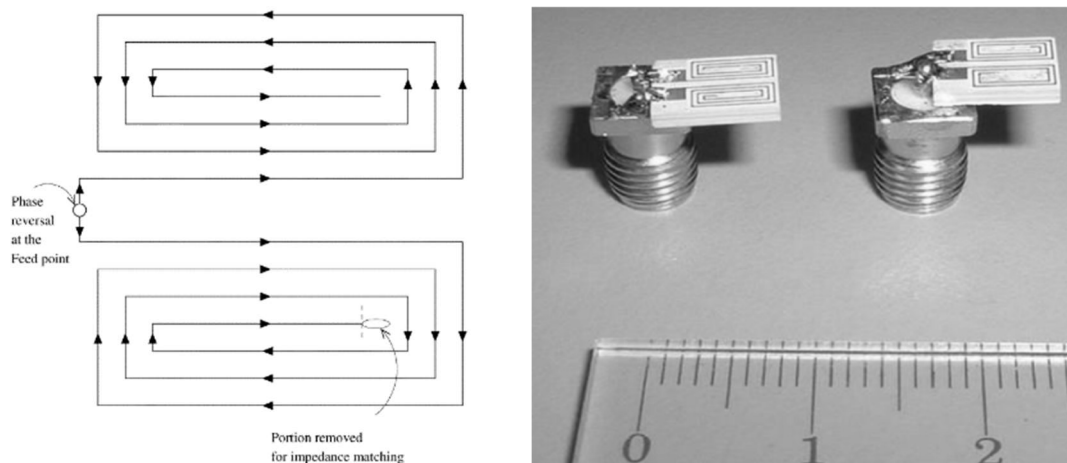


Figura 2.16: Antena de meandros de la referencia [46]. © 2005 IEEE

Muchas de estas antenas se analizan en artículos recopilatorios que comparan las características de diferentes antenas, como los de las referencias [9], [47]. Por último, mencionar que también se pueden encontrar algunos artículos divulgativos, por ejemplo, sobre investigaciones de tecnologías emergentes, como algunas que emplean microantenas de grafeno [48].

Al igual que ocurre con las patentes analizadas, las dimensiones de estas antenas tienen dimensiones mucho mayores a las que se requieren para el diseño de la antena que alimente el microactuador. No obstante, algunos diseños como los de las antenas de meandros o de espiral han servido de base para desarrollar algunas antenas planas del proyecto.

En una búsqueda más específica, se han localizado artículos con resultados de interés acerca de antenas que emplean espirales que siguen la fórmula de la espiral de Arquímedes. Con esta morfología

es posible diseñar antenas con anchos de banda de varios gigahercios [49]–[51], lo que puede ser muy útil en aplicaciones intracorpóreas, ya que el comportamiento de las antenas varía al entrar en contacto con tejidos orgánicos, normalmente reduciendo la frecuencia de resonancia de las antenas. Gracias a este gran ancho de banda, se podría excitar la antena con una frecuencia de emisión fija, que siempre se encontrase dentro de su ancho de banda, independientemente de las condiciones de contorno o si la frecuencia de resonancia principal varía. Además, si las restricciones volumétricas no son muy restrictivas, es posible acoplar varias de estas antenas en *arrays*, formando antenas omnidireccionales [52]. La siguiente Figura 2.17 muestra un ejemplo de un prototipo de antena de espiral de Arquímedes (izquierda) y de un array formado por varias antenas con esta morfología (derecha).

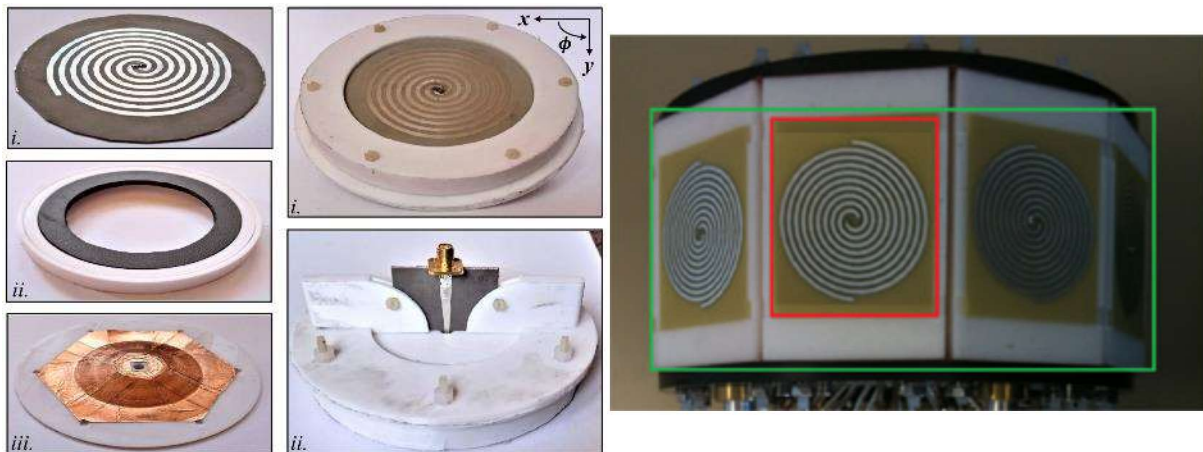


Figura 2.17: Antena de espiral de Arquímedes presentada en la referencia [50] (izquierda). © 2022 IEEE. A la derecha, array formado por varias antenas de espiral [52] (derecha). © 2016 IEEE

Existen multitud de artículos acerca de desarrollos y mejoras de este tipo de antenas, como algunos que analizan optimizaciones en los sustratos de estas antenas [53], [54]. Otros, presentan mecanismos para adaptar la impedancia de la antena a los puertos estándar de 50Ω , mediante líneas de transmisión [55], antenas de espiral de Arquímedes de frecuencia reconfigurable [56] o incluso antenas fabricadas sobre materiales conductores textiles, capaces de operar cuando están curvadas [57].

Algunas de estas publicaciones anteriores, y muchas otras más, se refieren a antenas de espiral de Arquímedes compactas [51], [52], [58], [59], de perfil reducido [60] o miniaturizadas [61], [62], aunque todas ellas tienen dimensiones de varios centímetros, mucho mayores que la antena que se presenta en esta tesis doctoral. Las especificaciones de estas antenas, en comparación con las de la antena de espiral de Arquímedes desarrollada en esta tesis, se muestran en la Sección 4.1.6.

2.3.2. Tipos de sustratos de antenas planas

Uno de los aspectos clave de las antenas planas es el tipo de sustrato que emplean. Este puede tener un diferente número de capas, permitiendo varios niveles de pistas conductoras, tener diferentes propiedades físicas, y estar formado por diferentes materiales [63]–[67]. La aplicación de cada antena determina el tipo de sustrato idóneo para cada una de ellas.

El número de capas que tenga la PCB limita la complejidad y el número de cruces de pista de los circuitos. A mayor número de capas, mayor será el coste y complejidad de fabricación, pero también será mayor la versatilidad. Se distinguen los siguientes tipos principales:

- PCB de una cara: Este tipo de PCB se componen de un sustrato y una lámina de cobre en una de sus caras. Adicionalmente, para usarlas en la fabricación de circuitos impresos, pueden contar con una capa de máscara de soldadura sobre la capa de cobre, que facilita soldar componentes. Se muestra en la Figura 2.18. Es el tipo más simple y barato, pero presenta algunas limitaciones, como la imposibilidad de cruzar pistas. Esto no suele ser un problema en el diseño de antenas de parche, por lo que es el tipo de PCB más empleado en la fabricación de aquellas que no necesiten realizar cruces de pistas o no requieran un plano de masa en la cara inferior.



Figura 2.18: Estructura de una PCB de una cara.

- PCB de doble cara: Estas PCB cuentan con dos láminas de cobre, una en cada cara del sustrato, y que de igual modo pueden estar cubiertas por una máscara de soldadura. Se puede observar la distribución de las capas en la Figura 2.19. Permiten el diseño de circuitos y antenas más complejas, habilitando el cruce de pistas. La unión de las dos caras se realiza taladrando la PCB y recubriendo el agujero con cobre en procesos de electrólisis o mediante remaches (Figura 2.20), o soldando cables o láminas de cobre flexibles en los laterales de la PCB. Su proceso de mecanizado es más complejo, al requerir taladrar y voltear la placa. Este tipo es muy empleado en aquellas antenas con plano de masa en la cara inferior.

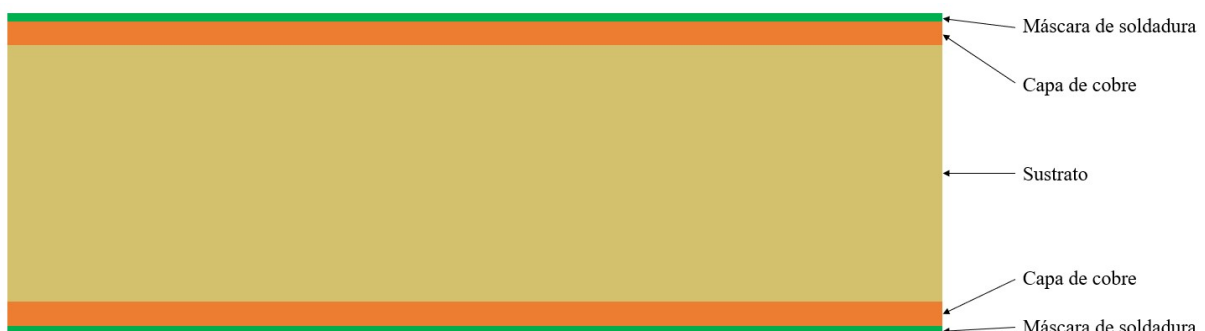


Figura 2.19: Estructura de una PCB de doble cara.

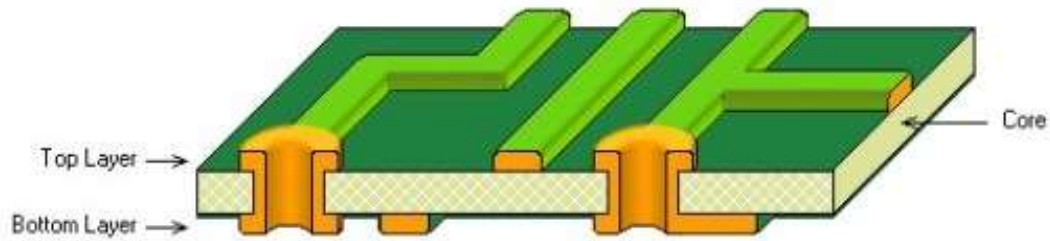


Figura 2.20: Interconexión de capas mediante agujeros recubiertos de cobre o remachados [63].

- PCB multicapa: Son las más complejas y versátiles, pero no son las más comunes en la fabricación de antenas. Además de las capas exteriores de cobre, cuentan con láminas interiores separadas entre sí por capas aislantes que pueden ser de un grosor muy reducido, permitiendo disponer de un elevado número de capas de cobre en PCB de poco espesor. La estructura interna de este tipo de PCB se muestra en la Figura 2.21. Pueden existir interconexiones entre las capas de cobre mediante agujeros pasantes, vías ciegas y vías enterradas. Su fabricación es la más compleja, realizándose habitualmente capa a capa con técnicas de electrodeposición.

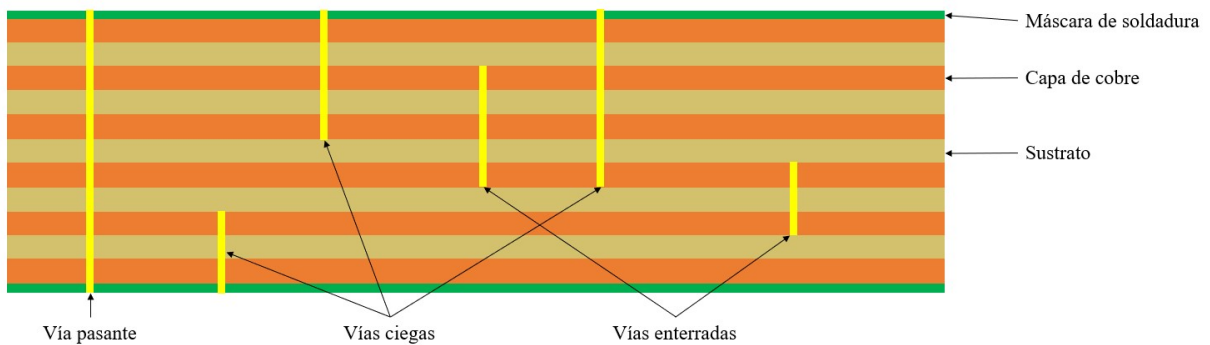


Figura 2.21: Estructura de una PCB multicapa.

En muchos casos, es requerimiento de la aplicación que la PCB tenga cierta flexibilidad o pueda soportar cargas. Según sus propiedades físicas, pueden clasificarse de la siguiente forma:

- PCB rígida: Son las más usadas tanto para la fabricación de antenas, como de circuitos impresos, ya que son muy robustas, baratas y fáciles de fabricar. Su rigidez se debe al material dieléctrico que emplean. Este es el tipo de PCB que se empleará para el desarrollo de las antenas planas.
- PCB flexible: Estas PCB se usan en aplicaciones especiales con necesidades específicas. El proceso de fabricación y el material flexible empleado son costosos, por lo que su uso está muy limitado, por ejemplo, en aplicaciones donde la PCB se encuentre en una parte móvil que requiera plegarse, o antenas *wearables*. Son más ligeras que las rígidas, pero menos resistentes. Algunos ejemplos de PCB flexibles se muestran en la siguiente Figura 2.22.

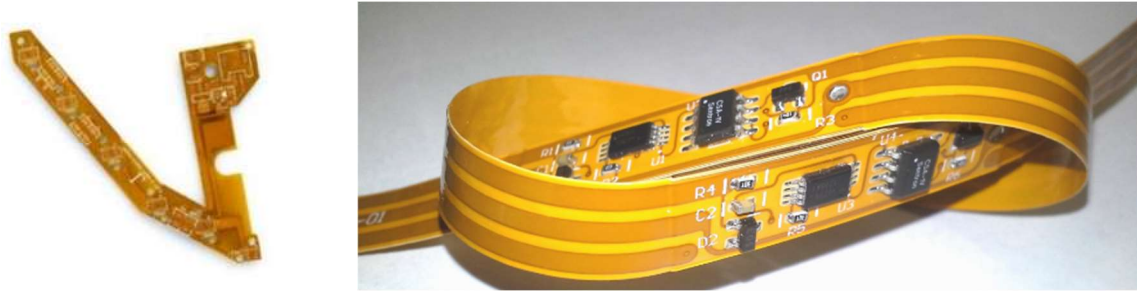


Figura 2.22: Ejemplos de PCB flexible [65], [68].

- PCB rígida-flexible: Resultan de una combinación de los dos tipos anteriores. Habitualmente pertenecen al tipo de PCB multicapa, ya que alternan capas rígidas y flexibles en su estructura, como se muestra en la Figura 2.23, o cuentan con partes rígidas y otras flexibles, como en los ejemplos de la Figura 2.24. Por ello, mantienen la rigidez a la vez que pueden curvarse ligeramente y soportar pequeños esfuerzos mecánicos, y son mucho más livianas. También, se les puede dar una forma curva durante el proceso de fabricación. Son empleadas en aquellas aplicaciones en las que estas características son necesarias. Como desventaja, su proceso de fabricación es el más complejo y costoso.

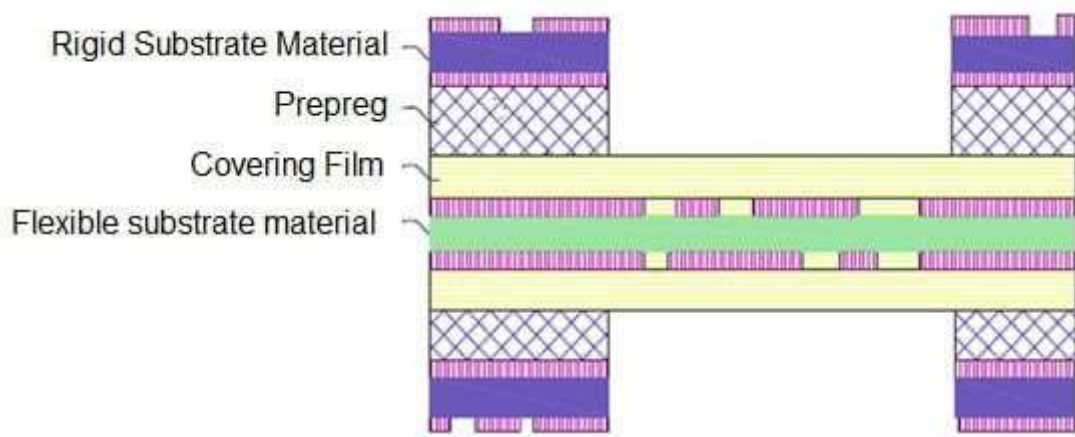


Figura 2.23: PCB rígida-flexible con capas rígidas y flexibles intercaladas [64].

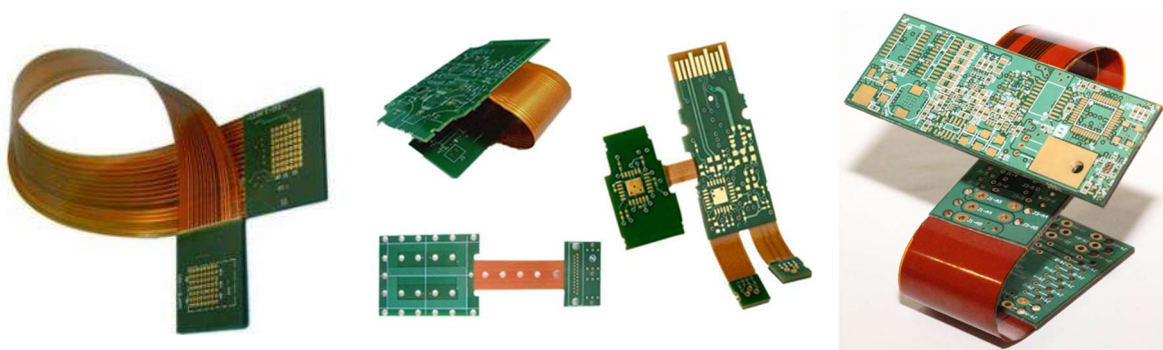


Figura 2.24: Ejemplos de PCB con partes rígidas y flexibles [63], [68], [69].

Otras propiedades físicas que podrían considerarse son la rugosidad superficial de la capa de cobre, la resistencia a altas temperaturas, el coeficiente de expansión térmico o la capacidad de disipación de calor (conductividad térmica) del sustrato. Estas propiedades físicas se las confieren el número de capas de cobre y el material del sustrato.

No obstante, para el diseño de las antenas de esta tesis doctoral, son las propiedades eléctricas las que determinarán el sustrato idóneo. Existen sustratos específicos para PCB de alta frecuencia, con constantes dieléctricas bajas, que se caracterizan por un flujo de señal rápido, buena resistencia al calor, resistencia química y resistencia al impacto, y baja absorción de agua; pero no son los óptimos para la aplicación propuesta. En este caso, no será un requisito aplicar una capa de aislante eléctrico sobre las pistas de cobre, pero sí será imperativo determinar el sustrato con una constante dieléctrica alta, que permita diseñar antenas de tamaños reducidos y que trabajen a baja frecuencia. Los materiales considerados para el sustrato dieléctrico son:

- FR1 y FR2: Se usan principalmente en aplicaciones de una sola capa. Se basan en compuestos fenólicos y de papel depositados sobre una fibra de vidrio. Se emplean en aplicaciones muy económicas.
- FR4: Es el material más común en la fabricación de PCB. Se compone de una lámina de resina de epoxi ignífuga reforzada con vidrio tejido. Es impermeable, tiene alta resistencia a la tracción, aislamiento eléctrico, y es ligero en comparación con la resistencia mecánica. Existen varios tipos de FR4, como el resistente a altas temperaturas o el libre de halógenos, pero el interesante para esta aplicación es el estándar, debido a que es muy económico. Los sustratos CEM-1 son una alternativa común al FR4, pero más costosa. Por otro lado, los sustratos CEM-3 son más económicos.
- Alúmina y Rogers: Son dos sustratos con propiedades mecánicas parecidas a las del FR4 empleados habitualmente en la fabricación de antenas de parche. El primero generalmente tiene un contenido de entre el 70 y el 99.9% de óxido de alúmina (Al_2O_3), mientras que el segundo se compone principalmente de hidrocarburos y materiales cerámicos. Resultan interesantes debido a su alta constante dieléctrica, que permite diseñar antenas de dimensiones reducidas con una menor frecuencia de resonancia que al emplear sustratos con menor constante dieléctrica. En el caso de la Alúmina, suele tener constantes de entre 9.5 y 9.9. La del sustrato Rogers varía en un rango más amplio, dependiendo de su composición (por ejemplo, en los materiales definidos en la librería de Ansys Electronics, aparecen sustratos Rogers con constantes dieléctricas entre 2.17 y 10.2). No obstante, la principal diferencia entre estos sustratos y el FR4 está en las pérdidas dieléctricas (*dielectric loss tangent*). Mientras que en la Alúmina las pérdidas tienen un valor alrededor de 0.008, y en los Rogers, de 0.0023, en FR4 asciende a 0.02. El sustrato Alúmina será el empleado para el desarrollo de las antenas planas.

Otros sustratos como el PTFE (Polietrafluoretileno, Teflón) o sustratos metálicos se descartan debido a su coste y que son empleados principalmente en aplicaciones de alta frecuencia (el teflón sí será empleado para otra morfología de antenas). Los sustratos LTCC (*Low Temperature Co-fired Ceramics*, cerámica de baja temperatura) también se descartan debido a que se usan principalmente en PCB

multicapa. Por último, se descartan los sustratos de poliimididas ya que no se requiere que el sustrato de esta antena sea flexible.

Además, existen PCB con diferentes grosores y espesores de la capa de cobre. El grosor del sustrato variará la frecuencia de trabajo de la antena, por lo que los modelos de simulación se realizarán considerando los sustratos comercialmente disponibles. En cuanto al espesor de la capa de cobre, se emplearán PCB estándares cuya capa sea lo más fina posible para facilitar las tareas de microfabricación.

2.3.3. Análisis de las técnicas de fabricación de antenas planas

Así como existen múltiples tipos de antenas planas o de parche, existen múltiples métodos para fabricar cada uno de ellos. A continuación, se analizan las principales técnicas de fabricación de antenas planas de parche, haciendo énfasis en aquellas con capacidades en el ámbito de la microfabricación. En general, las técnicas de fabricación se pueden clasificar en tres grandes grupos: fabricación mediante la exposición selectiva del cobre a agentes químicos, fabricación mediante deposición de materiales, y fabricación mediante mecanizados [70]–[77]. Algunas de las principales técnicas del primero grupo son:

- Fotolitografía o fotograbado. Se basa en la exposición de la capa de cobre recubierta por resina fotosensible a luz ultravioleta (UV), y posterior eliminación de las superficies de cobre expuestas o no expuestas. Se puede realizar mediante máscaras positivas o negativas, como se detalla a continuación. En la exposición positiva la luz UV rompe los enlaces químicos de la fotoresina, de modo que después pueda ser disuelta con un revelador. Tienen una mejor resolución y son más baratas. Por el contrario, en la exposición negativa, la luz UV refuerza los enlaces químicos de la resina, haciendo que no sea soluble en el revelador. Existe un tercer tipo de fotoresina, llamada fotoresina reversible, en la que se pueden emplear los dos tipos de exposiciones. En el proceso de fabricación mediante fotolitografía, la calidad de la máscara es un factor fundamental, más aún en microfabricación. Es necesario emplear materiales de buena calidad que permitan traspasar la luz UV, y una buena resolución en el patrón de la máscara, para asegurar una correcta transferencia a la fotoresina. Esta técnica es muy usada también en la fabricación de MEMS, donde se atacan las superficies de obleas de silicio para después rellenar las hendiduras con técnicas de deposición de material.
 - Mediante máscara positiva (campo oscuro). El proceso de fabricación de antenas o circuitos mediante fotolitografía de campo oscuro se detalla paso a paso en la siguiente Figura 2.25. En este proceso es necesaria una PCB con una capa de resina fotosensible aplicada sobre la capa de cobre. Se pueden adquirir con resina preaplicada, con lo que el proceso comenzaría desde el paso 1.b, o se puede aplicar la fotoresina sobre una PCB estándar, por lo que comenzaría en el paso 1.a. Previamente al depósito de la fotoresina sería necesario limpiar la PCB, con agua desionizada, disolventes (como alcohol isopropílico, acetona o alcohol), ácidos (como el ácido fluorhídrico HF, sulfúrico H₂SO₄, clorhídrico HCl, Nítrico HNO₃, peróxido de hidrógeno H₂O₂ o derivados), o sustancias cáusticas (como el hidróxido de amonio NH₄OH). Después, se aplicaría un promotor adhesivo como el hexametildisilazano para evitar que en el proceso de revelado entre ninguna sustancia entre la lámina de

fotoresina y la superficie de cobre. En ese momento ya se podría aplicar la fotoresina, generalmente con técnicas de *Spin Coating* (mostrada en la Figura 2.26), en las que se deposita la fotoresina en la PCB y esta se coloca en una superficie giratoria para asegurar que se reparta equitativamente por toda la superficie. La proporción habitual es de 1 ml de resina por pulgada de superficie. Depositada la resina, se realiza un proceso de curado en el que la PCB se calienta durante un periodo y a una temperatura determinados, para que se endurezca la fotoresina y se adhiera correctamente a la superficie de cobre. Es importante recalcar que, aunque el proceso de revelado se realiza con luz ultravioleta, la simple exposición a la luz ambiente puede hacer que la resina reaccione total o parcialmente y se produzcan errores durante la fabricación. Por ello, las PCB comerciales con fotoresina preaplicada se encuentran siempre en bolsas de plástico especiales, y en el caso de aplicar la fotoresina en un laboratorio, se debe prestar especial cuidado de cubrir la PCB una vez aplicada la resina.

Una vez se dispone de la PCB con la capa de resina fotosensible, se coloca una máscara sobre la PCB, paso 2. En este caso, una máscara positiva, es decir, la superficie oscura de la máscara es la que se desea que prevalezca en la capa de cobre de la PCB después del revelado. La PCB con máscara se coloca bajo o sobre una fuente de emisión de luz UV, paso 3, haciendo que la resina reaccione, paso 4. Transcurrido un determinado tiempo, dependiente del tipo de fotoresina empleada, la PCB se retira de la fuente UV, y se retira también la máscara, paso 5. A continuación, algunas fotoresinas requieren un proceso adicional conocido como recocado o *postbaking*. Este proceso provoca que las zonas expuestas o no expuestas a la luz UV cambien su solubilidad, de modo que puedan ser removidas en los pasos posteriores. En el caso de las resinas amplificadas químicamente, el recocado es imprescindible para completar el proceso de fotopolimerización.

Posteriormente, paso 6, se realiza el revelado de la fotoresina, eliminando las zonas expuestas a la luz UV. El revelado se realiza con sustancias alcalinas, habitualmente hidróxido de tetrametil amonio, que convierte la resina expuesta en ácido carboxílico. Se finaliza la etapa enjuagando y secando la PCB. Una vez expuesto el cobre que se desea eliminar, se realiza el grabado o *etching* de la capa de cobre, paso 7. Existen técnicas húmedas y secas, que a su vez pueden ser isotrópicas o anisotrópicas, y que dejan diferentes acabados en las superficies atacadas (Figura 2.27). Lo más habitual es hacerlo sumergiendo la PCB en una solución, habitualmente en soluciones ácidas que reaccionan con el cobre, como el percloruro férrico, sulfuro de amonio, ácido clorhídrico mezclado con agua o peróxido de hidrógeno, pero también es posible hacerlo mediante plasma. Lo más importante en esta etapa es que el agente atacante tenga una alta selectividad, para no dañar las zonas no marcadas en la máscara. El proceso de fabricación finaliza con la eliminación de la fotoresina restante, paso 8. Los disolventes más habituales son la acetona, tricloroetileno o decapantes a base de fenol.

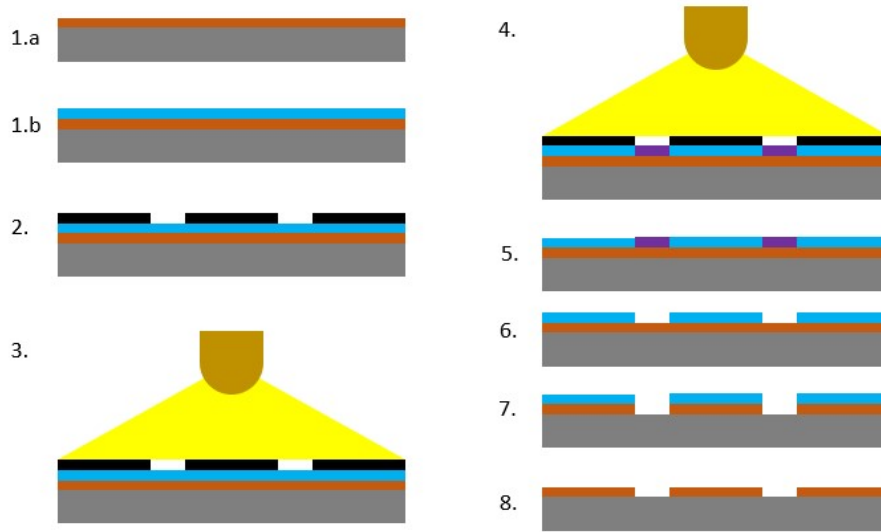


Figura 2.25: Proceso de fabricación de PCB mediante fotolitografía mediante máscara positiva (campo oscuro).

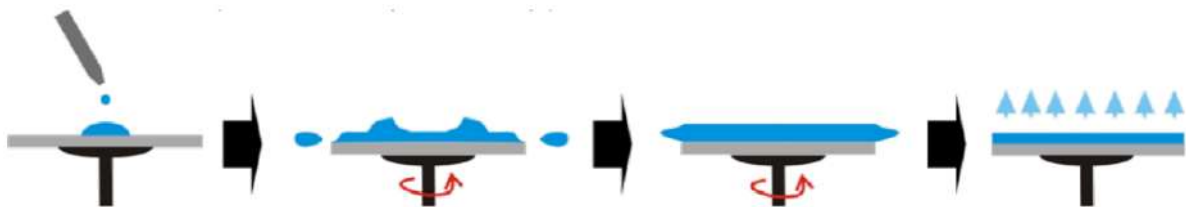


Figura 2.26: Proceso de deposición de fotoresina mediante Spin Coating [72].

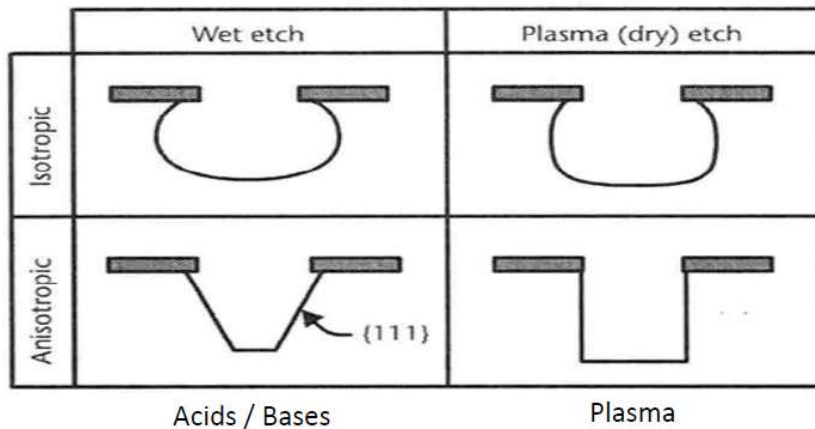


Figura 2.27: Técnicas de ataque de superficie [73].

- o Mediante máscara negativa (campo claro). Comparte los mismos procesos de fabricación que la fotolitografía mediante máscara positiva, hasta el paso 5, con la diferencia de que la fotoresina empleada tiene características opuestas, ya que se desea que la superficie expuesta a la luz UV sea la que permanezca tras el proceso de revelado. El proceso paso a paso se muestra en la siguiente Figura 2.28. En este caso, en el revelado, paso 6, las partes no expuestas se eliminan con un revelador solvente. De igual manera que en el caso anterior,

en el paso 7 se elimina la superficie de cobre no protegida por la fotoresina. La resina endurecida se elimina en el paso 8 con metiletilcetona (butanona) o metil-isobutil-cetona.

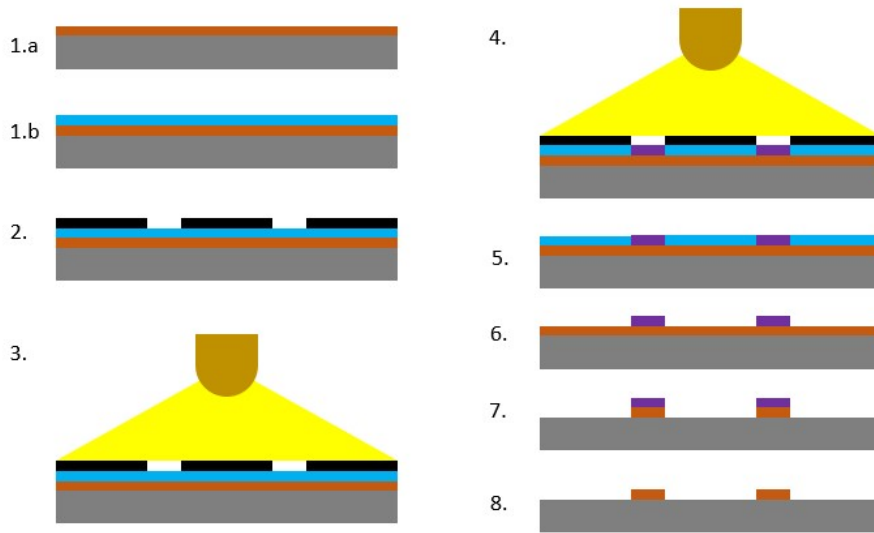


Figura 2.28: Proceso de fabricación de PCB mediante fotolitografía mediante máscara negativa (campo claro).

- Impresión serigráfica: La fabricación de antenas y PCB mediante impresión serigráfica (Figura 2.29) sigue un proceso muy similar al de la fotolitografía mediante máscara positiva. Se parte de una PCB sin recubrimiento, paso 1, sobre la que se dibuja una máscara en las áreas de cobre que no se quieren remover, paso 2. En este caso, la máscara que protege el cobre es una tinta especial al grabado, que puede ser aplicada sobre la capa de cobre mediante plantillas con un *plotter*, o manualmente con rotuladores especiales. Específicamente, este último método permite que se puedan realizar prototipos muy baratos y sencillos de forma casera, por lo que es un método muy popular en aplicaciones no profesionales. Aplicado el patrón de tinta, se ataca el cobre expuesto con ácidos como el percloruro férrico, sulfuro de amonio, ácido clorhídrico mezclado con agua o peróxido de hidrógeno, paso 3. Finalmente, se limpia la tinta con productos convencionales como alcohol o acetona, paso 4.

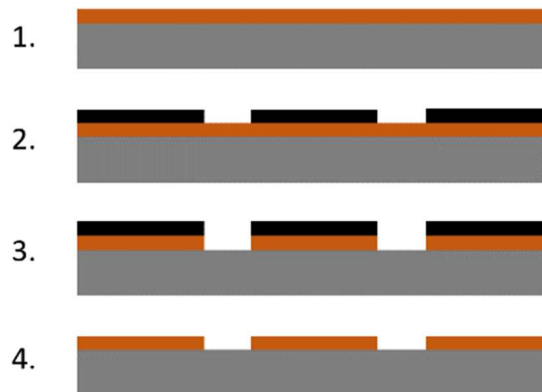


Figura 2.29: Proceso de fabricación de PCB mediante impresión serigráfica.

- Impresión en material termosensible: La fabricación mediante impresión en material termosensible podría considerarse un caso específico de la impresión serigráfica, ya que solo difiere en el método para transferir el patrón a imprimir sobre la PCB. Los pasos de fabricación, por tanto, son los mismos a los mostrados en la Figura 2.29. En este caso, para transferir el patrón a la PCB, paso 2, primero se dibuja o se imprime la máscara, con una impresora/fotocopiadora o impresora láser, sobre papel fotográfico. Después, se coloca el papel sobre la capa de cobre y se transfiere el patrón aplicando calor y presión uniformemente sobre la placa.

En el segundo grupo, en la fabricación de PCB mediante depósito de material, las técnicas más empleadas son el depósito físico en fase de vapor, depósito químico en fase de vapor, depósito por pulsado láser, epitaxia de haz molecular, deposición de la capa atómica y la galvanoplastia. Permiten tener un control preciso de los espesores de las capas, pero también limitan el espesor máximo que se puede conseguir. Se emplean en la fabricación de muchos dispositivos MEMS, PCB multicapa, y recubrimiento final de superficies. Su fundamento se detalla a continuación:

- PVD (*physical vapor deposition*, depósito físico en fase de vapor): Este proceso consiste en la deposición de un material evaporado sobre un sustrato objetivo. Habitualmente se denomina también como *sputtering*, aunque el proceso de *sputtering* es solo uno de los posibles modos de evaporar el material a depositar, también llamado PLD (*pulse laser deposition*, depósito por pulsado láser). Todo el proceso ocurre en una cámara de vacío, donde se coloca el material del que se desprenden partículas en forma de vapor en la parte inferior, y el sustrato objetivo en la parte superior (Figura 2.30). El material primario se calienta hasta la evaporación (evaporación térmica) o se pulveriza mediante un bombardeo con iones de plasma (bombardeo catódico o *sputtering*). El material alcanza su punto de fusión, y los átomos se desprenden hasta ir a parar a las paredes de la cámara donde, al estar estas más frías, los átomos se condensan formando una película delgada. Los sustratos objetivo se colocan en estas paredes de la cámara, en ocasiones, cubiertos a su vez con una máscara para formar determinados patrones sobre su superficie. Este método, por tanto, tiene un rendimiento muy bajo, ya que no se puede dirigir todo el material hacia el sustrato, sino que la mayor parte se pierde en las paredes de la cámara. Además, tiene la desventaja de que solo algunos materiales simples pueden ser depositados, ya que, por ejemplo, las aleaciones, están formadas por metales con diferentes puntos de fusión. Las ventajas, por otro lado, son que se trata de un método relativamente simple, existe un bajo nivel de contaminación, se logra un espesor uniforme y con buenas propiedades mecánicas y eléctricas, con buena cobertura y rellenado de cavidades (aunque pueden producirse defectos, Figura 2.31), y el espesor puede ser aproximadamente controlado. En el caso de la evaporación térmica los equipos necesarios no son caros, no así con la técnica de *sputtering*. No obstante, mediante el *sputtering* se pueden depositar materiales puros o aleaciones con descargas de gases nobles, o materiales compuestos utilizando blancos elementales con gases reactivos.

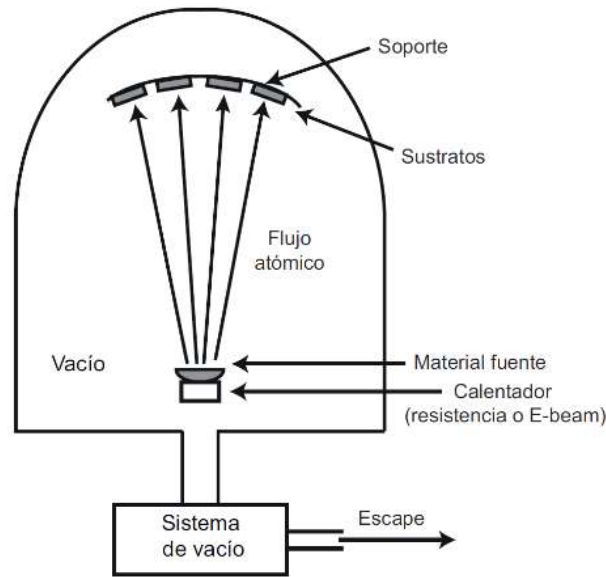


Figura 2.30: Proceso de depósito físico en fase de vapor (PVD) [72].

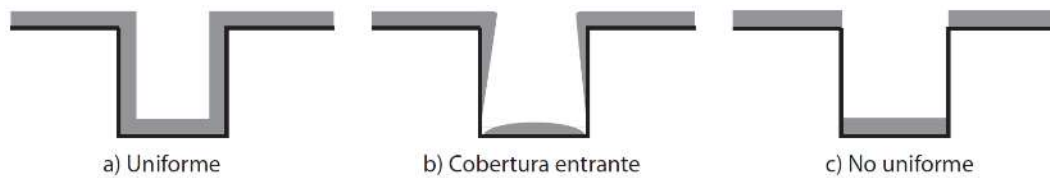


Figura 2.31: Defectos en el relleno de cavidades en la técnica de depósito físico en fase de vapor (PVD) [72].

- CVD (*chemical vapor deposition*, depósito químico en fase de vapor). Este método presenta con algunas similitudes con la técnica anterior. El material depositado parte en forma de vapor, y se deposita sobre el sustrato objetivo ocasionando una reacción química con este. Por esto, se consigue una mejor adherencia de la capa al sustrato, pero requiere alta temperatura para catalizar la reacción. Existen dos técnicas principales, dependiendo del vapor empleado: gas frío-pared caliente, y gas caliente-pared caliente. Además de lograr una mejor adhesión, el área de deposición es más selectiva, logrando un mejor rendimiento. También las capas son más homogéneas, con menos desperfectos, y existe la posibilidad de crear monocristales o policristales. Como contras, los materiales depositables son más limitados, se requiere de mayor temperatura, y los materiales empleados son en ocasiones venenosos.

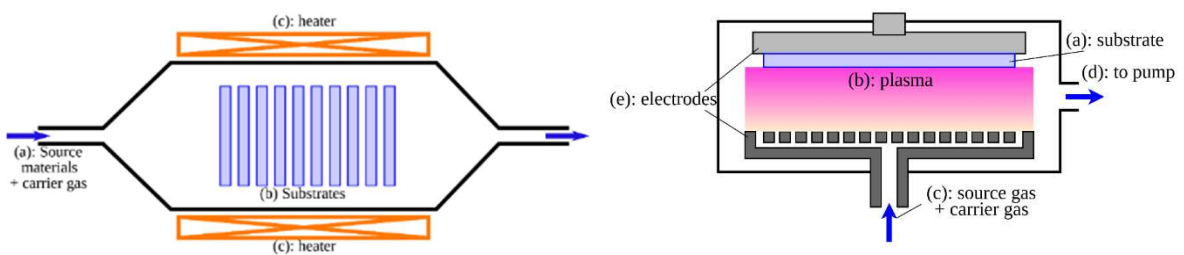


Figura 2.32: Proceso de depósito químico en fase de vapor (CVD) mediante paredes calientes (izquierda) y asistido por plasma (derecha) [78].

- Se deben mencionar también las técnicas de MBE (*molecular beam epitaxy*, epitaxia de haz molecular) y ALD (*atomic layer deposition*, deposición de la capa atómica). No se detallan ya que son empleadas en la fabricación de semiconductores. La primera se emplea para fabricar cristales, depositando capas finas de material, y la segunda es un caso concreto de la CVD, en la que se emplean precursores entre cada capa depositada de material.
- *Electroplating* (galvanoplastia): Consiste en la electrodeposición de cobre mediante reacciones de reducción-oxidación. Se emplea fundamentalmente para recubrir de cobre las paredes de los taladros perforados en las PCB, de modo que se cree continuidad entre las capas inferior y superior, o con las capas interiores. También se puede emplear para aumentar el espesor de las capas de cobre, o para depositar cobre sobre superficies planas. Para lograrlo, primero se limpia la PCB, especialmente las superficies a recubrir. Se emplea aire a presión para eliminar virutas de los taladros, papel de lija para suavizar las superficies, y sustancias como la acetona o soluciones alcalinas. Después, se debe depositar un activador conductor sobre las superficies a recubrir, por ejemplo, tinta conductiva. Micrograbar las paredes del taladro facilita la deposición del activador y posteriormente del cobre, y mejora la conductividad, pero no es un paso imprescindible. Previamente al proceso de galvanizado, se debe secar el activador y eliminar el exceso.

Para el galvanizado, se sumergen la PCB y un bloque o lámina de cobre en una solución que facilite la transferencia de partículas de cobre hacia la PCB. Por ejemplo, una posible solución sería la siguiente: agua desionizada, 250g/L de sulfato de cobre pentahidratado ($\text{CuSO}_4 \cdot 5\text{H}_2\text{O}$), 190g/L de ácido cítrico anhidro ($\text{C}_6\text{H}_8\text{O}_7$) y 0.35mL/L de ácido clorhídrico (HCl) al 20%. A la PCB se conecta el terminal negativo de una fuente de alimentación, y a la lámina de cobre el terminal positivo. Configurando la corriente a 21.5 mA por cada cm^2 de superficie en la PCB (el doble si se trata de una PCB de doble cara), se logra un crecimiento de 1 micra cada 2 minutos. Si durante el proceso se emplea un agitador magnético la deposición que se logra es mucho más uniforme. Transcurrido el tiempo necesario para el espesor deseado, se retira la PCB de la solución y se pule la superficie, de modo que esta queda brillante y se logra continuidad a través de los taladros.

- Como mención especial, se explican brevemente el proceso de litografía de rayos X (LIGA) y el concepto de la *sacrificial layer*, que combinan algunos de los procesos anteriormente mencionados. El proceso LIGA se emplea habitualmente en la fabricación de MEMS. Mediante litografía de rayos X, se expone un polímero protegido por una máscara a un cañón de electrones, removiendo material. Después se rellenan las cavidades erosionadas, por ejemplo, mediante galvanización. Finalmente se elimina el polímero, obteniendo los componentes creados en la galvanización. La *sacrificial layer*, por otro lado, consiste en una capa de material fácilmente erosionable sobre la que se deposita una nueva capa. Al eliminar la capa inferior, se obtiene una pieza con capas suspendidas (Figura 2.33).

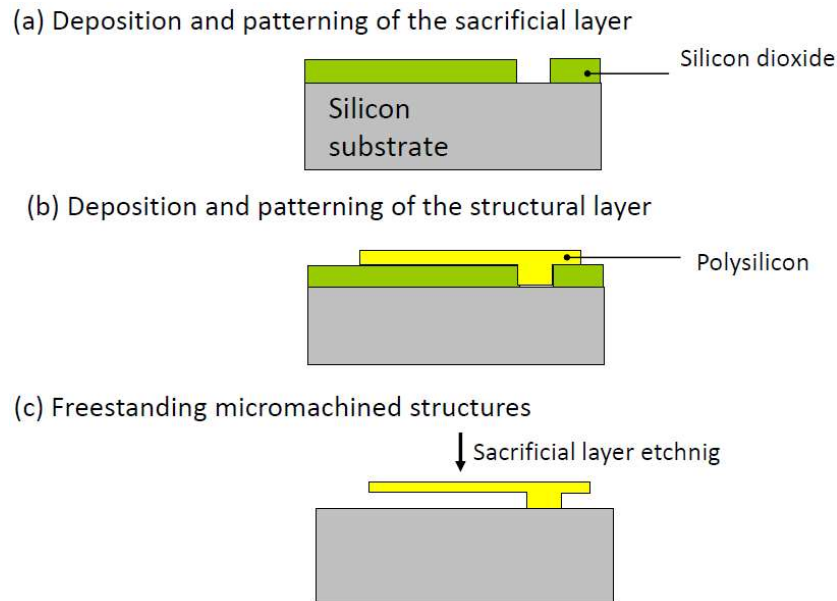


Figura 2.33: Creación de MEMS mediante el empleo de sacrificial layers [73].

Por último, están los métodos de eliminación mecánica de material, que se explican a continuación:

- **Fresado:** El fresado es la eliminación mecánica de material mediante una herramienta con uno o varios filos que gira a velocidades de rotación elevadas (Figura 2.34). La herramienta puede dirigirse en cualquiera de los tres ejes cartesianos, y su movimiento puede ser manual o programado mediante ordenador. Existen multitud de tipos de fresadora y métodos de fresado, debido a que es un proceso de fabricación muy empleado en la creación de elementos de escala macroscópica. En la microescala, en cambio, no es muy empleado debido a las dificultades que presenta. Por su fundamento, las fresadoras son máquinas que sufren vibraciones, y que deben diseñarse con frecuencias modales muy altas o muy bajas para alejarse de las frecuencias de giro de las herramientas, y evitar entrar en resonancia. Estas vibraciones, aunque produzcan desperfectos menores que entren dentro de las tolerancias de fabricación admisibles en piezas de escala macro, pueden ocasionar errores de igual magnitud al de la longitud característica de una pieza de escala micro. Estos errores pueden minorarse reduciendo la velocidad de giro de la herramienta, pero esto ocasiona otras fallas además de poner en riesgo la herramienta. La fragilidad de las herramientas al contar con un diámetro pequeño limita la velocidad de avance y penetración máximas, y el *run out* también es un factor crítico. Además, la penetración máxima que pueden alcanzar las herramientas también está limitada (típicamente no es mayor a tres veces el diámetro de la fresa, y en microherramientas debe reducirse para evitar su rotura). Por último, es muy importante destacar que el precio de las microfresas es muy superior al de las de mayor diámetro, por lo que es especialmente importante regular sus parámetros de operación, para no someterlas a esfuerzos críticos que puedan dañarlas.



Figura 2.34: Proceso de microfresado [79].

- Fresado láser: Se trata de un método parecido al del apartado anterior pero que, en lugar de una herramienta rotativa con filos, emplea un láser de alta potencia para atacar la superficie a mecanizar. El tipo de láser y su potencia determinan el tipo de operación que pueden realizar: marcado, ranurado o corte; y los materiales sobre los que son efectivos. La reflectividad de la superficie de un material a mecanizar suele ser el mayor inconveniente a la hora de hacer mecanizados por láser. En la microfabricación, empleando láseres de foco micrométrico, se pueden lograr mecanizados sin emplear una potencia muy elevada. Como punto a favor de esta técnica se encuentra la uniformidad y la precisión en los cortes. Por el contrario, los contras son la complejidad (enfocar el láser posicionándolo sobre la superficie es un proceso muy largo y complejo, que requiere de muchas pruebas), el alto coste y necesidad de equipo muy específico, el calentamiento del material mecanizado, y la limitación de materiales mecanizables dependiendo por un lado del tipo y potencia del láser, y por otro del color, reflectividad y tipo de material. Además, en los mecanizados láser es posible obtener una pared con cierto ángulo dependiendo el foco y la profundidad del mecanizado. Al realizar un corte, donde el foco del láser está por debajo de la superficie a mecanizar, las paredes del corte tienen mucha perpendicularidad ya que el haz láser no tiene mucha conicidad (Figura 2.35.2). En cambio, al realizar ranurados, el foco del láser se encuentra a una altura dentro de la pieza a mecanizar, por lo que la conicidad del haz genera paredes menos perpendiculares (Figura 2.35.1). Si el láser tiene suficiente potencia, el punto focal puede situarse muy por debajo de la pieza, y lograr unas paredes casi completamente perpendiculares.

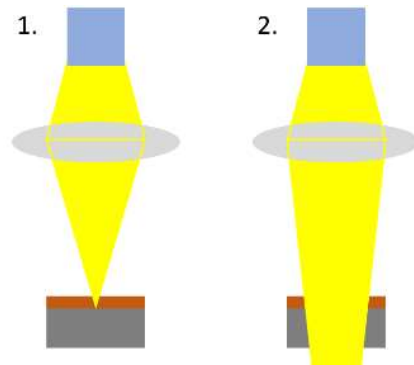


Figura 2.35: Acabados en ranuras (1) y cortes (2) con láser.

2.4. Microantenas de hélice

Las antenas helicoidales o de hélice son un tipo de morfología de antena muy interesante de cara a las necesidades del proyecto UWIPOM2, ya que pueden lograr frecuencias de resonancia bajas agrandando su longitud, pero manteniendo una sección reducida. Así, podrían ser introducidas en el cuerpo humano mediante jeringuillas o cateterismos, o ser integradas en utensilios médicos con los que realizar operaciones mínimamente invasivas. Al igual que con las antenas planas, se ha realizado una búsqueda de las publicaciones científicas y patentes más relevantes, que se detalla a continuación.

2.4.1. Patentes y publicaciones científicas

La patente CN102110888A “Terahertz helical antenna utilizing coplanar waveguide feed” [80] describe una antena de tipo helicoidal que trabaja en el rango de 0.1 a 10 THz (longitud de onda 3000-30 μm). Resulta interesante por un lado por su frecuencia de trabajo, que podría ser apropiada para aplicaciones médicas, y por otro lado por su tamaño, que los inventores definen en 9-45 μm para el radio de la hélice, 12-60 μm de distancia entre vueltas de la espiral, y 100-400 μm de espesor de sustrato de silicio. La siguiente Figura 2.36 muestra un boceto de la antena patentada.

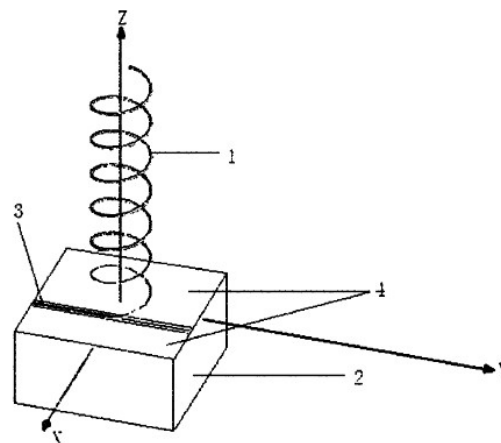


Figura 2.36: Antena de hélice de la patente CN102110888A [80].

La patente US2009228074A1 “Detachable helical antenna for implantable medical device” [81] reivindica un sistema implantable que incluye una antena helicoidal desacoplable, unida a un circuito de telemetría para transmitir información inalámbricamente mediante ondas electromagnéticas en los rangos de frecuencia MICS (402-405 MHz), SRD (862-870 MHz) e ISM (902-928 MHz y 2.4-2.5 GHz). No obstante, no aparecen datos de las dimensiones de la antena. Algunas de las imágenes de la patente se muestran en la siguiente Figura 2.37.

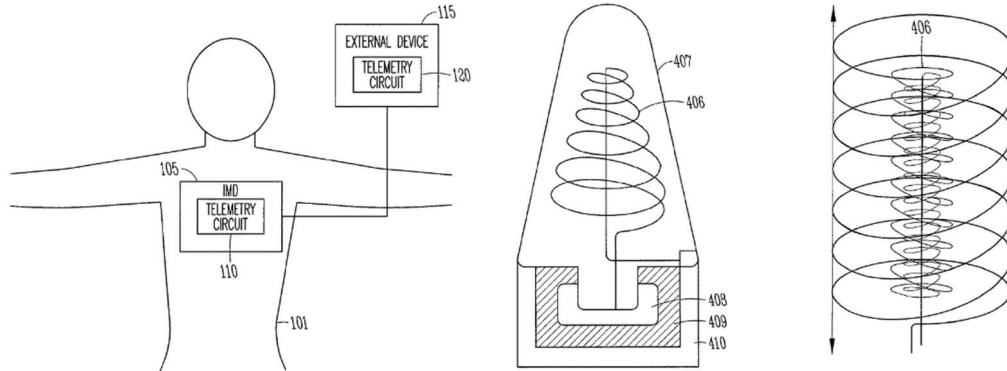


Figura 2.37: Figuras de la antena de hélice de la patente US2009228074A1 [81].

En la patente US2008266203A1 “Cooled helical antenna for microwave ablation” [82] publicada en 2008 se describe una antena de hélice que permite realizar tratamientos de ablación (Figura 2.38). Los tratamientos de ablación se utilizan normalmente para destruir células cancerosas. Como se explica en la patente, «En el tratamiento de enfermedades como el cáncer, se ha descubierto que ciertos tipos de células cancerosas se desnaturalizan a temperaturas elevadas (que son ligeramente más bajas que las temperaturas que normalmente son perjudiciales para las células sanas). Estos tipos de tratamientos, conocidos generalmente como terapia de hipertermia, normalmente utilizan radiación electromagnética para calentar las células enfermas a temperaturas superiores a 41°C mientras mantienen las células sanas adyacentes a temperaturas más bajas donde no se producirá una destrucción celular irreversible.» Existen multitud de artículos relativos a antenas de hélice con este uso, debido a su gran eficacia y baja sección, que permite construir herramientas de reducido diámetro con las que se pueden realizar operaciones mínimamente invasivas.

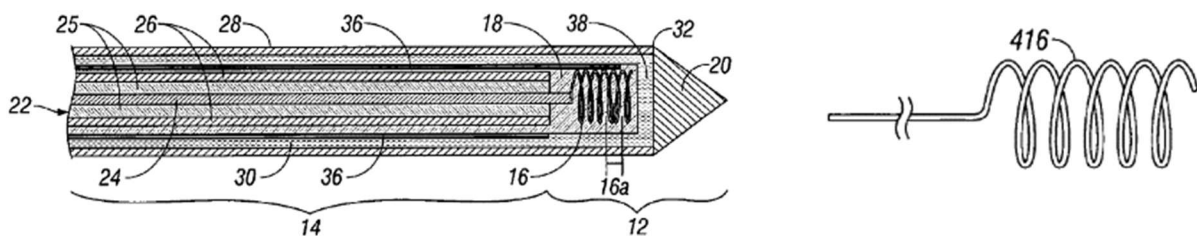


Figura 2.38: Antena de hélice para ablación [82].

Finalmente, se ha localizado la patente CN113571884A “Helical antenna applied to implantable wireless capsule system” [83], que describe una antena de hélice con frecuencias de resonancia en 2.4 GHz y 5.8 GHz, y con una ganancia máxima de -32.5 dBi y -28.1 dBi respectivamente. La espiral tiene un radio de 3 mm, dos ramas con 1.35 vueltas separadas 0.45 mm, y con una anchura de 0.5 mm y un

espesor de 0.035 mm. La antena, que se ubica en el extremo de un dispositivo implantable de 26 mm con forma de cápsula, se muestra en la Figura 2.39.

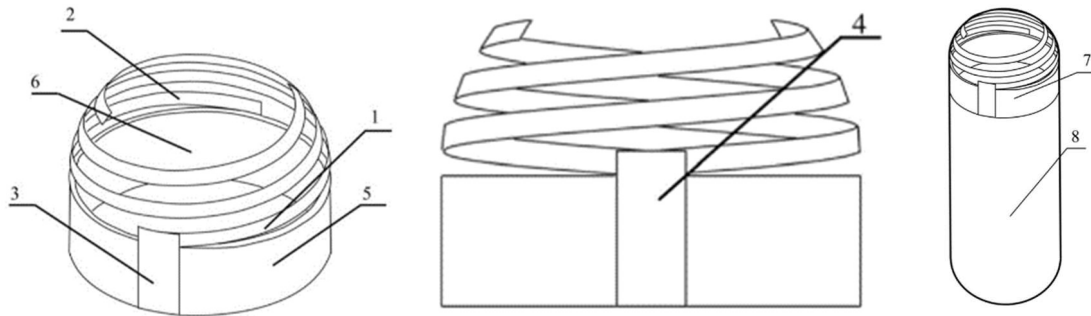


Figura 2.39: Antena de la patente CN113571884A [83].

Al igual que en el caso anterior, se puede encontrar mucha información de la que partir en las patentes encontradas, pero los resultados más actuales se localizan en los artículos publicados en las revistas científicas. Por ejemplo, se encuentran publicaciones de antenas de 11 mm de diámetro y espesor de 3.81 mm que resuenan en la banda ISM de 2.4–2.48 GHz [84], de 7 mm de diámetro y 7.7 mm de altura resonando en la banda MICS de 402–405 MHz [85], de 12 mm de radio y 24.7 mm de altura para las bandas GPS L1/L2 (1575.42 y 1227.60 MHz) [86] o las bandas de frecuencia de comunicación de telemetría y GPS L1 (1.57 y 2.33 GHz) [87], u otra de 36 mm de diámetro y 72.48 mm de altura, que funciona en las bandas GPS L1/L5 (1575.42 y 1176 MHz) [88]. A pesar de que todas estas antenas tienen frecuencias adecuadas para aplicaciones como la que se describe en este proyecto, su tamaño es muy superior al requerido, y no son flexibles. Tampoco es flexible, aunque sí tiene unas dimensiones del mismo orden de magnitud que la que se desarrolla en esta tesis doctoral, la antena presentada en el artículo “Compact helical antenna for smart implant applications” [89] (Figura 2.40). La antena tiene un diámetro de aproximadamente 0.2 mm, y una longitud de 5.5 mm. Además, su frecuencia de resonancia es bastante reducida en comparación a su tamaño, siendo de tan solo 5.8 GHz. (Banda ISM), debido a que ha sido diseñada para ser implantada en dientes humanos. En el desarrollo de la antena de hélice propuesta en esta tesis doctoral se tratará de buscar un rendimiento parecido al de esta antena, buscando mejorar su único punto débil, su ganancia máxima de -46 dBi.

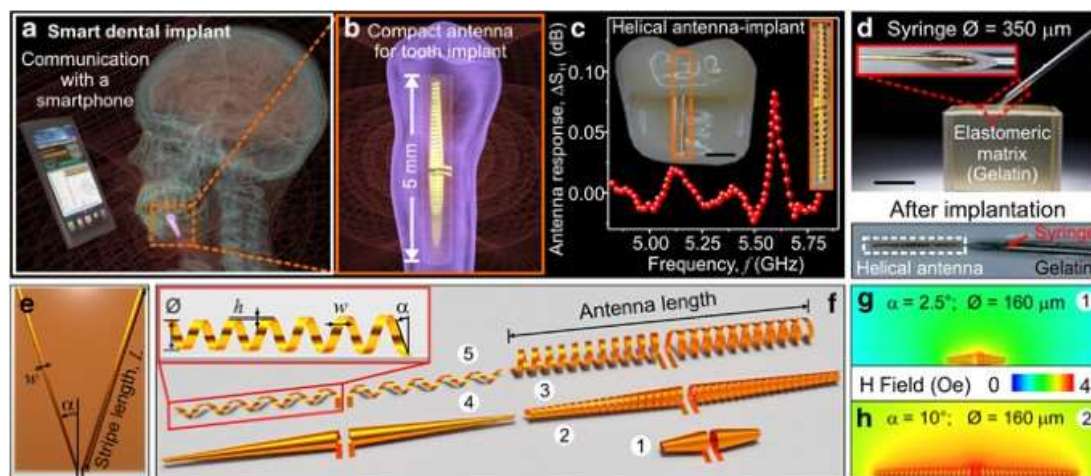


Figura 2.40: Antena de hélice miniaturizada para implantes dentales [89].

También se encuentran algunas antenas helicoidales flexibles, aunque también de grandes dimensiones longitudinales. Por ejemplo, los autores de las referencias [90], [91] describen una antena de dipolo helicoidal para ablación. La antena resuena a 1.9 GHz, tiene un diámetro de 1.64 mm y una longitud de 23 mm. O por ejemplo, en la referencia [92], la antena opera a 865 MHz, con un diámetro de 0.8 mm, pero con una longitud de 34.4 mm. Las especificaciones de estas antenas en comparación con las de las antenas helicoidales desarrolladas en esta tesis doctoral se muestran en la Sección 4.2.7.

Desde otro punto de vista, existen algunas investigaciones acerca de antenas nanométricas que resuenan en el rango de los terahercios [93]. Por ejemplo, en la referencia [94] se presenta una antena de nanotubos de carbono, o en la referencia [95], se explica la caracterización experimental de antenas de microcinta de nanopelículas que resuenan alrededor de 12 GHz. No obstante, estas frecuencias de resonancia se encuentran aún muy lejanas a 10^{17} Hz, donde la baja absorción electromagnética las haría muy útiles para usos médicos.

Como conclusión, existen muy pocas antenas helicoidales miniaturizadas flexibles, y aquellas flexibles tienen una longitud elevada. Además, las antenas de menores dimensiones muestran ganancias reducidas, como consecuencia de disminuir el tamaño tratando de mantener la menor frecuencia de resonancia. Existe todavía mucho camino que recorrer en la optimización del rendimiento de antenas miniaturizadas [18], [19], [96].

2.4.2. Análisis de las técnicas de fabricación de antenas de hélice

Los inductores y las antenas helicoidales se podrían clasificar de tres maneras en cuanto al núcleo que poseen: sin núcleo, con núcleo no dieléctrico, y con núcleo dieléctrico. El mecanismo de fabricación necesario será diferente según la estructura de la antena de hélice que se requiera desarrollar. Se han encontrado tres posibles técnicas diferentes para la fabricación de antenas helicoidales. El primero de ellos consistiría en el depósito de material de manera similar al descrito para las antenas planas, con el incremento de dificultad que supone crear las espirales de las antenas. El segundo, consistiría en la fabricación de la espiral sobre un sustrato plano, para después enrollarlo sobre sí mismo o un núcleo adicional. Y, por último, la tercera, consiste en el bobinado tradicional adaptado a la microescala.

En la microescala, es bastante común la fabricación de espiras planas complejas y con varias vueltas por métodos litográficos de deposición [97] (Figura 2.41). Ahora bien, para abordar la complejidad de estructuras de antenas tridimensionales, son necesarias otras técnicas, como la impresión 3D para creación de microestructuras, o las técnicas de electrodeposición con varias máscaras. Sin embargo, existen limitaciones de forma o relación de aspecto de los circuitos de las antenas que se pueden lograr. También, se pueden lograr estructuras complejas, pero no compactas. Existen ejemplos de electrodeposición sobre sustratos cilíndricos, creando solenoides cilíndricos, aunque de bajo desempeño y sin núcleos ferromagnéticos [98].

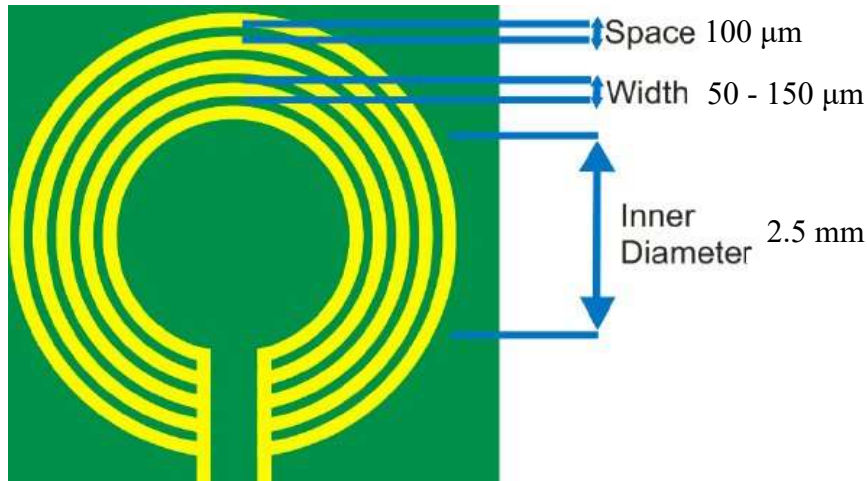


Figura 2.41: Antena de hélice plana fabricada mediante electrodeposición [97]. © 2014 IEEE

Respecto al segundo método de fabricación, se encuentran por ejemplo las patentes ES2165036 “Antena helicoidal con alimentacion integrada de banda ancha, y procedimientos de fabricacion correspondientes” [99] y ES2038328 “Antena de tipo helice y su procedimiento de realización” [100], que describen dos antenas helicoidales y el proceso de fabricación de las mismas, en los dos casos, mediante la fabricación del circuito de la antena sobre un medio plano, y posterior plegado de este sobre un núcleo cilíndrico (Figura 2.42). En la primera patente se hace referencia a “imprimir la antena” sobre un plano, pero también se indica que esto se podría realizar directamente en su forma cilíndrica definitiva, lo que a priori parece ser muy complejo. La segunda patente especifica que el proceso de fabricación debe hacerse sobre una hoja de circuito impreso flexible, pero debido a la morfología de la antena, que cuenta con varias capas, la fabricación es necesario realizarla en varias etapas. En la primera patente se especifica que las dimensiones de la antena son 24 mm de diámetro, y 110 mm de alto, mientras que en la segunda patente no se concretan datos de dimensiones. Respecto al núcleo, la primera patente estaría en el segundo tipo, teniendo un núcleo no dieléctrico. «El soporte cilíndrico es un soporte transparente desde el punto de vista radioeléctrico, es decir, que presenta una permitividad próxima a 1.» En la segunda patente no se especifica el tipo de núcleo de la antena.

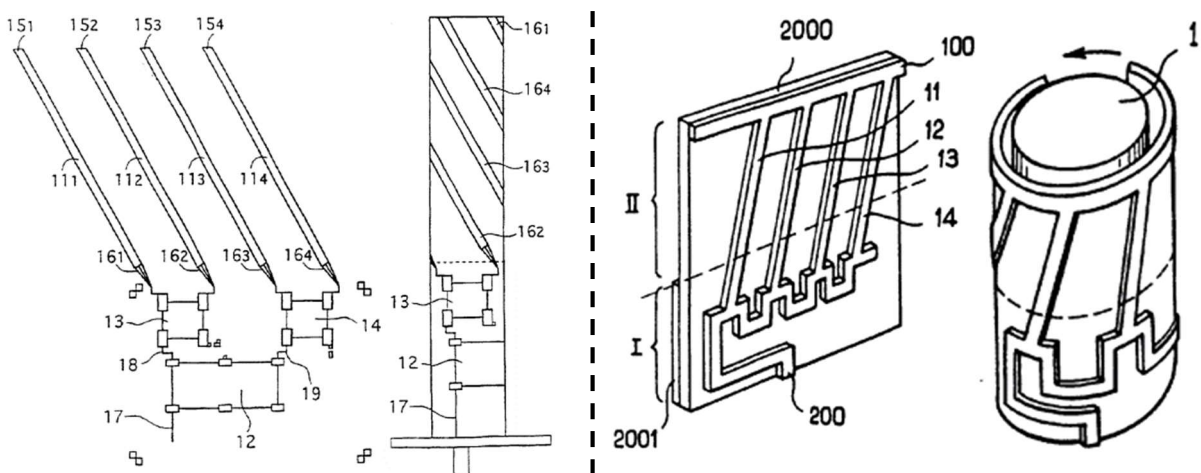


Figura 2.42: Figuras de patentes cuyas antenas de hélice son fabricadas mediante plegado sobre núcleo cilíndrico [99], [100].

Las antenas de las referencias [86], [87] también fueron fabricadas con este método, aunque enrollando la lámina sobre cilindros dieléctricos. Y, por otro lado, la antena de menores dimensiones de la referencia [89], se enrolla sobre sí misma en varias capas sin tener ningún tipo de núcleo en el interior (Figura 2.43).

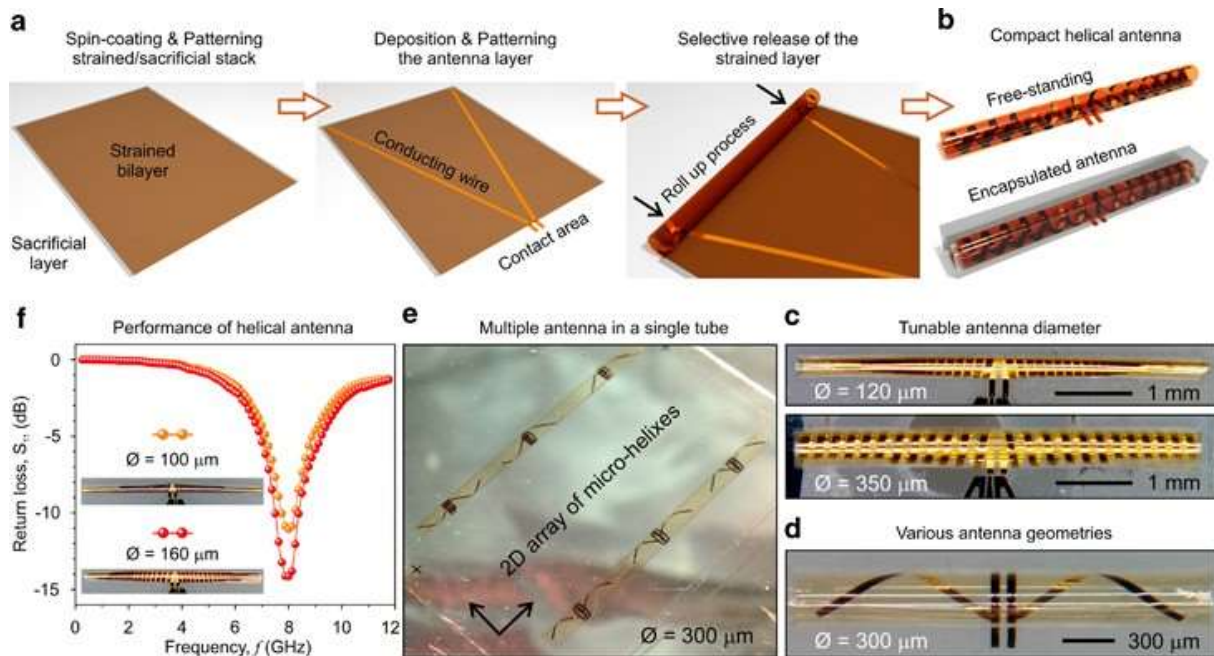


Figura 2.43: Proceso de fabricación de la antena de hélice miniaturizada de la referencia [89].

En la escala macroscópica, los inductores tridimensionales y las bobinas de hélice se fabrican mediante técnicas de bobinado tradicionales [101], muchas veces incluso de manera semiautomática [102] para su producción en masa. Partiendo de este concepto, es posible adaptar las técnicas de bobinado tradicionales a escalas micrométricas. Este es el método que se ha escogido para la fabricación de las antenas helicoidales presentadas en esta tesis doctoral. Para ello, en el proyecto UWIPOM2 se desarrolló un sistema de microbobinado para fabricar los inductores del estátor de un microactuador, y las microantenas de hélice. El sistema de microbobinado se detalla más adelante y fue presentado en la conferencia “Desarrollo de una máquina bobinadora semiautomática para la microfabricación de bobinados, antenas y solenoides micrométricos” [103]. Tal y como se puede leer en el artículo de la conferencia: «Algunas ventajas del microbobinado por cable son que se puede conseguir un factor de llenado superior al 80%, que se pueden escoger como núcleo materiales con las propiedades eléctricas o magnéticas requeridas tanto para antenas como inductores, y que se requiere de equipamiento menos específico y de procesos menos complejos que en métodos por deposición. Sin embargo, tiene algunos inconvenientes: se necesitan más etapas de integración y ensamblaje en sistemas de los que forman parte los bobinados individuales. [...] Existen nuevas aplicaciones de MEMS que implementan transformadores bobinados que demuestran nuevas posibilidades en componentes electromagnéticos MEMS [104]. No obstante, no se han encontrado estudios enfocados en sistemas bobinadores para la creación de componentes micrométricos de estas características.» Este método de fabricación, aplicado a las antenas de hélice desarrolladas en este proyecto, se detalla en la sección 4.2.3.

2.5. Desarrollos de microantenas anteriores al comienzo de esta investigación

En el momento en que se inició la investigación de esta tesis doctoral, en el proyecto UWIPOM2 ya se había trabajado en el desarrollo de algunas antenas susceptibles de actuar como antenas receptoras del sistema WPT. La primera de ellas se basó en el prototipo descrito por Huynh y Lee en el artículo “Single-layer single-patch wideband microstrip antenna” [105], en el que se describe una antena de banda ancha de parche monocapa. Estudios posteriores confirman que las antenas en forma de U proporcionan un ancho de banda superior al 20% con dimensiones reducidas [106]. Con esta idea, se diseñó un prototipo de antena con forma de U de 0.8 mm de ancho, 0.7 mm de alto y 1 mm de espesor, que se muestra en la siguiente Figura 2.44.

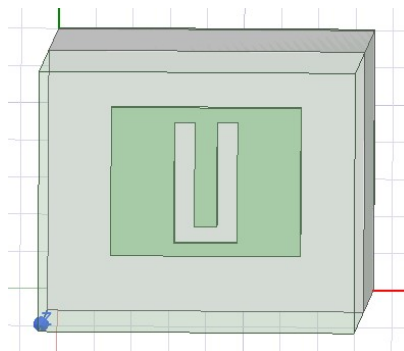


Figura 2.44: Antena con forma de U con frecuencia de resonancia en 15.35 GHz.

Las simulaciones mostraron que la antena resonaba a 15.35 GHz, con un coeficiente de reflexión de -12.34 dB, tal y como se muestra en la Figura 2.45. Esta frecuencia de trabajo es demasiado elevada para aplicaciones intracorpóreas, ya que la absorción de energía electromagnética del cuerpo humano sería muy grande y la señal no podría penetrar apenas. Por ello, se realizó un análisis de la impedancia de la antena para determinar si podría ser posible incorporar un condensador que ayudase a reducir la frecuencia de resonancia, como en [107]. Se prefiere la adaptación capacitiva a la inductiva, debido a su tamaño y ventajas de interferencia. Según la parte imaginaria de los resultados de la impedancia de la antena, no era posible incluir un condensador para reducir la frecuencia por debajo de 10 GHz, por lo que se descartó este diseño.

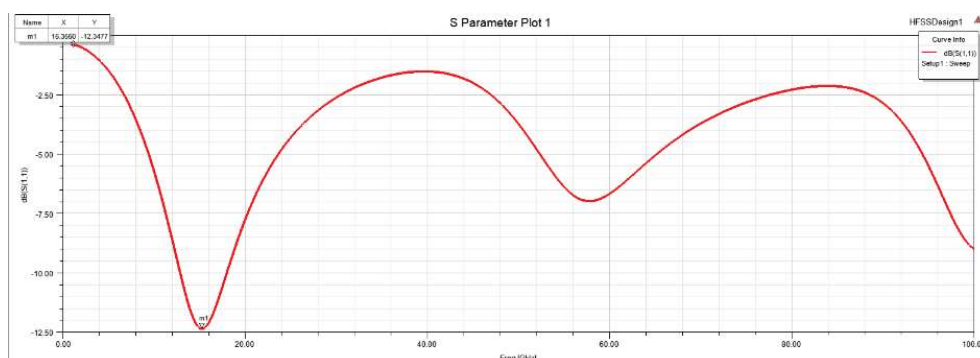


Figura 2.45: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena con forma de U con frecuencia de resonancia en 15.35 GHz.

El segundo diseño que se planteó era una optimización del primero, en el que se trataba de incrementar la longitud eléctrica de la antena para reducir la frecuencia de resonancia. Tenía las mismas dimensiones que el primer modelo, 0.8 mm de ancho, 0.7 mm de alto y 1 mm de espesor. El diseño se muestra en la Figura 2.46.

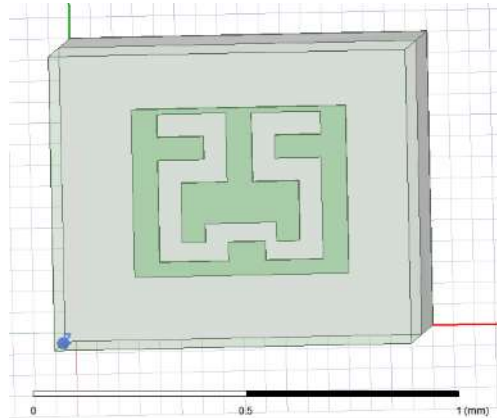


Figura 2.46: Antena plana con frecuencia de resonancia en 15.19 GHz.

A pesar de haber incrementado la longitud eléctrica de la antena, la frecuencia de resonancia apenas varió, siendo 15.19 GHz con un coeficiente de reflexión de -12.42 dB, mostrado en la Figura 2.47. Al igual que en el caso anterior, se analizó la impedancia de la antena, que mostraba un comportamiento capacitivo. Esto implica que para reducir la frecuencia de funcionamiento de la antena por debajo de los 10 GHz sería necesario introducir una bobina, lo que aumentaría las dimensiones totales, y podría provocar acoplamientos con el resto del sistema también modificando el rendimiento original. Además, otros parámetros como la ganancia y la eficiencia eran muy bajos en ambos diseños, por lo que se concluyó que este tipo de morfologías no eran adecuadas para las necesidades del proyecto.

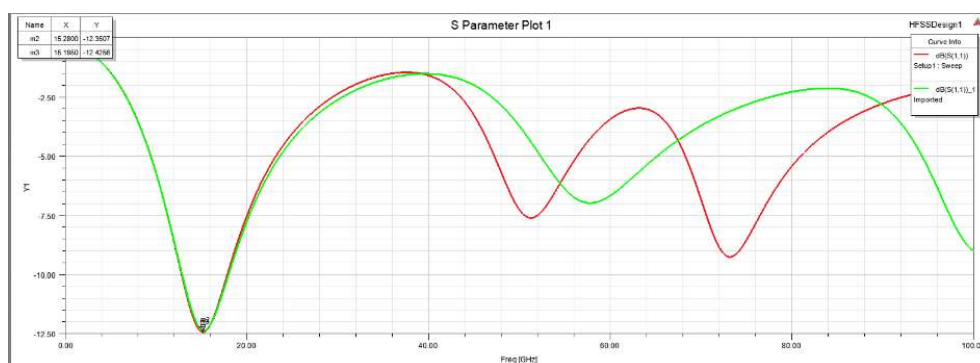


Figura 2.47: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena plana con frecuencia de resonancia en 15.19 GHz.

El tercer diseño estaba basado en trabajos anteriores de microantenas para sistemas inalámbricos biomédicos [108] y dispositivos móviles [109], [110]. Se trata de una antena de parche circular con varios anillos internos con los que se intentó reducir la frecuencia de resonancia. Esta antena, cuyas dimensiones son 1.7 mm de ancho, 2.57 mm de alto y 1 mm de espesor, se muestra en la Figura 2.48.

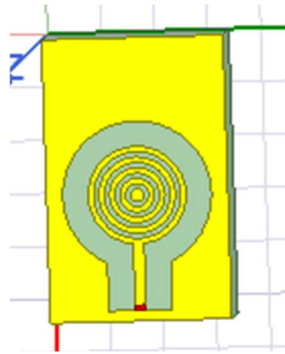


Figura 2.48: Antena miniaturizada con anillos internos con frecuencia de resonancia en 27.7 GHz.

La frecuencia de resonancia resultó ser aún mayor que en los casos anteriores, encontrándose en 27.7 GHz con un coeficiente de reflexión de -12.61 dB, mostrado en la Figura 2.49. Resultó que la frecuencia de resonancia no se veía afectada por la inclusión de los anillos interiores, ni al variar la distancia entre estos. Debido a la gran diferencia entre la frecuencia de trabajo y la frecuencia requerida, se descartó este tipo de antena.

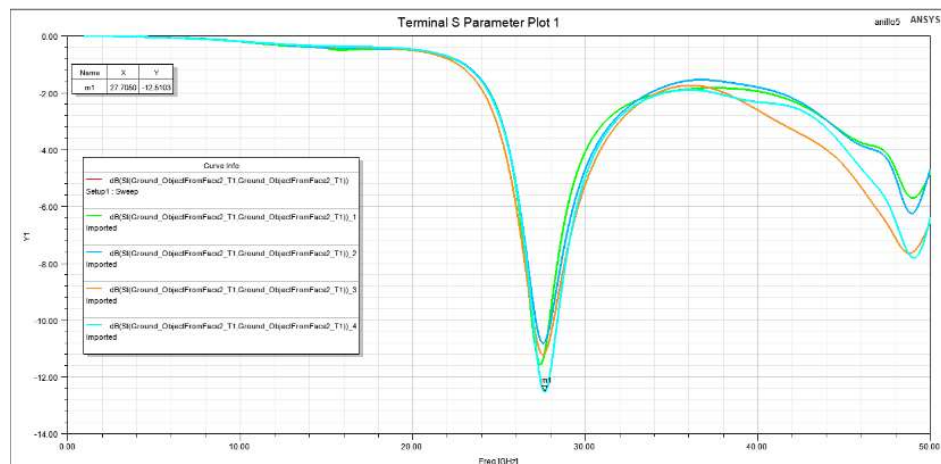


Figura 2.49: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena miniaturizada con anillos internos con frecuencia de resonancia en 27.7 GHz.

El cuarto diseño que se planteó se basa en el presentado en el artículo “Folded conical helix antenna” [111], y se muestra en la Figura 2.50. La antena tiene un diámetro de 1.6 mm y una altura de 0.5 mm.

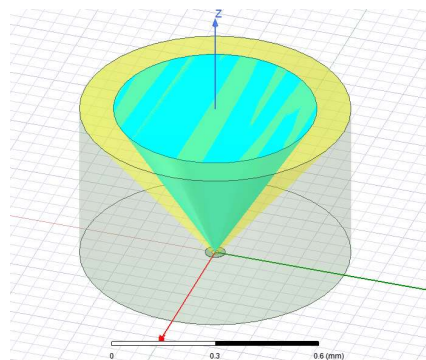


Figura 2.50: Antena cónica con frecuencia de resonancia en 100.81 GHz.

No obstante, esta morfología resultó la peor en términos de frecuencia de resonancia, que las simulaciones calcularon en 100.81 GHz (Figura 2.51).

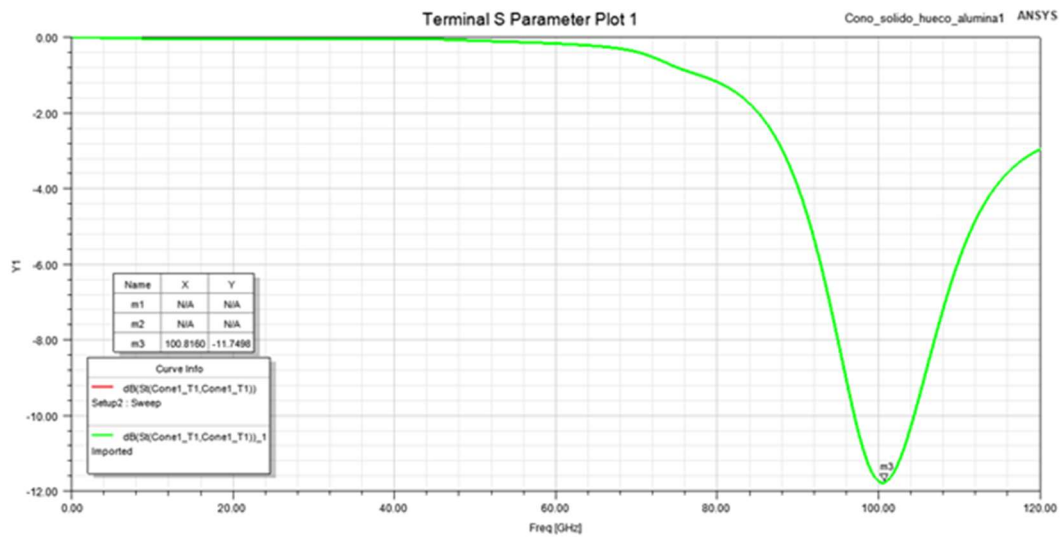


Figura 2.51: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena cónica con frecuencia de resonancia en 100.81 GHz.

El quinto diseño planteaba una serie de modificaciones respecto del anterior, introduciendo varias ranuras alrededor del cono para modificar la corriente superficial que debían reducir la frecuencia de resonancia. La antena, con las mismas dimensiones que la anterior, se muestra en la Figura 2.52.

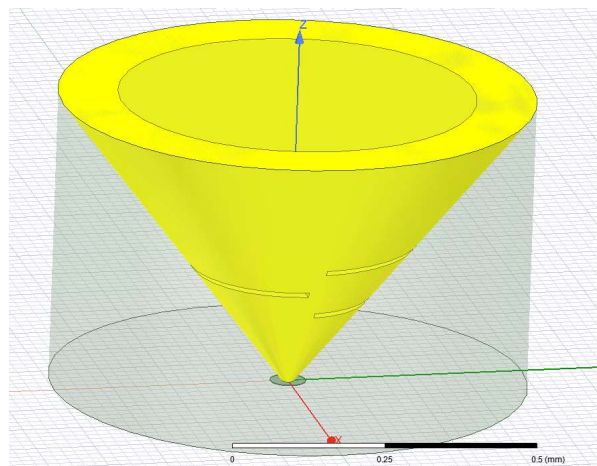


Figura 2.52: Antena cónica con ranuras con frecuencia de resonancia en 102.91 GHz.

Como se puede observar en la Figura 2.53, la frecuencia de resonancia de la antena no variaba, por lo que el diseño se descartó. Además, la forma de la antena no era óptima para integrarse con el resto del sistema.

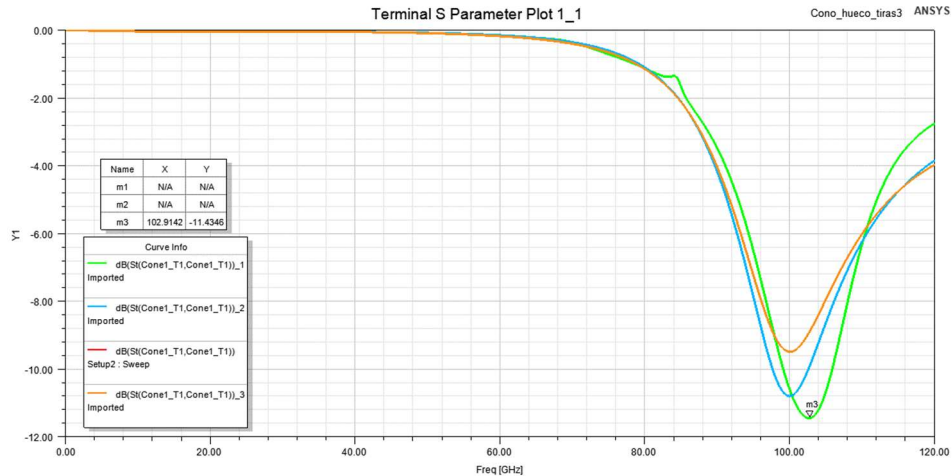


Figura 2.53: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena cónica con ranuras con frecuencia de resonancia en 102.91 GHz.

Algunos estudios han demostrado una relación de proporcionalidad en el incremento de la frecuencia de resonancia cuando se reducen las dimensiones de las antenas, como en la referencia [46], donde se observa un incremento de aproximadamente 10 veces la frecuencia de resonancia al reducir en 10 veces el ancho y el largo de una antena de meandros, o lo que lo mismo, al reducir en 100 veces su volumen. No obstante, no todas las morfologías de antenas son directamente escalables, ya que pierden muchas de sus prestaciones, como se ha observado en los resultados de las simulaciones anteriores. Este efecto también se observó en otros análisis realizados en el proyecto acerca de las consecuencias de la miniaturización en las prestaciones del microactuador [14]. Además, debido a que los simuladores de modelos en elementos finitos no están configurados por defecto para elementos de dimensiones tan reducidos, se ha notado que es necesario aplicar mallados especiales en los modelos de simulación, por ejemplo, mediante regiones de Huygens, para obtener resultados coherentes.

Por las dificultades que se observaron en el proceso de diseño de antenas de dimensiones submilimétricas con frecuencias de resonancia adecuadas para emplearlas en aplicaciones médicas, y previendo que las técnicas de fabricación que requerirían este tipo de antenas iban a plantear nuevas dificultades, se trató de abordar el problema diseñando antenas de mayores dimensiones, pero buscando que tuviesen la menor frecuencia de resonancia, alta ganancia, y pudieran ser fabricadas con equipos disponibles en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad de Alcalá. Así, se trabajó en el diseño de una antena de meandros basada en la presentada en el artículo “Impedance matching and implementation of planar space-filling dipoles as intraocular implanted antennas in a retinal prosthesis” [46]. El requisito de diseño principal de esta antena era el de dimensionarla de tal manera que pudiera ser fabricada empleando microfresas en una máquina semiautomática para la fabricación de circuitos impresos, modelo LPKF Protomat S104, que se encontraba en los laboratorios de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad de Alcalá. La antena, cuyas dimensiones eran de 13.5 mm de ancho, 12.5 mm de alto y 1.25 mm de espesor, fue diseñada, simulada, fabricada y probada. Algunas imágenes del modelo de simulación y el prototipo fabricado se muestran en la siguiente Figura 2.54.

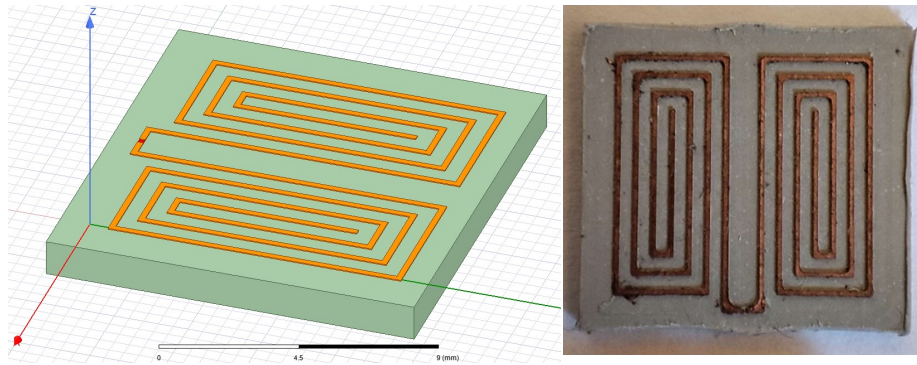


Figura 2.54: Modelo de simulación (izquierda) y prototipo fabricado (derecha) de una antena plana de meandros.

Las simulaciones mostraban su frecuencia de resonancia principal en 5.22 GHz con un coeficiente de reflexión de -23.8 dB. Además, se observaron otras resonancias secundarias en 730 MHz, 1.64 GHz, 2.48 GHz y 3.09 GHz (Figura 2.55). Las medidas, realizadas con microsondas de radiofrecuencia, mostraron valores muy cercanos a los observados en las simulaciones (Figura 2.56).

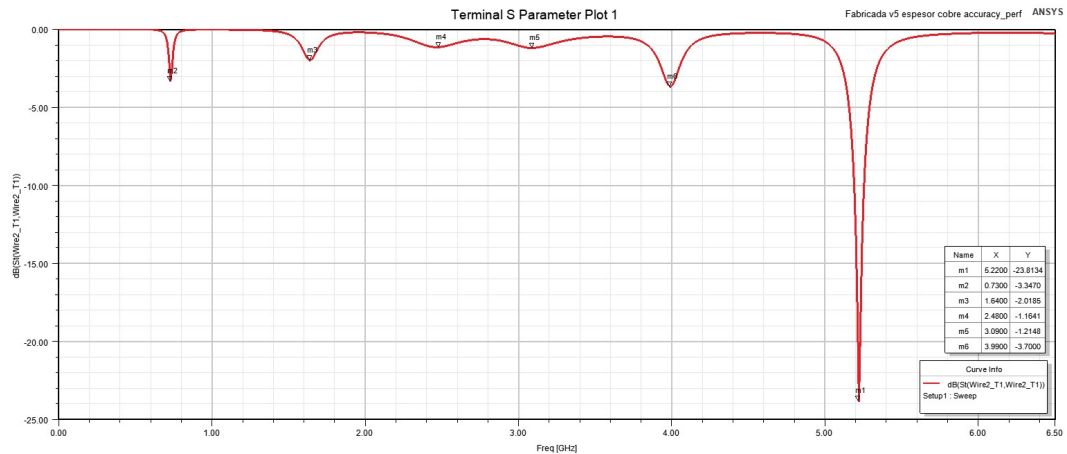


Figura 2.55: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena plana de meandros.

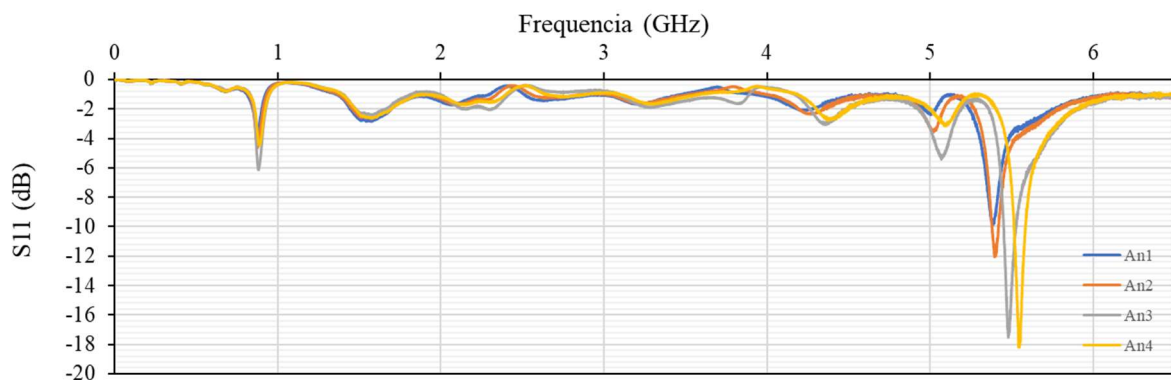


Figura 2.56: Medidas del coeficiente de reflexión de los cuatro prototipos de antena de meandros fabricados.

El desarrollo completo de esta antena puede leerse en el Trabajo Final de Máster titulado “Micro-mecanizado de antenas de perfil reducido mediante sistema automático CNC de alta precisión” [112]. En el documento, además, se describe la fabricación empleando las mismas técnicas de microfresado de una antena plana de espiral de Arquímedes, que es un desarrollo temprano de la que se detalla en esta tesis doctoral, y dos antenas de parche que se emplearon para caracterizar la ganancia de las antenas de hélice desarrolladas en esta tesis doctoral.

2.6. Conclusiones del estado del arte

Se ha realizado una búsqueda de las publicaciones científicas más relevantes relativas a sistemas de transmisión inalámbrica de potencia, y microantenas planas y de hélice, estudiando sus diferentes morfologías y sus métodos de fabricación en la microescala. La principal dificultad en el diseño de microantenas radica en lograr una frecuencia de trabajo baja manteniendo unas dimensiones reducidas, al mismo tiempo que se intenta maximizar la ganancia. Partiendo de algunos de los diseños encontrados, se desarrollarán nuevas antenas buscando la optimización de las prestaciones de las antenas.

Capítulo 3:

Requisitos de diseño

En este capítulo se presenta la arquitectura del microactuador desarrollado en el proyecto UWIPOM2 que habría de ser energizado inalámbricamente. También, se detallan los requisitos energéticos de las señales que requiere el microactuador, y se analizan diferentes configuraciones de circuitos de control y adaptación de señales.

3.1. Arquitectura del microactuador

Dentro del Proyecto UWIPOM2 se ha llevado a cabo el desarrollo de dos microactuadores [113], [114]: un micromotor axial paso a paso de 2 fases de imanes permanentes, con densidad de par muy alta y alta capacidad de control de posición, de 1 mm de diámetro y 0.7 mm de longitud (en adelante microactuador 3Fr); y un micromotor radial síncrono de 2 fases de imán permanente, ideado para aplicaciones de alta velocidad de rotación, de 0.4 mm de diámetro y 0.8 mm de longitud (en adelante microactuador 1Fr). La siguiente Figura 3.1 muestra un diseño CAD de las dos morfologías de motor.

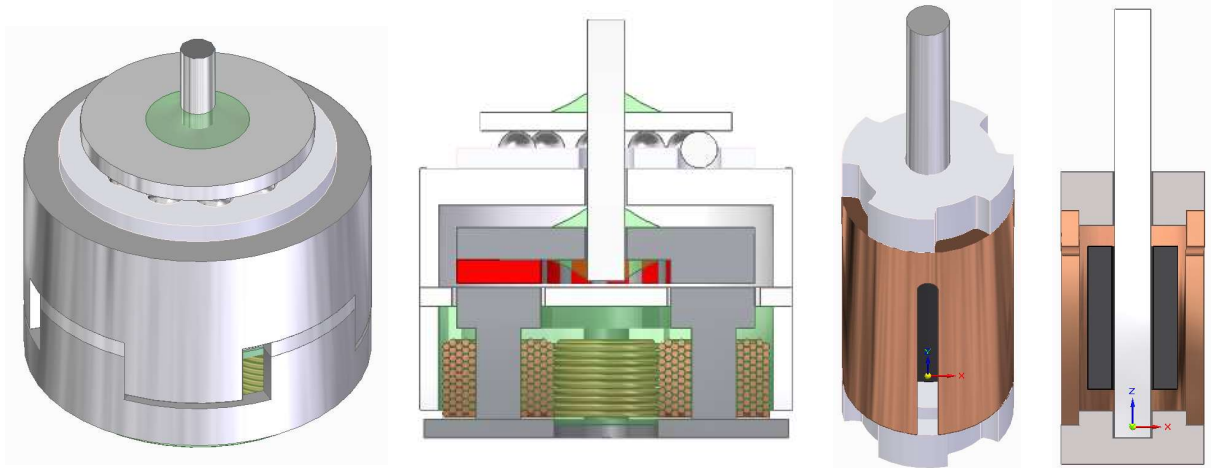


Figura 3.1: Modelos CAD y vista en sección de los microactuadores 3Fr (izquierda) y 1Fr (derecha) diseñados en el proyecto UWIPOM2.

El microactuador 3Fr, para proporcionar el elevado par, y vencer las fuerzas de resistencia ocasionadas por los rozamientos de sus elementos, consume 15 mW en sus condiciones nominales de operación, lo que resulta un valor superior al que las antenas pueden proporcionar, como se verá más adelante. Por ello, en el proyecto se tomó la decisión de energizar este motor alámbricamente con cables, e intentar cumplir el objetivo de la energización inalámbrica con el otro diseño, el microactuador 1Fr, que consume solo 4.8 mW en condiciones nominales.

El microactuador 1 Fr está compuesto por un estátor y un rotor, con un diámetro exterior de 0.4 mm, lo que lo convierte en el micromotor eléctrico más fino del mundo hasta la fecha, según se concluyó en el análisis del estado de la técnica realizado en el proyecto, con un peso de solo 0.7887 mg. El estátor incluye un elemento de cobre que genera la onda electromagnética de excitación y un par de microcojinetes de fricción cilíndricos de alúmina. El rotor está compuesto por un eje de acero inoxidable y un microimán permanente de NdFeB. Los posibles campos de aplicación del microactuador incluyen, entre otros, imágenes por ultrasonido intravascular (IVUS), biosensores de escaneo, perforación vascular de alta velocidad y neuroestimuladores de microvibración. La siguiente Tabla 3.1 resume las principales características físicas del microactuador 1Fr, y la Figura 3.2 muestra el diseño detallado del microactuador.

Tabla 3.1: Dimensiones y masa del microactuador 1Fr.

Parámetro	Valor	Método de obtención
Diámetro (mm)	0.4	Experimentalmente
Longitud (mm)	0.8	Experimentalmente
Volumen (mm ³)	0.1	Experimentalmente
Masa (mg)	0.78	Indirectamente a través de la geometría

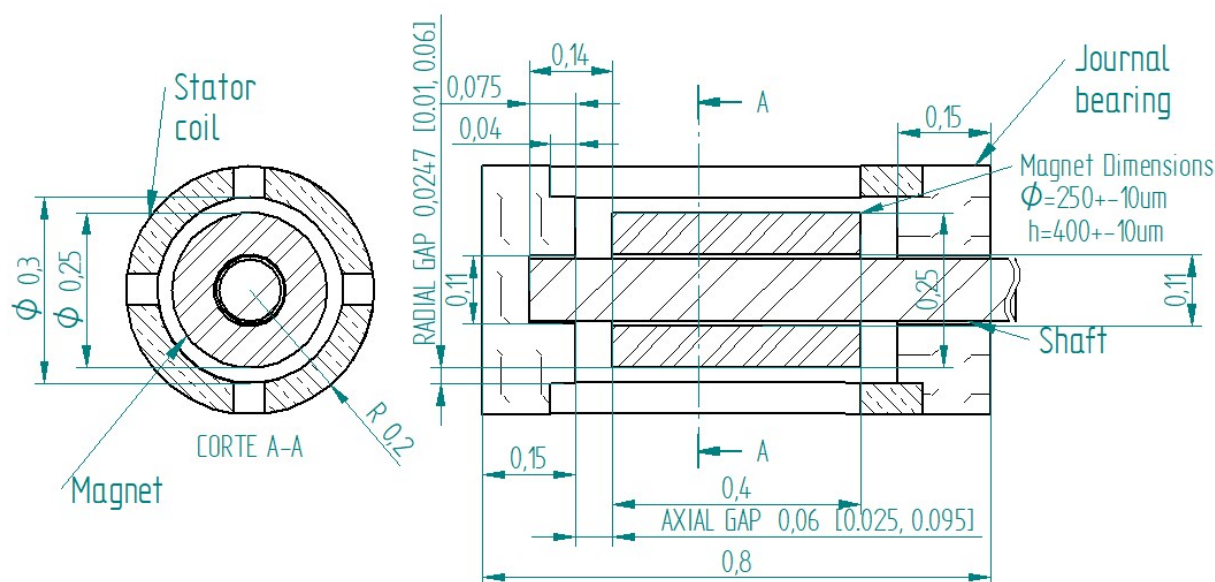


Figura 3.2: Plano con dimensiones del microactuador 1Fr.

3.2. Tipo de señales de alimentación requeridas por el microactuador

En un microactuador de 2 fases convencional se tiene un esquema eléctrico similar al mostrado en la Figura 3.3 (izquierda), donde 4 bobinas (los círculos) se encuentran unidas dos a dos. Al controlar la corriente a través de las bobinas, es posible generar un campo magnético giratorio, que hará que el rotor gire debido a su interacción con el imán del rotor. Cada par de bobinas tendrá 3 estados posibles: apagado, polo norte o polo sur. Siguiendo una secuencia de 8 pasos, el campo magnético girará suavemente, como se muestra en la Figura 3.3 (derecha). Como el motor tiene 2 fases, necesitará al menos 2 señales de alimentación independientes. Estas señales pueden ser señales senoidales (Figura 3.4) o pulsos de corriente continua controlados (Figura 3.5). En ambos casos las señales estarán desplazadas $T/4$ (90°) entre sí. La frecuencia puede variar entre 0 y 50 Hz.

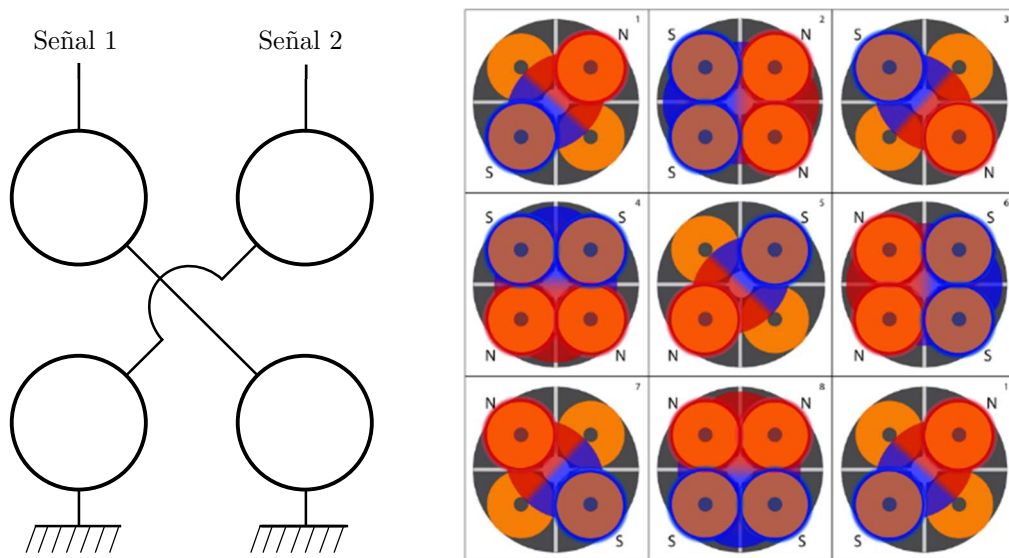


Figura 3.3: Esquema eléctrico de un microactuador convencional de 2 fases (izquierda) y secuencia de giro del campo magnético generado por el estátor (derecha)

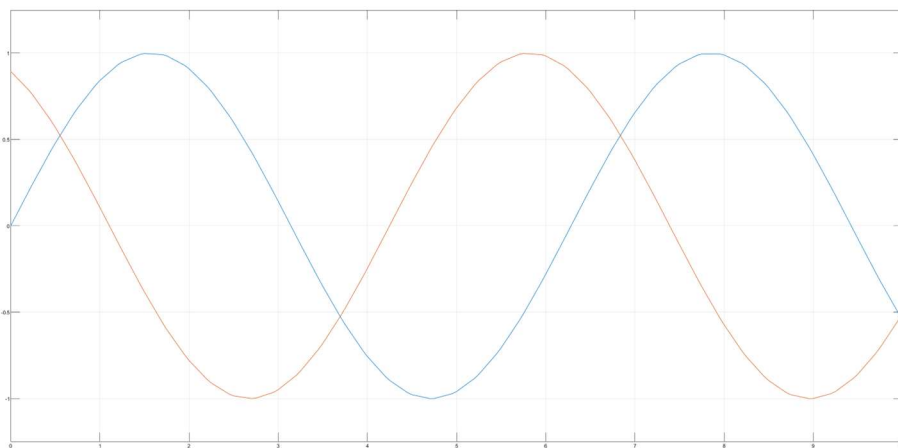


Figura 3.4: Señales senoidales desfasadas 90° .

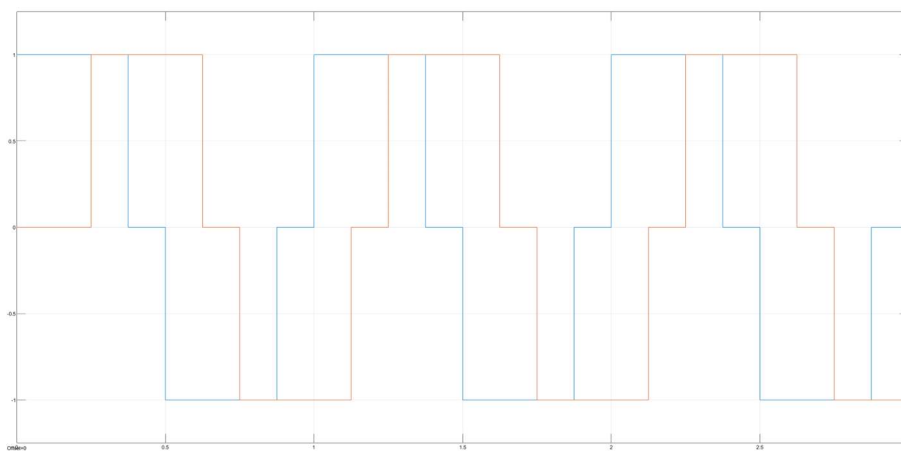


Figura 3.5: Señales de pulsos desfasadas $T/4$.

No obstante, la arquitectura del microactuador 1Fr es bastante particular. En lugar de bobinas, el motor cuenta con una pieza de cobre con 4 ramas, por las que al circular la corriente eléctrica se genera un campo magnético de una forma similar a como ocurriría con las 4 bobinas, dispuestas en una configuración radial. Estas 4 ramas se unen en un punto común, por lo que el motor tiene 2 extremos por los que se introducen las señales de excitación, y dos extremos unidos a masa, por los que se divide la que sea la señal de entrada. El esquema eléctrico del estátor del microactuador y el CAD de la pieza de cobre, se muestra en la Figura 3.6.

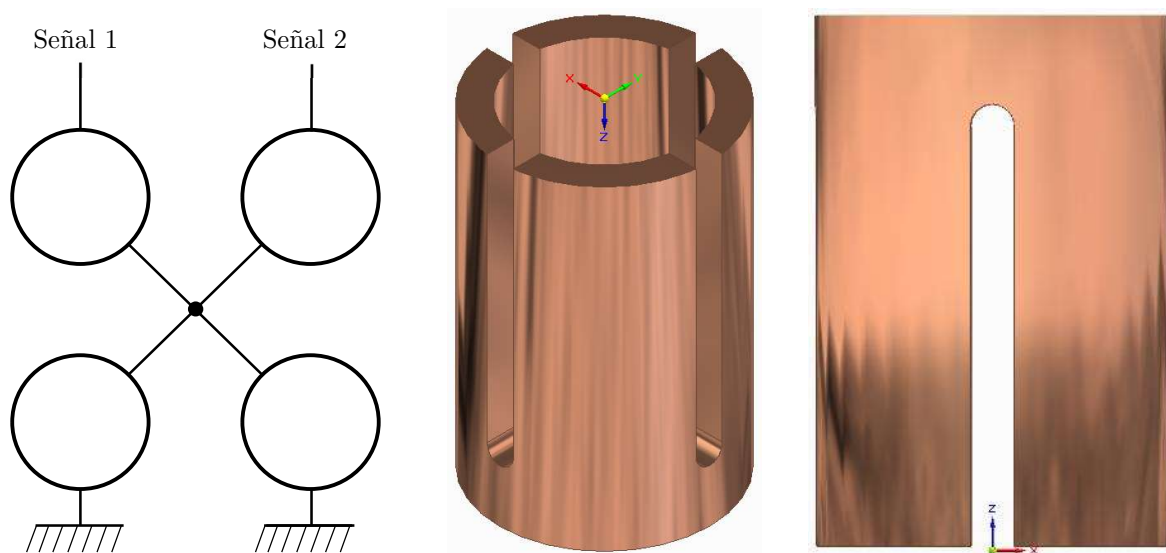


Figura 3.6: Esquema eléctrico del estátor del microactuador 1Fr (izquierda) y vistas del CAD del estátor (derecha).

A pesar de que la configuración no se ajuste a lo habitual, se aplicará una técnica de control muy similar a la indicada anteriormente para los motores estándares, ya que se ha demostrado que funciona correctamente, aunque genera algunas situaciones que es necesario estudiar.

Para la definición de las señales de alimentación del motor, se han tenido en cuenta las propiedades eléctricas definidas en la siguiente Tabla 3.2. El motor consume nominalmente 4.8 mW de potencia y 0.4 A, por lo que estos son los valores que las antenas deben ser capaces de proporcionar.

Tabla 3.2: Ficha de datos del microactuador 1FR.

Parámetro	Unidades	Valor	Método de obtención
Voltaje nominal por fase	V	0.012	Experimentalmente
Velocidad máxima sin carga	rpm	27000	Experimentalmente
Corriente a la velocidad máxima sin carga	A	0.25	Experimentalmente
Corriente mínima de arranque	A	0.090	Experimentalmente
Velocidad nominal	rpm	20000	Experimentalmente
Par nominal (par máximo continuo)	μNm	0.030	Indirectamente a través de simulaciones FEM y experimentos
Corriente nominal (corriente continua máxima)	A	0.4	Experimentalmente
Par de parada	μNm	0.050	Indirectamente a través de simulaciones FEM y experimentos
Corriente de parada	A	1	Experimentalmente
Consumo nominal de potencia	mW	4.8	Experimentalmente
Par máximo (operación a corto plazo <2 s)	μNm	0.100	Indirectamente a través de simulaciones FEM y experimentos
Corriente máxima (operación a corto plazo <2 s)	A	2	Experimentalmente
Resistencia por fase	Ω	0.030	Experimentalmente
Inductancia por fase	μH	0.170	Experimentalmente
Par constante	$\mu\text{Nm/A}$	0.050	Indirectamente a través de simulaciones FEM y experimentos
Constante de tiempo mecánica	ms	0.035	Indirectamente a través de análisis y experimentos
Inercia del rotor	gcm^2	1×10^{-8}	Indirectamente a través de la geometría
Resistencia térmica carcasa-ambiente	K/W	33	Indirectamente a través de simulaciones FEM y experimentos
Resistencia térmica estátor-carcasa	K/W	33	Indirectamente a través de simulaciones FEM y experimentos
Constante de tiempo térmica del estátor	s	0.3	Indirectamente a través de simulaciones FEM y experimentos
Constante de tiempo térmica del motor	s	0.3	Indirectamente a través de simulaciones FEM y experimentos
Temperatura ambiente permitida	$^{\circ}\text{C}$	20-30	Medido a 20°C (diseñado para $< 80^{\circ}\text{C}$)
Temperatura máxima del motor a corriente nominal	$^{\circ}\text{C}$	33.5	Indirectamente a través de simulaciones FEM y experimentos
Velocidad máxima	rpm	27000	Experimentalmente
Vida a bajas revoluciones	rev	750000	Experimentalmente
Juego axial	μm	60	Indirectamente a través de la geometría
Juego radial	μm	10	Indirectamente a través de la geometría
Carga axial máxima (dinámica)	mN	2	Indirectamente a través de análisis y experimentos
Carga radial máxima [0,5 mm desde la brida]	mN	1	Indirectamente a través de análisis y experimentos

3.3. Opciones de energización y control

La señal electromagnética recibida por la antena se transformará a una señal de corriente continua mediante un circuito de adaptación y rectificación. Posteriormente, se necesitará un circuito de control para transformar la señal rectificada en la señal de pulsos o de corriente alterna (CA) y desfasada requerida por el microactuador. Se consideran dos opciones para la emisión de energía: preferiblemente se usará un sistema de transmisión continua de energía, pero en caso de que la potencia recibida no sea lo suficientemente alta para alimentar el motor, se contempla la posibilidad de incluir un condensador de baja potencia (para minimizar su volumen) que actúe a modo de batería, cargándose lentamente, y liberando toda la potencia en un breve intervalo. La opción de incluir baterías precargadas se descartó debido al gran tamaño de cualquier batería miniaturizada disponible.

Además de las señales de potencia del motor, pueden ser necesarias otras señales de potencia o de control para marcar la dirección de rotación. Se estudiará el uso de los armónicos de la frecuencia de resonancia principal de las antenas para señales que requieran menor potencia, como las señales de control para el encendido/apagado del transistor de los circuitos de control de dirección, para reducir el número de antenas requeridas.

El siguiente diagrama (Figura 3.7) muestra el mapa completo de posibilidades de control del motor. Conceptualmente se pretende convertir señales de CA de alta frecuencia en señales de CA de baja frecuencia. Por lo tanto, el primer enfoque inmediato es buscar un variador de frecuencia. Sin embargo, estos sistemas consumen demasiada energía para ser lo suficientemente eficientes para esta aplicación. Además, se han descartado las antenas + filtros de ancho de banda amplio debido a su complejidad.

Se ha realizado un análisis de ventajas y desventajas para encontrar la solución más eficiente y simple, con el menor número de componentes pasivos y de transistores, para reducir el tamaño total del circuito de control. El tamaño de la electrónica, y la elección de componentes pasivos frente a activos, son los factores más limitantes en el proceso de diseño.

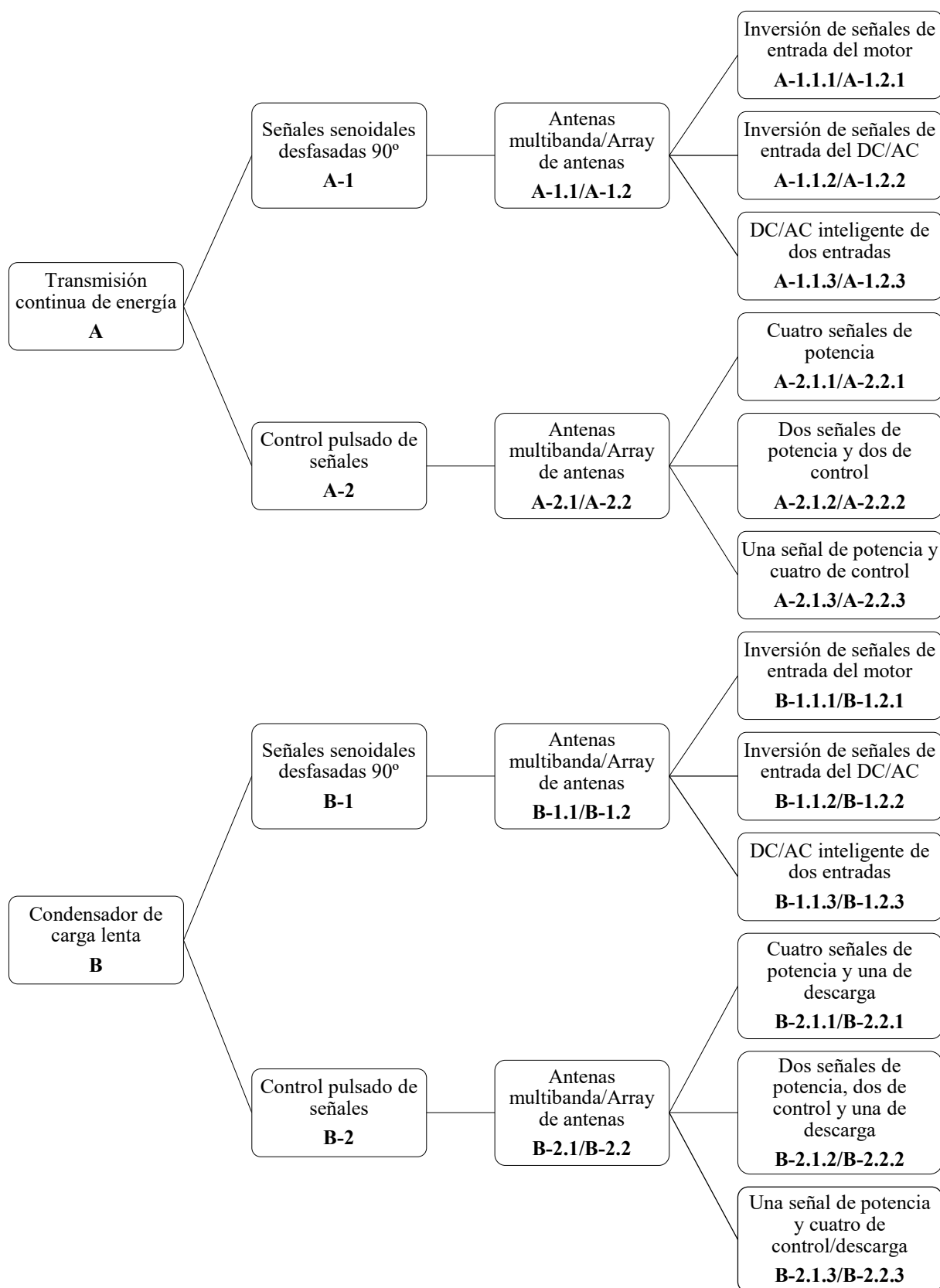


Figura 3.7: Mapa de opciones de energización y control del microactuador.

Hay dos opciones principales, según el método para el sistema de alimentación. Las opciones “A” (transmisión continua de energía) son posibles si las señales recibidas por las antenas tienen potencia suficiente para hacer girar el motor. En este caso, el motor gira si está recibiendo la señal de alimentación, y se detiene cuando no recibe ninguna señal. Por otro lado, los casos “B” (condensador de carga lenta, CCL) son la alternativa por si las señales no tienen suficiente potencia. Se coloca un CCL entre la rectena y los circuitos de alimentación y control del motor, lo que permite cargarlo mientras se recibe señal, y descargarlo cuando se recibe una señal de control, permitiendo disponer de mayor corriente para hacer girar el motor. En todos los casos “B”, por tanto, se necesita una señal de control adicional respecto a los de las opciones A, para controlar la apertura del circuito de carga y descarga del condensador.

Tanto en los casos “A” como en los “B” existen dos formas de controlar el motor: mediante dos señales senoidales (A-1, B-1) o mediante señales cuadradas (A-2, B-2). Las señales deben tener un retardo de $T/4$ (desfase de 90°) entre sí para garantizar el correcto funcionamiento del motor.

Las señales serán recibidas por antenas, que pueden ser de diferentes morfologías (antenas de parche o helicoidales). Además, pueden ensamblarse en diferentes configuraciones: antenas multibanda (A-1.1, A-2.1, B-1.1, B-2.1) o arrays de antenas monobanda (A-1.2, A-2.2, B-1.2, B- 2.2).

Dependiendo de las señales de alimentación (señales cuadradas o senoidales), se han estudiado varias opciones de control, con y sin circuitos para el CCL. En los casos que se emplean señales senoidales, el control se realiza generando estas señales mediante circuitos a partir de la señal rectificadora proveniente de la rectena, mientras que, en los casos de control mediante señales cuadradas, el control se realiza activando y desactivando las señales emitidas.

Para cada caso se ha realizado un diagrama de bloques y un análisis de pros y contras, con los que se seleccionan las mejores opciones sobre las que realizar un estudio detallado. El bloque “Antenna” se refiere a la antena multibanda o array de antenas, “Matching circuit” es el circuito de adaptación de impedancias entre la antena y las etapas posteriores, “Rectifying circuit” es el circuito que convierte la señal AC recibida en una señal DC. Estos tres primeros bloques que se encuentran rodeados por una línea punteada conforman la rectena, como muestra la Figura 3.8.

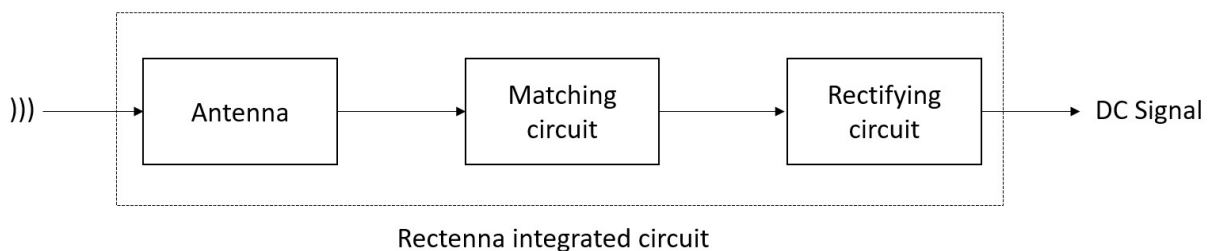


Figura 3.8: Esquema de una rectena.

El bloque “AC/DC” es un oscilador que convierte la señal rectificadora en una señal sinusoidal a la frecuencia de trabajo del motor, “Phase Shifter” es un circuito que genera dos señales senoidales desfasadas 90° a partir de una señal sinusoidal de entrada, “Switch” es un conmutador que bien invierte las señales de salida o conmuta su estado entre apagado/encendido atendiendo a una señal de control. Dependiendo del caso, varios de estos bloques se encuentran rodeados por una línea punteada, que conforman la etapa de adaptación y control de señales de entrada al motor. “Slow Capacitor Charging” es el circuito de un condensador de carga lenta que permite generar una corriente mayor para el motor,

en algunos casos. Las señales de control están nombradas como tal, y son señales que no se requiere que sean de potencia elevada. El resto, son las señales de alta potencia encargadas de energizar las fases del motor. Típicamente, se prevé que una antena multibanda podría proporcionar una única una señal de potencia en su frecuencia de resonancia principal, empleando las resonancias secundarias para las señales de control. A continuación, se muestran los diagramas de bloques para cada caso indicado en el esquema de la Figura 3.7. En estos diagramas se muestra un único bloque “Antenna”, a modo de simplificación, que es el equivalente a un array de antenas o a una antena multibanda.

- A-1.1.1, A-1.2.1: Transmisión continua de energía, señales senoidales desfasadas 90°, antenas multibanda/array de antenas, inversión de señales de entrada del motor. En este modelo, la señal de potencia rectificadora proveniente de la rectena se transforma en una señal senoidal a la frecuencia de trabajo de motor en el DC/AC. Posteriormente, el circuito desfasador genera dos señales senoidales desfasadas 90° a partir de la señal de entrada. Por último, un conmutador que recibe las señales senoidales invierte las salidas en caso de recibir una señal digital de control, para invertir el sentido de giro del motor. **Esta opción requiere 1 señal de potencia y 1 señal de control.** El diagrama de bloques se muestra en la Figura 3.9, y el análisis de ventajas y desventajas en la Tabla 3.3.

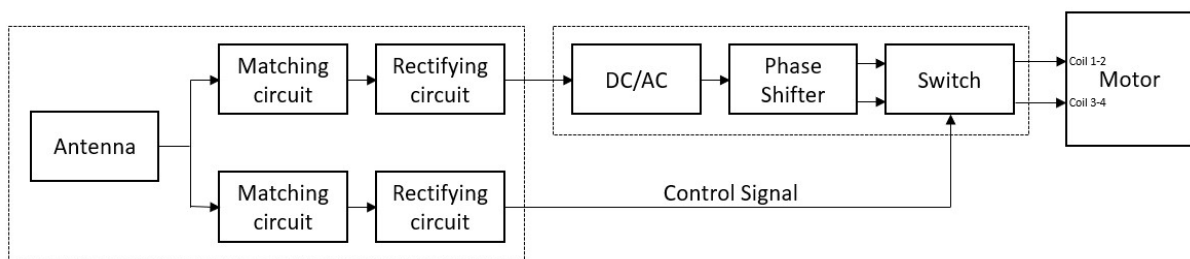


Figura 3.9: Diagrama de bloques de las opciones A-1.1.1 y A-1.2.1.

Tabla 3.3: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones A-1.1.1 y A-1.2.1.

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> - No necesita condensador de carga lenta. - Solo requiere una señal de potencia. - Si se trata de una antena multibanda, la señal de control puede ser recibida por una de las resonancias secundarias. 	<ul style="list-style-type: none"> - Requiere diseñar 3 circuitos eléctricos diferentes. - El DC/AC es complejo de diseñar. Los circuitos habituales no son para el rango Hz. - El desfasador no es muy eficiente. En el rango de Hz se necesitan condensadores muy grandes. Si no, una señal pierde su potencia. - Necesita un conmutador de dirección. Como las señales son senoidales, un circuito simple de transistores no es suficiente. Probablemente requeriría triacs, que necesitan más energía.

- A-1.1.2, A-1.2.2: Transmisión continua de energía, señales senoidales desfasadas 90°, antenas multibanda/array de antenas, inversión de señales de entrada del DC/AC. En este modelo, un conmutador dirige la señal de potencia rectificadora proveniente de la rectena a uno de sus dos terminales de salida según si recibe o no una señal digital de control. De esta manera, la señal se dirige a uno de los dos terminales del DC/AC, que genera la señal senoidal a la frecuencia de

trabajo del motor y la invierte, o no, dependiendo del terminal de entrada de la señal, permitiendo controlar el sentido de giro del motor. Finalmente, el circuito desfasador genera dos señales senoidales desfasadas 90° a partir de la señal de entrada, que se introducen a los terminales del motor. **Esta opción requiere 1 señal de potencia y 1 señal de control.** El diagrama de bloques se muestra en la Figura 3.10, y el análisis de ventajas y desventajas en la Tabla 3.4.

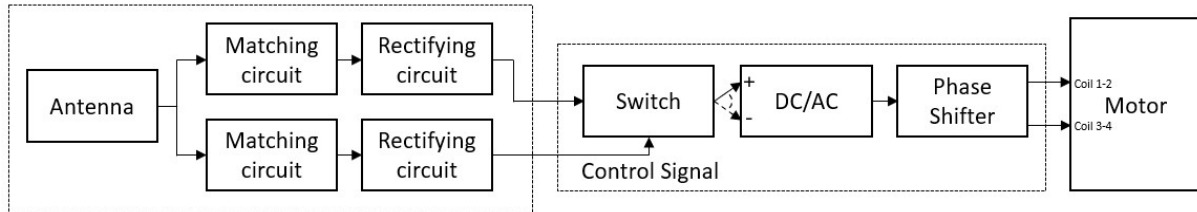


Figura 3.10: Diagrama de bloques de las opciones A-1.1.2 y A-1.2.2.

Tabla 3.4: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones A-1.1.2 y A-1.2.2.

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> - No necesita condensador de carga lenta. - Solo requiere una señal de potencia. - Si se trata de una antena multibanda, la señal de control puede ser recibida por una de las resonancias secundarias. - No necesita un conmutador de dos entradas. 	<ul style="list-style-type: none"> - Requiere diseñar 3 circuitos eléctricos diferentes. - El DC/AC es complejo de diseñar. Los circuitos habituales no son para el rango Hz. Además, es muy complejo diseñarlo de tal manera que invierta la señal de salida en función del terminal por el que reciba la entrada. - El desfasador no es muy eficiente. En el rango de Hz se necesitan condensadores muy grandes. Si no, una señal pierde su potencia.

- A-1.1.3, A-1.2.3: Transmisión continua de energía, señales senoidales desfasadas 90° , antenas multibanda/array de antenas, DC/AC inteligente de dos entradas. En este modelo, según la señal de potencia que se reciba, esta entrará por uno de los dos terminales del DC/AC, que genera la señal senoidal a la frecuencia de trabajo del motor y la invierte, o no, dependiendo del terminal de entrada de la señal, permitiendo controlar el sentido de giro del motor. Posteriormente, el circuito desfasador genera dos señales senoidales desfasadas 90° a partir de la señal de entrada, que se introducen a los terminales del motor. **Esta opción requiere 2 señales de potencia.** El diagrama de bloques se muestra en la Figura 3.11, y el análisis de ventajas y desventajas en la Tabla 3.5.

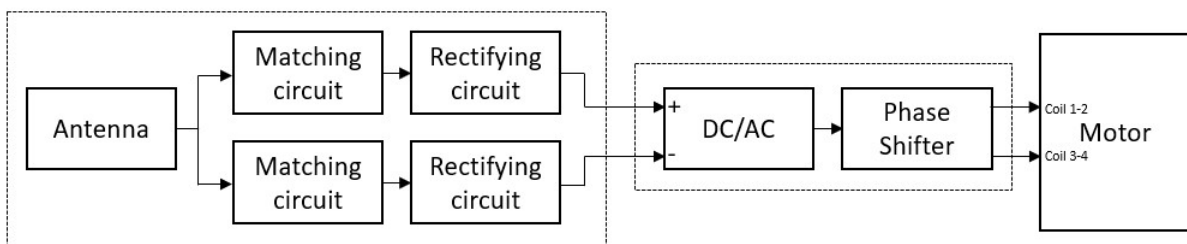


Figura 3.11: Diagrama de bloques de las opciones A-1.1.3 y A-1.2.3.

Tabla 3.5: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones A-1.1.3 y A-1.2.3.

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> - No necesita condensador de carga lenta. - No necesita un conmutador de dirección. 	<ul style="list-style-type: none"> - Necesita dos señales de potencia. Probablemente no sea posible obtenerlas de las frecuencias de resonancia secundarias de una única antena. - El DC/AC es complejo de diseñar. Los circuitos habituales no son para el rango Hz. Además, es muy complejo diseñarlo de tal manera que invierta la señal de salida en función del terminal por el que reciba la entrada. - El desfasador no es muy eficiente. En el rango de Hz se necesitan condensadores muy grandes. Si no, una señal pierde su potencia. - Aunque no requiera un conmutador, quizá sea necesario algún tipo de circuito auxiliar que regule la entrada del DC/AC.

- A-2.1.1, A-2.2.1: Transmisión continua de energía, control pulsado de señales, antenas multibanda/array de antenas, cuatro señales de potencia. En este modelo, la activación y el sentido de giro del motor se controlan mediante la introducción de pulsos por los terminales del motor, activando y desactivando la emisión de cuatro señales de potencia. **Esta opción requiere 4 señales de potencia.** El diagrama de bloques se muestra en la Figura 3.12, y el análisis de ventajas y desventajas en la Tabla 3.6.

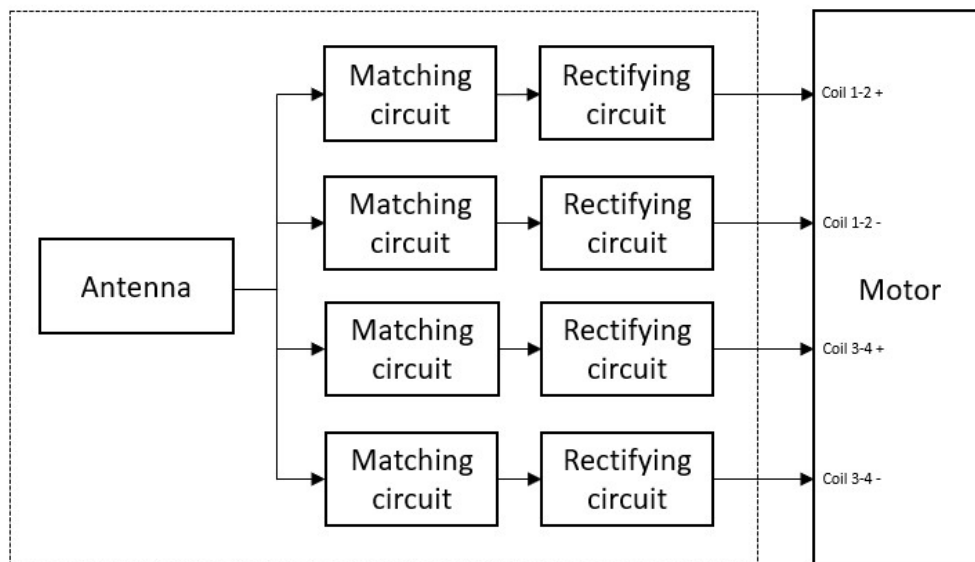


Figura 3.12: Diagrama de bloques de las opciones A-2.1.1 y A-2.2.1.

Tabla 3.6: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones A-2.1.1 y A-2.2.1.

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> - No necesita condensador de carga lenta. - No necesita electrónica para controlar la generación de señales para el motor. El control se realiza en el exterior activando y desactivando la emisión de señal. 	<ul style="list-style-type: none"> - Necesita cuatro señales de potencia. Probablemente no sea posible obtenerlas de las frecuencias de resonancia secundarias de una única antena, y sean necesarias cuatro. - Aunque no requiera un conmutador, quizá sea necesario algún tipo de circuito auxiliar que regule la entrada de los terminales positivo y negativo de cada par de bobinas.

- A-2.1.2, A-2.2.2: Transmisión continua de energía, control pulsado de señales, antenas multibanda/array de antenas, dos señales de potencia y dos de control. En este modelo, una señal de potencia se dirige a cada par de bobinas, controlando el terminal de entrada positivo o negativo, para variar el sentido de giro del motor, mediante la redirección de las señales en función de si se recibe, o no, una señal de control. **Esta opción requiere 2 señales de potencia y 2 señales de control.** El diagrama de bloques se muestra en la Figura 3.13, y el análisis de ventajas y desventajas en la Tabla 3.7.

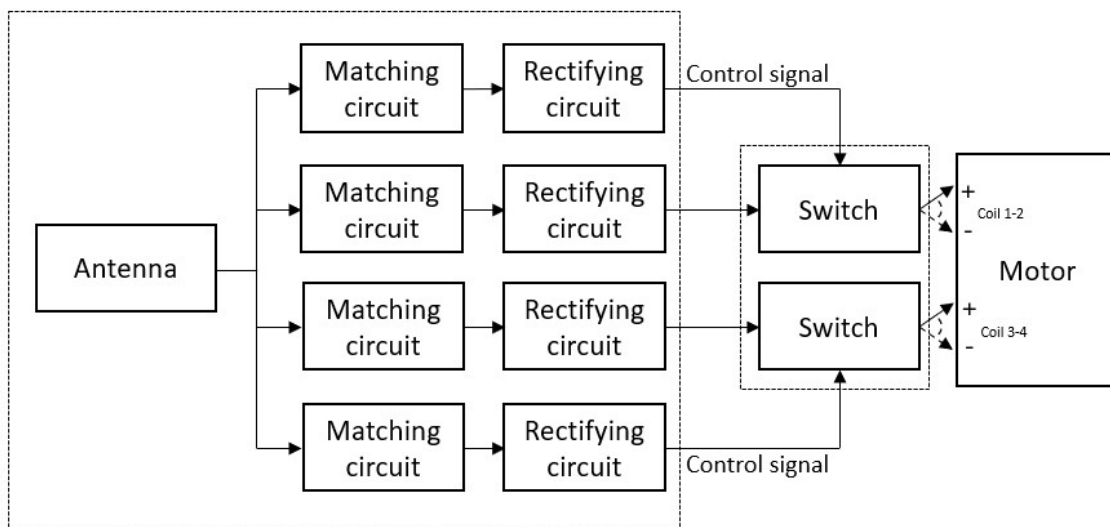


Figura 3.13: Diagrama de bloques de las opciones A-2.1.2 y A-2.2.2.

Tabla 3.7: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones A-2.1.2 y A-2.2.2.

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> - No necesita condensador de carga lenta. - No necesita electrónica para controlar la generación de señales para el motor. El control se realiza en el exterior activando y desactivando la emisión de señal. - Si se trata de una antena multibanda, las señales de control pueden ser recibidas por algunas de las resonancias secundarias. 	<ul style="list-style-type: none"> - Necesita dos señales de potencia. Probablemente no sea posible obtenerlas de las frecuencias de resonancia secundarias de una única antena.

- A-2.1.3, A-2.2.3: Transmisión continua de energía, control pulsado de señales, antenas multibanda/array de antenas, una señal de potencia y cuatro de control. En este modelo, la señal de potencia se redirige a cada terminal de entrada del motor en función de las señales de control recibidas. **Esta opción requiere 1 señal de potencia y 4 señales de control.** El diagrama de bloques se muestra en la Figura 3.14, y el análisis de ventajas y desventajas en la Tabla 3.8.

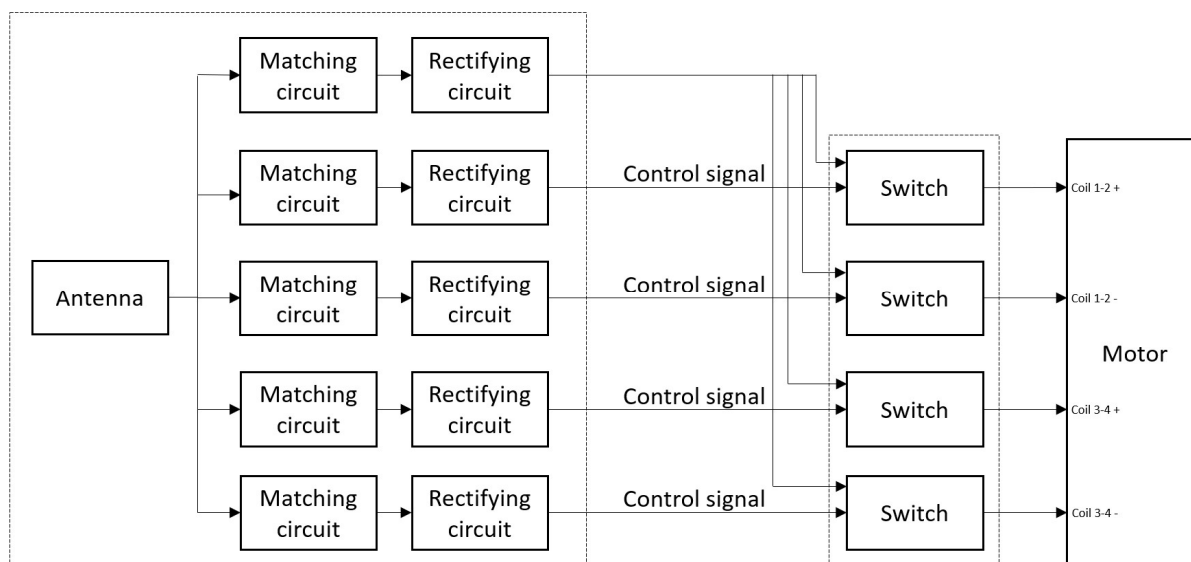


Figura 3.14: Diagrama de bloques de las opciones A-2.1.3 y A-2.2.3.

Tabla 3.8: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones A-2.1.3 y A-2.2.3.

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> - No necesita condensador de carga lenta. - No necesita electrónica para controlar la generación de señales para el motor. El control se realiza en el exterior activando y desactivando la emisión de señal. - Si se trata de una antena multibanda, las señales de control pueden ser recibidas por algunas de las resonancias secundarias. - Si solo se activa un par de bobinas a la vez, es posible reducir el número de señales de control a dos utilizando un demultiplexor de 2 bits. - Utilizando un demultiplexor de 3 bits, se podría reducir a 3 el número de señales de control. 	<ul style="list-style-type: none"> - Aunque solo necesite una señal de potencia, necesita cuatro señales de control. Probablemente no sea posible obtenerlas todas de las frecuencias de resonancia secundarias de una única antena. - Aunque no requiera un conmutador, quizá sea necesario algún tipo de circuito auxiliar que regule la entrada de los terminales positivo y negativo de cada par de bobinas. - La potencia por fase del motor se reduce a la mitad cuando hay dos fases activas simultáneamente. - La señal de potencia debe estar siempre activa.

- B-1.1.1, B-1.2.1: Condensador de carga lenta, señales senoidales desfasadas 90°, antenas multibanda/array de antenas, inversión de señales de entrada del motor. Es igual que el diagrama de bloques de la opción X, pero añadiendo un condensador de carga lenta tras la etapa de rectificación de la señal de potencia, y una señal de control adicional para la apertura/cierre del circuito de descarga del condensador. **Esta opción requiere 1 señal de potencia y 2 señales de control.** El diagrama de bloques se muestra en la Figura 3.15, y el análisis de ventajas y desventajas en la Tabla 3.9.

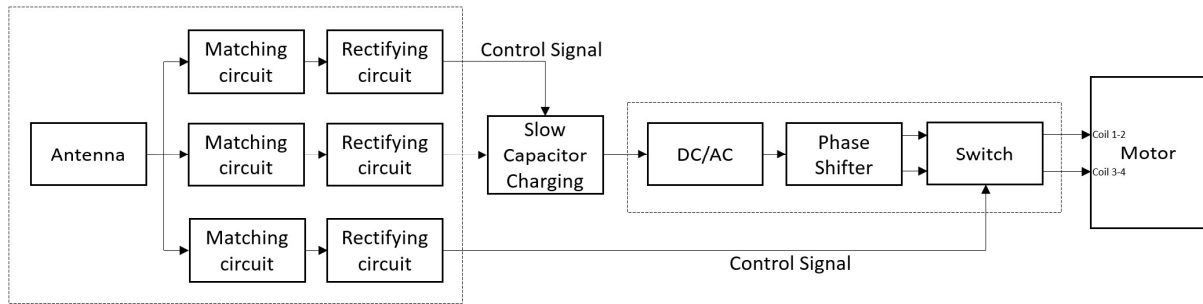


Figura 3.15: Diagrama de bloques de las opciones B-1.1.1 y B-1.2.1.

Tabla 3.9: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones B-1.1.1 y B-1.2.1.

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> - Solo requiere una señal de potencia. - Si se trata de una antena multibanda, las señales de control pueden ser recibidas por algunas de las resonancias secundarias. 	<ul style="list-style-type: none"> - Requiere un condensador, cuyo volumen puede llegar a ser superior al conjunto de microactuador y circuitos de control. - Requiere diseñar 3 circuitos eléctricos diferentes. - El DC/AC es complejo de diseñar. Los circuitos habituales no son para el rango Hz. - El desfaseador no es muy eficiente. En el rango de Hz se necesitan condensadores muy grandes. Si no, una señal pierde su potencia. - Necesita un conmutador de dirección. Como las señales son senoidales, un circuito simple de transistores no es suficiente. Probablemente requeriría triacs, que necesitan más energía. - La señal de potencia debe estar siempre activa para cargar el condensador.

- B-1.1.2, B-1.2.2: Condensador de carga lenta, señales senoidales desfasadas 90°, antenas multibanda/array de antenas, inversión de señales de entrada del DC/AC. Es igual que el diagrama de bloques de la opción X, pero añadiendo un condensador de carga lenta tras la etapa de rectificación de la señal de potencia, y una señal de control adicional para la apertura/cierre del circuito de descarga del condensador. **Esta opción requiere 1 señal de potencia y 2 señales de control.** El diagrama de bloques se muestra en la Figura 3.16, y el análisis de ventajas y desventajas en la Tabla 3.10.

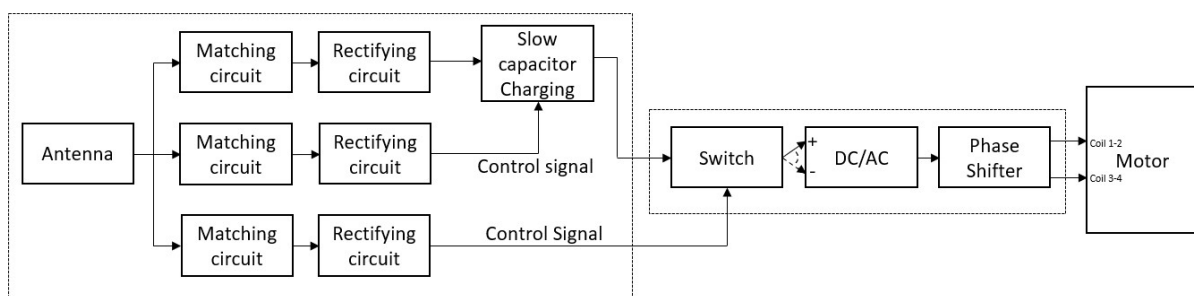


Figura 3.16: Diagrama de bloques de las opciones B-1.1.2 y B-1.2.2.

Tabla 3.10: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones B-1.1.2 y B-1.2.2.

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> - Solo requiere una señal de potencia. - Si se trata de una antena multibanda, las señales de control pueden ser recibidas por algunas de las resonancias secundarias. - No necesita un conmutador de dos entradas. 	<ul style="list-style-type: none"> - Requiere un condensador, cuyo volumen puede llegar a ser superior al conjunto de microactuador y circuitos de control. - Requiere diseñar 3 circuitos eléctricos diferentes. - El DC/AC es complejo de diseñar. Los circuitos habituales no son para el rango Hz. Además, es muy complejo diseñarlo de tal manera que invierta la señal de salida en función del terminal por el que reciba la entrada. - El desfaseador no es muy eficiente. En el rango de Hz se necesitan condensadores muy grandes. Si no, una señal pierde su potencia. - La señal de potencia debe estar siempre activa para cargar el condensador.

- B-1.1.3, B-1.2.3: Condensador de carga lenta, señales senoidales desfasadas 90°, antenas multibanda/array de antenas, DC/AC inteligente de dos entradas. Es igual que el diagrama de bloques de la opción X, pero añadiendo dos condensadores de carga lenta tras la etapa de rectificación de las señales de potencia, y una señal de control adicional para la apertura/cierre del circuito de descarga de los condensadores. **Esta opción requiere 2 señales de potencia y 1 señal de control.** El diagrama de bloques se muestra en la Figura 3.17, y el análisis de ventajas y desventajas en la Tabla 3.11.

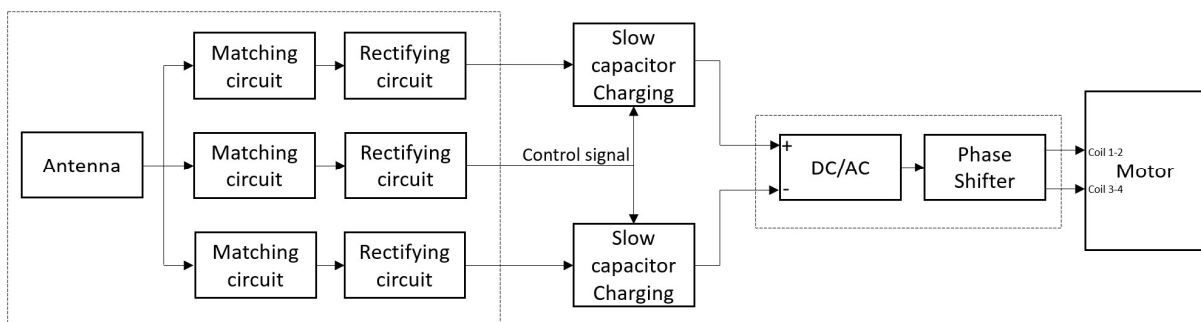


Figura 3.17: Diagrama de bloques de las opciones B-1.1.3 y B-1.2.3.

Tabla 3.11: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones B-1.1.3 y B-1.2.3.

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> - No necesita un conmutador de dirección. - Si se trata de una antena multibanda, la señal de control puede ser recibida por una de las resonancias secundarias. 	<ul style="list-style-type: none"> - Requiere dos condensadores, cuyo volumen puede llegar a ser superior al conjunto de microactuador y circuitos de control. - Necesita dos señales de potencia. Probablemente no sea posible obtenerlas de las frecuencias de resonancia secundarias de una única antena. - El DC/AC es complejo de diseñar. Los circuitos habituales no son para el rango Hz. Además, es muy complejo diseñarlo de tal manera que invierta la señal de salida en función del terminal por el que reciba la entrada. - El desfasador no es muy eficiente. En el rango de Hz se necesitan condensadores muy grandes. Si no, una señal pierde su potencia. - Aunque no requiera un conmutador, quizá sea necesario algún tipo de circuito auxiliar que regule la entrada del DC/AC. <ul style="list-style-type: none"> - Las señales de potencia deben estar siempre activas para cargar el condensador. - Probablemente no sea realizable físicamente, ya que siempre estaría una fase al motor activa, al recibir o no la señal de control, y no permitiendo al condensador cargarse. Serían necesarias dos señales de control, una para cada condensador, para solucionarlo.

- B-2.1.1, B-2.2.1: Condensador de carga lenta, control pulsado de señales, antenas multibanda/array de antenas, cuatro señales de potencia y una de descarga. Es igual que el diagrama de bloques de la opción X, pero añadiendo cuatro condensadores de carga lenta tras la etapa de rectificación de las señales de potencia, y una señal de control adicional para la apertura/cierre del circuito de descarga de cada condensador. **Esta opción requiere 4 señales de potencia y 1 señal de control.** El diagrama de bloques se muestra en la Figura 3.18, y el análisis de ventajas y desventajas en la Tabla 3.12.

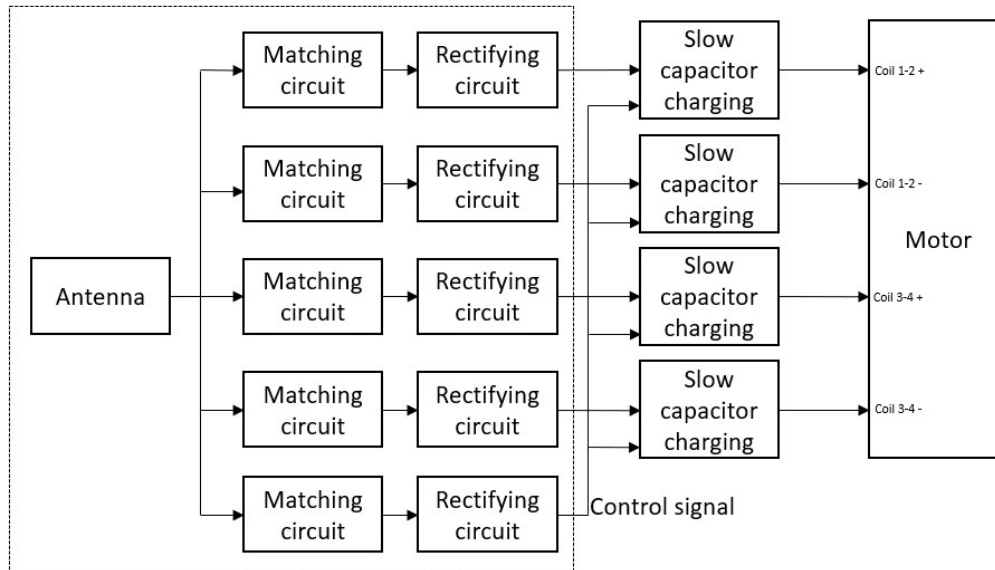


Figura 3.18: Diagrama de bloques de las opciones B-2.1.1 y B-2.2.1.

Tabla 3.12: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones B-2.1.1 y B-2.2.1.

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> - No necesita electrónica para controlar la generación de señales para el motor. El control se realiza en el exterior activando y desactivando la emisión de señal. - Si se trata de una antena multibanda, las señales de control pueden ser recibidas por algunas de las resonancias secundarias. 	<ul style="list-style-type: none"> - Requiere cuatro condensadores, cuyo volumen puede llegar a ser superior al conjunto de microactuador y circuitos de control. - Necesita cuatro señales de potencia. Probablemente no sea posible obtenerlas de las frecuencias de resonancia secundarias de una única antena, y sean necesarias cuatro. - Aunque no requiera un conmutador, quizá sea necesario algún tipo de circuito auxiliar que regule la entrada de los terminales positivo y negativo de cada par de bobinas. - Las señales de potencia deben estar siempre activas para cargar el condensador. - Probablemente no sea realizable físicamente, ya que, al activar la señal de control, se descargarían todos los condensadores. Sería necesaria una señal de control para cada condensador, para solucionarlo.

- B-2.1.2, B-2.2.2: Condensador de carga lenta, control pulsado de señales, antenas multibanda/array de antenas, dos señales de potencia, dos de control y una de descarga. Es igual que el diagrama de bloques de la opción X, pero añadiendo dos condensadores de carga lenta tras la etapa de rectificación de las señales de potencia, y una señal de control adicional para la apertura/cierre del circuito de descarga de los condensadores. **Esta opción requiere 2 señales de potencia y 3 señales de control.** El diagrama de bloques se muestra en la Figura 3.19, y el análisis de ventajas y desventajas en la Tabla 3.13.

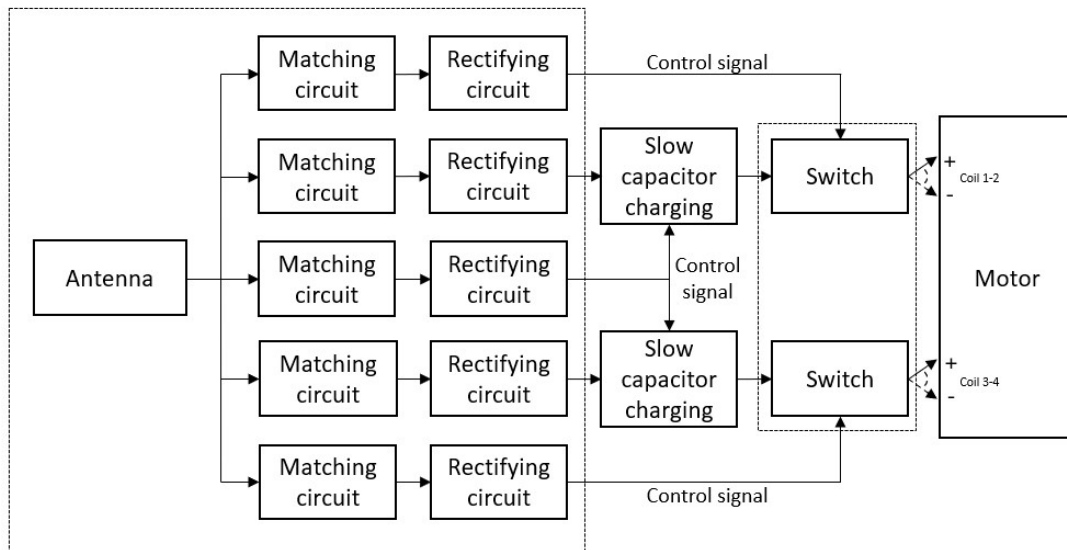


Figura 3.19: Diagrama de bloques de las opciones B-2.1.2 y B-2.2.2.

Tabla 3.13: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones B-2.1.2 y B-2.2.2.

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> - No necesita electrónica para controlar la generación de señales para el motor. El control se realiza en el exterior activando y desactivando la emisión de señal. - Si se trata de una antena multibanda, las señales de control pueden ser recibidas por algunas de las resonancias secundarias. 	<ul style="list-style-type: none"> - Requiere dos condensadores, cuyo volumen puede llegar a ser superior al conjunto de microactuador y circuitos de control. - Necesita dos señales de potencia. Probablemente no sea posible obtenerlas de las frecuencias de resonancia secundarias de una única antena. - Las señales de potencia deben estar siempre activas para cargar el condensador. - Probablemente no sea realizable físicamente, ya que siempre estaría una fase al motor activa, al recibir o no la señal de control, y no permitiendo al condensador cargarse. Serían necesarias dos señales de control, una para cada condensador, para solucionarlo.

- B-2.1.3, B-2.2.3: Condensador de carga lenta, control pulsado de señales, antenas multibanda/array de antenas, una señal de potencia y cuatro de control/descarga. Es igual que el diagrama de bloques de la opción X, pero añadiendo un condensador de carga lenta tras la etapa de rectificación de la señal de potencia. **Esta opción requiere 1 señal de potencia y 4 señales de control.** El diagrama de bloques se muestra en la Figura 3.20, y el análisis de ventajas y desventajas en la Tabla 3.14.

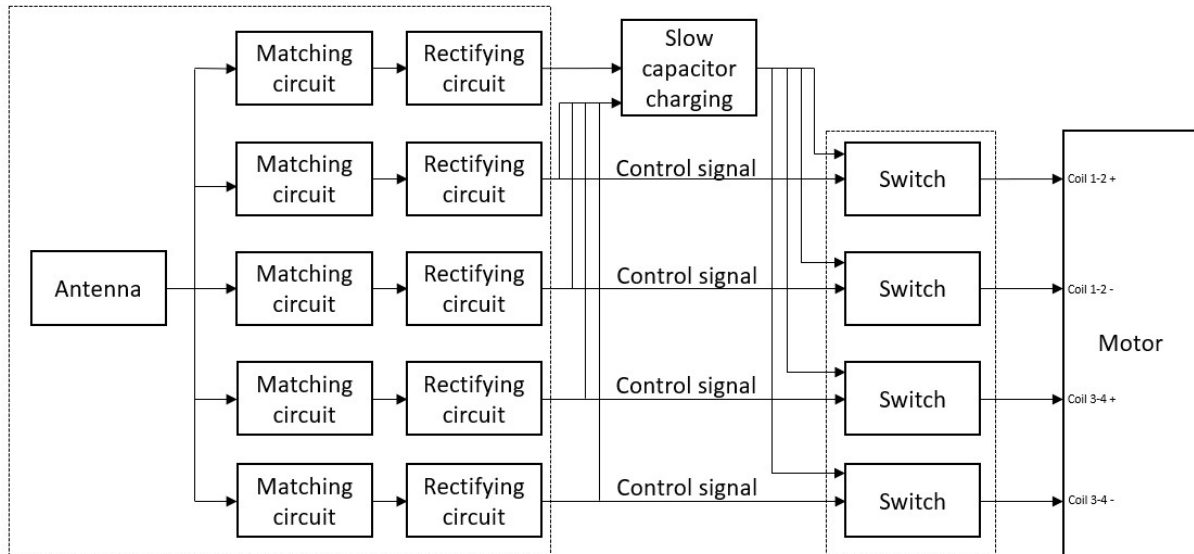


Figura 3.20: Diagrama de bloques de las opciones B-2.1.3 y B-2.2.3.

Tabla 3.14: Tabla de ventajas y desventajas de las opciones B-2.1.3 y B-2.2.3.

Ventajas	Desventajas
<p>- No necesita electrónica para controlar la generación de señales para el motor. El control se realiza en el exterior activando y desactivando la emisión de señal.</p> <p>- Si se trata de una antena multibanda, las señales de control pueden ser recibidas por algunas de las resonancias secundarias.</p> <p>- Si solo se activa un par de bobinas a la vez, es posible reducir el número de señales de control a dos utilizando un demultiplexor de 2 bits.</p> <p>- Utilizando un demultiplexor de 3 bits, se podría reducir a 3 el número de señales de control.</p>	<p>- Requiere un condensador, cuyo volumen puede llegar a ser superior al conjunto de microactuador y circuitos de control.</p> <p>- Aunque solo necesite una señal de potencia, necesita cuatro señales de control. Probablemente no sea posible obtenerlas todas de las frecuencias de resonancia secundarias de una única antena.</p> <p>- Aunque no requiera un conmutador, quizá sea necesario algún tipo de circuito auxiliar que regule la entrada de los terminales positivo y negativo de cada par de bobinas.</p> <p>- La potencia por fase del motor se reduce a la mitad cuando hay dos fases activas simultáneamente.</p> <p>- Las señales de potencia deben estar siempre activas para cargar el condensador.</p>

Tras estudiar las opciones anteriores, se ha determinado que las opciones con control pulsado de señales son en principio preferibles a las opciones con señales senoidales desfasadas a 90° , ya que al requerir menos componentes pasivos su integración en un ASIC sería más sencilla. Además, las opciones con señales senoidales desfasadas a 90° presentan los siguientes problemas:

- En la mayoría de ellas es necesario diseñar tres circuitos. El principal problema es que al no tener ninguna batería o similar, no existen señales de alimentación, y todos los circuitos deben funcionar con la misma señal de entrada y alimentación proveniente de la rectena. Además, el consumo de potencia de estos circuitos debe reducirse en la medida de lo posible, empleando circuitos pasivos, para maximizar la energía que llega a los terminales de entrada del motor.

- El DC/AC es complejo de diseñar. Los circuitos habituales no son para el rango de pocos hercios. Además, es muy complejo diseñarlo de tal manera que invierta la señal de salida en función del terminal por el que reciba la entrada.
- El desfasador no es muy eficiente. En el rango de pocos hercios se necesitan condensadores muy grandes. Si no, una señal pierde su potencia.
- Aunque no requiera un conmutador, quizá sea necesario algún tipo de circuito auxiliar que regule la entrada del DC/AC.

Los diagramas de control pulsado de señales son eléctricamente más simples que los senoidales, pero necesitarán más señales. Por este motivo, se ha determinado que la opción “2.1.2, A-2.2.2: Transmisión continua de energía, control pulsado de señales, antenas multibanda/array de antenas, dos señales de potencia y dos de control”, es la más eficiente.

3.4. Conclusiones de los requisitos de diseño

Analizados los actuadores que deben ser energizados, se ha establecido un requisito geométrico para las antenas y rectenas. Éstas deben tener dimensiones características inferiores a 1 mm, y/o por lo menos, que la sección transversal sea inferior a 1 mm de diámetro.

Se ha realizado un estudio de los diferentes circuitos que podrían componer el controlador atendiendo a su arquitectura y el tipo de señales de alimentación que requiere, que son dos señales senoidales o de pulsos desfasadas 90°. El microactuador consume nominalmente 4.8 mW de potencia y 0.4 A, por lo que estos son los valores que las antenas deben ser capaces de proporcionar. Se han considerado dos escenarios: que sea posible entregar la potencia de forma continua con las antenas, o que sea necesario incluir un condensador que pueda cargarse y liberar toda la energía generando un pulso de mayor potencia. La opción que se determina como la óptima es una que incluye un circuito al que llega una señal de potencia a cada par de bobinas, que se dirigen al terminal de entrada positivo o negativo, para variar el sentido de giro del motor, en función de si se recibe, o no, una señal de control.

Capítulo 4:

Desarrollo de antenas receptoras

En este capítulo se presentan los desarrollos de una antena de espiral de Arquímedes y dos antenas de hélice, incluyendo los diseños, simulaciones, proceso de fabricación y medidas en espacio libre. En las antenas de hélice, además, se detallan las simulaciones y medidas realizadas en condiciones intracorpóreas simuladas. Finalmente, se incluye un estudio de compatibilidad electromagnética de las antenas en conjunto con el microactuador.

4.1. Antena de espiral de Arquímedes

4.1.1. Diseños iniciales

Conocidas las limitaciones en términos de frecuencia, para minimizar las pérdidas como consecuencia de la absorción de energía electromagnética en el cuerpo humano, y las limitaciones en las dimensiones deseables de las antenas receptoras que idealmente habrían de tener dimensiones submilimétricas, el primer tipo de antena que se plantea es una antena plana, o de parche, que se compone de un sustrato dieléctrico y una espiral de Arquímedes con dos ramas de material conductor.

Inicialmente se plantearon diseños como el de la Figura 4.1, que tenía dimensiones de tan solo 0.5 mm de lado, y las simulaciones preliminares parecían indicar que resonaba a 6.6 GHz.

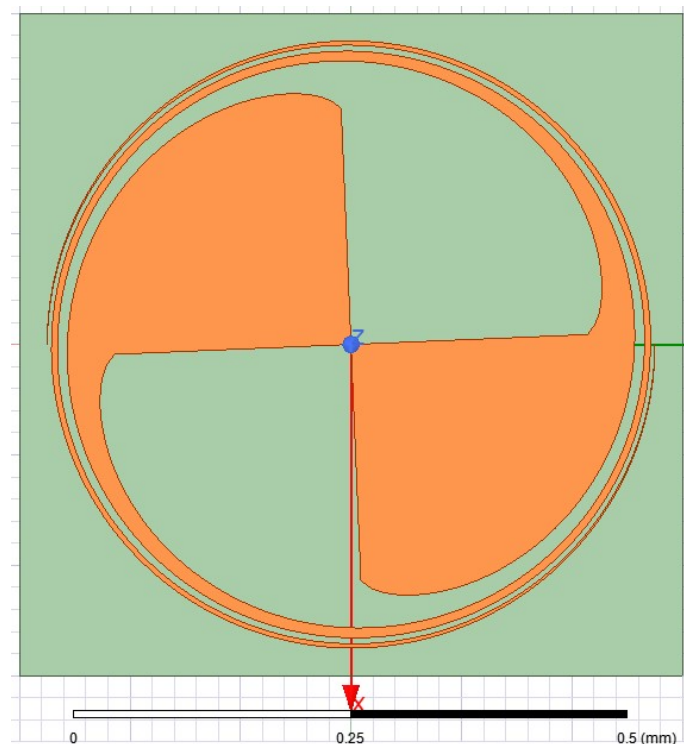


Figura 4.1: Diseño preliminar de una antena plana de espiral de Arquímedes de 0.5 mm de lado.

No obstante, estos resultados resultaron ser erróneos, como consecuencia de emplear los mallados automáticos de Ansys HFSS. Aplicando los refinamientos adecuados, por ejemplo, mediante regiones de Huygens, se observó que las frecuencias de resonancias de las antenas de espiral de Arquímedes en estos tamaños eran muy superiores a las requeridas.

Por ello, y para poder llegar a fabricar la antena con los medios disponibles en los laboratorios de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad de Alcalá, de igual manera que se hizo con la antena de meandros detallada en el estado del arte, se continuó con el diseño de la antena, pero aumentando sus dimensiones. La antena se muestra en la Figura 4.2.

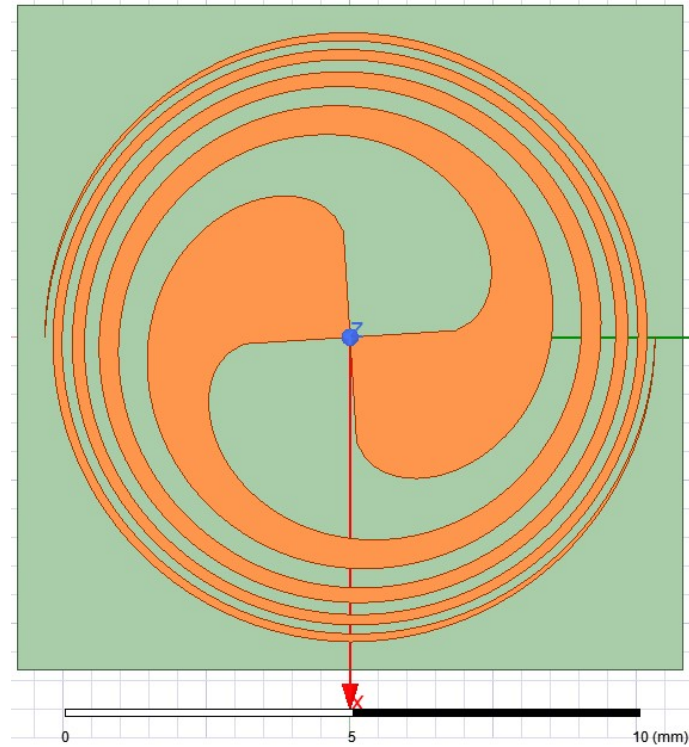


Figura 4.2: Diseño preliminar de una antena plana de espiral de Arquímedes de 12 mm de lado.

El coeficiente de reflexión simulado de la antena se muestra en la Figura 4.3.

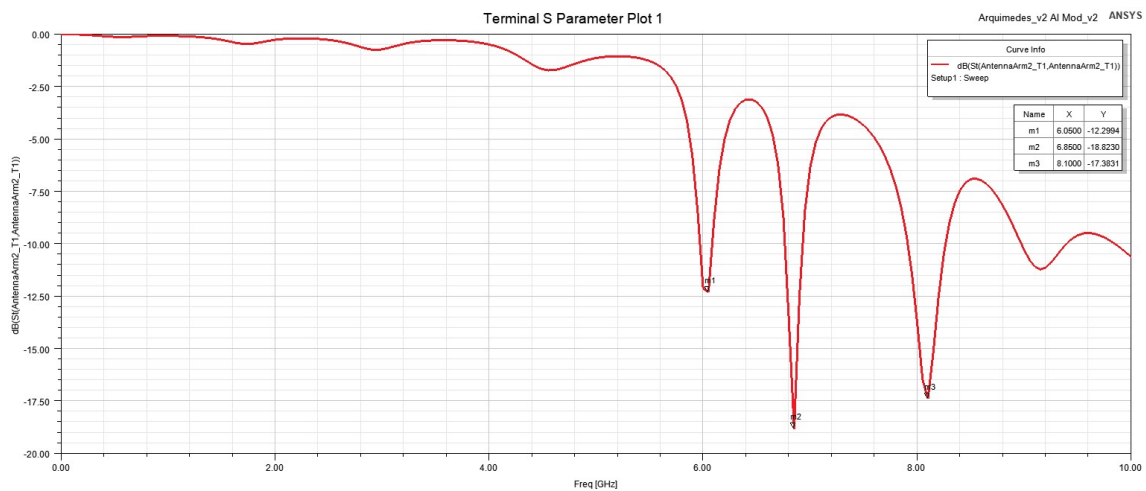


Figura 4.3: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena de espiral de Arquímedes de 12 mm de lado.

Posteriormente, se realizaron algunas pruebas de fabricación de esta antena (Figura 4.4), en materiales plásticos blandos. El desarrollo completo de esta antena puede leerse en el Trabajo Final de Máster titulado “Micro-mecanizado de antenas de perfil reducido mediante sistema automático CNC de alta precisión” [115]. No se prosiguió con su desarrollo, ya que la frecuencia de resonancia y las dimensiones eran superiores a las ideales, y se estaba trabajando en antenas de otras morfologías que presentaban mejores características.



Figura 4.4: Pruebas de fabricación mediante microfresado de la antena de espiral de Arquímedes de 12 mm de lado.

4.1.2. Diseño final

Nerea Muñoz Mateos, alumna del Máster en Ingeniería de Telecomunicación, colaboró en el desarrollo de esta antena en su Trabajo Final de Máster titulado “Diseño y optimización de una antena plana en la banda X” [115], volviendo al enfoque de diseñar la antena con dimensiones submilimétricas. En el trabajo, se describe el estudio analítico de las dimensiones que debía tener la antena para mantener su frecuencia por debajo de 10 GHz, y el análisis mediante simulación FEM. En las simulaciones se analizaron diferentes construcciones variando los parámetros geométricos de la antena, analizando varios sustratos con diferentes valores de permitividad dieléctrica y cambiando el valor de la impedancia del puerto, hasta obtener el diseño definitivo. Adaptando la impedancia del puerto, fue posible simular una antena que cumplía los requisitos geométricos y de frecuencia de resonancia. Para verificar las simulaciones, se fabricaron ocho prototipos de antena y se caracterizaron para determinar su coeficiente de reflexión. Se concluyó que las medidas de la antena coincidían con los valores obtenidos en simulación.

El sustrato de la antena es un cilindro de alúmina de permitividad dieléctrica 9.4. Este tiene un diámetro exterior de 1.1 mm (S_{DE}), un diámetro interior de 0.18 mm (S_{DI}) y una altura de 0.52 mm (S_A). El orificio interno se creó durante la fabricación para separar las ramas de la espiral. En la superficie del sustrato hay dos espirales de Arquímedes de oro, que forman las dos ramas de la antena. Cada espiral tiene 5 vueltas separadas 0.02 mm entre sí (E_S), y tienen una anchura de 0.02 mm (E_A) y un espesor de 0.017 mm (E_E). En la parte inferior del sustrato hay una capa de oro de 0.02 mm (E_B). Por lo que se ha concluido en el análisis del estado del arte, no existen desarrollos sobre antenas de espiral de Arquímedes en este orden de magnitud.

Para poder realizar las simulaciones, se ha incluido un puerto en el centro del cilindro, en la misma superficie que las espirales, con un ancho de 0.05 mm (P_A) y una longitud de 0.24 mm (P_A). Este puerto no se localiza en el extremo interior de la espiral, donde la distancia sería menor, sino en una posición en la cual sería posible apoyar las microsondas de medida disponibles en el laboratorio, que permitirían medir en un prototipo fabricado el coeficiente de reflexión de la antena. La definición de este puerto se ha modificado respecto a lo indicado en el TFM con el fin de que, al realizar las medidas, estas puedan ser comparadas con las simulaciones con mayor veracidad. La siguiente Figura 4.5 muestra el diseño geométrico de la antena y la Tabla 4.1 muestra las dimensiones principales de la antena.

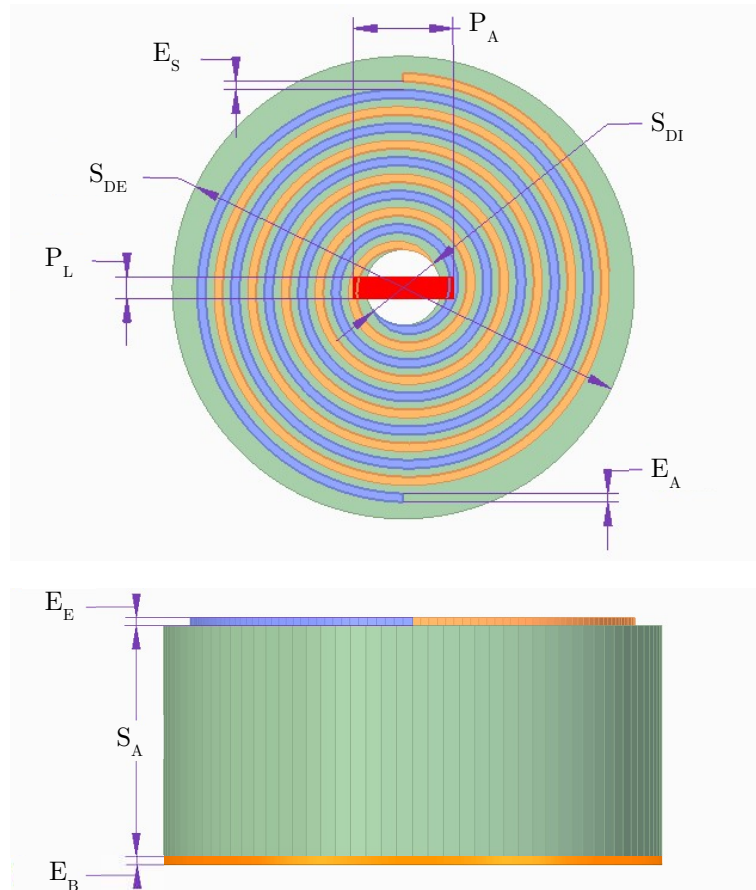


Figura 4.5: Diseño definitivo de la antena de espiral de Arquímedes desarrollada en este trabajo.

Tabla 4.1: Dimensiones de los elementos principales de la antena de espiral de Arquímedes.

Parámetro	Símbolo	Dimensión (mm)
Altura del sustrato	S_A	0.5
Diámetro exterior del sustrato	S_{DE}	1.1
Diámetro interior del sustrato	S_{DI}	0.18
Anchura de la espiral	E_A	0.02
Separación entre espirales	E_S	0.02
Espesor de la espiral	E_E	0.017
Espesor de la base	E_B	0.02
Longitud del puerto	P_L	0.24
Anchura del puerto	P_A	0.05

4.1.3. Modelo y resultados de simulación

En este apartado, se describe el modelo de simulación electromagnética en elementos finitos de la antena descrita en la sección anterior. Para las simulaciones se emplea la herramienta de simulación electromagnética HFSS de Ansys Electronics Desktop 2020 [116].

El sustrato de la antena se modela como un cilindro hueco con diámetro exterior y altura iguales a las especificadas en la Tabla 4.1, al que se sustrae un cilindro con un diámetro igual al diámetro interior del núcleo indicado en la Tabla 4.1. A este sólido se le asigna el material “alumina_93pct”, disponible en la librería de materiales. El modelo del núcleo y las propiedades del material se muestran en la Figura 4.6.

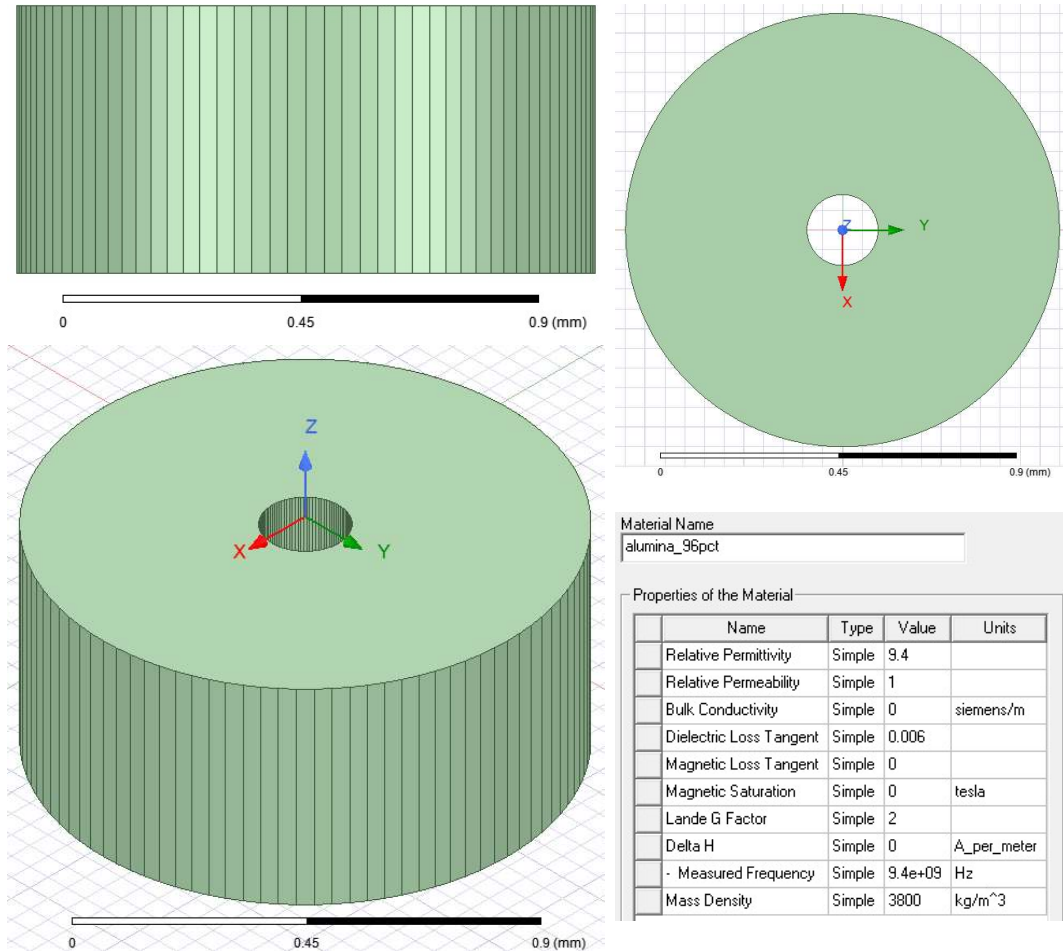


Figura 4.6: Sustrato de alumina de la antena de espiral de Arquímedes modelado en HFSS y propiedades del material.

La espiral de Arquímedes se crea con la herramienta de generación de antenas predefinidas de HFSS, y se le asigna el material “gold” (oro) de la librería de materiales del programa. Además, se genera otro cilindro en la superficie inferior del cilindro, al que se asigna el mismo material. Tanto el oro de la base como el extremo interior de las espirales se modifica sustrayendo el cilindro de diámetro interior de la antena al igual que con el sustrato. Las geometrías y las propiedades del material se muestran en la Figura 4.7.

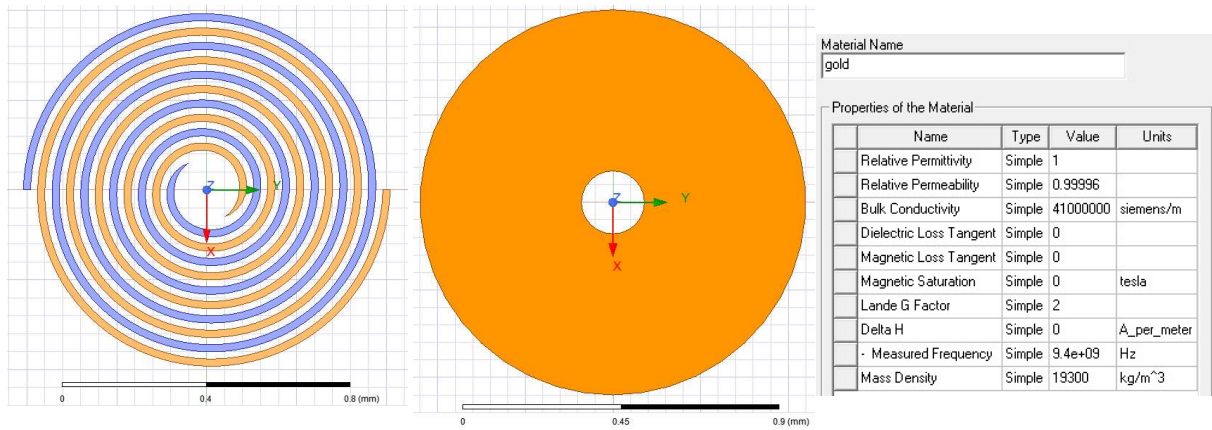


Figura 4.7: Espiral y capa de oro de la superficie inferior de la antena de espiral de Arquímedes modeladas en HFSS y propiedades del material.

Finalmente, las dos ramas de la antena se unen configurando un puerto cuya impedancia se ajusta a 0.19Ω para optimizar el coeficiente de reflexión a la frecuencia de resonancia. Por tanto, sería necesario diseñar un circuito de adaptación de impedancias en el caso de que se necesitase conectar la antena a un puerto estándar de 50Ω . También, se genera la región de simulación a la frecuencia de estudio de la antena, y se configura una simulación en el rango de 0 a 6.5 GHz, con pasos de 0.1 GHz. Localizada la frecuencia de resonancia, se refinó la simulación con un intervalo de 3.5 a 5 GHz con un paso de 0.01 GHz. El modelo completo se muestra en la Figura 4.8.

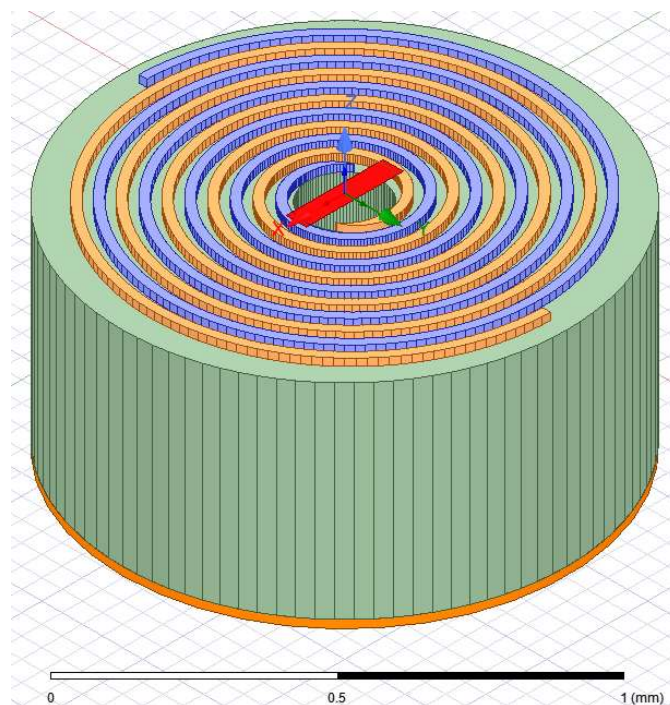


Figura 4.8: Modelo completo de la antena de espiral de Arquímedes creado en HFSS.

Los resultados de simulación mostraban la frecuencia de resonancia de la antena en 4.49 GHz, con un coeficiente de reflexión (S11) de -18.47 dB. Por tanto, la longitud característica de la antena puede ser expresada como 0.016λ . El coeficiente de reflexión en función de la frecuencia se muestra en la siguiente Figura 4.9.

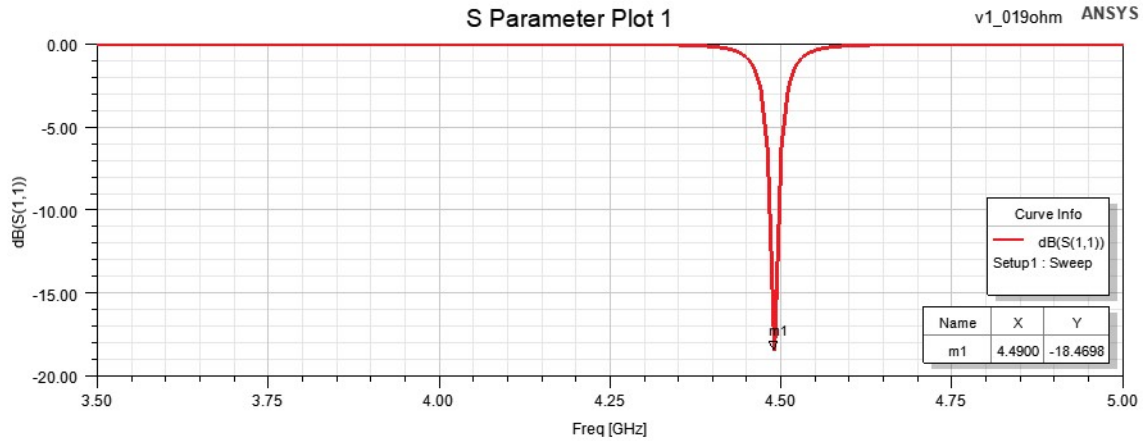


Figura 4.9: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena de espiral de Arquímedes.

Después, se realizó una simulación a la frecuencia exacta de 4.49 GHz para determinar la ganancia máxima y el diagrama de radiación de la antena. El diagrama de radiación 3D de la antena se muestra en la Figura 4.10, donde se observa una ganancia simulada máxima de -42.3 dBi. Este valor de ganancia bajo puede explicarse como consecuencia de la miniaturización [117].

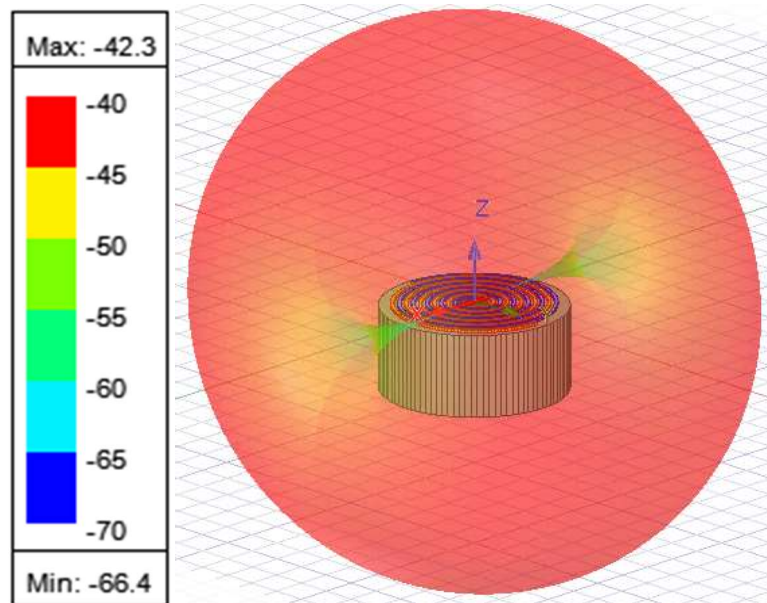


Figura 4.10: Resultados de simulación del diagrama de radiación 3D de la antena de espiral de Arquímedes.

La Figura 4.11 muestra el diagrama de radiación en los dos planos ortogonales de la antena. La Figura 4.11 (a) corresponde al plano XY, sobre el que se localiza la espiral. El patrón no es simétrico respecto al eje X ni al eje Y, sino que sus ejes de simetría aparecen rotados 4° respecto al origen del sistema, teniendo una zona de nulos en el eje X. La Figura 4.11 (b) corresponde al plano XZ, el plano perpendicular a la superficie de la espiral que no contiene los extremos de las ramas. Presenta una zona de nulos en el eje X, pero a diferencia del anterior, este sí es simétrico respecto de los dos ejes.

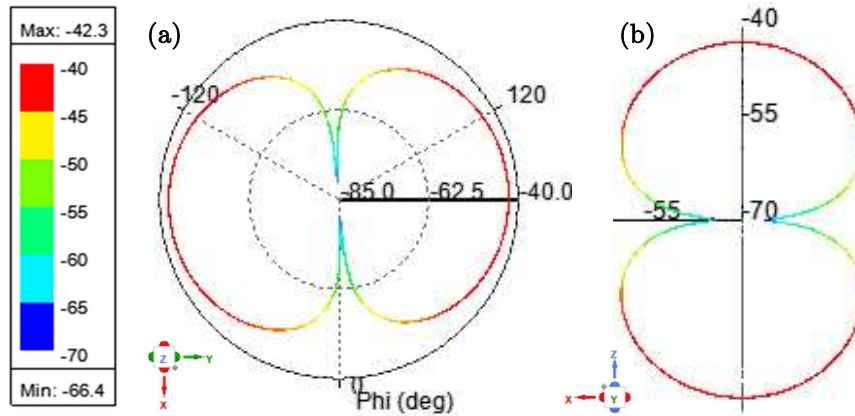


Figura 4.11: Resultados de simulación del diagrama de radiación 2D de la antena de espiral de Arquímedes: (a) plano XY, (b) plano XZ.

También se ha calculado el circuito equivalente de la antena mediante la aproximación clásica de un circuito resonante. El valor de la resistencia se obtiene a partir de la carta de Smith. Para determinar los valores de la bobina y el condensador se ha identificado el ancho de banda de 3 dB para la impedancia alrededor de la frecuencia resonante, que se muestra en la Tabla 4.2. Mediante el ancho de banda a 3dB se puede determinar el factor de calidad (Q). Atendiendo a la forma de variación del coeficiente de reflexión mostrado en la Figura 89, se observa que se trata de un circuito resonante serie. Por lo tanto, a partir del valor de la resistencia del circuito equivalente y el factor de calidad (Q) del circuito resonante serie, se determina el valor de la bobina y condensador de dicho circuito, siendo sus valores los mostrados en la Tabla 4.3.

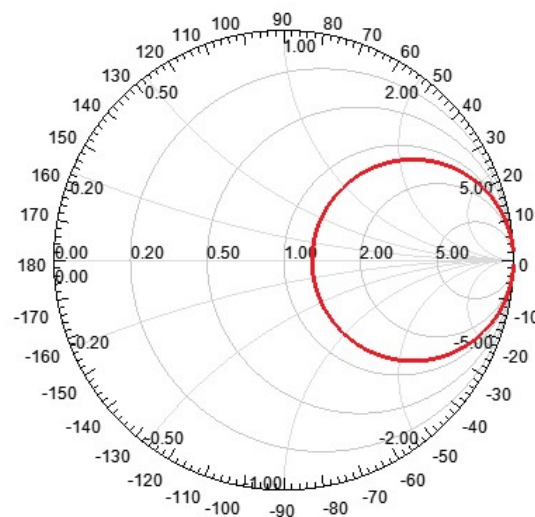


Figura 4.12: Carta de Smith de la antena de espiral de Arquímedes.

Tabla 4.2: Frecuencia de resonancia, ancho de banda e impedancia de la antena de espiral de Arquímedes.

F_0 (GHz)	Límites del ancho de banda de 3dB (GHz)	Z_{af_0} (Ω)
4.49	4.48-4.5	0.24

Tabla 4.3: Valores de los elementos del circuito equivalente de la antena de espiral de Arquímedes.

R (Ω)	L (nH)	C (pF)
0.24	1.9	0.657

4.1.4. Fabricación

Finalizada la fase de diseño y simulación, se fabricaron en una sala limpia ocho prototipos de la antena espiral de Arquímedes mediante micromecanizado por láser, según el diseño geométrico indicado anteriormente. El diagrama del proceso de fabricación se muestra en la Figura 4.13. Primero, se depositó químicamente una capa de oro de 20 μm de espesor sobre las superficies de una lámina de alúmina de 0.5 mm de espesor cuya constante dieléctrica es de 9.4, de la que se cortó un círculo de 1.1 mm de diámetro mediante microfresado (paso 1). Luego, el diseño de la antena se importó en el software LPKF CircuitPro PL y se micromecanizó por láser la forma de la espiral sobre la capa de oro utilizando una máquina LPKF ProtoLaser U4 (pasos 2 y 3). Finalmente se realizó un microtaladro en el centro de la pieza (paso 4), finalizando el proceso de fabricación (paso 5).

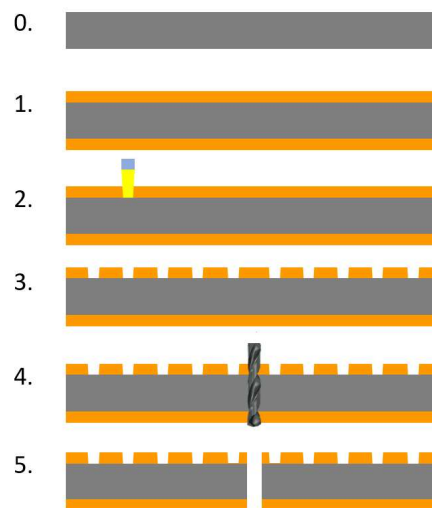


Figura 4.13: Proceso de fabricación de la antena de espiral de Arquímedes.

De los ocho prototipos fabricados, siete de ellos parecían correctos cuando se inspeccionaron bajo el microscopio, mientras que uno de ellos parecía tener algunos defectos de fabricación. La Figura 4.14 muestra algunas fotografías de los prototipos fabricados.



Figura 4.14: Imágenes de los prototipos de la antena de espiral de Arquímedes tomadas con un microscopio digital y detalle de las zonas de interés.

4.1.5. Ensayos en espacio libre

Una vez que se comprobó mediante la inspección con el microscopio que las antenas habían sido correctamente fabricadas, se procedió a medir su coeficiente de reflexión para poder comparar las mediciones con los resultados de simulación. Para ello, se emplearon unas microsondas de radiofrecuencia con puntas separadas 200 μm modelo MPI TITAN RF TS200A [118] (Figura 4.15). A continuación se muestran algunas imágenes de las medidas de las micropuntas de las sondas tomadas con un microscopio digital, en la Figura 4.16. La separación de las puntas es un parámetro crítico para el diseño de las antenas, ya que las superficies sobre las que se deban apoyar las puntas deben tener una separación máxima de 225 μm . Esto se ha tenido en cuenta, por ejemplo, a la hora de definir la geometría del puerto en el modelo de simulación de las antenas de espiral.



Figura 4.15: Sonda de medida RF [118] e imagen tomada por el microscopio de las micropuntas de la sonda.

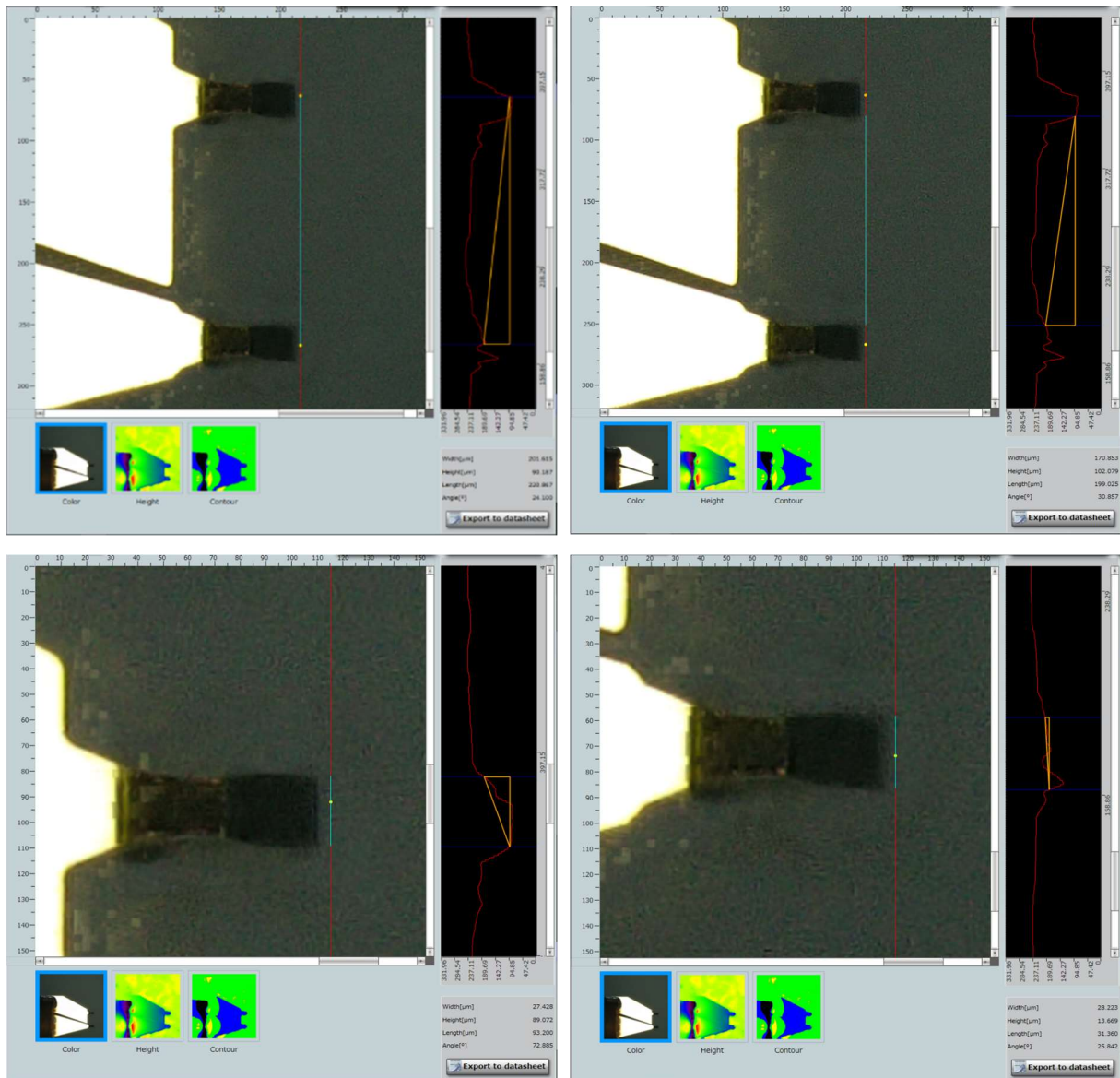


Figura 4.16: Medidas de distancias de las microsondas de medida de RF. Arriba izquierda: Distancia entre los centros de las puntas. Arriba derecha: Distancia entre las aristas interiores de las puntas (dimensión máxima de los puertos de las antenas). Abajo izquierda: Ancho de la punta izquierda. Abajo derecha: Ancho de la punta derecha.

Dichas puntas requerían ser posicionadas sobre los puertos de las antenas con gran precisión, para lo que se emplearon diferentes elementos disponibles en el laboratorio como mesas de desplazamiento micrométrico, mesas y postes ópticos, microscopios con pantalla integrada y otros microscopios conectados a un ordenador. Para poder acoplar las sondas, se diseñaron piezas a medida que se ensamblaron en un modelo CAD junto con el resto de elementos, cuyos modelos 3D se descargaron de la web de Thorlabs [119], o se diseñaron a partir de las medidas ofrecidas por los fabricantes [118]. El modelo CAD diseñado en programa de diseño Solid Edge se muestra en la Figura 4.17.

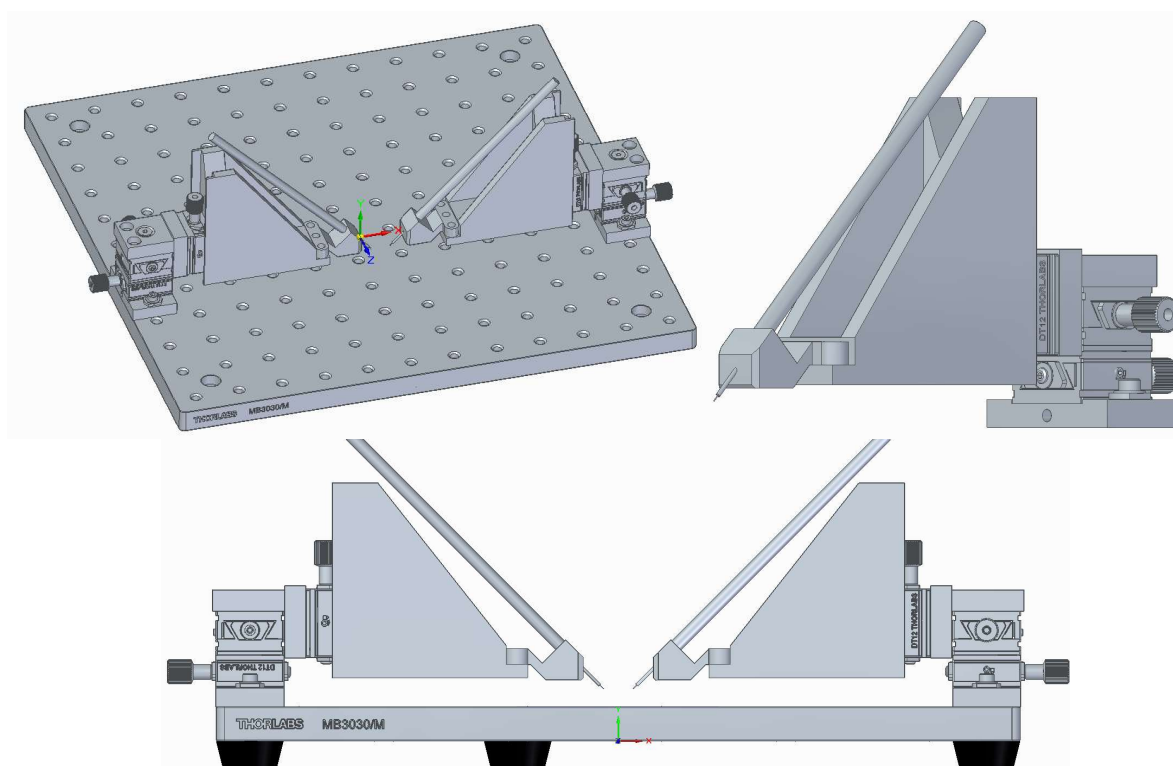


Figura 4.17: Modelo CAD del sistema de medición para caracterizar antenas en plano con las microsondas de RF.

Verificadas las dimensiones de las piezas necesarias para el acople de las sondas, se imprimieron mediante impresoras 3D y se ensamblaron en una bancada de trabajo. Las sondas se conectaron a un analizador de espectros Keysight ENA E5063A Vector Network Analyzer, y se instalaron los microscopios digitales. En la Figura 4.18 (izquierda) se puede ver una foto del sistema fiel al modelo CAD de la bancada que se diseñó, aunque posteriormente se retiró la sonda de la derecha para acoplar un tercer microscopio y poder realizar mejor las aproximaciones con las sondas. La vista en detalle de las sondas apoyadas sobre la antena de espiral de Arquímedes se muestra en la Figura 4.18 (derecha).

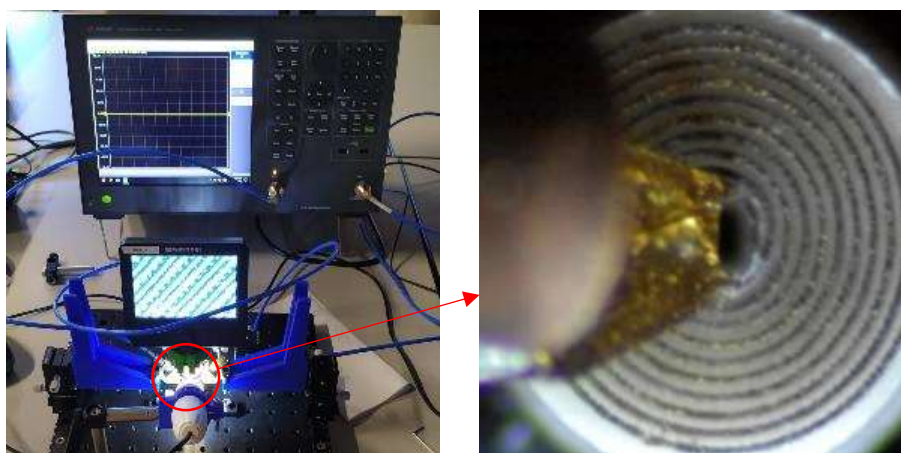


Figura 4.18: Sistema de medición (izquierda) y vista desde el microscopio del posicionamiento de la sonda sobre los extremos de las espirales de la antena (derecha).

La medida del coeficiente de reflexión de los ocho prototipos de la antena de espiral de Arquímedes, comparada con los resultados de simulación, se muestra en la siguiente Figura 4.19. Siete prototipos muestran un comportamiento similar, mientras que uno de ellos es algo diferente, como se había anticipado, por los defectos de fabricación.

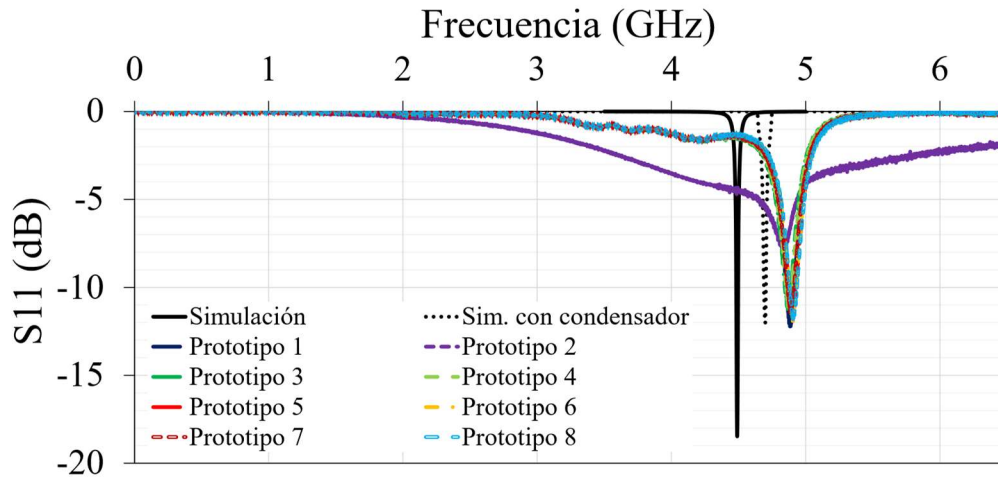


Figura 4.19: Coeficiente de reflexión de la antena de espiral de Arquímedes simulado con y sin condensador y medido en los 8 prototipos de antena fabricados.

Como se puede ver en la Figura 4.19, las mediciones de los siete prototipos correctos son precisas y repetibles, mostrando una frecuencia de resonancia en 4.9 GHz con un coeficiente de reflexión de -12 dB. Por tanto, la longitud característica de la antena se puede expresar como 0.018λ (con la frecuencia de resonancia medida). La diferencia en el coeficiente de reflexión entre las medidas y las simulaciones se debe a las desadaptaciones de impedancia.

Existe una diferencia entre la frecuencia de resonancia simulada y la medida, que es consecuencia del efecto capacitivo causado por la sonda de RF. Esta sonda se calibró con un sustrato de calibración MPI AC-3 antes de la prueba, por lo que la diferencia no es un error de calibración, sino un efecto provocado por la sonda debido a su mayor tamaño respecto a las antenas.

Por ello, se realizó una simulación paramétrica en la que se incluyó un condensador variable en el modelo de antena, para modelar el efecto de la sonda de RF. Con estos resultados, incluyendo un condensador de 8.9 pF, la frecuencia de resonancia se desplazó a 5.7 GHz, como se muestra en la Figura 4.19. La diferencia restante entre las dos frecuencias de resonancia se puede atribuir a diferencias en las propiedades del material simulado y el sustrato real, o diferencias geométricas en los resultados de fabricación con las dimensiones de diseño.

4.1.6. Conclusiones de la antena de espiral de Arquímedes

Se ha presentado el desarrollo de una antena plana de espiral de Arquímedes de 1.1 mm de diámetro y 0.537 mm de altura, con frecuencia de resonancia en 4.9 GHz y ganancia de -42.3 dBi. Varios prototipos de la antena fueron fabricados y medidos empleando una bancada de medida especialmente diseñada, mostrando una correcta correlación con los resultados de simulación. Esta antena cumple el

requisito de dimensión inferior a 1 mm de diámetro. Sin embargo, la ganancia puede resultar excesivamente baja para sea compatible con el requisito energético. En cualquier caso, podría ser útil para otras aplicaciones donde el requisito energético sea inferior. Se está trabajando en la redacción de un artículo científico relativo al desarrollo de esta antena.

Respecto a las antenas localizadas en el estado del arte, todas tienen dimensiones al menos un orden de magnitud superior al de la que se presenta en esta tesis doctoral. Además, la longitud característica de la antena, que compara la frecuencia de resonancia con la dimensión de mayor longitud de cada antena, es al menos un orden de magnitud inferior al resto, lo que demuestra el alto grado de miniaturización logrado. La siguiente Tabla 4.4 compara los parámetros fundamentales de la antena de espiral de Arquímedes desarrollada con las de las publicaciones analizadas en el estado del arte.

Tabla 4.4: Comparación de las prestaciones de la antena de espiral de Arquímedes desarrollada con las estudiadas en el estado del arte.

Referencia	Dimensiones	Frecuencia de resonancia (GHz)	Longitud característica	Coefficiente de reflexión (dB)	Ganancia (dBi)
[51]	36 x 36 x 20 mm ³	2-6	0.24λ × 0.24λ × 0.13λ	-	-6...7.5
[52]	D = 72 mm	1.2-3.6	0.29λ	~ -17	~ 4
[58]	37.5 x 37.5 x 20 mm ³	1.99	0.25λ × 0.25λ × 0.13λ	~ -17	-
[59]	D = 23.2 mm	4.6-9	0.356λ	~ -29	~ 4
[60]	D = 9 mm	8-16	0.24λ	~ -20.5	9
[61]	19.77 x 20.72 mm ²	0.3-16	0.02λ x 0.021λ	~ -14	-
[62]	30 x 30 x 3.048 mm ³	2-6	0.2λ × 0.2λ × 0.02λ	-	-
Antena de espiral de Arquímedes	1.1 x 1.1 x 0.537 mm ³	4.9	0.016λ	-18.47	-42.3

4.2. Antenas de hélice

4.2.1. Diseño

La antena de espiral de Arquímedes, a pesar de tener unas dimensiones muy compactas, lo que la hace una gran candidata para ser empleada en sensores de volumen reducido, resuena a 4.9 GHz. A dicha frecuencia, la absorción electromagnética en el cuerpo humano es elevada, además de que la antena de por sí tiene una ganancia baja. Por este motivo, se exploraron antenas de otras morfologías, encontrando un gran potencial en las antenas de hélice o antenas helicoidales. Estas antenas se componen de superficies formadas por un material conductor, habitualmente espirales, que se encuentran unidas a un núcleo, en ocasiones de un material dieléctrico, que les da forma cilíndrica, y que les aporta robustez.

Manteniendo un diámetro reducido, y aumentando su longitud, es posible diseñar antenas con frecuencia de resonancia más baja y una ganancia más elevada que, por ejemplo, las antenas de espiral de Arquímedes estudiadas anteriormente. A pesar de tener una longitud de varios milímetros, su sección submilimétrica permitiría su fácil inserción dentro del cuerpo humano por ejemplo mediante jeringuillas, además de que podrían ser empleadas en cirugías mínimamente invasivas como cateterismos o artroscopias. Adicionalmente, pueden emplearse materiales flexibles para el núcleo de las antenas, lo que facilitaría su inserción en el cuerpo humano.

Con esta filosofía se han diseñado varios modelos de antenas helicoidales mediante una parametrización controlada durante el proceso simulación electromagnética con elementos finitos (FEM). Variando los parámetros geométricos de las antenas, se buscó reducir el tamaño de las antenas a la par que se trataba de mantener la frecuencia de resonancia en pocos gigahercios, y se procuraba maximizar la ganancia. Al mismo tiempo, se producía una realimentación desde las pruebas de fabricación, que imponían restricciones a algunos parámetros geométricos, y la disponibilidad de los materiales necesarios en cuanto a propiedades y tamaños.

De esta manera, se diseñaron dos modelos de antenas helicoidales de doble espiral, con la condición de tener un diámetro aproximado a 1 French (1Fr, 0.33 mm) y 3 French (3Fr, 1 mm). Tras el proceso de diseño iterativo, se determinaron los parámetros geométricos para dos antenas helicoidales de 0.352 mm y 0.852 mm de diámetro. La de menor diámetro, en adelante antena 1Fr, tiene un núcleo de 0.3 mm de diámetro exterior, 0.1 mm de diámetro interior y una longitud de 6.1 mm, mientras que en la de mayor diámetro, en adelante antena 3Fr, el núcleo tiene 0.8 mm de diámetro exterior y 0.3 mm de diámetro interior, y la longitud es de 6.2 mm. El núcleo de la antena está hecho de teflón, (Politetrafluoroetileno, PFTE), de la empresa GoodFellow (Huntingdon, Inglaterra), un material biocompatible que aporta robustez a la antena y la hace flexible. Además, es un material dieléctrico, teniendo una de las mayores permitividades dieléctricas de los materiales poliméricos flexibles, lo que contribuye a reducir la frecuencia de resonancia de la antena. Ambos modelos de antenas tienen dos secciones de cable de cobre bobinadas sobre el núcleo, con 30 vueltas en cada mitad. Cada vuelta tiene una separación de 0.1 mm, dejando 0.2 mm de distancia entre las dos secciones en la mitad del núcleo, donde se ubica el puerto de la antena. Estos valores permiten lograr un elevado número de vueltas en una longitud corta, lo que incrementa la longitud eléctrica de la antena y por tanto baja la frecuencia de resonancia, pero sin complicar excesivamente la fabricación. El cable de cobre empleado es del tipo HSP15 Solabond de la empresa Elektrisola, Reichshof-Eckenhagen (Alemania), y tiene un diámetro nominal de 20 μm y una capa de poliuretano y poliamida autoadhesiva de 3 μm . Una vez pegado tiene una gran resistencia de unión, no es higroscópico y también es biocompatible. Las siguientes Figura 4.20 y Tabla 4.5 contienen un resumen de los principales parámetros geométricos de las dos antenas.

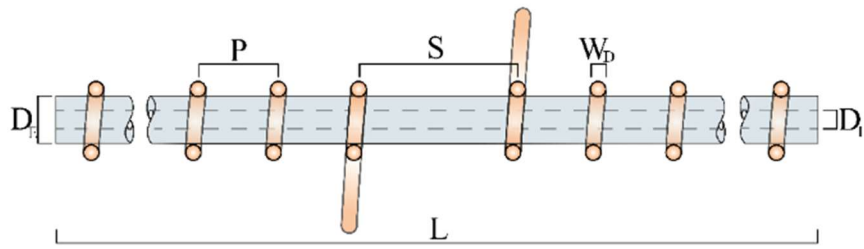


Figura 4.20: Esquema simplificado de las antenas de hélice.

Tabla 4.5: Dimensiones de los elementos principales de las antenas de hélice.

Parámetro	Símbolo	Dimensión (mm)	
		Antena 1Fr	Antena 3Fr
Longitud núcleo	L	6.1	6.2
Diámetro exterior del núcleo	D_E	0.3	0.8
Diámetro interior del núcleo	D_I	0.1	0.3
Paso entre vueltas	P	0.1	
Separación entre ramas	S	0.2	
Diámetro del cable	W_D	Nominal: 0.02 Con adhesivo: 0.026	
Diámetro total de la antena		0.352	0.852

4.2.2. Modelo y resultados de simulación

En este apartado se describe el modelo de simulación electromagnética en elementos finitos de las antenas descritas en la sección anterior. Para las simulaciones se emplea la herramienta de simulación electromagnética HFSS de Ansys Electronics Desktop 2020 [116].

El núcleo de la antena se modela como un cilindro hueco con diámetro exterior y longitud iguales a las especificadas en la Tabla 4.5, al que se sustrae un cilindro de la misma longitud y con un diámetro igual al diámetro interior del núcleo indicado en la Tabla 4.5, para cada antena. A este sólido se le asigna el material “Teflon (tm)”, disponible en la librería de materiales. Los modelos de los núcleos se muestran en la Figura 4.21 y las propiedades del material en la Figura 4.22.

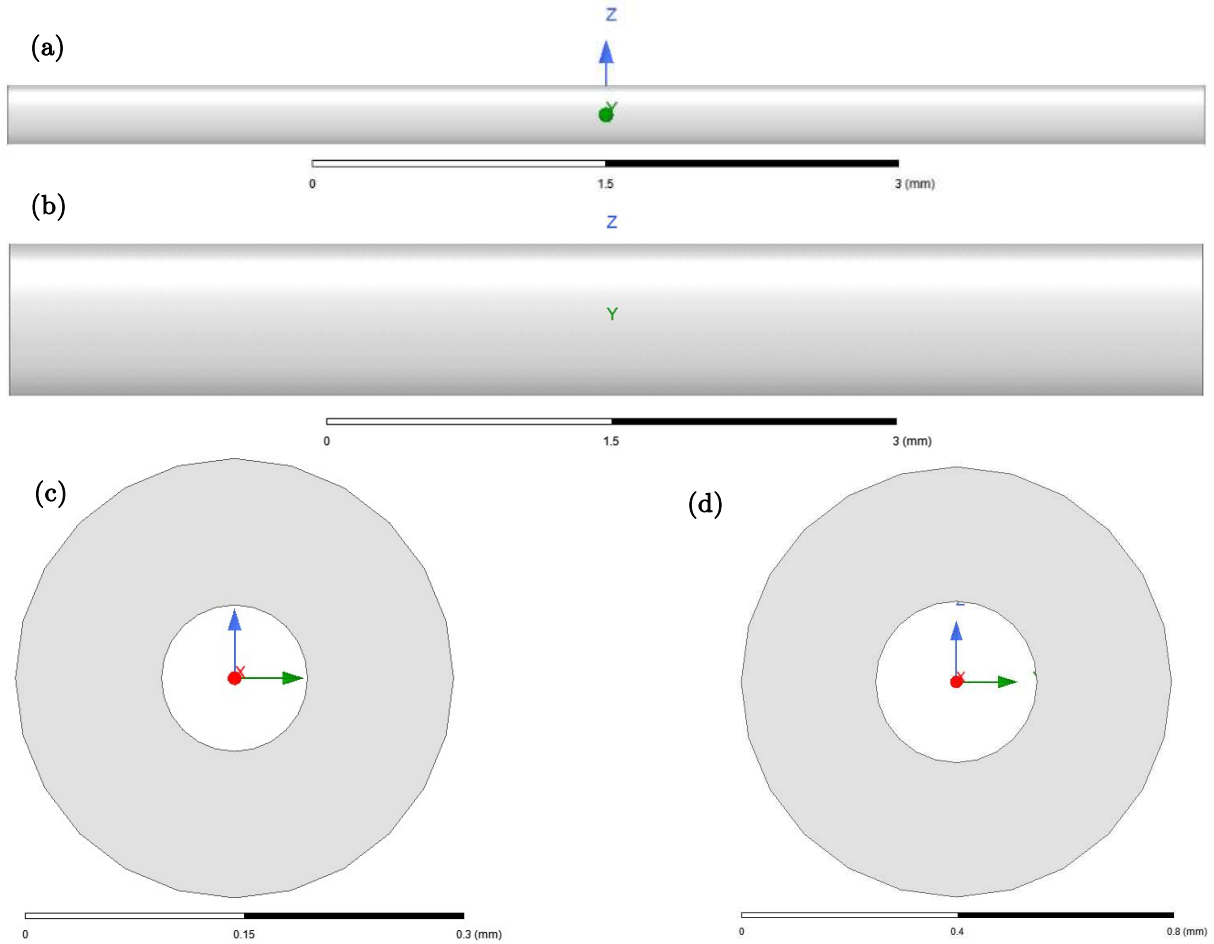


Figura 4.21: Núcleo de teflón de las antenas de hélice 1Fr (a y c) y 3Fr (b y d) modelados en HFSS.

Material Name				
Teflon (tm)				
Properties of the Material				
Name	Type	Value	Units	
Relative Permittivity	Simple	2.1		
Relative Permeability	Simple	1		
Bulk Conductivity	Simple	0	siemens/m	
Dielectric Loss Tangent	Simple	0.001		
Magnetic Loss Tangent	Simple	0		
Magnetic Saturation	Simple	0	tesla	
Lande G Factor	Simple	2		
Delta H	Simple	0	A_per_meter	
Measured Frequency	Simple	9.4e+09	Hz	
Mass Density	Simple	2250	kg/m ³	

Figura 4.22: Propiedades del material Teflón de HFSS.

El cable en forma de espiral se modela como un círculo que se extruye a lo largo de una línea, que se define a partir de una ecuación que genera una espiral y cuyos parámetros principales son el radio de giro, número de vueltas y distancia entre vueltas. La otra rama de la antena se genera realizando una copia de la primera, y a ambas se les asigna el material “copper” (cobre) de la librería de materiales del programa. Los modelos de la espiral se muestran en la Figura 4.23 y las propiedades del material en la Figura 4.24.

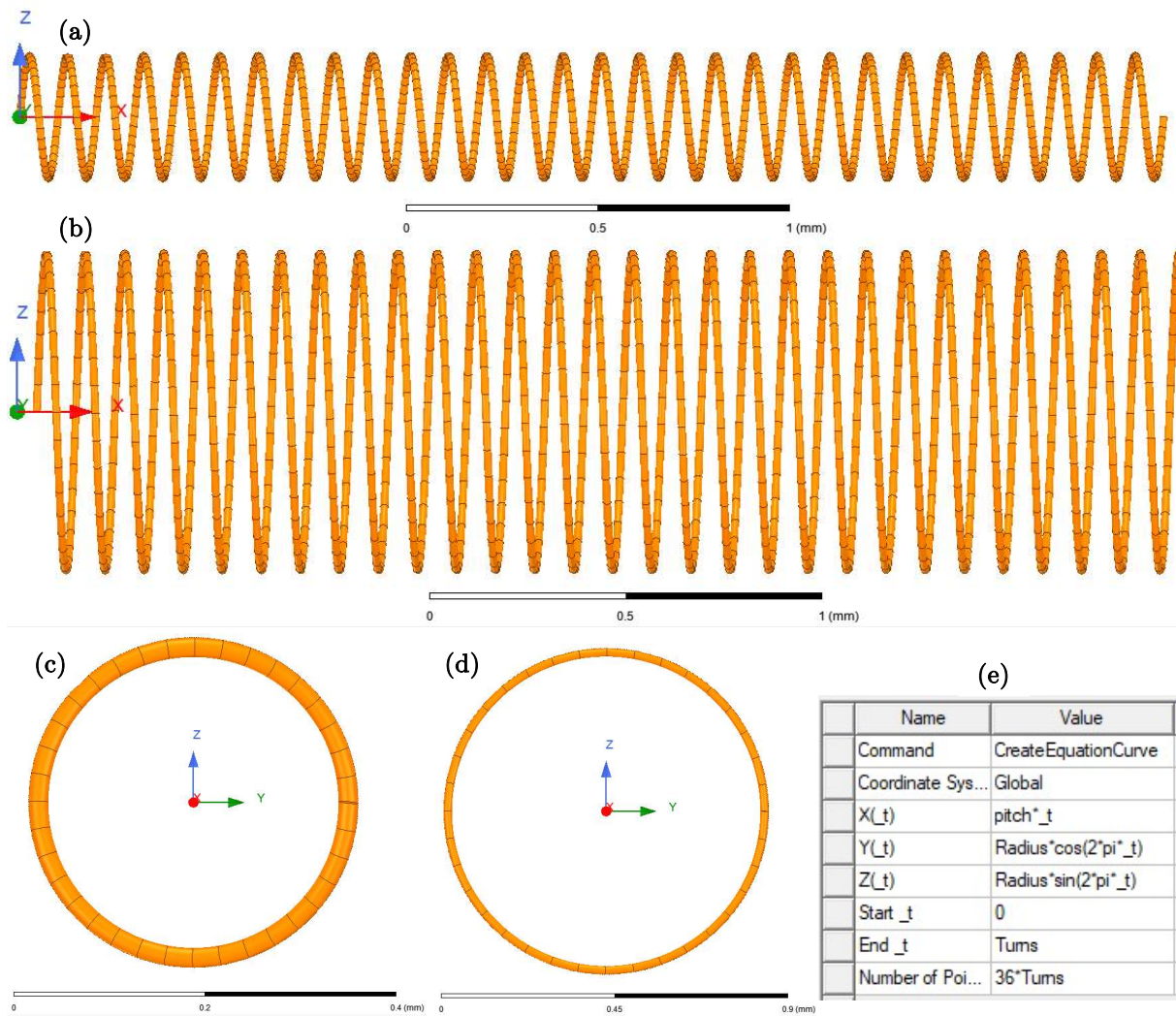


Figura 4.23: Espirales de cobre de las antenas de hélice 1Fr (a y c) y 3Fr (b y d) modelados en HFSS y parámetros de la ecuación que las genera.

Material Name				
copper				
Properties of the Material				
Name	Type	Value	Units	
Relative Permittivity	Simple	1		
Relative Permeability	Simple	0.999991		
Bulk Conductivity	Simple	58000000	siemens/m	
Dielectric Loss Tangent	Simple	0		
Magnetic Loss Tangent	Simple	0		
Magnetic Saturation	Simple	0	tesla	
Lande G Factor	Simple	2		
Delta H	Simple	0	A_per_meter	
Measured Frequency	Simple	9.4e+09	Hz	
Mass Density	Simple	8933	kg/m^3	

Figura 4.24: Propiedades del material Cobre de HFSS.

Las dos ramas de la antena se unen configurando un puerto cuya impedancia se ajusta a 16Ω en la antena de menor diámetro, y a 21Ω en la de mayor diámetro, para obtener la mejor respuesta en la resonancia más baja. Por tanto, sería necesario diseñar un circuito de adaptación de impedancias en el

caso de que se necesitase conectar la antena a un puerto estándar de 50Ω . También se genera la región de simulación a la frecuencia de estudio de la antena, y se configura una simulación en el rango de 0 a 7 GHz. Posteriormente se aplican refinamientos en los rangos de frecuencias de interés. El modelo completo de la antena 1Fr se muestra en la Figura 4.25 y el de la antena 3Fr en la Figura 4.26.

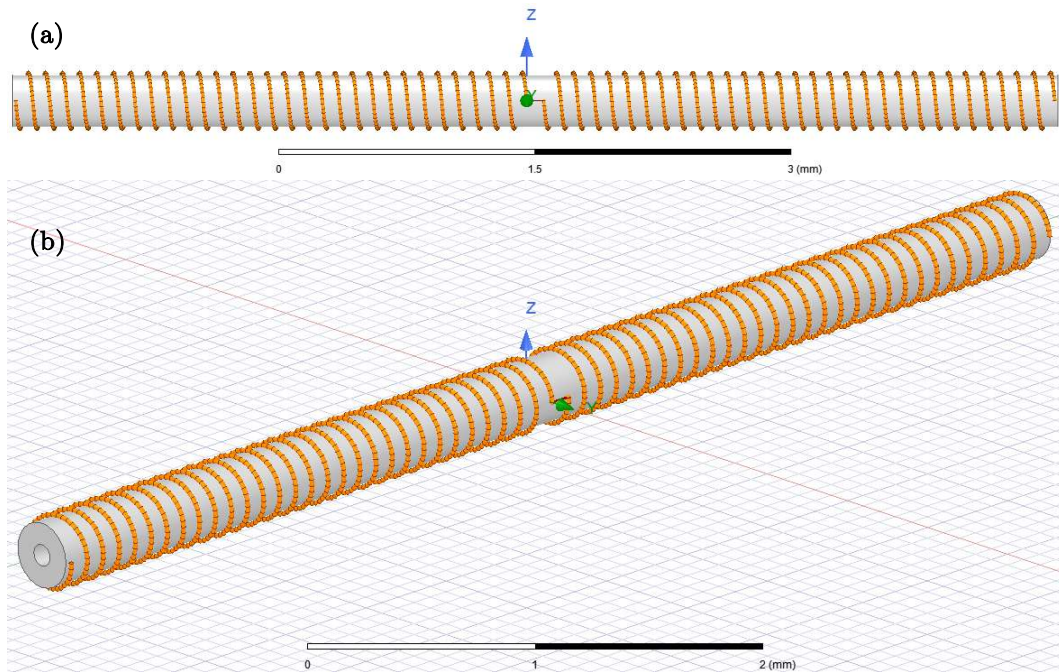


Figura 4.25: Modelo completo de la antena de hélice 1Fr creado en HFSS.

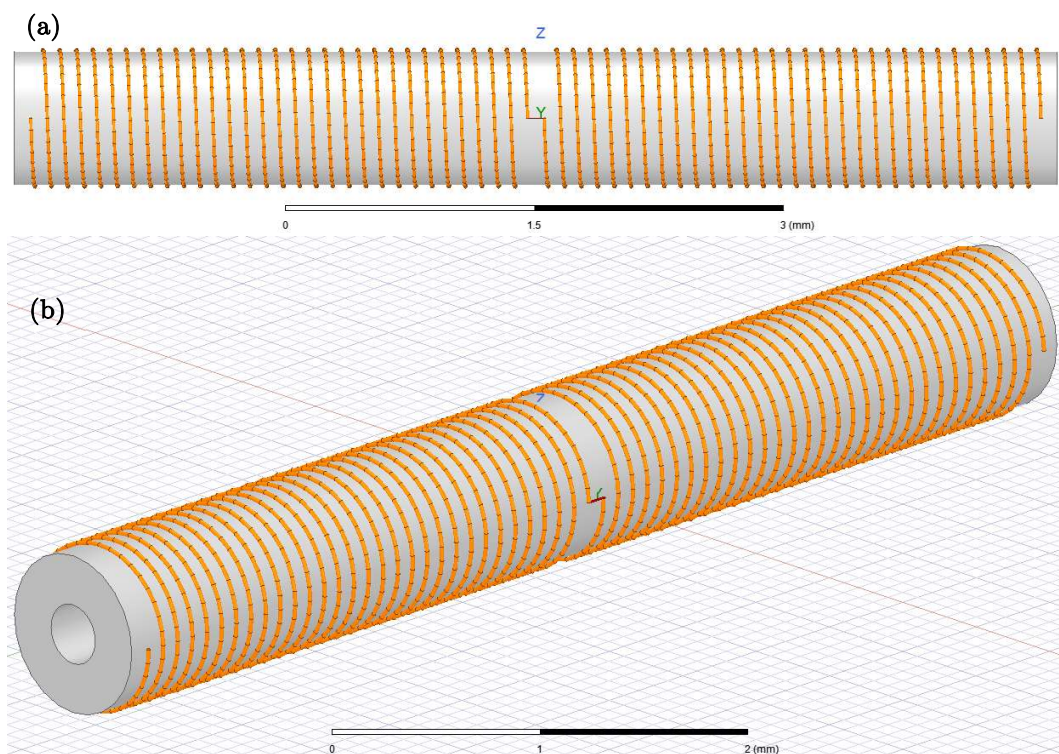


Figura 4.26: Modelo completo de la antena de hélice 3Fr creado en HFSS.

A partir de las simulaciones, se determinó que la antena de hélice de menor diámetro tenía una frecuencia de resonancia en 4.7 GHz, con coeficiente de reflexión (S11) de -25.06 dB. Por tanto, la longitud característica de la antena puede ser expresada como 0.0956λ . Comparándola con la antena de espiral de Arquímedes, puede notarse como las frecuencias de resonancia son cercanas, pero en el caso de la antena de hélice la onda reflejada respecto a la onda incidente será menor, pudiendo lograrse una mejor transferencia de energía. Además, la ganancia simulada es mucho mayor, siendo -4.7 dBi en su punto máximo. Respecto a la antena de mayor diámetro, se ha localizado su frecuencia de resonancia principal para la impedancia de puerto simulada en 1.52 GHz, con un coeficiente de reflexión de -68.02 dB. Por tanto, la longitud característica de la antena puede ser expresada como 0.031λ . Además, se han observado resonancias secundarias en 3.61 GHz, 5.19 GHz y 6.66 GHz. Dependiendo de cada aplicación y sus requisitos, podría ser interesante configurar una red de adaptación para cada impedancia, según la frecuencia a la que se desee trabajar. En aplicaciones biomédicas podría interesar trabajar a la menor frecuencia posible, pero en otras podría ser preferible disponer de más de un canal de comunicación. La ganancia en esta antena tiene su valor máximo en -14.63 dBi. El coeficiente de reflexión en función de la frecuencia para las dos antenas se muestra en la siguiente Figura 4.27.

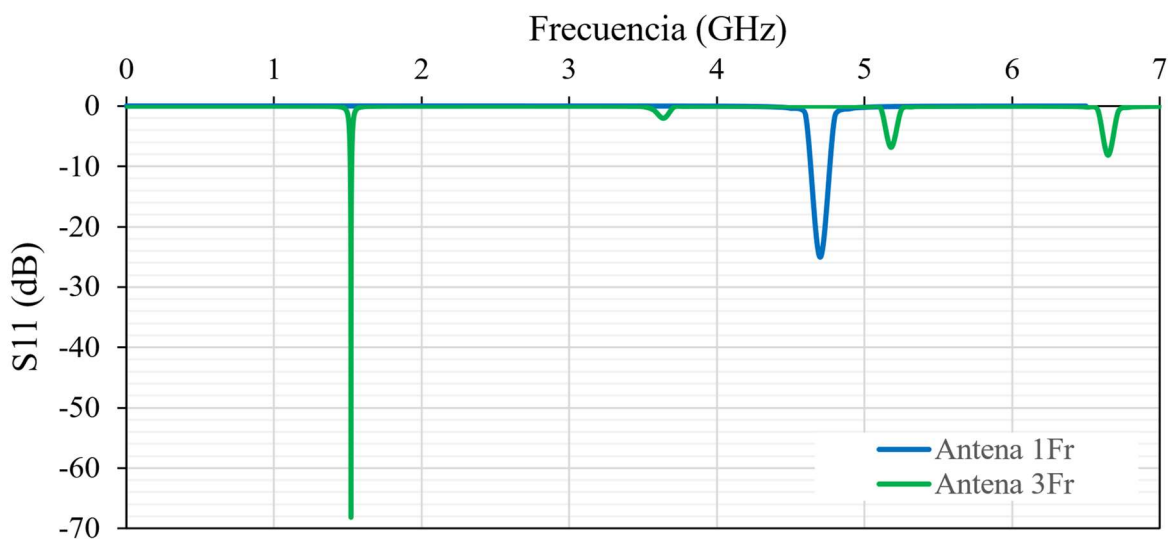


Figura 4.27: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de las antenas de hélice 1Fr y 3Fr.

Las simulaciones son una alternativa al diseño analítico que permiten conocer el comportamiento que tendría una antena de esas características una vez fuese fabricada y medida. En el caso de la antena diseñada, el tamaño de la antena y la fragilidad de los finos cables de cobre imposibilitan que esta pueda ser conectada a sondas de medida convencionales. Por tanto, es necesario diseñar un set-up auxiliar para poder caracterizar los parámetros fundamentales de la antena, y cotejar las medidas con los resultados de simulación. El set-up ideado consiste en una PCB sobre la que se mecaniza la capa de cobre eliminándolo todo salvo dos superficies con forma de C, sobre las que puedan soldarse los extremos de los cables de la antena, y apoyar microsondas de medida. Este set-up auxiliar fue también modelado y simulado en HFSS, incluyendo la antena, la PCB con las superficies de cobre (Figura 4.28), las soldaduras de estaño, y el adhesivo empleado para unir la antena a la PCB, de forma que fuese idéntico al prototipo real. Manteniendo iguales el resto de los parámetros de simulación, podría concluirse que, si las medidas

de la antena soldada a la PCB corresponden con los valores simulados en el modelo auxiliar, el comportamiento de la antena como elemento independiente sería similar al simulado en primer lugar.

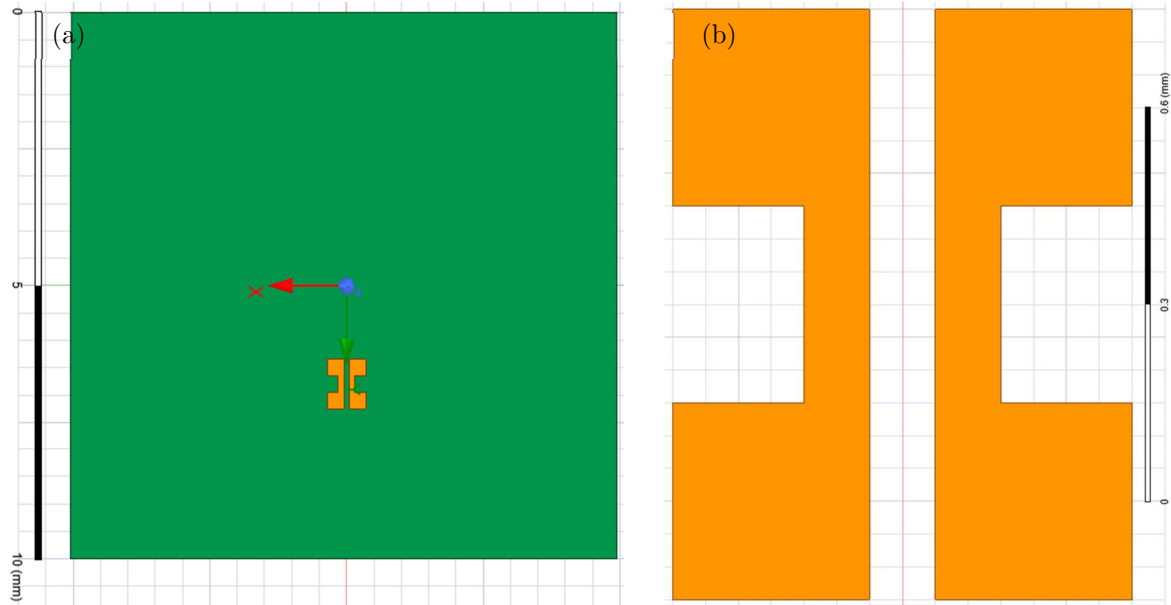


Figura 4.28: Modelo de la PCB para soldar las antenas de hélice creado en HFSS.

En el modelo auxiliar de simulación los extremos de los cables de la antena se han alargado para poder unirlos a las soldaduras de la PCB. La PCB de material FR4 es un prisma cuadrangular de 10 mm de lado y 1.42 mm de espesor. Sobre esta se encuentran las superficies de cobre, de 35 μm de espesor, formadas por dos cuadrados de 0.3 mm de lado unidos por un rectángulo de 0.3 mm x 0.1 mm. Las soldaduras de estaño son dos semiesferas de 0.3 mm de diámetro a las que se les ha extraído el volumen del cable que se entierra en ellas. De forma parecida se ha modelado el volumen de adhesivo, sustrayendo el volumen ocupado por el resto de cuerpos a un sólido formado por cilindros y esferas unidas, cuyo material se define como teflón. El modelo completo de las antenas de hélice soldadas a la PCB se muestra en la Figura 4.29 y las propiedades de los materiales empleados en la Figura 4.30. La impedancia del puerto de estos modelos se ha establecido en 20 Ω para la antena 1Fr y 32 Ω para la antena 3Fr, para minimizar el coeficiente de reflexión. En las medidas reales, estos valores de impedancia podrían no ser exactos ya que, al conectar eléctricamente distintos elementos, las soldaduras no son perfectas. Por ello, el valor del coeficiente de reflexión no será tan directamente comparable como la frecuencia de resonancia, que será el parámetro que se utilice para determinar la exactitud de las medidas experimentales con los resultados de las simulaciones. Además, debido a que toda la instrumentación de medida está adaptada a los puertos de 50 Ω , es esperable que el coeficiente de reflexión medido sea superior al calculado en las simulaciones.

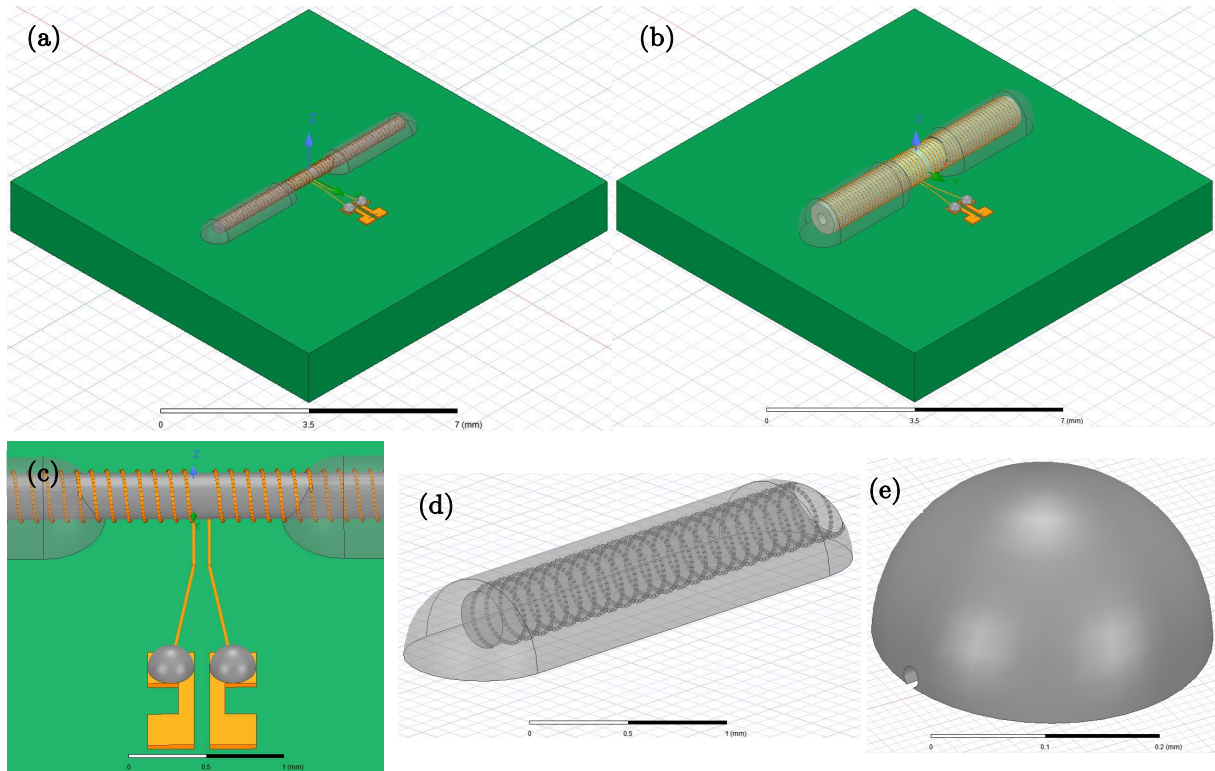


Figura 4.29: Modelos completos de las antenas 1Fr (a) y 3Fr (b) soldadas a la PCB, vista en detalle de la soldadura (c) y modelos del volumen de pegamento (d) y la soldadura de estaño (e).

Material Name: FR4_epoxy					Material Name: polyethylene					Material Name: tin				
Properties of the Material					Properties of the Material					Properties of the Material				
Name	Type	Value	Units		Name	Type	Value	Units		Name	Type	Value	Units	
Relative Permittivity	Simple	4.4			Relative Permittivity	Simple	2.25			Relative Permittivity	Simple	1		
Relative Permeability	Simple	1			Relative Permeability	Simple	1			Relative Permeability	Simple	1		
Bulk Conductivity	Simple	0	siemens/m		Bulk Conductivity	Simple	0	siemens/m		Bulk Conductivity	Simple	8670000	siemens/m	
Dielectric Loss Tangent	Simple	0.02			Dielectric Loss Tangent	Simple	0.001			Dielectric Loss Tangent	Simple	0		
Magnetic Loss Tangent	Simple	0			Magnetic Loss Tangent	Simple	0			Magnetic Loss Tangent	Simple	0		
Magnetic Saturation	Simple	0	tesla		Magnetic Saturation	Simple	0	tesla		Magnetic Saturation	Simple	0	tesla	
Lande G Factor	Simple	2			Lande G Factor	Simple	2			Lande G Factor	Simple	2		
Delta H	Simple	0	A_per_meter		Delta H	Simple	0	A_per_meter		Delta H	Simple	0	A_per_meter	
- Measured Frequency	Simple	9.4e+09	Hz		- Measured Frequency	Simple	9.4e+09	Hz		- Measured Frequency	Simple	9.4e+09	Hz	
Mass Density	Simple	1900	kg/m^3		Mass Density	Simple	930	kg/m^3		Mass Density	Simple	7304	kg/m^3	

Figura 4.30: Propiedades de los materiales FR4, polietileno y estaño de HFSS.

La frecuencia de resonancia simulada en los modelos con la PCB auxiliar disminuye a 3.2 GHz con un coeficiente de reflexión de -19.57 dB en la antena de menor diámetro, y a 1.11 GHz (frecuencia de resonancia principal) en la antena de mayor diámetro con coeficiente de reflexión -66.35 dB. Las frecuencias de resonancia secundarias de la segunda antena se desplazan a 2.7 GHz, 4 GHz y 5.23 GHz, y aparece una nueva en 6.44 GHz. La ganancia de la antena 1Fr disminuye a -10.87 dBi, y la de la antena 3Fr a -11.48 dBi. El efecto de disminución de las frecuencias de resonancia puede explicarse debido a la presencia de la PCB, cuyo sustrato de material FR4 es un material dieléctrico. A pesar de los desfases que se producen, emplear este tipo de PCB para la construcción del *setup* auxiliar presenta muchas ventajas, pero la principal es su reducido coste y la facilidad de mecanizado para lograr las superficies con forma de “C” requeridas, gracias a la experiencia acumulada en las tareas de

microfabricación realizadas durante la duración del proyecto. El coeficiente de reflexión simulado de la antena 1Fr con y sin PCB se muestra en la Figura 4.31, y el de la antena 3Fr, en la Figura 4.32.

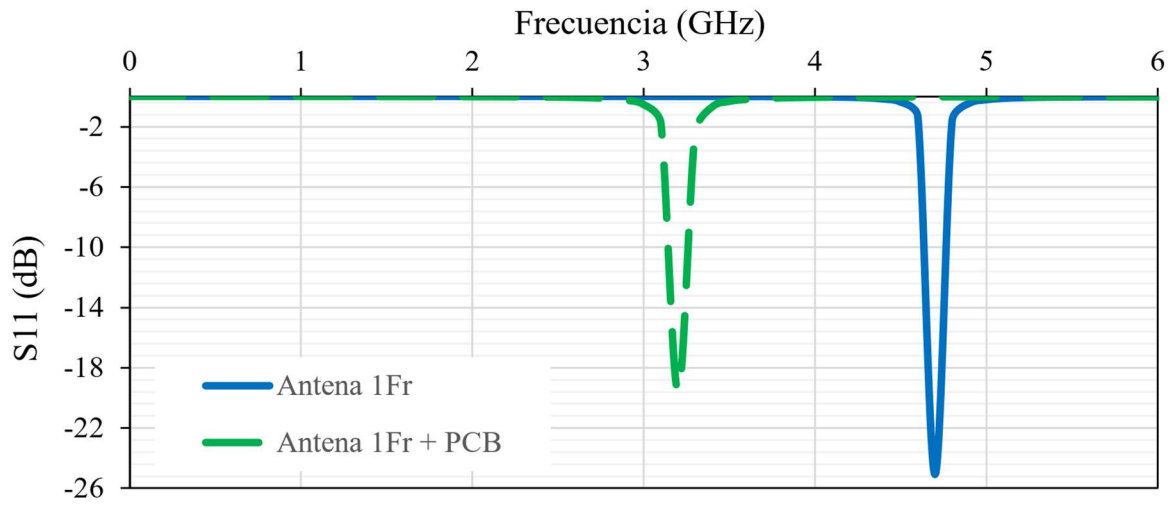


Figura 4.31: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena de hélice 1Fr con y sin PCB.

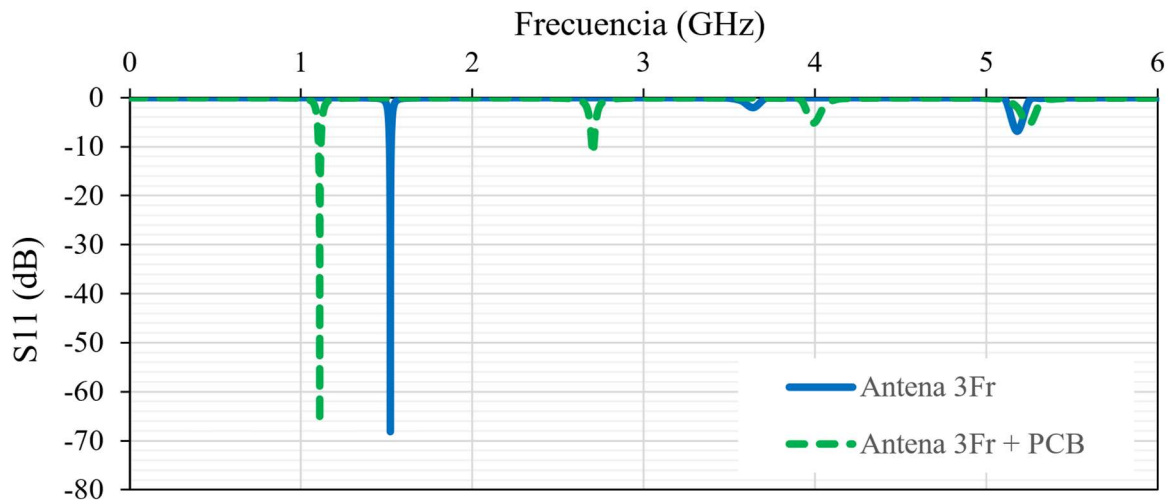


Figura 4.32: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena de hélice 3Fr con y sin PCB.

Posteriormente, se simularon los patrones de radiación de la antena de hélice 1Fr con y sin la PCB auxiliar. Los valores máximos se encuentran en el plano YZ, que separa las dos ramas de la antena, mientras que los mínimos están en la dirección paralela al eje longitudinal de la antena, donde la antena tiene una zona de nulos. Los patrones de radiación de la antena 1Fr se muestran en la siguiente Figura 4.33. En el caso de la antena 3Fr, los diagramas son similares, y solo varía la escala (Figura 4.34).

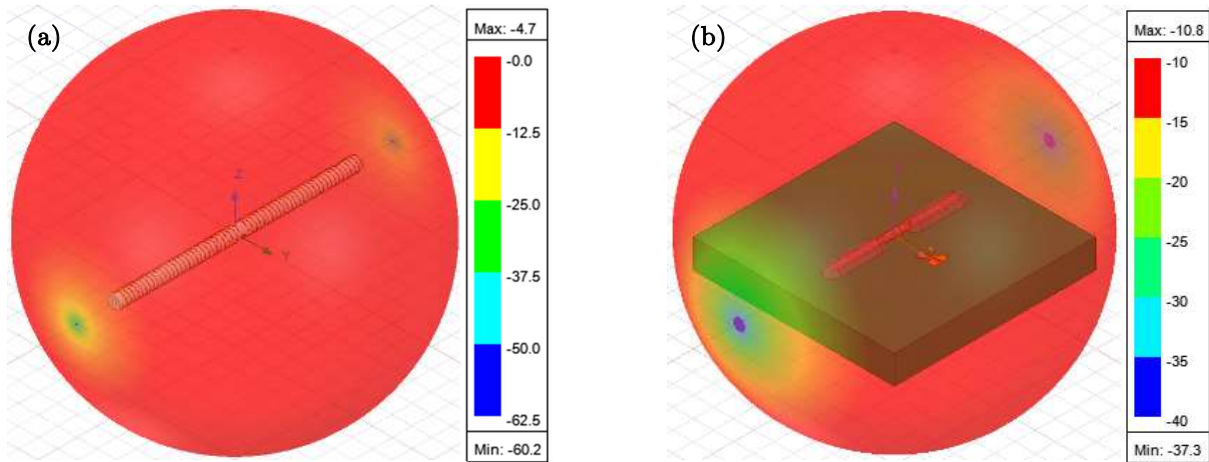


Figura 4.33: Resultados de simulación del diagrama de radiación 3D de la antena de hélice 1Fr sin (a) y con (b) PCB.

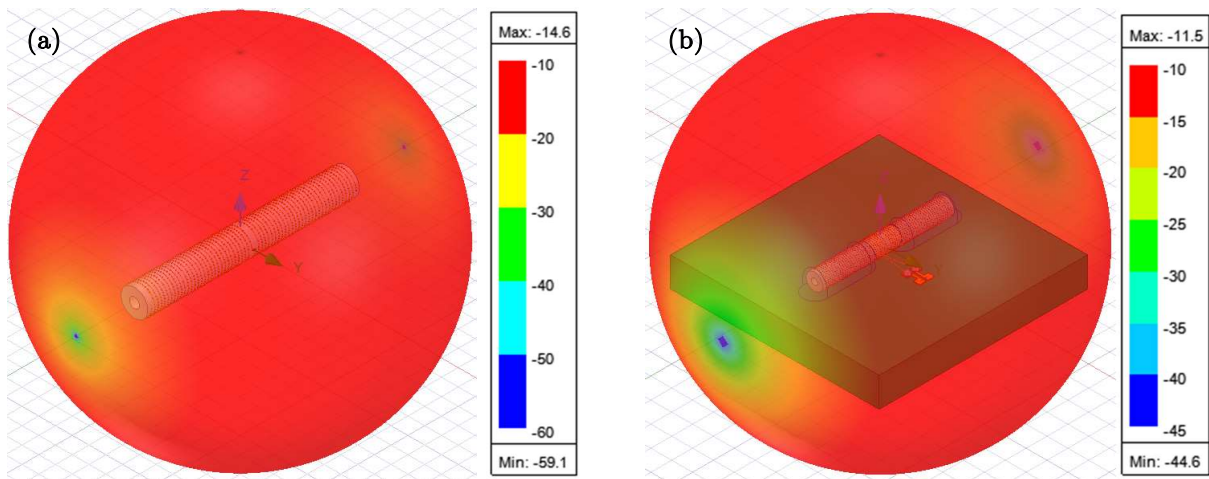


Figura 4.34: Resultados de simulación del diagrama de radiación 3D de la antena de hélice 3Fr sin (a) y con (b) PCB.

La siguiente Tabla 4.6 muestra un resumen de los resultados simulados de las dos antenas de hélice con y sin la PCB auxiliar:

Tabla 4.6: Resumen de los parámetros fundamentales simulados de las antenas de hélice.

Antena	Frecuencia de resonancia principal (GHz)	S11 (dB)	Ganancia (dBi)	Impedancia a la frec. res. principal (Ω)
Antena 1Fr	4.7	-25	-4.7	15.93
Antena 1Fr + PCB	3.2	-19.6	-10.87	19.64
Antena 3Fr	1.52	-68	-14.63	21.01
Antena 3Fr + PCB	1.11	-13.2	-11.48	32.03

También, se ha calculado el circuito equivalente de las antenas mediante la aproximación clásica de un circuito resonante. El comportamiento que se muestra en el diagrama de Smith (Figura 4.35 y

Figura 4.36) se corresponde a un circuito resonante en serie. El valor de la resistencia se obtiene a partir de la carta de Smith. Para determinar los valores de la bobina y el condensador se ha identificado el ancho de banda de 3 dB para la impedancia alrededor de la frecuencia resonante, que se muestra en la Tabla 4.7. Conocido el ancho de banda a 3dB y la frecuencia de resonancia, se determina el factor de calidad del circuito.

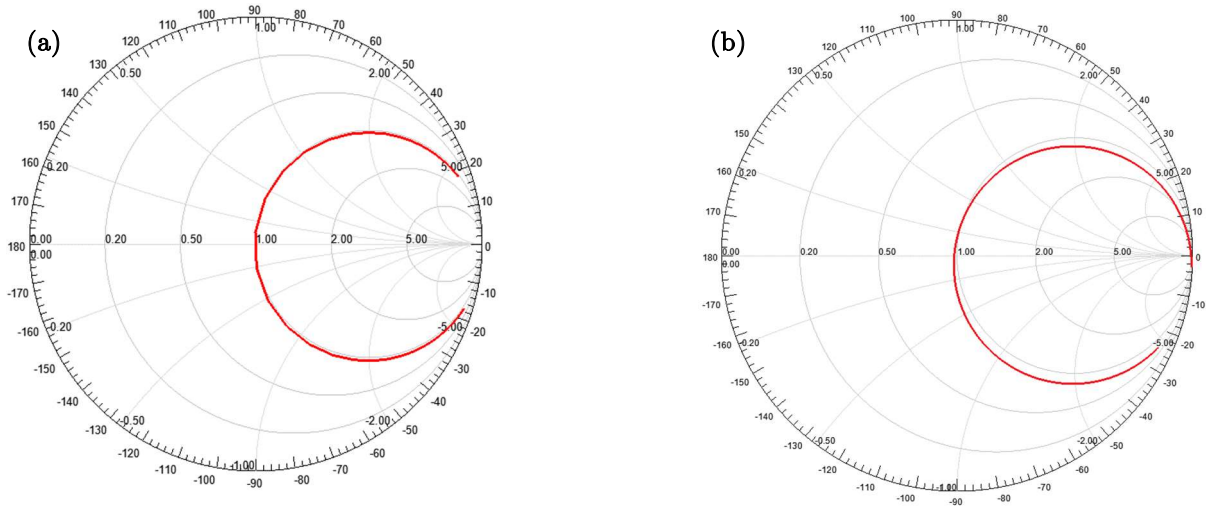


Figura 4.35: (a) Carta de Smith de la antena 1Fr y (b) de la antena 1Fr + PCB.

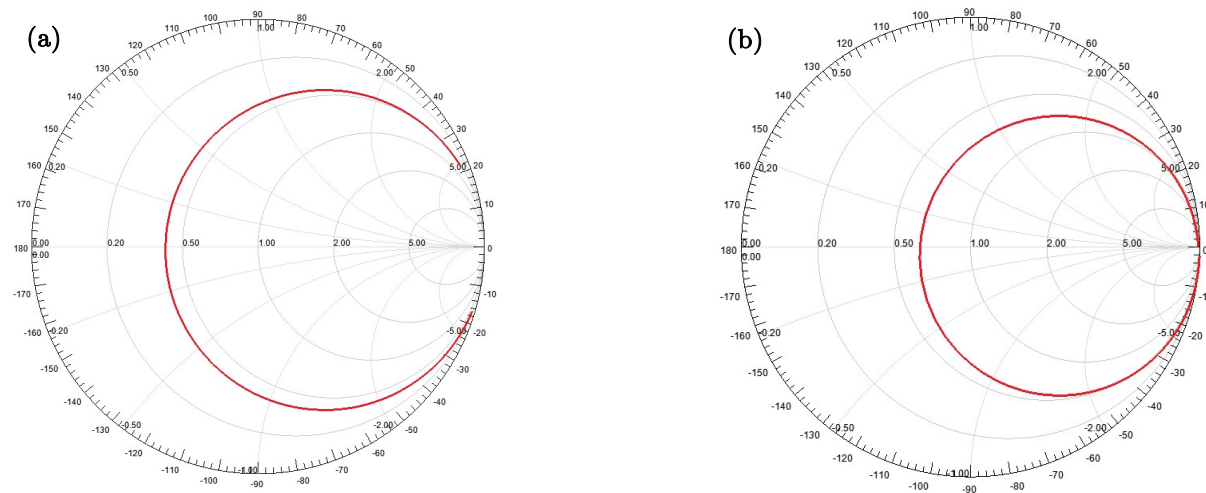


Figura 4.36: (a) Carta de Smith de la antena 3Fr y (b) de la antena 3Fr + PCB.

Tabla 4.7: Frecuencia de resonancia, ancho de banda y valores de impedancia de las antenas de hélice.

Antena	F_0 (GHz)	Límites del ancho de banda de 3dB (GHz)	$Z a f_0$ (Ω)
Antena 1Fr	4.72	4.68-4.75	15.85
Antena 1Fr + PCB	3.2	3.164-3.242	19.62
Antena 3Fr	1.5212	1.5168-1.5303	8.386
Antena 3Fr + PCB	1.1091	1.0975-1.186	32.11

A partir de las relaciones de la impedancia de entrada, se han obtenido los valores de los componentes del circuito equivalente para cada antena en su frecuencia de resonancia principal, que se muestran en la Tabla 4.8.

Tabla 4.8: Valores de los elementos del circuito equivalente de las antenas de hélice.

Antena	R (Ω)	L (nH)	C (pF)
Antena 1Fr	15.85	36.03	0.03135
Antena 1Fr + PCB	19.62	40.1	0.0616
Antena 3Fr	8.386	98.85	0.11042
Antena 3Fr + PCB	32.11	57.71	0.356

Finalmente, se ha simulado y analizado el efecto de variar algunos de los parámetros estructurales de la antena. La primera comparación (Tabla 4.9) puede hacerse directamente entre las dos antenas diseñadas, observando que aumentar el diámetro se logra reducir la frecuencia de resonancia, al aumentar la longitud del cable y por tanto la longitud eléctrica de la antena. No obstante, la ganancia empeora. También, al tener un diámetro mayor, se dificulta la inserción en el cuerpo.

Tabla 4.9: Comparación de los parámetros de las antenas de hélice al variar el diámetro.

Diámetro (mm)	Frec. res. (GHz)	S11 (dB)	Ganancia (dBi)
0.3	4.7	-25	-4.7
0.8	1.52	-68	-15.33

También, se ha estudiado el efecto de variar el número de vueltas (Tabla 4.10). Por ejemplo, en la antena de menor diámetro, al aumentar el número de vueltas a 40 por rama (la longitud del núcleo crece hasta los 8.14 mm, ya que no se modifica la distancia entre vueltas), la frecuencia de resonancia disminuye hasta los 3.735 GHz, con un coeficiente de reflexión de -20.33 dB, y una ganancia de -5.18 dBi. Puede notarse que la frecuencia de resonancia disminuye considerablemente, al igual que en el caso anterior, como consecuencia de aumentar la longitud del cable y por tanto la longitud eléctrica de la antena. El coeficiente de reflexión empeora ligeramente, debido a que la impedancia de la antena aumenta y no se ha modificado la impedancia del puerto, pero no supone realmente un problema ya que se podría volver a ajustar. Y, finalmente, se observa como la ganancia también empeora ligeramente. Este comportamiento podría ser útil para poder aumentar o disminuir la frecuencia de resonancia agregando o quitando vueltas para ajustarla fácilmente según cada aplicación. No obstante, debe tomarse en consideración la longitud máxima de la antena admisible para cada aplicación.

Tabla 4.10: Comparación de los parámetros de las antenas de hélice al variar el número de vueltas.

N.º vueltas	Longitud antena (mm)	Frec. res. (GHz)	S11 (dB)	Ganancia (dBi)
30	6.1	4.7	-25	-4.7
40	8.14	3.735	-20.33	-5.18

Por último, se ha analizado el efecto de variar la distancia entre vueltas (Tabla 4.11). Por un lado, con un paso más pequeño, de 0,08 mm, la antena resuena a 4.625 GHz con un S11 de -27.85 dB. La

ganancia es de -6.53 dBi y la longitud se reduce a 4.92 mm. Por otro lado, con un paso mayor, de 0,12 mm, la longitud de la antena es de 7.36 mm, la frecuencia de resonancia se traslada a 4.74 GHz con coeficiente de reflexión de -29.1 dB, y la ganancia aumenta a -3.4 dBi. Se demuestra que cambiar la distancia de paso entre vueltas puede ser útil para realizar un ajuste fino en la frecuencia de resonancia de la antena, y el coeficiente de reflexión apenas varía ya que no se producen cambios significativos en el valor de la impedancia de la antena. Al aumentar el paso entre vueltas, la frecuencia de resonancia aumenta ligeramente y la ganancia mejora, pero tiene la desventaja de aumentar el tamaño total de la antena. Al disminuirlo, ocurre lo opuesto. No obstante, no es posible reducir infinitamente la distancia de paso entre vueltas, ya que complica el proceso de fabricación, y aumenta la probabilidad de producir cortocircuitos entre las vueltas. Con el proceso de fabricación que se detalla más adelante, se ha determinado el valor de 0.08 mm de distancia de paso entre vueltas como el límite inferior que garantiza una correcta fabricación y desempeño de las antenas.

Tabla 4.11: Comparación de los parámetros de las antenas de hélice al variar la distancia de paso entre vueltas.

Distancia de paso entre vueltas (mm)	Longitud antena (mm)	Frec. res. (GHz)	S11 (dB)	Ganancia (dBi)
0.08	4.92	4.625	-27.85	-6.53
0.1	6.1	4.7	-25	-4.7
0.12	7.36	4.74	-29.1	-3.4

En conclusión, esta metodología de diseño permite diseñar antenas helicoidales de pequeño volumen y sección reducida, manteniendo una frecuencia de resonancia baja y ganancia alta, en comparación con las antenas de la misma morfología localizadas en el estado del arte. Además, es posible variar esta frecuencia de resonancia con pequeñas modificaciones en la geometría, de modo que esta pueda ser adaptada para cada aplicación.

4.2.3. Fabricación

Durante el desarrollo del proyecto UWIPOM2 se diseñó y construyó un sistema de microbobinado para fabricar los microsolenoides del estátor del microactuador y las microantenas helicoidales. La única diferencia en el proceso de fabricación es que las bobinas se enrollan colocando todas las vueltas del cable muy juntas, mientras que en las antenas se deja una distancia constante entre cada vuelta. Este sistema está compuesto por un motor DC cuyo voltaje de entrada se regula para controlar la velocidad y sentido de rotación, dos portabrocas para sujetar los núcleos a bobinar, un tensor mecánico que proporciona tensión al cable de cobre, una pistola calefactora, mesas de desplazamiento micrométrico, diversos microscopios, postes y mesas ópticos donde se acoplan los elementos, y pedales para controlar la dirección de rotación del motor. Durante la fase de diseño se realizó un modelo CAD del sistema de bobinado con el programa Solid Edge 2021, que se muestra en la Figura 4.37.

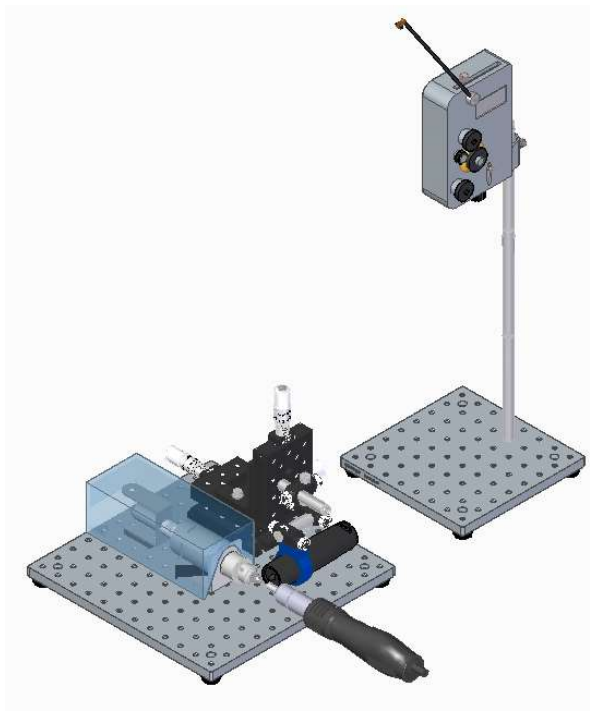


Figura 4.37: Modelo CAD del sistema de microbobinado empleado para fabricar las antenas de hélice.

El sistema se compone de los dos subsistemas que se aprecian en la imagen anterior: el tensor del cable y el sistema de agarre y rotación. El tensor es un elemento comercial modelo YMH-00 de Tailkuke (China), cuya tensión se puede ajustar en el rango de 2,5 y 14 cN. Experimentalmente se determinó que la tensión idónea para el cable de cobre empleado era la mínima de 2,5 cN, que es capaz de mantener el cable tenso sin llegar a romperlo. El tensor se encuentra alzado, para permitir la aproximación del cable desde una posición elevada, gracias a postes ópticos anclados a una bancada. Sobre esta bancada se sitúa el carrete de cable.

Por otro lado, se encuentra el sistema de agarre y rotación, montado también sobre otra bancada. En esta se dispone el motor DC con factor de reducción 1:65 sobre el que se acoplan dos portabrocas. El primer portabrocas, de SAN OU (China), es compatible con diámetros de 0,6 a 6 mm, mientras que el segundo, modelo 162A de Starrett (Reino Unido), permite sujetar elementos de entre 0 y 1 mm. La combinación de estos dos portabrocas permite colocar los núcleos de las antenas helicoidales. No obstante, los núcleos de teflón de las antenas son muy flexibles, por lo que es necesario hacerlos más rígidos para aguantar el momento provocado por la tensión del cable.

En todo momento el sistema se encuentra asistido por diferentes microscopios digitales Wifi RS PRO-600X de RS-Components que permiten visualizar con precisión el proceso de bobinado. Para ello, el microscopio se desplaza a lo largo de la bobina o antena para seguir las vueltas del cable, gracias a mesas manuales de desplazamiento micrométrico de 50 mm de recorrido. Los microscopios se conectan a un ordenador, y la imagen recibida se visualiza a través del programa OBS, donde gracias a una cuadrícula calibrada se pueden tomar referencias dimensionales.

Por último, mencionar que el sistema incluye una pistola de calor con la cual se pueden activar las capas autoadhesivas del cable para unirlos al núcleo sobre el que se bobina. No obstante, esta pistola

de calor no se empleará para fabricar las antenas ya que el polímero que recubre el cable no se adhiere correctamente al núcleo de teflón, y se deben usar pegamentos e imprimaciones especiales.

Respecto al sistema eléctrico, el motor se alimenta entre 4.6 V y 6 V con una fuente de tensión continua, lo que equivale a un rango de velocidad de giro entre 8.57 y 13.64 rpm, respectivamente. Para controlar el encendido y el sentido de rotación del motor se emplean dos pedales, que actúan como interruptores. Estos cierran el circuito eléctrico en una dirección mientras se mantienen presionados, de acuerdo con el circuito mostrado en la Figura 4.38. De esta manera, se pueden realizar bobinados en los dos sentidos, o deshacer vueltas en el caso de que se haya detectado algún error en el proceso.

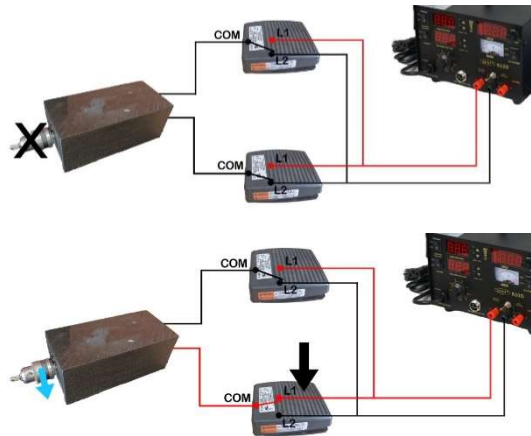


Figura 4.38: Diagrama del accionamiento eléctrico del sistema de microbobinado.

El sistema completo se muestra en la siguiente Figura 4.39. El coste total de los elementos del puesto asciende a aproximadamente 1500€.

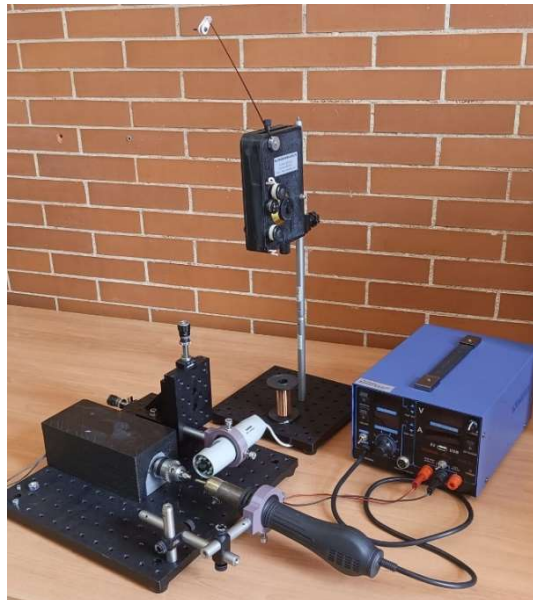


Figura 4.39: Montaje real del sistema de microbobinado.

El proceso de bobinado de las dos ramas de las antenas helicoidales se describe detalladamente a continuación, mostrando gráficamente el proceso en la Figura 4.40.

En primer lugar, se corta un segmento de teflón de longitud ligeramente superior a la del núcleo de la antena (ligeramente superior a 6.1 mm para la antena de 1Fr y ligeramente superior a 6.2 mm para la antena de 3Fr), de la bobina de teflón correspondiente de la empresa GoodFellow (Huntingdon, Inglaterra) (diámetro exterior 0.3 mm e interior de 0.1 mm para la antena de 1Fr, y diámetro exterior 0.8mm y diámetro interior 0.3 mm para la de 3Fr). Como el núcleo es de un material flexible, para minimizar el pandeo que se produce en el núcleo como consecuencia de la tensión del cable se rigidiza el núcleo introduciendo temporalmente un pin de acero de diámetro igual al diámetro interior del tubo de teflón.

Después, se monta el núcleo en el segundo portabrocas de la microbobinadora, que se encuentra a su vez sujeto por un portabrocas de mayor diámetro, alineándolo con ayuda de los microscopios. También, se tensa el cable de cobre de 20 μm de diámetro HSP15 Solabond de la empresa Elektrisola (Reichshof-Eckenhagen, Alemania) pasándolo por debajo del eje y empujándolo contra el extremo del portabrocas para proporcionar un punto inicial de rotación. Una vez colocado el inicio del cable, este se fija con cinta adhesiva al cabezal rotatorio (paso 1).

A continuación, se inicia el bobinado girando el motor a una velocidad controlada de aproximadamente 20 rpm, mediante los pedales, mientras se empuja suavemente el cable con ayuda de microherramientas para que la distancia entre vueltas se mantenga a un valor constante de 0.1 mm, que se garantiza gracias a la rejilla calibrada superpuesta a la imagen que se obtiene de los microscopios digitales (paso 2). En el proceso de microbobinado de bobinas convencionales donde la distancia entre vueltas es nula, como las empleadas en algunos de los desarrollos del proyecto [120], no es necesario controlar la posición del cable con las microherramientas (salvo en los cambios de sentido cuando se inicia una capa nueva), sino que este se sitúa automáticamente.

Una vez se bobinan las 30 vueltas de la primera rama de la antena, se para el motor y se aplica una capa de pegamento a esta primera mitad de la antena. Es conveniente destacar que, a pesar de que el cable tiene una capa de poliuretano y poliamida autoadhesivas de 3 μm cuyo proceso químico de adherencia y endurecimiento se puede iniciar simplemente aplicando calor con una pistola de aire caliente, no fue posible lograr que se adhiriese correctamente al núcleo de teflón, como si se hizo con otros núcleos de materiales ferromagnéticos. Por ello, se aplicó una capa adicional de pegamento de cianoacrilato, además de una imprimación especial para activar la superficie, en concreto el Loctite SF 770, apto para teflón (paso 3).

Una vez se seca el pegamento se le da un poco de holgura al cable para cortarlo en ese punto y separar los dos brazos de la antena. Los extremos sueltos se pegan también al cabezal giratorio con cinta adhesiva, y se tensa el cable en el inicio de la segunda rama, momento en el que se pega al núcleo con ayuda del cianoacrilato y la imprimación (paso 4).

A continuación, se bobinan las 30 vueltas de la segunda rama (paso 5), y finalmente, se aplica una capa de pegamento al resto de la antena, paso (6). En ese momento se corta el cable unido al tensionador, así como el cable sobrante en el otro extremo de la antena, dejando los cables que parten del centro del núcleo lo más largos posibles, de modo que se puedan cortar más adelante ajustando la longitud según se necesite. Se retira el núcleo del portabrocas, y se extrae el pin de acero, finalizando el proceso de fabricación.

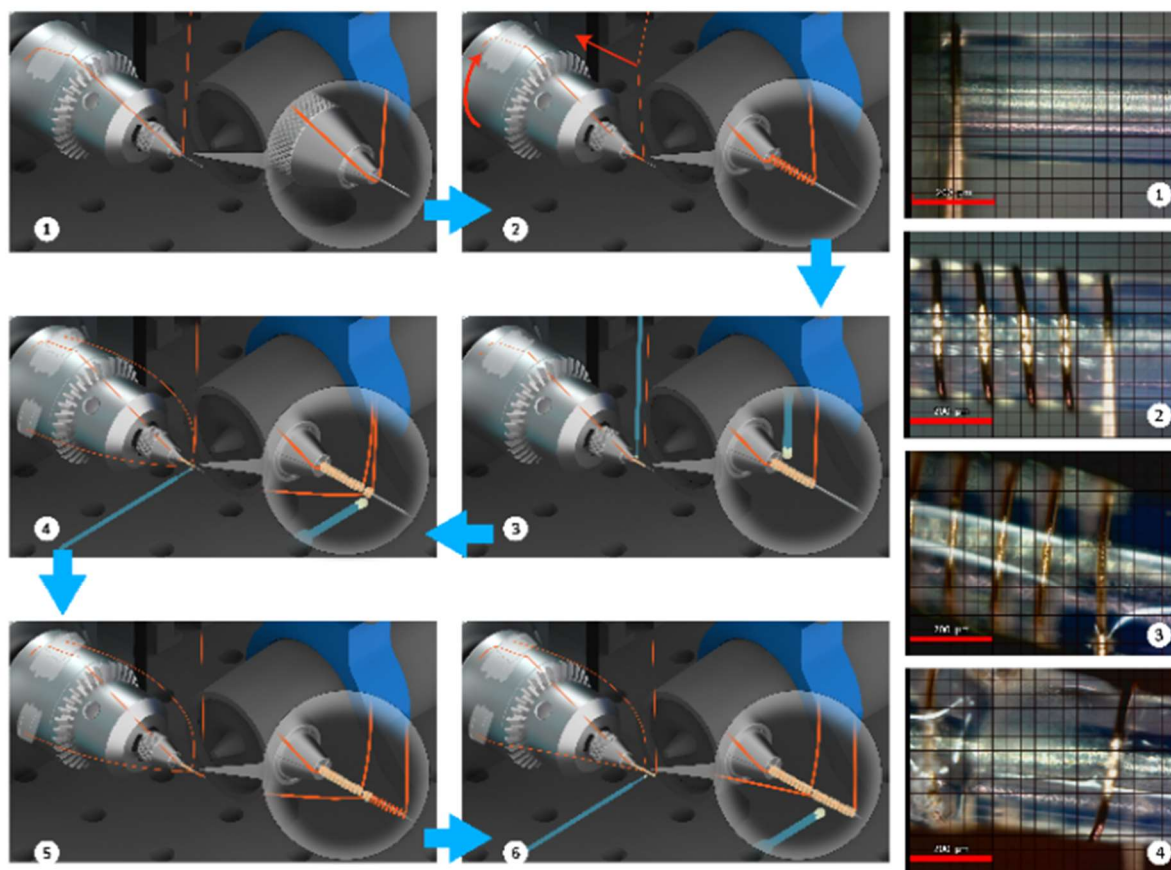


Figura 4.40: Proceso de fabricación de las antenas de hélice. (1) Colocación del núcleo y fijación del cable. (2) Bobinado de la primera mitad de la antena. (3) Aplicación de pegamento a la primera mitad de la antena. (4) Corte del cable y pegado del inicio de la segunda mitad de la antena. (5) Bobinado de la segunda mitad de la antena. (6) Aplicación de pegamento a la segunda mitad de la antena.

Las siguientes Figura 4.41 y Figura 4.42 muestran dos prototipos de antenas 1Fr y 3Fr respectivamente, bobinadas empleando el método descrito anteriormente.

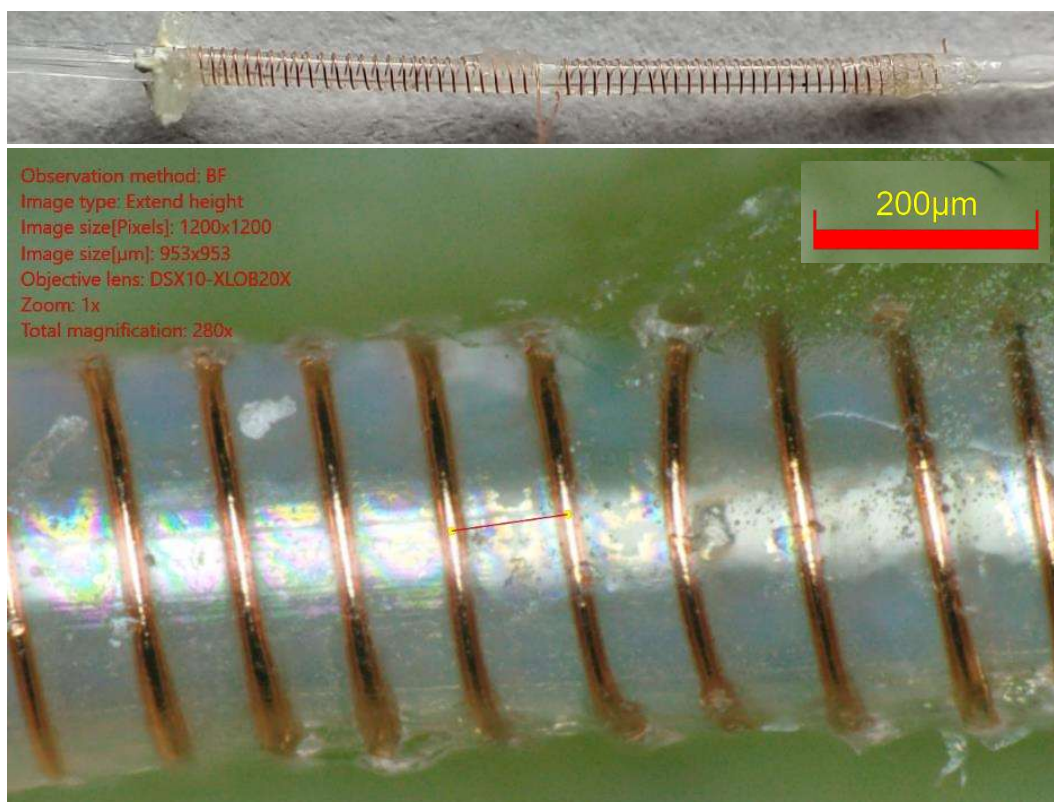


Figura 4.41: Prototipo fabricado de antena de hélice 1Fr.

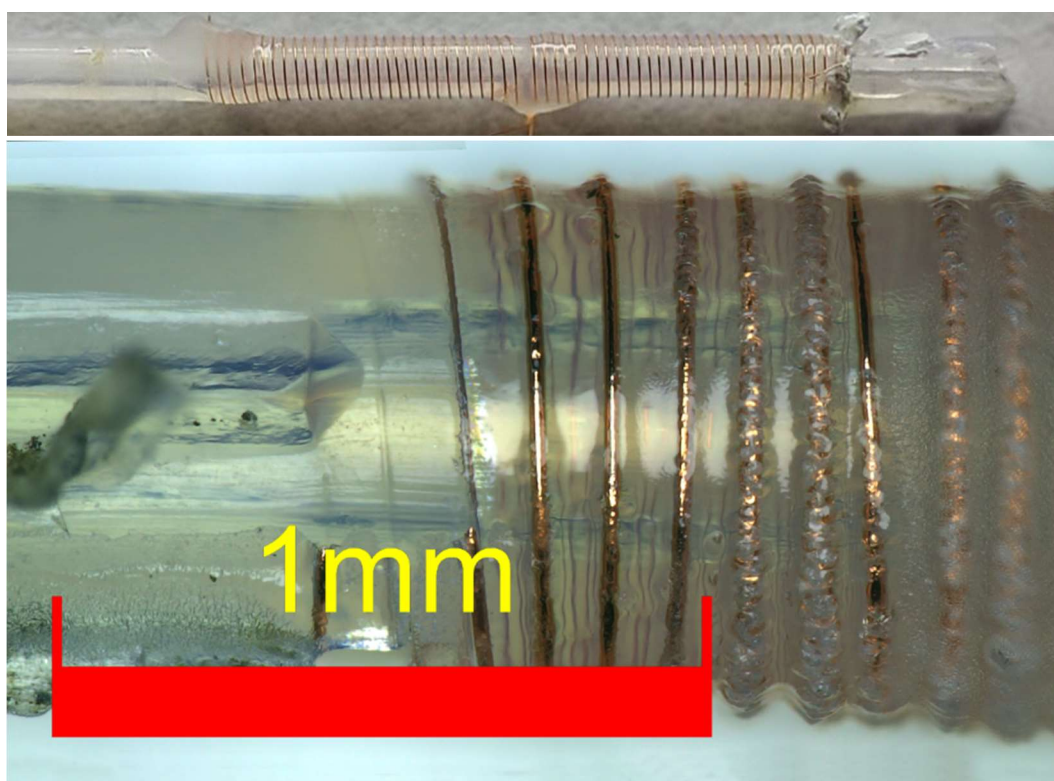


Figura 4.42: Prototipo fabricado de antena de hélice 3Fr.

Fabricados los prototipos de las antenas, es necesario pegarlos a una PCB y soldar los terminales de los cables a una superficie plana para poder medir sus parámetros fundamentales, tal y como se ha explicado anteriormente. Para ello, se diseña la geometría para fabricarla mediante microfresado. Las dimensiones de la PCB auxiliar se muestran en la siguiente Figura 4.43.a. Se fabricaron varias de estas piezas, como la que se muestra en la Figura 4.43.b.

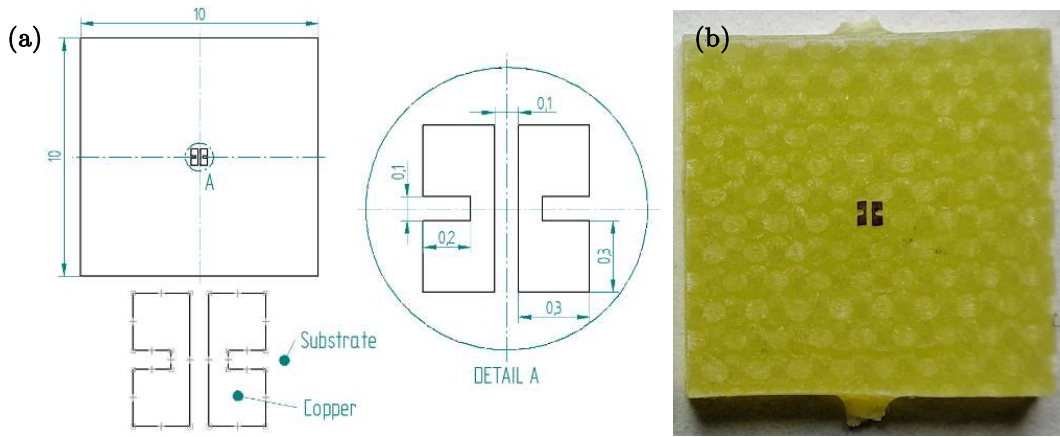


Figura 4.43: Plano de la PCB auxiliar (a) y PCB fabricada por microfresado (b).

Sobre las superficies de la PCB se pegaron los prototipos de antenas helicoidales con cianoacrilato, orientando los cables hacia las superficies de cobre. Una vez se secó el pegamento, se dispusieron los cables tensándolos sobre las superficies de cobre, y pegando los extremos con cinta adhesiva en el borde de la PCB. Entonces, se soldaron manualmente los cables a las superficies de cobre, empleando una punta de soldador fina. Al realizar la soldadura, se procuró que todo el estaño se depositase sobre el cuadrado superior, el más cercano a la antena, de manera que el cuadrado inferior tuviese una superficie limpia lisa sobre la que se pudiesen apoyar las microsondas de RF. La siguiente Figura 4.44 muestra los prototipos de las antenas 1Fr y 3Fr pegadas y soldadas a la PCB, y una foto tomada con el microscopio de la soldadura de la antena 1Fr.

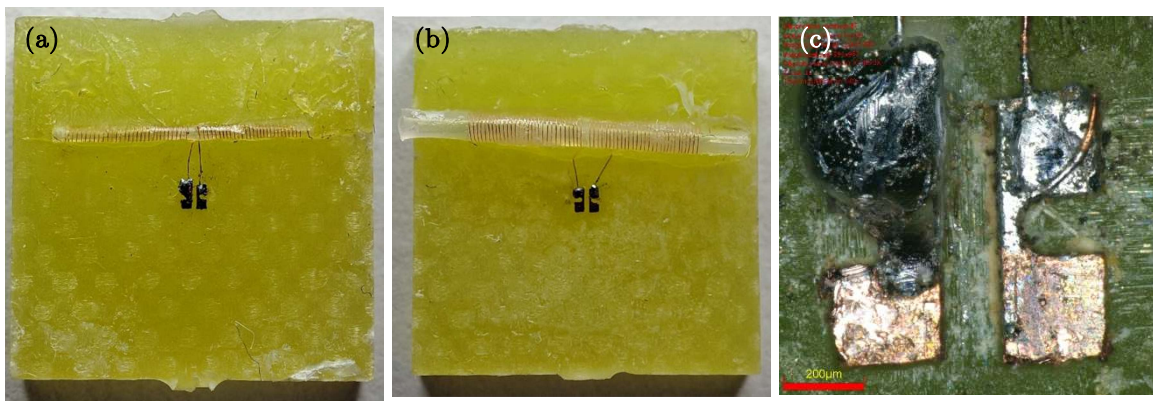


Figura 4.44: Prototipos de antena de hélice 1Fr (a) y 3Fr (b) soldados a una PCB y detalle de la soldadura (c).

4.2.4. Ensayos en espacio libre

Una vez soldados los prototipos de las antenas a las PCB, se inició la campaña de ensayos. Primero, se determinó el coeficiente de reflexión de los dos modelos de antenas, empleando la misma bancada de trabajo que se utilizó para medir el coeficiente de reflexión de la antena de espiral de Arquímedes. La siguiente Figura 4.45 muestra una fotografía de la bancada de medida y la imagen proporcionada por los microscopios digitales para la aproximación controlada de la sonda de RF.

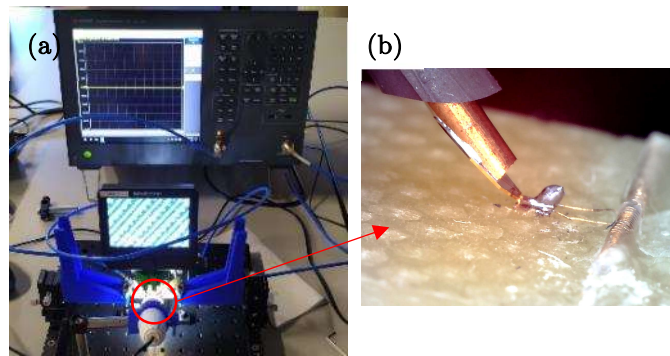


Figura 4.45: Sistema de medición (a) y vista desde el microscopio del posicionamiento de la sonda sobre los terminales de la PCB a la que se encuentran soldados los terminales de las antenas (b).

Los coeficientes de reflexión medidos de las dos antenas helicoidales 1Fr y 3Fr, comparados con la simulación realista que incluye la PCB, y la simulación de la antena como elemento independiente, se muestran en las Figura 4.46 (antena 1Fr) y Figura 4.47 (antena 3Fr).

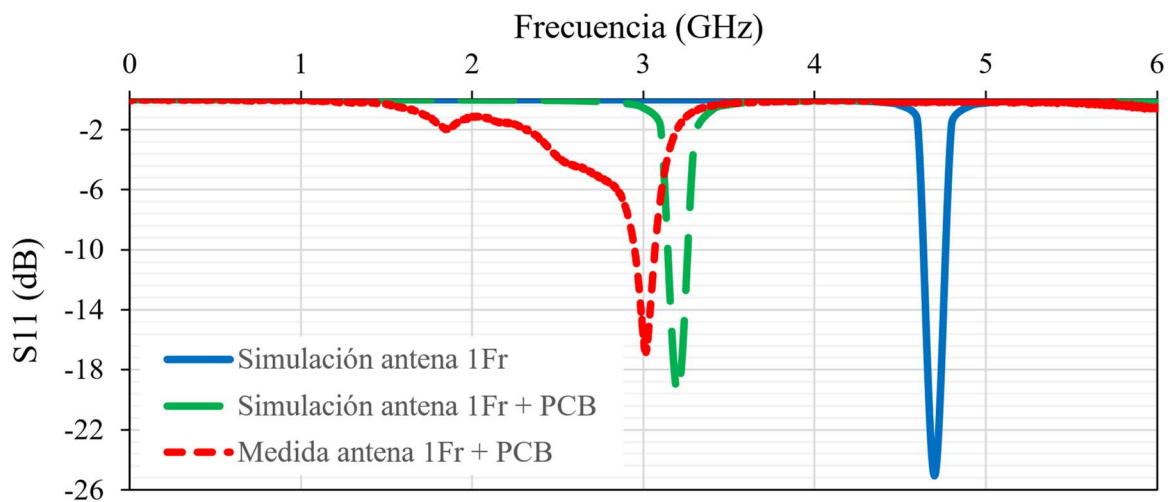


Figura 4.46: Coeficiente de reflexión de la antena 1Fr simulado y medido.

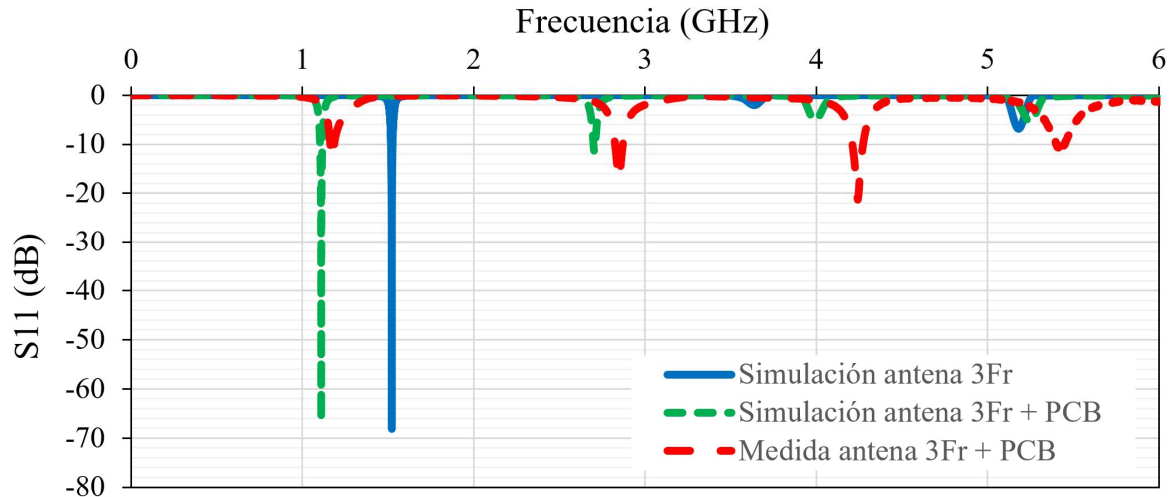


Figura 4.47: Coeficiente de reflexión de la antena 3Fr simulado y medido.

En la antena 1Fr, se localizó la frecuencia de resonancia en 3.01 GHz con un coeficiente de reflexión de -16.93 dB. Esta frecuencia de resonancia medida es bastante cercana a la determinada en las simulaciones, y la diferencia se deberá probablemente a diferencias en las propiedades de los materiales respecto a los definidos en simulación, y desperfectos en los acabados de fabricación. La diferencia en el coeficiente de reflexión, de tan solo 2.64 dB, es debida a la desadaptación de impedancias con respecto a las sondas de medida. En la antena 3Fr, en cambio, la frecuencia de resonancia medida en 1.17 GHz se ajusta mucho más a la obtenida en simulación, pero la desadaptación de impedancias es mucho mayor, teniendo un coeficiente de reflexión de -13.1 dB. Estos valores se recogen en la siguiente Tabla 4.12.

Tabla 4.12: Comparación de la frecuencia de resonancia y coeficiente de reflexión de las antenas 1Fr y 3Fr simulados y medidos.

Antena	Simulación		Medida	
	Frecuencia de resonancia principal (GHz)	S11 (dB)	Frecuencia de resonancia principal (GHz)	S11 (dB)
Antena 1Fr	4.7	-25.6	-	-
Antena 1Fr + PCB	3.2	-19.57	3.01	-16.93
Antena 3Fr	1.52	-68.02	-	-
Antena 3Fr + PCB	1.11	-66.36	1.17	-13.14

La siguiente Figura 4.48 muestra como cambiando la impedancia del puerto en la simulación de la antena 3Fr realista (soldada a la PCB) a 50Ω (la impedancia de las microsondas de RF), el coeficiente de reflexión se ajusta mucho mejor a los valores de las medidas, siendo de -13.21 dB en la frecuencia de resonancia. En las siguientes gráficas donde se muestre la simulación de la antena 3Fr realista, se emplearán estos resultados de simulación debido a su mayor parecido con las medidas.

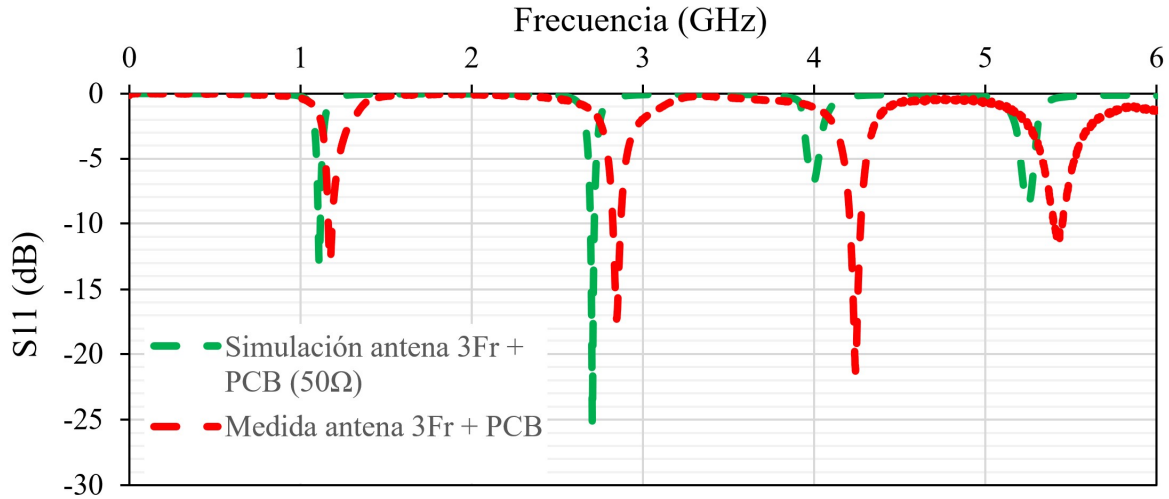


Figura 4.48: Coeficiente de reflexión de la antena 3Fr simulado con un puerto de 50Ω y medido.

Como existe una buena concordancia entre las frecuencias de resonancia simuladas y medidas de las antenas incluyendo la PCB auxiliar, se puede inferir que el comportamiento de las antenas como elementos independientes (sin la PCB) será similar al determinado en simulaciones (sin PCB).

También, se determinaron experimentalmente la ganancia y el diagrama de radiación de las antenas de hélice en campo lejano empleando el método de las dos antenas. Este consiste en determinar la ganancia de una antena a través de la ecuación de Friis:

$$(G_{AR})_{dBi} = (P_R)_{dB} - (P_T)_{dB} - (G_{AT})_{dBi} - 20 \cdot \log(\lambda) + 20 \cdot \log(D \cdot 4 \cdot \pi)$$

Donde G_{AR} es la ganancia de la antena receptora, P_R la potencia recibida, P_T la potencia transmitida, G_{AT} la ganancia de la antena transmisora, λ la longitud de onda de la señal emitida y D la separación entre las antenas emisora y receptora (todos los parámetros en decibelios). Esta ecuación relaciona las ganancias de dos antenas a través de las potencias emitida y recibida, considerando las pérdidas en el espacio libre entre ellas. Conociendo la ganancia de la antena emisora, definiendo la potencia emitida y midiendo la recibida, se puede determinar la ganancia desconocida de la antena que se desea caracterizar.

De este modo, para poder determinar la ganancia de la antena miniaturizada, debía conocerse primero la ganancia de la antena emisora. Las antenas emisoras que se emplearían son antenas de parche circular con frecuencias de resonancia en 1.1 GHz y 3 GHz, y cuya ganancia era necesario determinar en primer lugar. Por ello, se diseñaron dos antenas idénticas, para que, realizando la misma medida, existiese una única incógnita en la ecuación.

$$(G_A)_{db} = [((P_R)_{db} - (P_T)_{db} - (G_{AT})_{db} - 20 \cdot \log(\lambda) + 20 \cdot \log(D \cdot 4 \cdot \pi)]/2$$

Caracterizada la ganancia de la antena de parche circular, podría obtenerse la de la otra antena miniaturizada. Dado que la antena de hélice tenía que ser conectada mediante las microsondas de RF, para no necesitar considerar en la fórmula los efectos de diferentes tipos de conectores, se decidió diseñar estas antenas de modo que pudiesen medirse con las mismas sondas. Además, debían ser completamente idénticas, para que la medición de la primera ganancia fuese correcta.

Por todo esto, y dado que se debían medir dos antenas que trabajaban a 1.1 GHz y 3 GHz, se diseñaron dos pares de antenas circulares que trabajaban a estas frecuencias, con todas las consideraciones anteriores. A continuación, se muestran los modelos 3D de las antenas, que resuenan a 1.1 GHz (Figura 4.49) y 3 GHz (Figura 4.50).

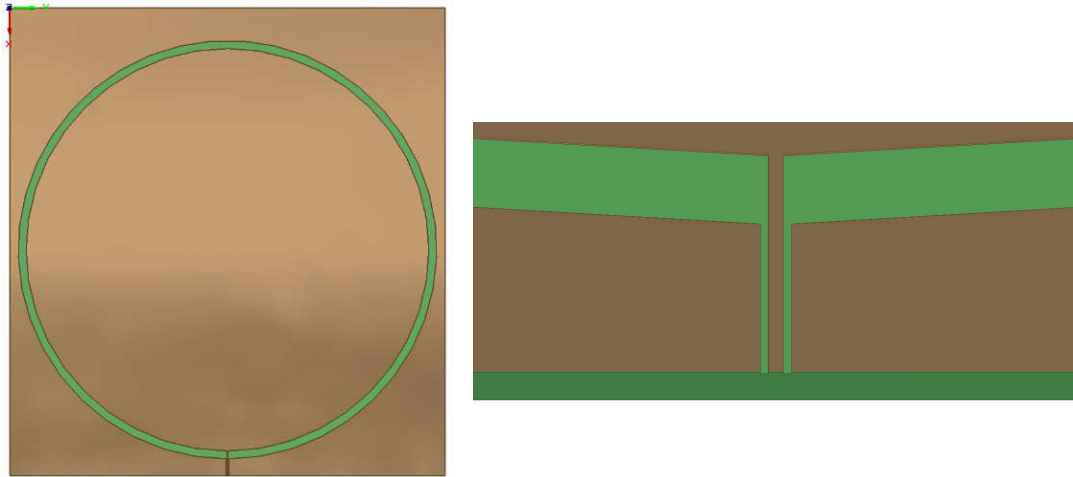


Figura 4.49: Modelo de la antena de parche circular con frecuencia de resonancia en 1.1 GHz creado en HFSS.

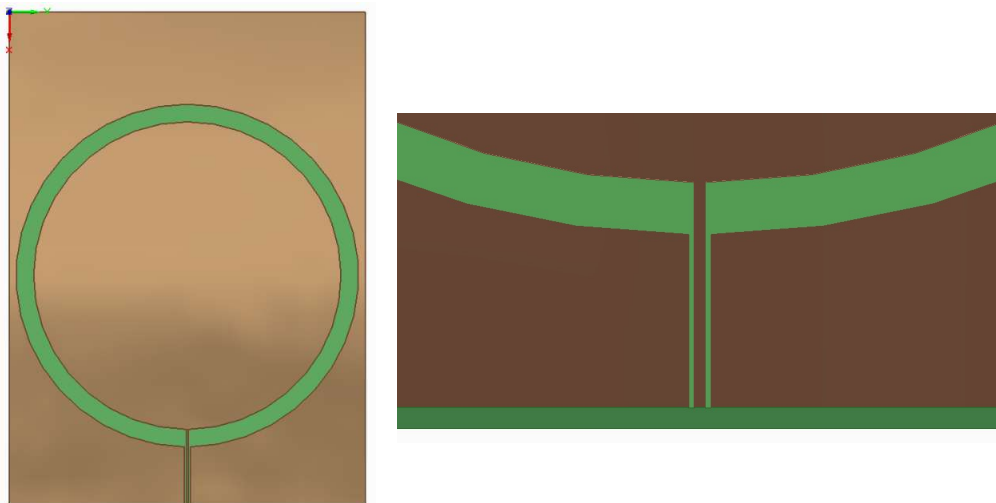


Figura 4.50: Modelo de la antena de parche circular con frecuencia de resonancia en 3 GHz creado en HFSS.

Con la misma técnica que la antena de meandros, y los diseños preliminares de la antena de espiral de Arquímedes, se fabricaron estas dos antenas mediante microfresado. Las siguientes Figuras 4.51-4.53 muestran las antenas de parche circular fabricadas, las dos primeras con frecuencia de resonancia en 1.1 GHz, y las dos segundas en 3 GHz.

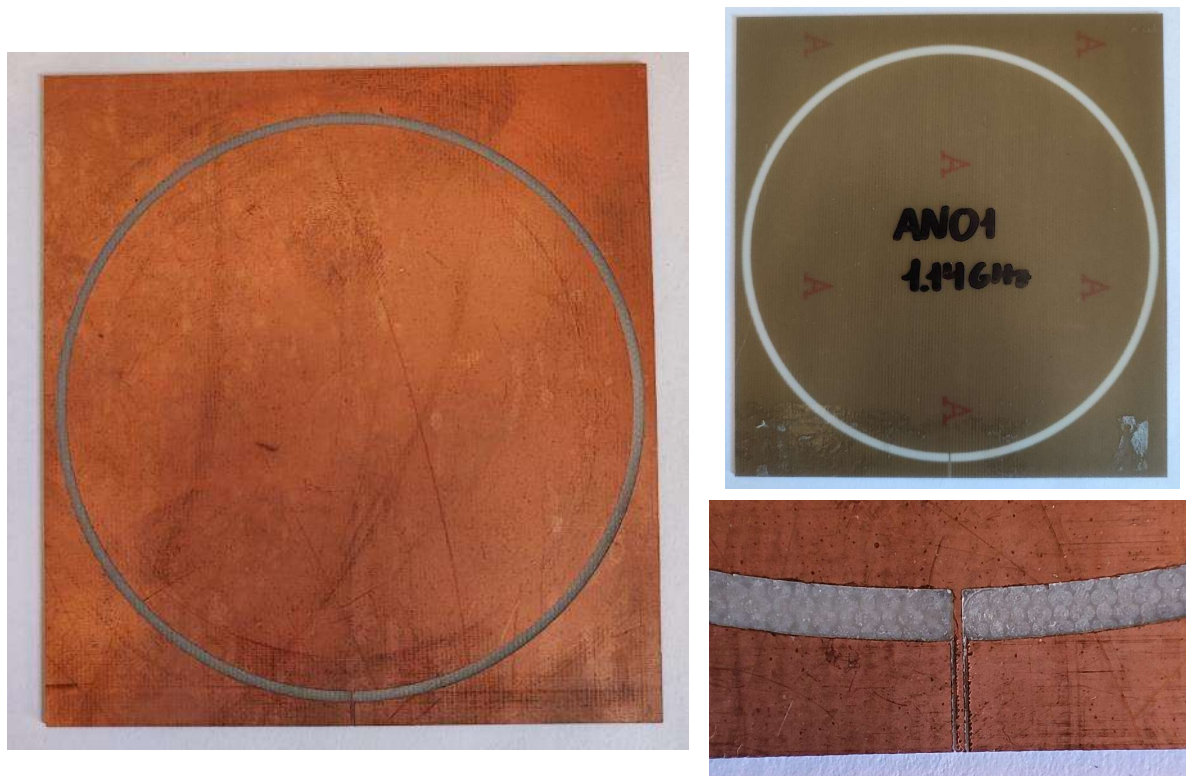


Figura 4.51: Primer prototipo fabricado de la antena de parche circular con frecuencia de resonancia en 1.1 GHz.



Figura 4.52: Segundo prototipo fabricado de la antena de parche circular con frecuencia de resonancia en 1.1 GHz.

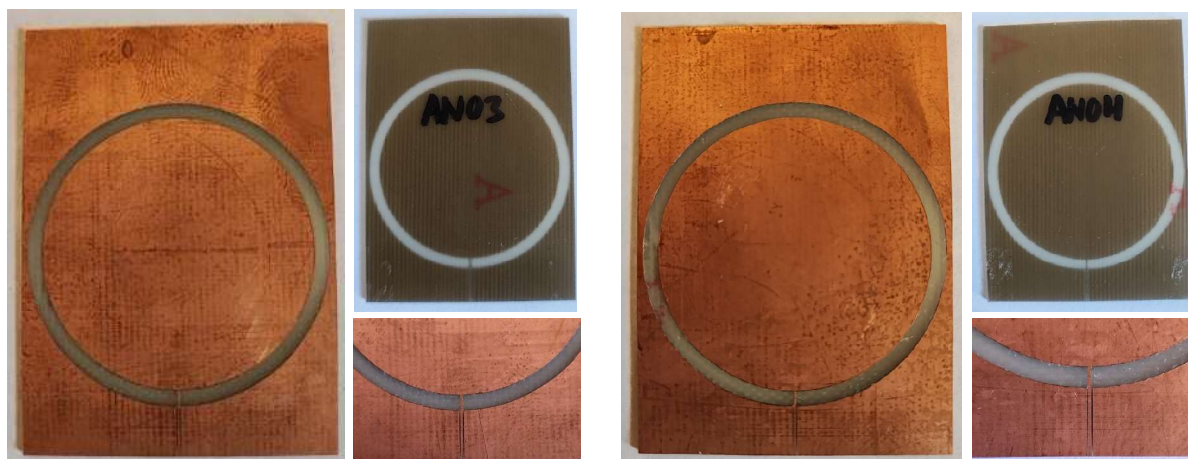


Figura 4.53: Tercer y cuarto prototipo fabricados de las antenas de parche circular con frecuencia de resonancia en 3 GHz.

Para el ensayo se diseñó una segunda bancada de medida para poder realizar las medidas de ganancia con las antenas de parche circular, que se muestra en las siguientes Figuras 4.54-4.56. La primera corresponde a la vista isométrica del modelo, con la antena de parche circular sujeta por dos postes ópticos, la sonda de medida acopladas a un saliente de los postes, y dos microscopios para el posicionamiento de las puntas. Frente a ella se encuentra la antena de hélice soldada a la PCB, y una superficie plana sobre la que poder apoyar elementos, como obstáculos o láminas de carne y grasa, para determinar la eficiencia de la transmisión. La estructura de la antena de hélice se encuentra montada sobre una mesa rotativa. La segunda figura son las vistas en alzado y perfil del modelo, y la última muestra en detalle las piezas diseñadas para poder acoplar las antenas y las sondas de medida.



Figura 4.54: Vista isométrica del modelo CAD del primer sistema para los ensayos de ganancia.

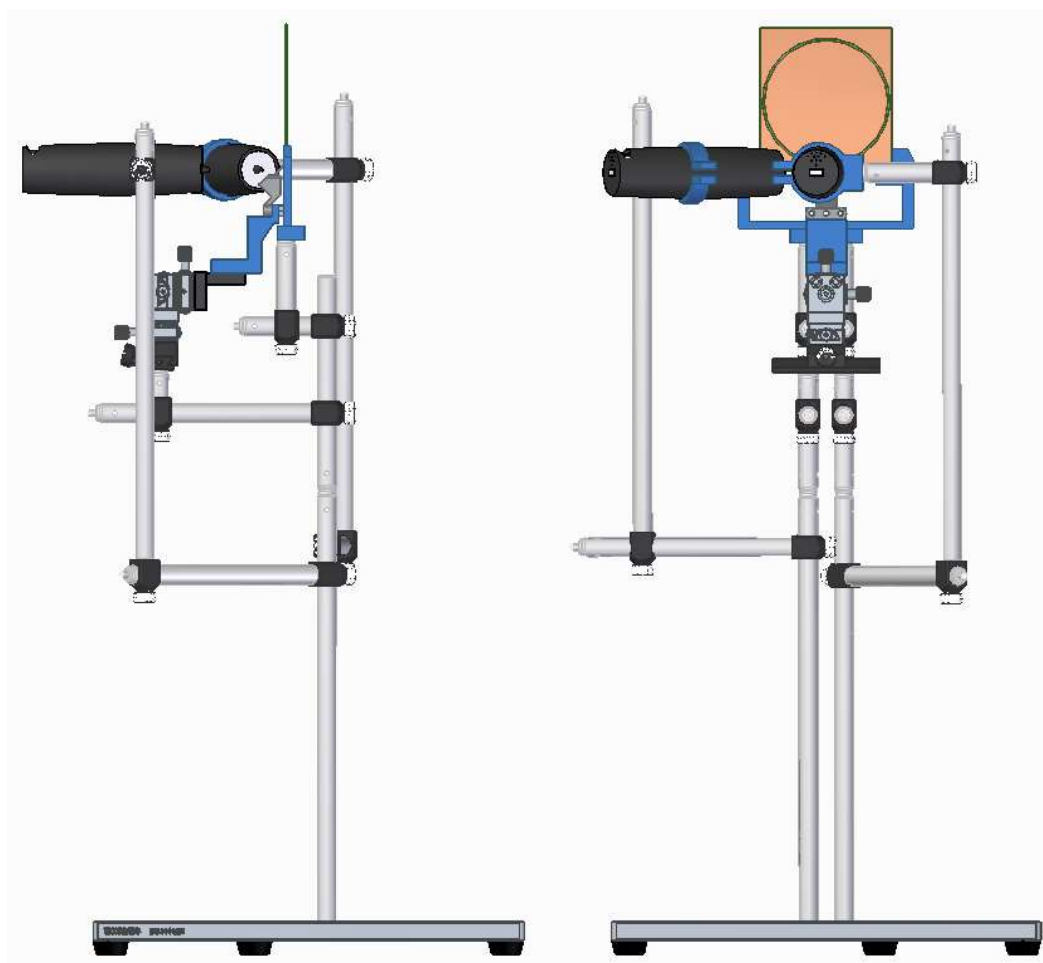


Figura 4.55: Vistas de alzado y perfil del modelo CAD del primer sistema para los ensayos de ganancia.

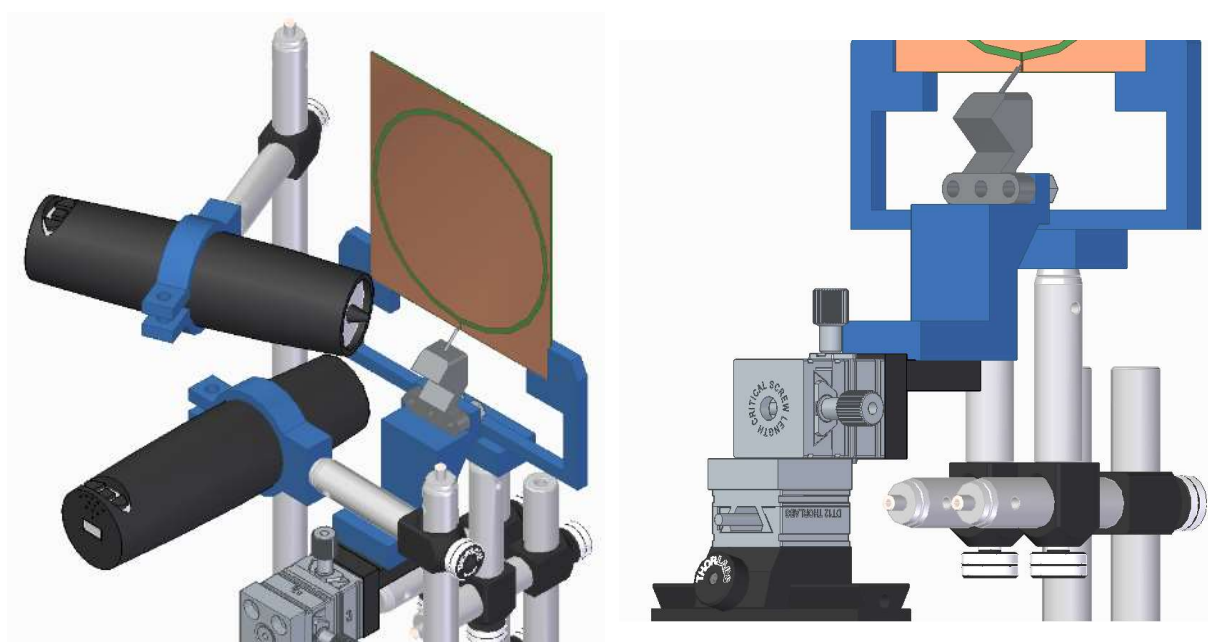


Figura 4.56: Detalle de las piezas de unión de la antena y las sondas de medida.

Verificadas las geometrías de las piezas diseñadas, se imprimieron las piezas en 3D y se montó la bancada de medida (Figura 4.57). En la imagen puede verse que los microscopios fueron retirados una vez colocadas las sondas en su posición en contacto con las antenas, y que estas no se dispusieron enfrentadas. En un inicio se planteó el experimento de esta manera para evitar que algún elemento, como las microsondas de medida, se interpusiera en el espacio de propagación de las señales, aunque finalmente ambas antenas se enfrentaron, ya que aunque la simulación mostraba que el patrón de radiación era simétrico en las dos caras de la antena, en la realidad se observó que esto no era completamente cierto.



Figura 4.57: Bancada del primer sistema medida para los ensayos de ganancia.

Tras calibrar las sondas de medida, se determinó el coeficiente de reflexión de las antenas de parche circular, para verificar que se correspondían con las simulaciones, cuyo valor se muestra en las siguientes figuras. La primera, la Figura 4.58, compara las medidas de las dos antenas con frecuencia simulada en 1.1 GHz. Las mediciones sitúan la frecuencia de resonancia en 1.13 GHz, muy cercana a la simulada. La Figura 4.59 corresponde al coeficiente de reflexión de las antenas con frecuencia de resonancia simulada en 3 GHz. En las medidas esta se ha desplazado hasta 2.79 GHz. Se puede apreciar que las medidas de los prototipos son idénticas dos a dos, teniendo la misma forma en todo el rango de medida, por lo que no parece que la diferencia se deba a errores en el proceso de fabricación. Las pequeñas diferencias en el coeficiente de reflexión pueden deberse a la presión con la que apoyaron las puntas sobre ellas, que podrían variar la impedancia de la conexión.

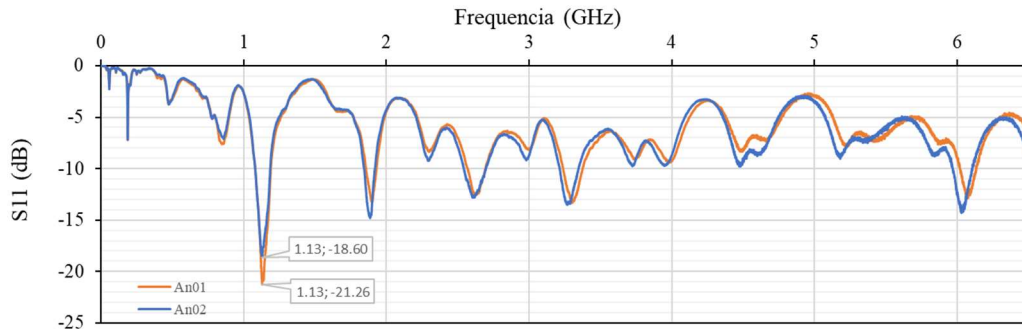


Figura 4.58: Coeficiente de reflexión medido de las antenas de parche circular con frecuencia de resonancia simulada en 1.1 GHz.

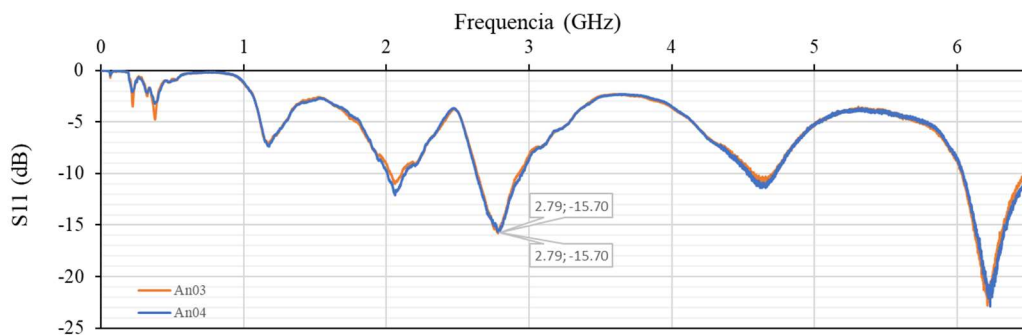


Figura 4.59: Coeficiente de reflexión medido de las antenas de parche circular con frecuencia de resonancia simulada en 3 GHz.

El error en la frecuencia de resonancia probablemente se deba a diferencias en las propiedades reales del material y las definidas en material, y hace que las antenas no sean adecuadas para el ensayo, al no estar perfectamente en resonancia con las antenas de hélice. Se podrían corregir depurando el modelo de simulación a partir de una realimentación de diferentes pruebas de fabricación, pero es un proceso lento y costoso. Por ello, se decidió adquirir una antena una antena calibrada que además serviría para otros ensayos, concretamente una antena de bocina de banda ancha modelo TEMH 6000 [121]. La TEMH 6000 es una antena calibrada con un rango de frecuencia de 300 MHz a 8 GHz y una ganancia de 2 a 10 dBi. Se muestra en la siguiente Figura 4.60.

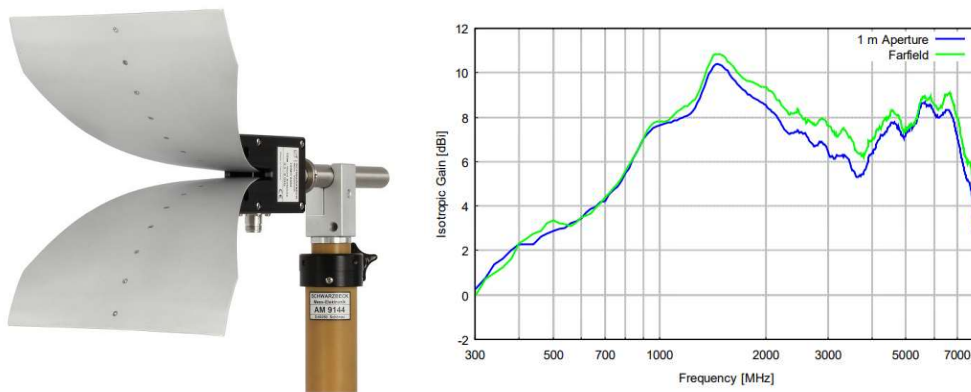


Figura 4.60: Antena de bocina de banda ancha modelo TEMH 6000 y su gráfica de ganancia [121].

La antena de bocina sustituyó la de parche circular, y dado que su ganancia era conocida para la frecuencia de resonancia de las antenas de hélice, a las que se realizó el ensayo, la ganancia de las antenas pudo ser determinada directamente a través de la potencia recibida. El esquema de elementos empleados para el ensayo, y algunas fotografías del *setup* se muestran en la Figura 4.61.

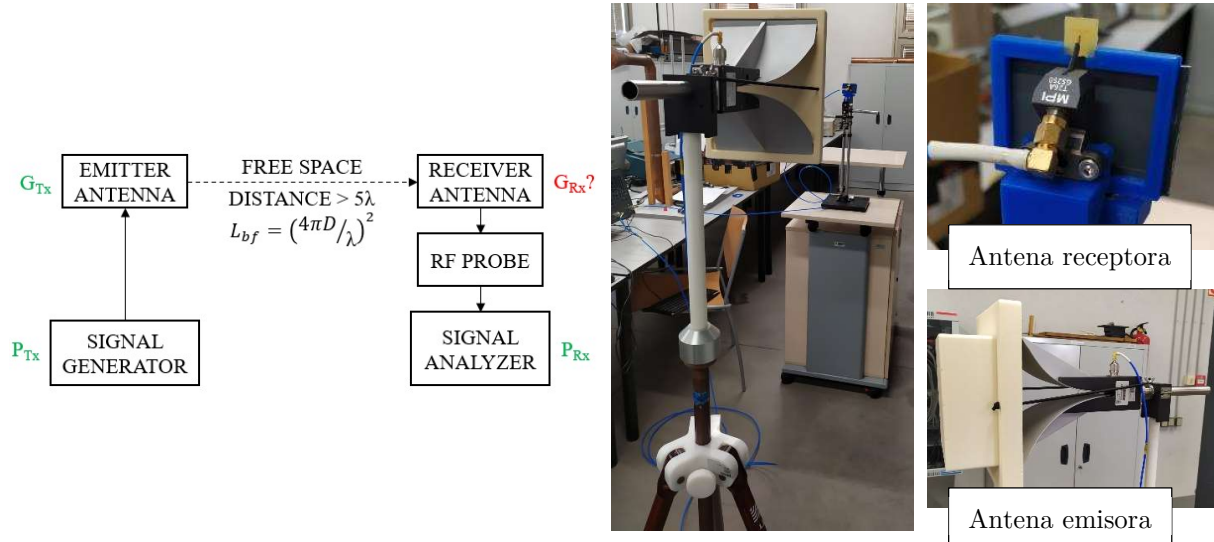


Figura 4.61: Diagrama e imágenes del sistema empleado para los ensayos de ganancia.

La antena calibrada y la antena de hélice bajo prueba se colocaron una frente a la otra y a una distancia mayor a 5 longitudes de onda, para realizar la prueba en la región del campo lejano. Para la antena 1Fr, como la frecuencia de resonancia es de 3 GHz, la longitud de onda es de 0,1 m; para la antena 3Fr, como la frecuencia de resonancia es de 1.17 GHz, la longitud de onda es de 0.2562.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{3 \cdot 10^9} = 0.1 \text{ m} ; \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{1.17 \cdot 10^9} = 0.2562 \text{ m}$$

Se fija una separación de 1.5 metros para la medida de la ganancia de ambas antenas, que garantiza estar en campo lejano. La antena emisora se conectó a un generador de señales Agilent 8665B Synthesized Signal Generator, y la antena bajo prueba a un analizador de redes Agilent N9010A EXA Signal Analyzer mediante una microsonda MPI TITAN RF T26A-GS0250. Las dos antenas fueron alineadas, la potencia de salida del generador se estableció en 17.2 dBm, y se midió la potencia recibida. Empleando la ecuación de Friis, se determinó que la ganancia de la antena 1Fr era de -4.69 dBi, y la de la antena 3Fr, -11.33 dBi. En comparación con las microantenas de dimensiones similares encontradas en el análisis del estado del arte, la ganancia de la antena 1Fr es más de 35 dB mayor que el diseño mostrado en la referencia [89]. El hecho de que la antena 1Fr tenga un número de vueltas mucho mayor que el mostrado en la referencia [89], aumenta la longitud eléctrica de la antena, reduciendo así la frecuencia y aumentando la ganancia. El uso de un núcleo interno dieléctrico también tiene un efecto beneficioso para la ganancia y la frecuencia de resonancia. La ganancia de la antena 3Fr se ajusta en gran medida al valor obtenido en simulación, confirmando que el modelo de simulación realista de esta antena está muy bien ajustado al prototipo fabricado. La Tabla 4.13 resume los valores de los parámetros fundamentales de ambas antenas simulados y medidos.

Tabla 4.13: Comparación de la ganancia de las antenas 1Fr y 3Fr simulada y medida.

Antena	Ganancia simulada (dBi)	Ganancia medida(dBi)
Antena 1Fr	-4.7	-
Antena 1Fr + PCB	-10.87	-4.69
Antena 3Fr	-15.33	-
Antena 3Fr + PCB	-11.48	-11.33

Después las antenas de hélice fueron rotadas en pasos de 10° para determinar la potencia recibida en cada orientación, y así determinar el patrón de radiación. El patrón de radiación simulado normalizado de la antena 1Fr se muestra en la Figura 4.62 (rojo), y el medido en la Figura 4.62 (azul). Se muestra solo el patrón del plano significativo, que es el que incluye el eje de la antena. En la antena 3Fr el patrón de radiación es similar al de la antena 1Fr.

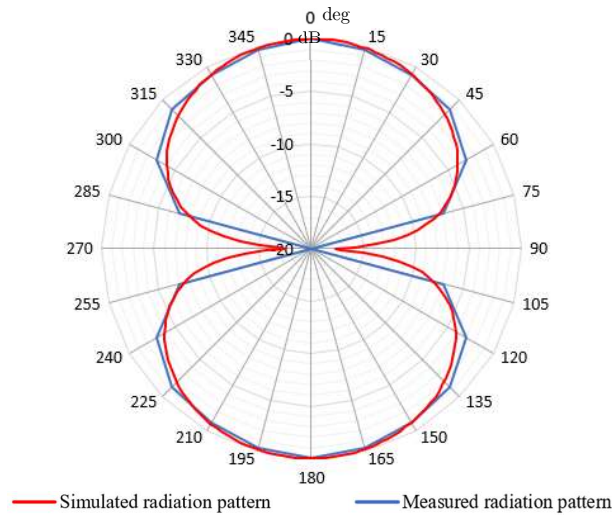


Figura 4.62: Patrón de radiación simulado y medido de la antena de hélice 1Fr.

Finalmente, se ha ensayado la flexibilidad de uno de los prototipos de antena 1Fr fabricados. El hecho de que la antena sea flexible permitiría su implantación dentro del cuerpo humano mediante operaciones mínimamente invasivas. Además, esto también sería útil en intervenciones como los cateterismos, donde se accede por vasos sanguíneos con trayectorias intrincadas. Por ello, aunque la antena no ha sido diseñada para operar mientras se encuentre flectada, esta se ha deformado y devuelto a su forma original para determinar si se producían daños en ella. Esto se realizó plegando manualmente la antena sujetándola por sus extremos con dos pinzas de punta fina, alcanzando ángulos de menos de 40° , como se puede apreciar en la Figura 4.63.

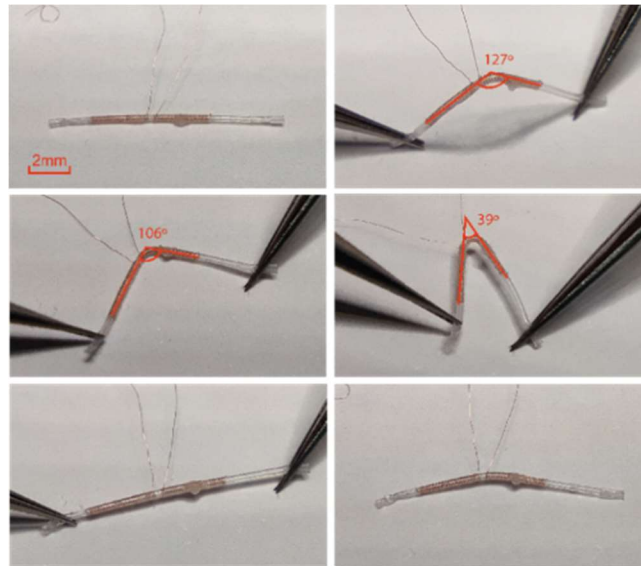


Figura 4.63: Ensayo de flexibilidad de una antena de hélice 1Fr.

La antena no se rompió durante el ensayo, y retornó a una forma casi recta cuando se dejó de ejercer un esfuerzo sobre ella. No obstante, se puede notar una deformación permanente, aunque es importante destacar que la curvatura a la que se sometió es extrema, y en una situación real nunca alcanzaría un ángulo tan agudo. Se ha considerado que una curvatura de 40° es suficiente para permitir su implantación y para emplearla en herramientas médicas. Respecto a otras antenas de hélice flexibles encontradas en el estado del arte, y que reportan valores de ensayos de flexibilidad, la antena presentada en las referencias [90], [91] demostraba su flexibilidad con radios de curvatura de 20, 15 y 10 mm. La antena 1Fr logra una curvatura mucho menor, en el orden de 1-2 mm.

4.2.5. Simulación en condiciones intracorpóreas

Como el objetivo de las antenas es operar dentro del cuerpo humano, es importante entender el comportamiento que tendrán estas en esas condiciones. Por un lado, existe la pérdida de potencia por la absorción de ondas electromagnéticas del cuerpo humano, cuyo efecto se analiza más adelante, y por otro lado, están las variaciones de los parámetros fundamentales de las antenas, como la frecuencia de resonancia, debido a las propiedades dieléctricas del medio que les rodea. Para ello, primero se han realizado una serie de simulaciones con condiciones que posteriormente sean fácilmente replicables para hacer ensayos con los prototipos fabricados. Se han simulado varios modelos, de la antena 1Fr y la antena 3Fr, disponiendo la antena sobre y entre tejidos musculares y grasos. Los modelos, que se pueden apreciar en la Figura 4.64, muestran la antena en los 6 casos analizados: sobre carne, sobre grasa, entre carne, entre grasa, con carne debajo y grasa encima, y con grasa debajo y carne encima. En el sólido de tejido de la parte superior se ha recortado un volumen que deja libre las superficies de cobre de las PCB, para asemejarlo con el caso real, donde es necesario dejar estas superficies libres para poder apoyar las microsondas sobre ellas. Los datos de la permitividad dieléctrica y la conductividad se han definido para la carne y la grasa a las frecuencias de resonancia de cada antena, según la base de datos de IT'IS

Foundation [122], que a su vez los extrae del reporte “Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies” de C. Gabriel.

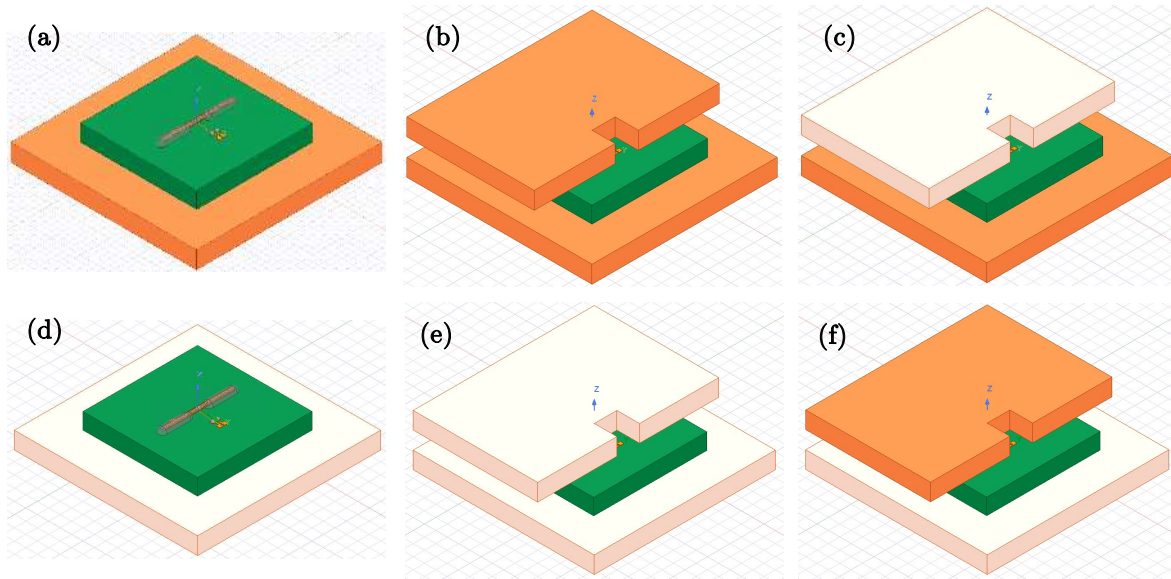


Figura 4.64: Modelos de simulación de la antena de hélice 1FR sobre carne (a), entre carne (b), entre carne y grasa (c), sobre grasa (d), entre grasa (e) y entre grasa y carne (f).

Los resultados de la simulación de la antena de hélice 1FR en las diferentes situaciones se muestra en la siguiente Figura 4.65. Se puede apreciar como en todos los casos en que la antena se encuentra rodeada por algún tejido, la frecuencia de resonancia de la antena disminuye respecto de la simulación en espacio libre. No obstante, cuando el tejido solo se encuentra en la parte inferior de la PCB la variación de la frecuencia de resonancia es pequeña, aumenta cuando la antena está en contacto con tejido graso, y prácticamente se reduce a la mitad cuando el tejido muscular es el que está en contacto directo con la antena.

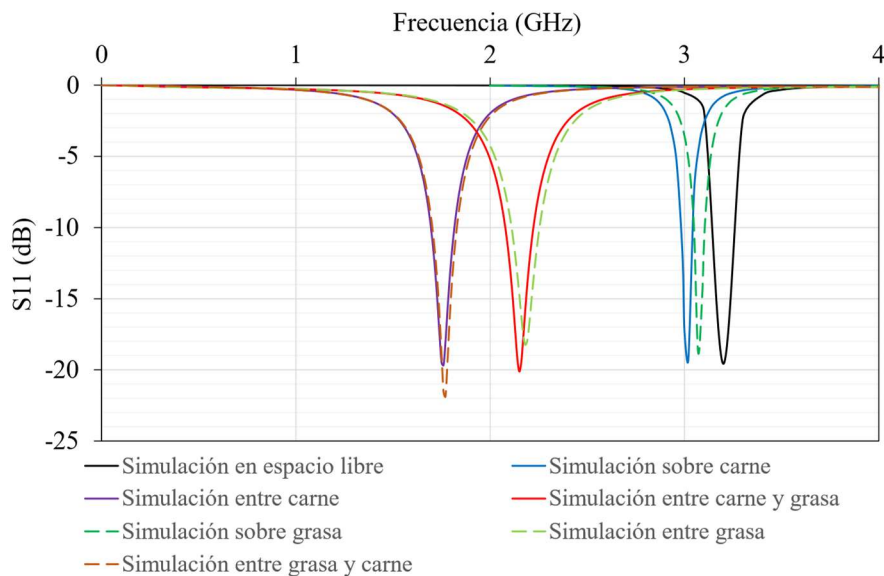


Figura 4.65: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena de hélice 1FR con PCB entre tejidos musculares y grasos.

De igual manera, los resultados de la simulación de la antena de hélice 3Fr rodeada por tejidos humanos se muestra en la Figura 4.66. Se pueden notar los mismos efectos que en el caso anterior en la disminución de la frecuencia de resonancia. Además, en los armónicos el efecto se multiplica.

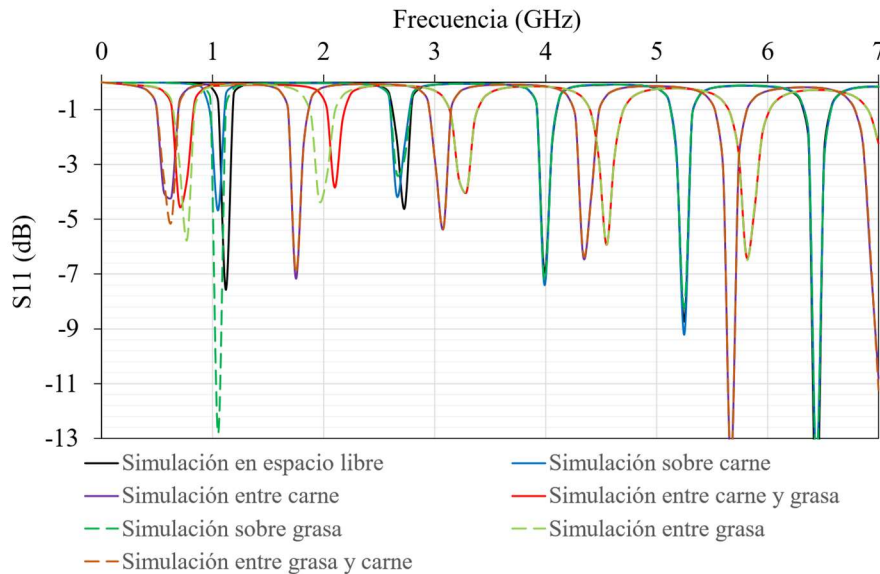


Figura 4.66: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena de hélice 3Fr con PCB entre tejidos musculares y grasos.

4.2.6. Ensayos en condiciones intracorpóreas

Realizadas las simulaciones de las antenas rodeadas por tejidos musculares y grasos, se procedió a replicar las condiciones para ensayar las antenas de manera experimental. Para ello, se prepararon 4 piezas de carne y grasa de cerdo, que guardan un gran parecido con los tejidos humanos, con dimensiones similares a las del modelo de simulación. Estas se muestran en la Figura 4.67.



Figura 4.67: Piezas de carne y grasa de cerdo empleadas para los ensayos en situaciones simuladas intracorpóreas.

Así, empleando la bancada de medición en plano del coeficiente de reflexión, este se determinó para cada uno de los casos anteriores. La Figura 4.68 muestra la antena 1Fr sobre carne, entre carne, entre carne y grasa, sobre grasa, entre grasa y entre grasa y carne.

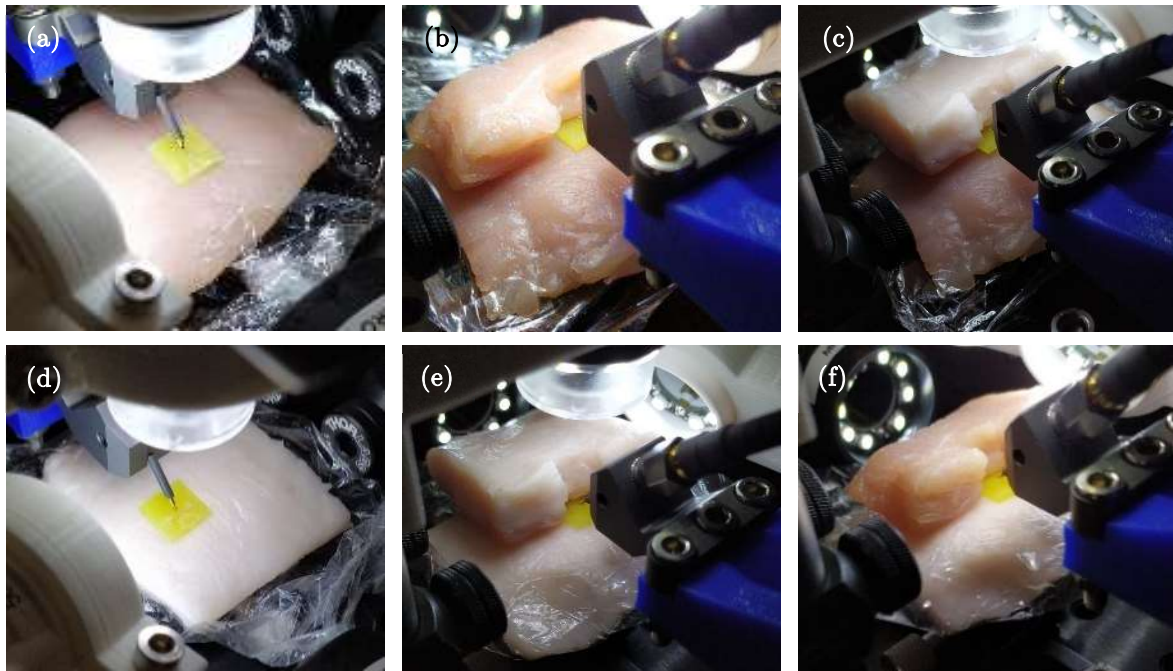


Figura 4.68: Imágenes del ensayo de medida del coeficiente de reflexión de la antena 1Fr sobre carne (a), entre carne (b), entre carne y grasa (c), sobre grasa (d), entre grasa (e) y entre grasa y carne (f).

Adicionalmente, también se analizaron los casos con carne debajo y encima carne y grasa, carne debajo y encima grasa y carne, grasa debajo y encima grasa y carne y grasa debajo y encima carne y grasa (Figura 4.69), pero no se obtuvieron resultados de interés.

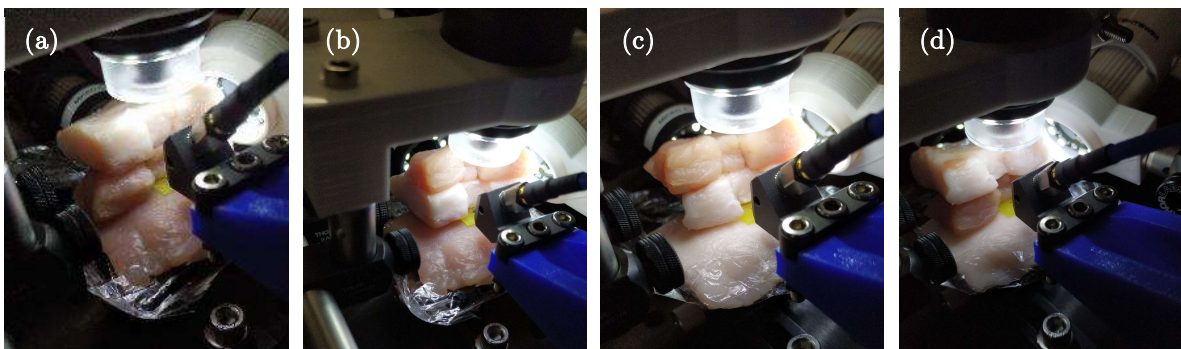


Figura 4.69: Imágenes del ensayo de medida del coeficiente de reflexión de la antena 1Fr con carne debajo y encima carne y grasa (a), carne debajo y encima grasa y carne (b), grasa debajo y encima grasa y carne (c) y grasa debajo y encima carne y grasa (d).

Las siguientes Figura 4.70 y Figura 4.71 muestran el resultado de las mediciones anteriores de la antena 1Fr, comparando cada medida con su simulación equivalente. La disminución de las frecuencias de resonancia sigue el mismo comportamiento que se observó en las simulaciones. Se puede observar que las medidas con la antena en contacto con tejidos tienen su frecuencia de resonancia ligeramente inferior a la de su simulación correspondiente. No obstante, el desfase que se aprecia tiene un valor aproximadamente igual al que aparece entre la medida y la simulación en espacio libre, por lo que se concluye que las simulaciones son correctas y podrían analizarse más casos, o incluso estudiar el

comportamiento de la antena sin PCB al estar en contacto con los tejidos, directamente empleando las simulaciones.

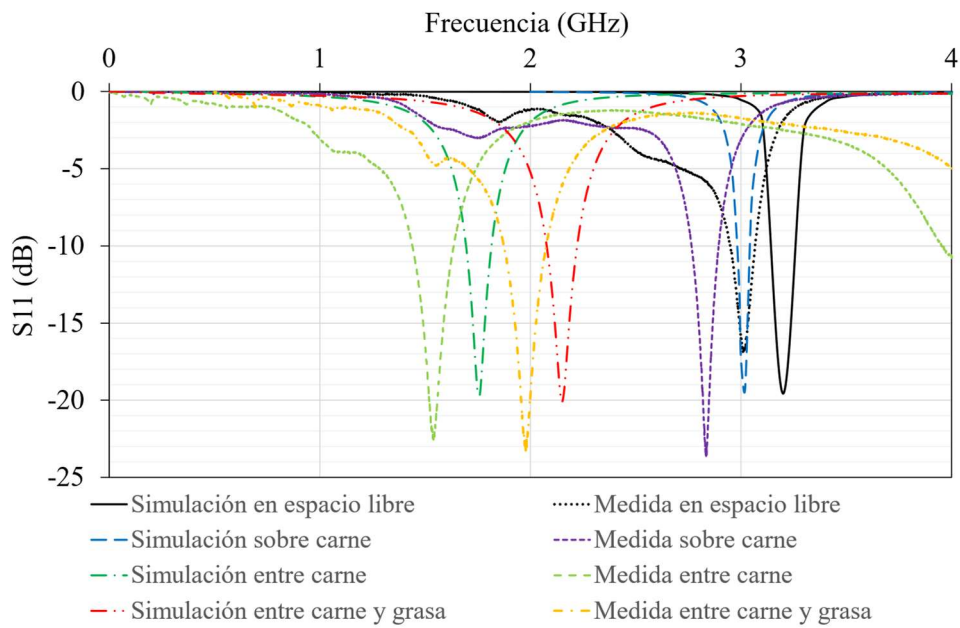


Figura 4.70: Coeficiente de reflexión de la antena 1Fr simulado y medido entre tejidos musculares.

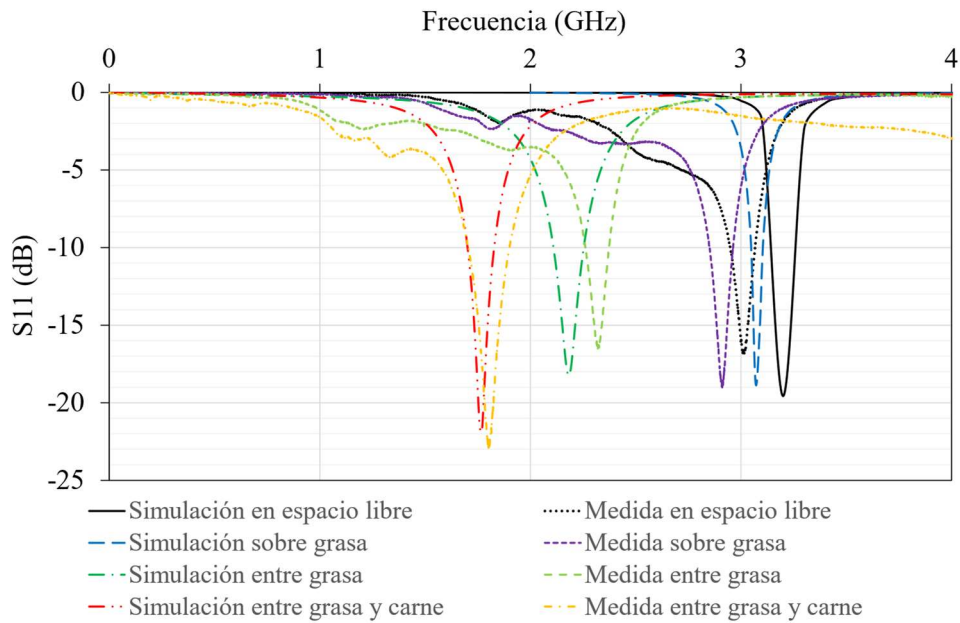


Figura 4.71: Coeficiente de reflexión de la antena 1Fr simulado y medido entre tejidos grasos.

El mismo proceso se realizó con la antena 3Fr, cuyos ensayos se muestran en la Figura 4.72.

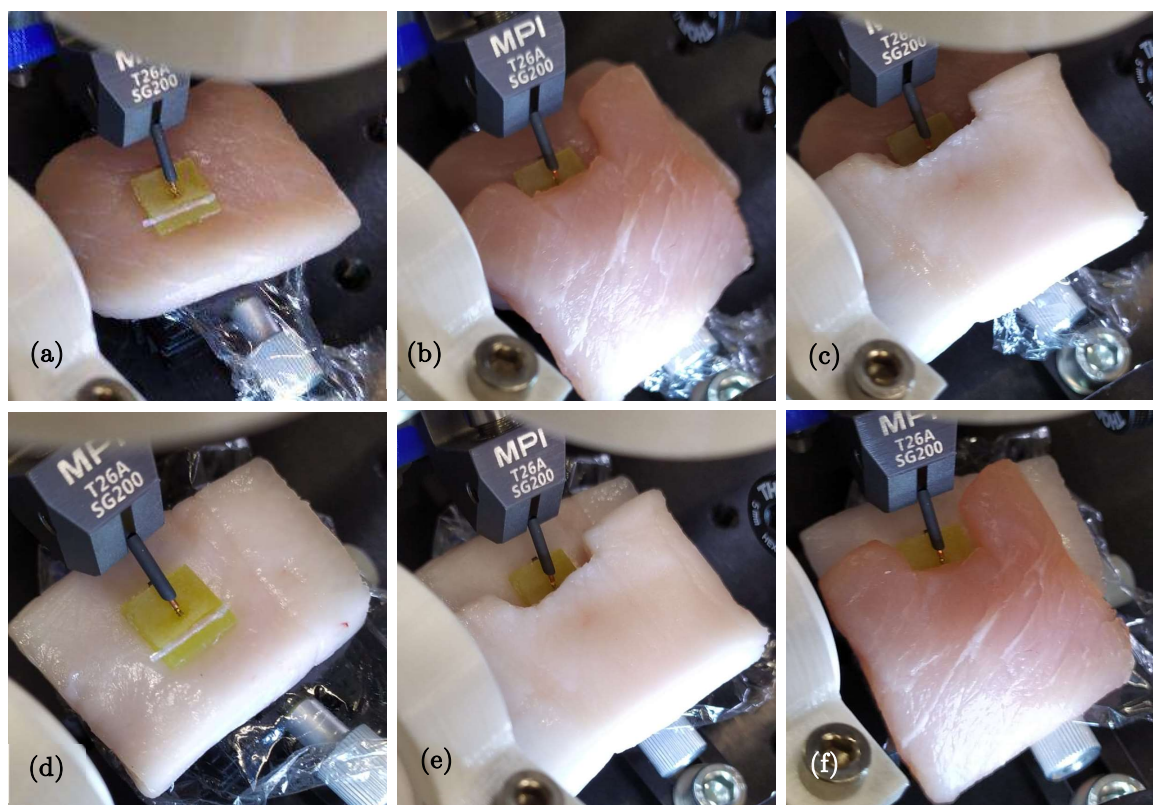


Figura 4.72: Imágenes del ensayo de medida del coeficiente de reflexión de la antena 3Fr sobre carne (a), entre carne (b), entre carne y grasa (c), sobre grasa (d), entre grasa (e) y entre grasa y carne (f).

Los valores de las mediciones, en comparación con las simulaciones, se muestran en la Figura 4.73 y Figura 4.74. En este caso, los valores obtenidos en las medidas no se corresponden fielmente con las simulaciones. En aquellas medidas con carne sobre la antena, la frecuencia de resonancia es menor a la esperada, mientras que, en aquellas con grasa sobre la antena, la disminución de frecuencia es menor a la esperada. Esto puede ser consecuencia de dos sucesos: el primero, es que al manipular las microsondas cerca de los tejidos, estas se ensuciaron y pudieron modificar algunos de los valores obtenidos; el segundo, que la variación de la frecuencia de resonancia haga que el valor de las propiedades eléctricas de los tejidos definidos en simulación no corresponda, al haber variado significativamente. Esto requeriría ajustar las propiedades para cada modelo, y volver a simular cada caso, lo que conllevaría mucho tiempo y coste.

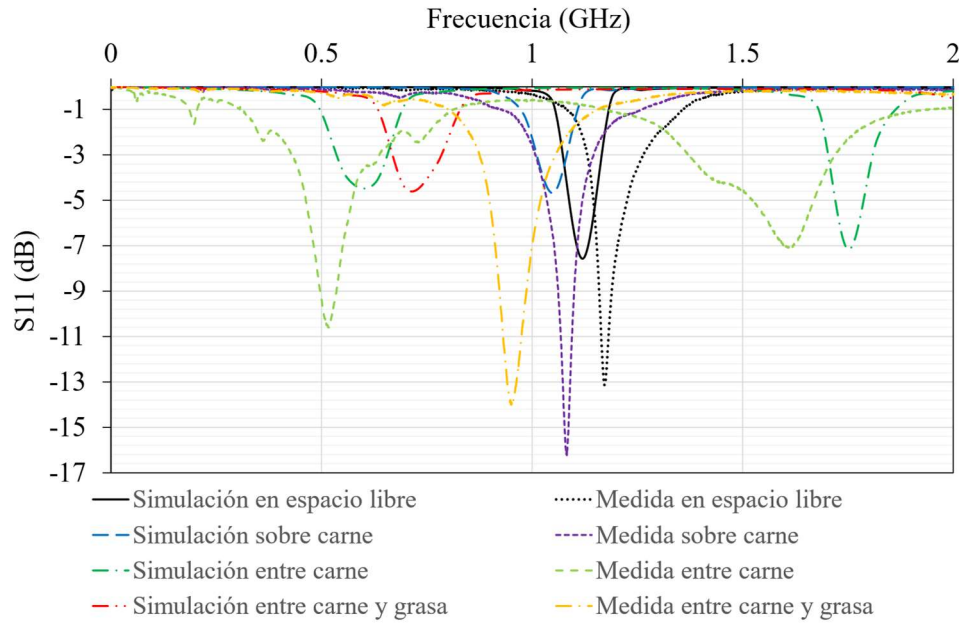


Figura 4.73: Coeficiente de reflexión de la antena 3Fr simulado y medido entre tejidos musculares.

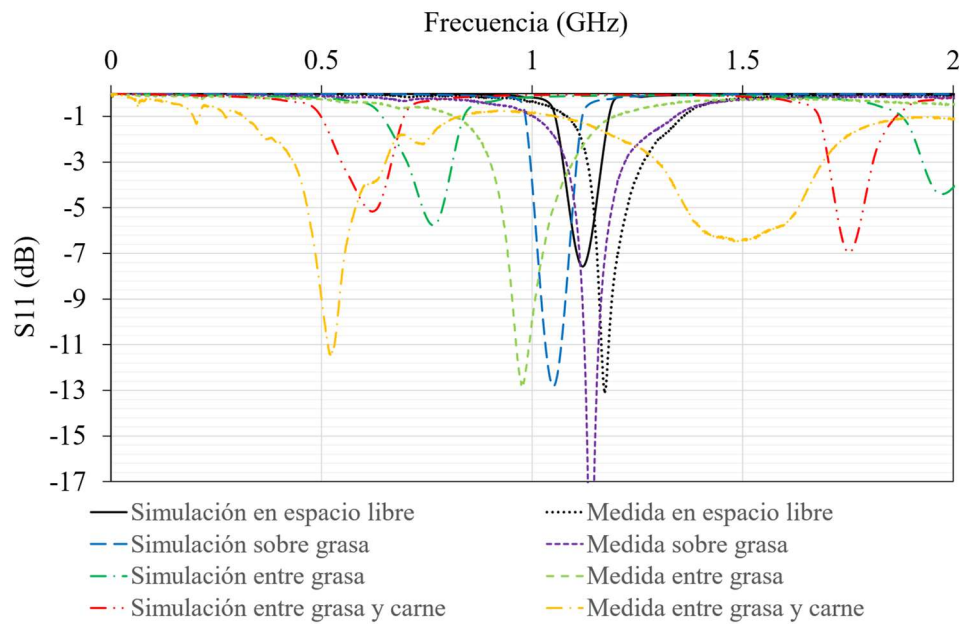


Figura 4.74: Coeficiente de reflexión de la antena 3Fr simulado y medido entre tejidos grasos.

Finalmente, aunque estas medidas se realizaron en primer lugar, se presentan los resultados de los ensayos de las dos antenas de hélice rodeados por tejidos que se encontraban envueltos en una fina capa de plástico, como se observa en la Figura 4.75. Esto previene que las microsondas puedan entrar en contacto con los tejidos, estropeándose, pero además pretende emular un entorno real de operación de la antena, donde esta se encontraría rodeada por una capa de aislante. Como resulta más sencillo envolver los tejidos en plástico, en lugar de la antena, debido a la fragilidad de los cables y a que es necesario dejar las superficies de cobre expuestas al aire para poder apoyar las sondas, se procedió de esta manera.



Figura 4.75: Piezas de carne y grasa de cerdo envueltas en plástico empleadas para los ensayos en situaciones simuladas intracorpóreas.

Las mediciones de la antena 1Fr, y de la antena 3Fr, se muestran en la Figura 4.76 y Figura 4.77, respectivamente, mostrando el coeficiente de reflexión de las antenas en los casos analizados anteriormente, pero rodeando los tejidos por una capa fina de plástico transparente. En ambas antenas se puede apreciar como sigue existiendo una reducción en la frecuencia de resonancia de la antena, mayor en los casos en los que la carne se encuentra sobre la antena, aunque la frecuencia de resonancia se reduce en mucha menor medida que en los casos anteriores. Esto puede entenderse como una ventaja, ya que permite sintonizar más fácilmente la antena, pero al mismo tiempo es una desventaja, debido a que cuanto menor sea la frecuencia de resonancia, menor será el porcentaje de energía que absorberá el cuerpo y no llegará a la antena en una transmisión inalámbrica de potencia. Por ello, debería estudiarse en cada caso cuál es la opción preferible, si aislar o no aislar la antena.

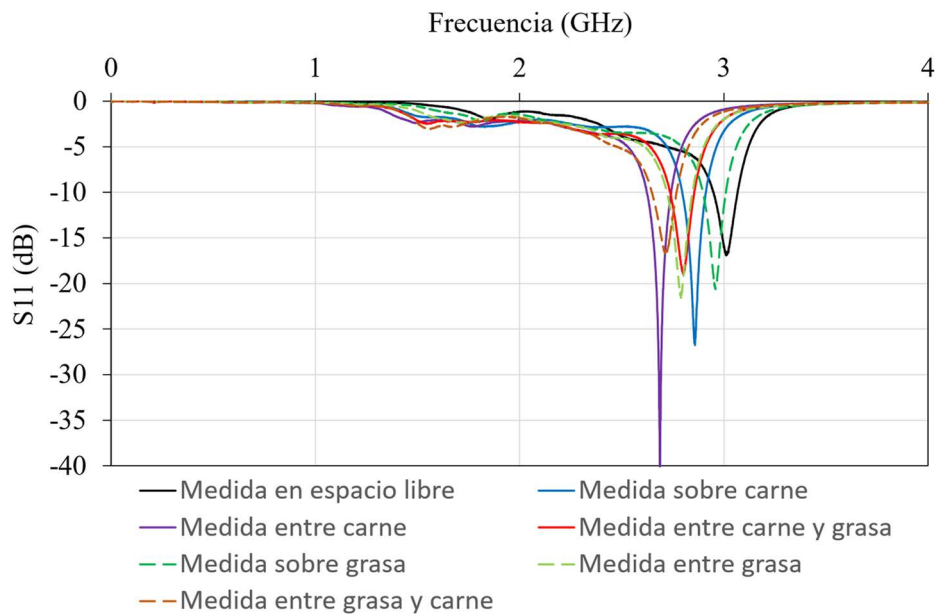


Figura 4.76: Coeficiente de reflexión de la antena 1Fr medido entre tejidos envueltos en plástico.

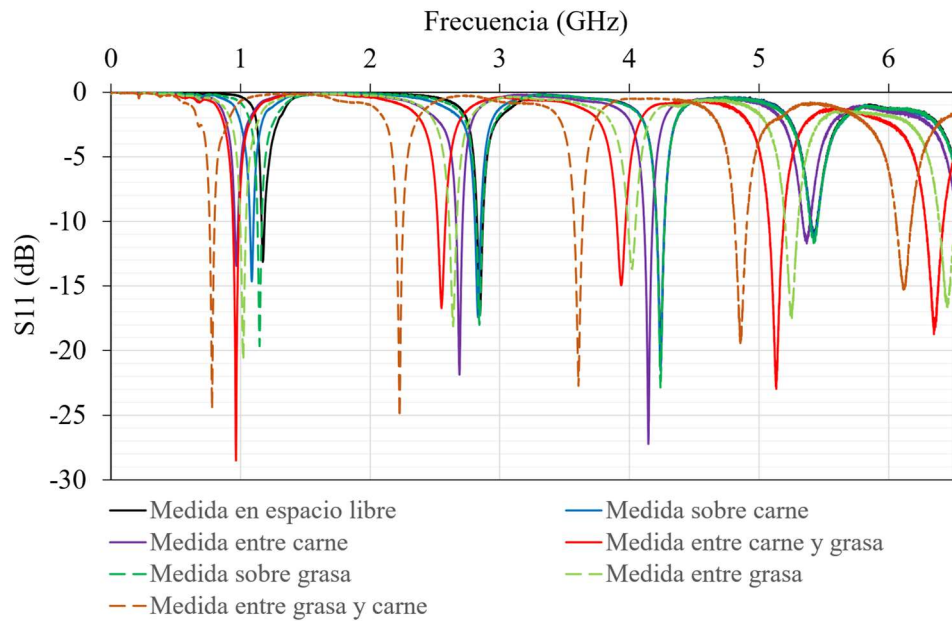


Figura 4.77: Coeficiente de reflexión de la antena 3Fr medido entre tejidos envueltos en plástico.

4.2.7. Conclusiones de las antenas de hélice

Se ha presentado el desarrollo de dos antenas de hélice de 0.352 mm (Antena 1Fr) de diámetro y 6.1 mm de longitud, y de 0.8 mm de diámetro (Antena 3Fr) y 6.2 mm de longitud, con frecuencias de resonancia en 4.7 GHz y ganancia de -4.7 dBi, y frecuencia de resonancia en 1.52 GHz y ganancia de -14.73 dBi, respectivamente. Se fabricaron varios prototipos de ambos modelos de antena empleando un sistema de microbobinado especialmente diseñado. Estos prototipos no pudieron ser medidos directamente, ya que resultaba imposible conectarlos a los elementos de medida estándar, por lo que los terminales de las antenas de hélice se soldaron a una PCB sobre la que podían apoyarse microsondas de medida de radiofrecuencia, y determinar sus parámetros fundamentales. Para poder comparar las medidas con las simulaciones, se simularon unos modelos realistas que incluían las PCB con las soldaduras, y se comprobó que correspondían a los valores medidos, por lo que se podía inferir que las antenas fabricadas como elemento independiente se comportarían de manera similar a las primeras simulaciones. También se realizaron medidas de ganancia y se determinó el patrón de radiación de las antenas.

Además, las antenas de hélice fueron simuladas y medidas rodeadas por carne y grasa de cerdo, cuyas propiedades son muy similares a los tejidos humanos, con la finalidad de estudiar la variación en el comportamiento de las antenas en condiciones intracorpóreas. Se determinó que en estos casos la frecuencia de resonancia disminuía, en mayor medida cuando se encontraba rodeada por carne que por grasa. Esto es una ventaja, ya que cuanto menor es la frecuencia de resonancia, mayor es la eficiencia en la transmisión de energía en el cuerpo humano. Se ha publicado un artículo científico con parte del desarrollo de la antena de hélice 1 Fr [123] y se está trabajando en la redacción de otro artículo que resuma los desarrollos de las dos antenas de hélice.

Respecto a las antenas localizadas en el estado del arte, solo existe una antena de hélice con dimensiones en el mismo orden de magnitud a la antena 1Fr desarrollada en este trabajo [89]. En esta antena, aunque tiene dimensiones ligeramente inferiores a la desarrollada, la longitud característica es mayor. Además, la antena desarrollada en esta investigación tiene una frecuencia de resonancia un 23% más baja y con un coeficiente de reflexión 15 dB menor. No obstante, la mejora principal está en la ganancia, 41.3 dBi mejor que la antena de dimensiones similares. Además, es una antena flexible, característica que solo se ha encontrado en antenas de hélice de longitud muy superior. La antena 3Fr no es tan directamente comparable con ninguna encontrada en el estado del arte. Respecto a una de dimensiones menores [85], y por tanto con frecuencia de resonancia menor, se observa una mejora significativa en el coeficiente de reflexión, siendo 47 dB menor, y una ganancia 3.57 dBi mayor. Esta antena desarrollada también es flexible, a diferencia de la antena con la que ha comparado. La siguiente Tabla 4.14 compara los parámetros fundamentales de las antenas de hélice desarrolladas con las de las publicaciones analizadas en el estado del arte.

Tabla 4.14: Comparación de las prestaciones de las antenas de hélice desarrolladas con las estudiadas en el estado del arte.

Referencia	Dimensiones (mm ³)	Frecuencia de resonancia (GHz)	Longitud característica	Coefficiente de reflexión (dB)	Ganancia (dBi)	Flexible
[84]	$\pi \times 5.5^2 \times 3.81$	2.4-2.48	0.0880 λ	-34	-32	No
[85]	$\pi \times 0.35^2 \times 7.7$	0.402-0.405	0.0103 λ	-21	-18.9	No
[86]	$\pi \times 6^2 \times 24.7$	1.575 y 1.227	0.1010 λ	-14.5 y -23	4.1 y 5.1	No
[87]	$\pi \times 6^2 \times 24.7$	1.57 y 2.33	0.1293 λ	-23.7 y -35.9	1.97 y 0.05	No
[88]	$\pi \times 18^2 \times 77$	1.14, 1.54 y 1.84	0.2926 λ	-16.5, -21.5 y -22.5	4.2, 2.1 y 1.7	No
[89]	$\pi \times 0.1^2 \times 5.5$	5.8	0.1063 λ	-10	-46	No
[90], [91]	$\pi \times 0.82^2 \times 23$	1.9	0.1457 λ	-13.5	No reportado	Sí
[92]	$\pi \times 0.4^2 \times 34.4$	0.865	0.0980 λ	-24	No reportado	Sí
Antena 1Fr	$\pi \times 0.176^2 \times 6.1$	4.7	0.0956 λ	-25.1	-4.7	Sí
Comparativa de la antena 1Fr respecto a la antena presentada en la referencia [89]	Diámetro 1.76 veces mayor Longitud 1.11 veces mayor	23% más baja	10% más pequeña	15 dB menor	41.3 dBi mayor	Sí
Antena 3Fr	$\pi \times 0.426^2 \times 6.2$	1.52	0.031 λ	-68.02	-15.33	Sí
Comparativa de la antena 3 Fr respecto a la antena presentada en la referencia [85]	Diámetro 1.22 veces mayor Longitud 1.24 veces menor	3.75 veces mayor	3 veces mayor	47 dB menor	3.57 dBi mayor	Sí

4.3. Simulaciones de compatibilidad electromagnética

En el rango de altas frecuencias se espera que surjan comportamientos no ideales de componentes electrónicos y conductores. Por ello, se ha realizado un estudio de compatibilidad electromagnética con el objetivo de analizar el efecto en las antenas por la cercanía de un microactuador. Para el análisis, se han simulado los modelos de las antenas de hélice 3Fr y la antena de espiral de Arquímedes próximas a un microactuador 3Fr, debido a que tiene mayores dimensiones que el 1Fr, y se espera que tenga un mayor efecto por las corrientes que pudieran generar en las bobinas.

En primer lugar, se internaron realizar las simulaciones con un modelo realista del microactuador, empleando las bobinas modeladas en 3D de la Figura 4.78. Sin embargo, el modelo resultaba demasiado complejo y las simulaciones no lograban converger.

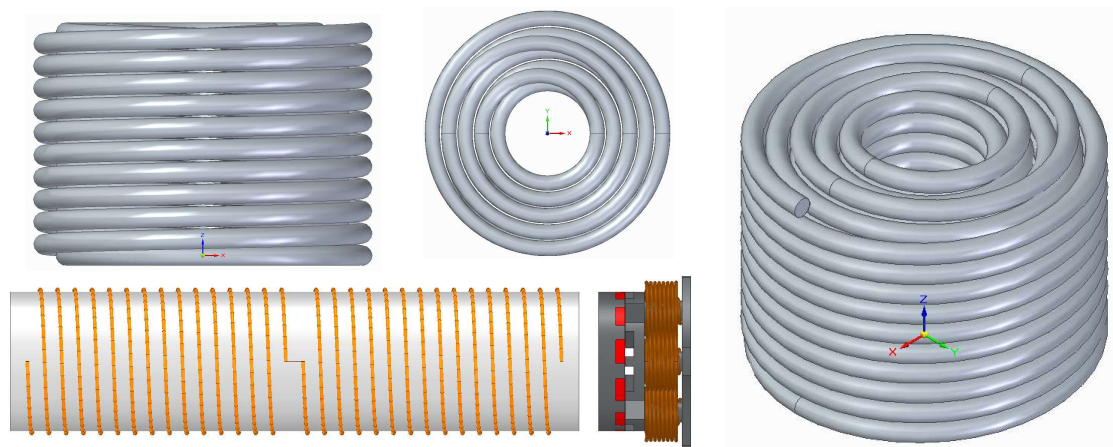


Figura 4.78: Modelo de simulación de la antena de hélice 3Fr próxima al microactuador 3Fr con bobinas detalladas.

Posteriormente, se realizó una simplificación, sustituyendo las bobinas por círculos concéntricos, como se muestra en la Figura 4.79. Desafortunadamente, en este caso las simulaciones tampoco concluyeron.

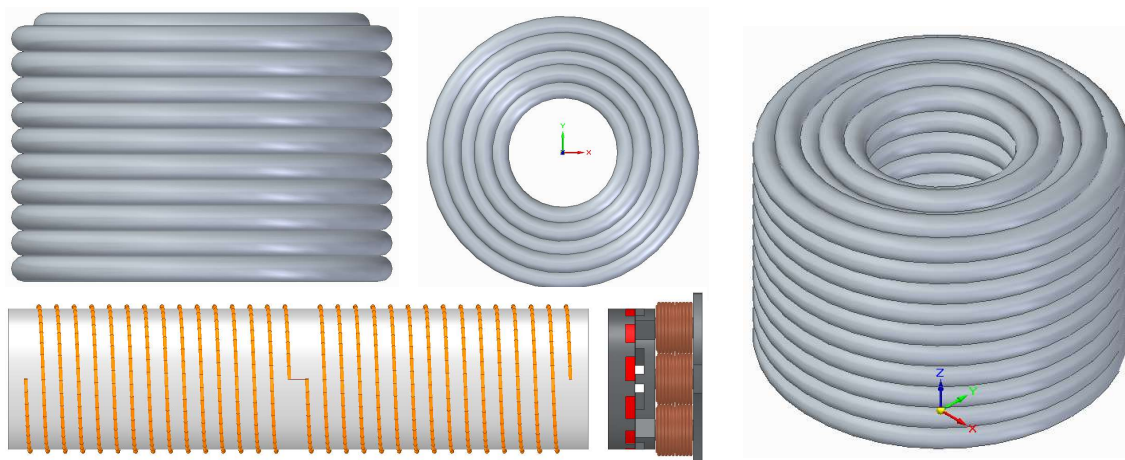


Figura 4.79: Modelo de simulación de la antena de hélice 3Fr próxima al microactuador 3Fr con bobinas parcialmente simplificadas.

Por este motivo, las bobinas fueron aún más simplificadas, sustituyéndolas por cilindros huecos de cobre, logrando que las simulaciones finalizaran. Los modelos de las antenas posicionadas junto a los microactuadores en este caso se muestran en la Figura 4.80.

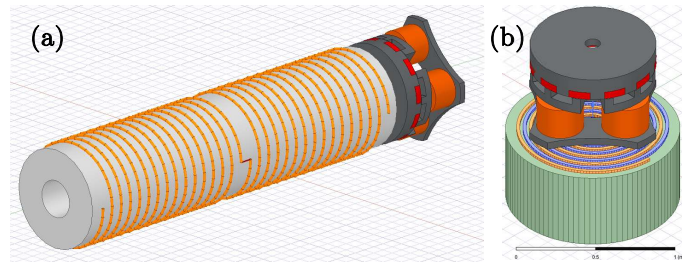


Figura 4.80: Modelo de simulación de la antena de hélice 3Fr (a) y la antena de espiral de Arquímedes (b) próximas al microactuador 3Fr con bobinas muy simplificadas.

Por un lado, se analizó la variación de la frecuencia de resonancia y del coeficiente de reflexión por la cercanía del microactuador para las dos antenas, cuyas gráficas se muestran en la Figura 4.81. Mientras que en el modelo de la antena de espiral de Arquímedes las dos curvas son prácticamente idénticas, en el modelo con la antena de hélice se puede apreciar que la frecuencia de resonancia se ha desplazado ligeramente al incluir el microactuador, además de empeorar el coeficiente de reflexión.

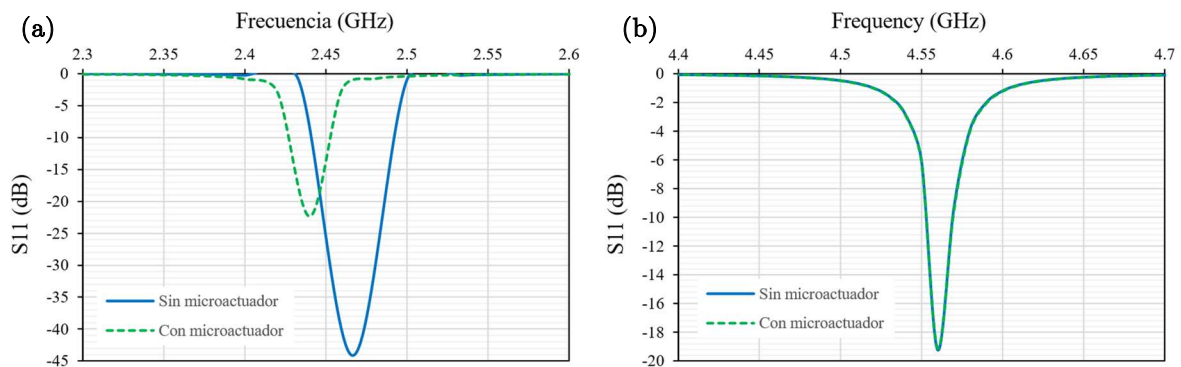


Figura 4.81: Resultados de simulación del coeficiente de reflexión de la antena de hélice 3Fr (a) y la antena de espiral de Arquímedes (b) con y sin el microactuador 3Fr próximo a ellas.

También, se ha analizado el efecto del microactuador en la ganancia y el patrón de radiación de las antenas. Como puede observarse en la Figura 4.82, en el patrón de radiación no se aprecia ninguna diferencia por la presencia del microactuador. Sin embargo, sí que se puede observar cómo la ganancia empeora ligeramente en ambos casos.

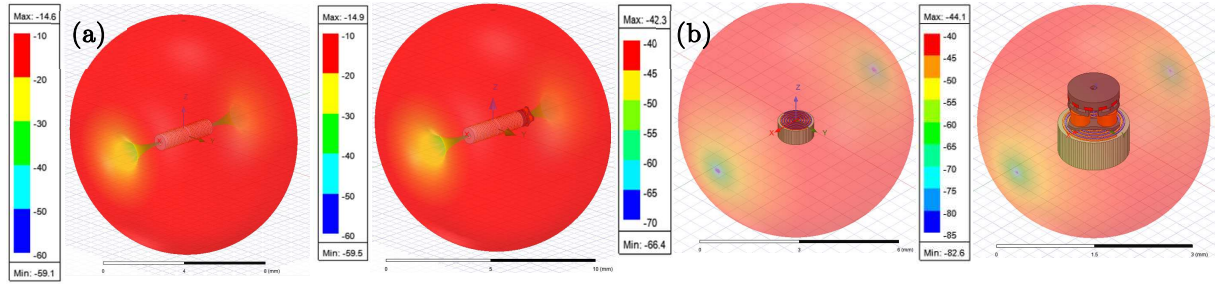


Figura 4.82: Resultados de simulación del diagrama de radiación 3D de la antena de hélice 3Fr (a) y la antena de espiral de Arquímedes (b) con y sin el microactuador 3Fr próximo a ellas.

Debido a las simplificaciones que ha sido necesario realizar en los modelos, no es correcto afirmar que los resultados mostrados previamente sean precisos y fieles a la realidad. Las simulaciones fueron realizadas en servidores de alta capacidad, por lo que la limitación probablemente se deba a las capacidades del simulador de Ansys, que no fue diseñado para elementos tan complejos de dimensiones tan reducidas. Estos problemas fueron analizados en un artículo científico, titulado “Model-Based Systems Engineering Approach to the Study of Electromagnetic Interference and Compatibility in Wireless Powered Microelectromechanical Systems”, y que actualmente está aceptado y a la espera de ser publicado en la revista *Systems Engineering*. En el artículo se describe el análisis mediante ingeniería de sistemas basada en modelos (MBSE) y el análisis de compensación de la compatibilidad electromagnética (EMC) y la interferencia electromagnética (EMI) del diseño en una fase temprana de uno de los microactuadores desarrollados dentro del proyecto UWIPOM2, por la proximidad de las antenas del sistema de transmisión inalámbrica de potencia.

Capítulo 5:

Desarrollo de rectena receptora

En este capítulo se presenta el diseño de una rectena desarrollada por uno de los socios del proyecto, la cual se ha ensayado en condiciones de espacio libre y condiciones intracorpóreas en una cámara semianecoica, para caracterizar sus frecuencias de resonancia, determinar la potencia que es capaz de entregar y entender su comportamiento al encontrarse rodeada por tejidos orgánicos.

5.1. Descripción de la rectena

Mientras se desarrollaban las antenas de hélice y la antena de espiral de Arquímedes en la Universidad de Alcalá, el socio del proyecto Advanced Hall Sensors (AHS) [124] con sede en Manchester, Reino Unido, desarrolló otra antena cuya morfología era la de una antena plana de meandros. Estudiaron varios diseños con diferentes tamaños, y finalmente lograron diseñar una antena plana de 5 x 1 x 0.6 mm con frecuencia de resonancia en 2.4 GHz, y ganancia de -27 dBi [125], [126].

Además, diseñaron el circuito de adaptación y rectificación para la antena, que en conjunto forman lo que se denomina como rectena (*rectenna* en inglés). Los valores concretos de los componentes del circuito fueron optimizados en varias iteraciones, llegando a diseñar 3 generaciones de la rectena. Varios prototipos de las rectenas fueron fabricados en una sala limpia mediante técnicas de PVD. La Figura 5.1.a muestra una vista al microscopio de una de estas rectenas, y la Figura 5.1.b una imagen comparativa de su tamaño con un dedo humano. Para su manejo y facilitar las mediciones, el equipo de AHS soldó mediante *wire bonding* los terminales de la rectena a una PCB, como se muestra en la Figura 5.1.c y 5.d.

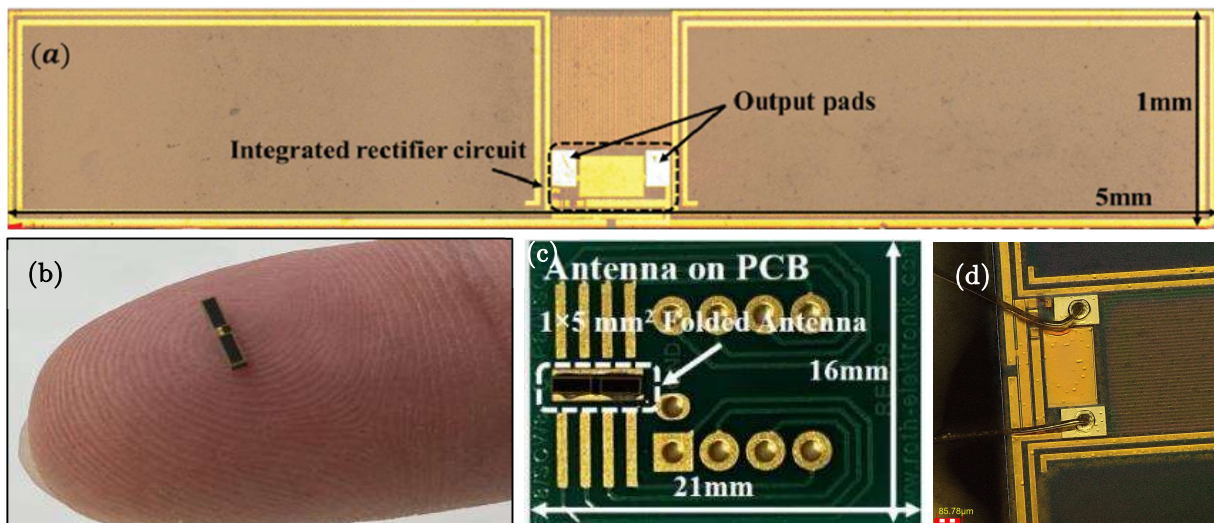


Figura 5.1: Rectena desarrollada por AHS (a), comparación de su tamaño con un dedo humano (b), integración en una PCB de mayor tamaño (c) y detalle de la microsoldadura por wirebonding (d).

Entonces, el equipo de AHS envió varios prototipos de las generaciones 2 y 3 de las rectenas para caracterizarlas en las instalaciones disponibles en la Universidad de Alcalá. Mientras que la rectena de la generación 2 cuenta con una resistencia de salida de 500k Ω , para maximizar el voltaje a la salida, en las de la generación 3 este valor se redujo a 5k Ω , con el fin de elevar la potencia. Para la realización de las medidas, se soldó un conector SMA a las salidas de la PCB, como se muestra en la Figura 5.2, de manera que fuese más sencilla su conexión a los aparatos de medida.

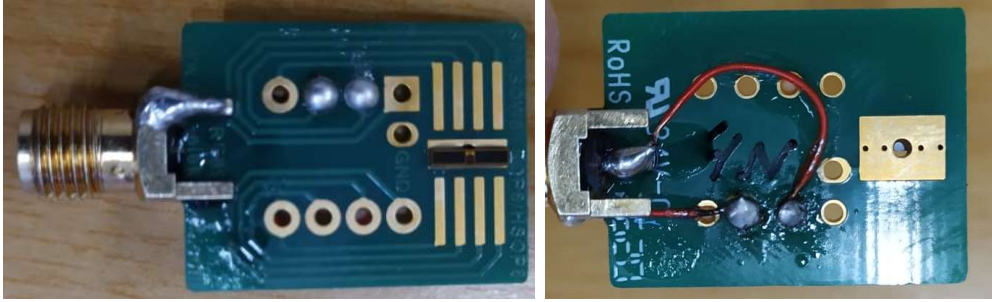


Figura 5.2: Conector SMA soldado a la PCB sobre la que se encuentra la rectena.

5.2. Ensayos en espacio libre

Varios prototipos de rectenas fueron caracterizados en el Centro de Alta Tecnología y Homologación, CATECHOM [127] de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad de Alcalá. CATECHOM es un centro de investigación que cuenta con diferentes infraestructuras, entre ellas cámaras anecoicas y semianecoicas, cámaras climáticas, salas limpias y cámaras de alto vacío. En concreto, las pruebas se realizaron en una cámara semianecoica de 6.75 m de largo, 3.07 m de ancho y 3.05 m de alto, con blindaje de 100 dB y rango de ferritas y absorbentes de 30MHz a 18 GHz.

La antena emisora empleada en las pruebas fue una antena de bocina de banda ancha modelo TEMH 6000, la misma que se empleó para los ensayos de ganancia de las antenas de hélice. Esta antena estaba acoplada a un mástil con altura y posición ajustables y conectada a un switch automático que controlaba múltiples amplificadores de potencia. El switch selecciona automáticamente el amplificador de potencia adecuado entre los disponibles para que se pueda transmitir la mayor potencia en función de la frecuencia de trabajo. Para las pruebas entre 0.3 y 3 GHz se utilizaron un amplificador KALMUS 7100LC de 100 W (0.3-1 GHz) y un amplificador R&S BBA150 de 60 W (1-3 GHz), conectados a un generador de señales R&S SMB100B.

Los prototipos, que actuaban como antenas receptoras, se fijaron a otro mástil a 4 cm de distancia de la boca de la bocina, donde la densidad de campo era mayor, y se conectaron a un osciloscopio colocado fuera de la cámara semianecoica. Finalmente, se colocó una sonda de campo eléctrico sobre los prototipos, para poder comparar la potencia de salida de la antena siempre con la densidad de campo eléctrico que recibe, y no con la de salida del generador, de los amplificadores, o la emitida por la antena, ya que esta puede variar según las atenuaciones y la ganancia de la antena emisora a distintas frecuencias. Los cables de la sonda y de la antena transmisora son cables que están siempre presentes en la cámara y cuyas interferencias electromagnéticas están calibradas y neutralizadas. El cable utilizado para medir el voltaje en el prototipo fue un cable coaxial conectado directamente al prototipo SMA, al que se colocaron núcleos de acoplamiento de ferrita para reducir el ruido inducido. La atenuación de los cables sigue la fórmula

$$A = 0.1241 \cdot F^{0.5} + 0.008 \cdot F \text{ dB/m}$$

siendo A la atenuación por metro del cable, y F la frecuencia de la señal, estaba calibrada por lo que no era necesario considerarla en los cálculos. La siguiente Tabla 5.1 contiene un resumen de todos los elementos empleados en los ensayos, y la Figura 5.3 muestra algunas imágenes de la configuración.

Tabla 5.1: Resumen de los elementos empleados durante los ensayos de caracterización de las rectenas.

Elemento	Información	Modelo	Número de serie
Cámara semianecoica	(6.75 x 3.07 x 3.05 m)	RFD-F-100	1862
Generador de señales RF	(8 kHz – 6 GHz)	R&S SMB100B	1422.1000K02-102643-BM
Amplificador RF 100W	(80 MHz – 1 GHz)	KALMUS 7100LC	8774-1
Amplificador RF 60W	(0.69 – 6 GHz)	R&S BBA150	2065.9470.90-103102-YY
Acoplador direccional 1000W	(0.08 – 1 GHz)	DC6180A	327612
Sensor de potencia RF		Agilent E9300H	MY41495889
Sensor de potencia RF		Agilent E9300H	MY41495897
Medidor de potencia RF		Agilent EE4417A	MY45101376
Sonda isotrópica de campo eléctrico	(100 kHz – 6 GHz)	AR FL7006	326992
Cable de radiofrecuencia 1 m	(dentro de la cámara)	SPUMA_400-FR	
Cable de radiofrecuencia 2 m	(fuera de la cámara)	SPUMA_400-FR	
Cable de radiofrecuencia 5 m	(fuera de la cámara)	UltraFlex LMR400UF	
Material absorbente adicional		FT100	
Material absorbente adicional		EHP8PCL-EHP12PCL	
Software de control de EMI, EMS		R&S EMC32	V11.30
Antena de bocina de banda ancha TEMH 6000	(300 MHz - 8 GHz)	Schwarzbeck TEMH 6000	23
Osciloscopio		R&S RTO1022	1316.1000K22-400048-Ah

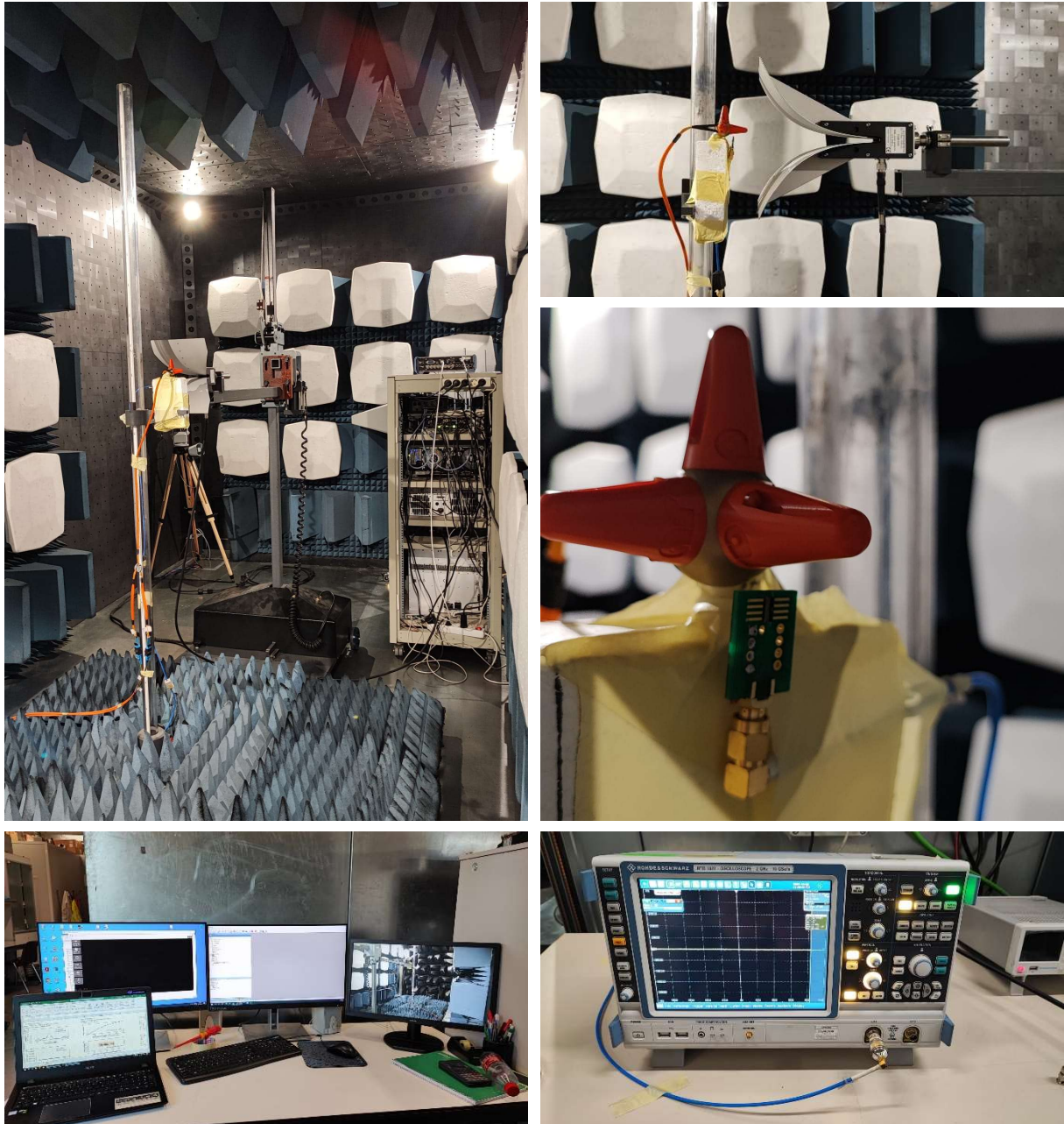


Figura 5.3: Configuración empleada para los ensayos de caracterización de las rectenas.

Se ensayaron varios prototipos de las generaciones 2 y 3 de las rectenas, aunque a continuación solo se incluyen los resultados obtenidos de los prototipos que demostraron un mejor desempeño de cada generación, y en posición vertical, ya que los valores de voltaje medidos eran mayores.

Primero, se realizó un barrido de frecuencia a potencia transmitida constante para determinar la frecuencia de resonancia de los prototipos. La potencia constante se controló midiendo el campo eléctrico con una sonda colocada sobre los prototipos, que debía medir un valor fijo de 20 V/m. El sistema contaba con una realimentación, que adecuaba el valor de potencia generada para ajustar el valor de campo medido al requerido. Con los valores de potencia generada ajustada según el valor calibrado con el sensor de campo eléctrico, se repitió el experimento, obteniendo el mismo resultado, y por tanto verificando que la presencia del sensor de campo no afectaba al comportamiento de la rectena. El barrido de potencia

se realizó entre 0,3 y 3 GHz. Los resultados de la prueba de los prototipos 3N-G2 (generación 2) y R1C6-G3 (de la generación 3), en la que se midió el voltaje en los terminales de salida de las rectenas para determinar los puntos máximos, correspondientes a las frecuencias de resonancia, se muestran en la Figura 5.4 y Figura 5.5. La potencia se calculó considerando el valor de la resistencia de salida del circuito de rectificación de las rectenas, siendo de 500 k Ω en la rectena G2, y 5 k Ω en la rectena G3, a partir de la fórmula

$$P = V^2/R.$$

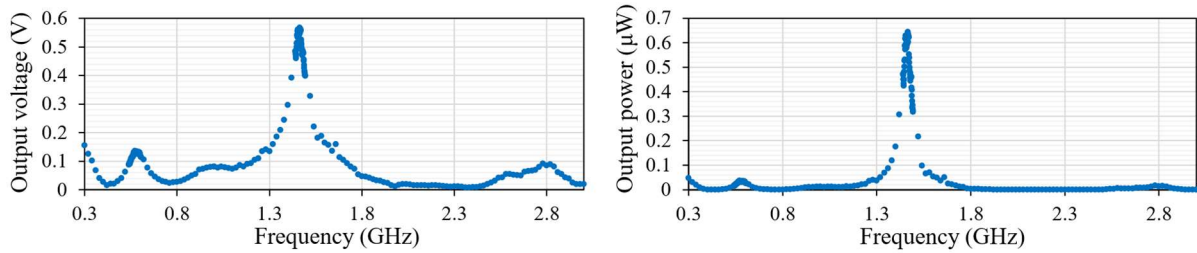


Figura 5.4: Barrido de frecuencia para la localización de las frecuencias de resonancia de la rectena G2.

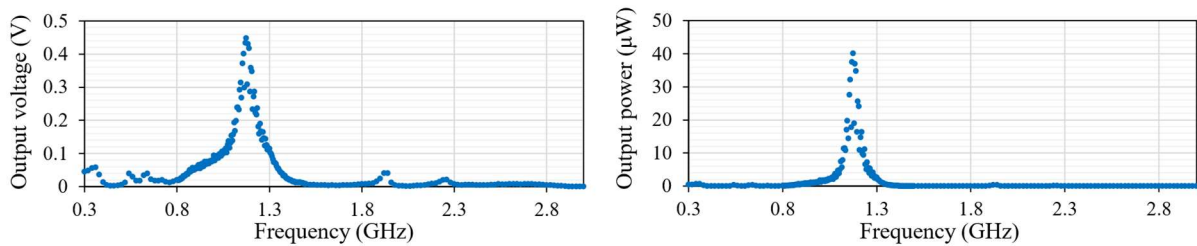


Figura 5.5: Barrido de frecuencia para la localización de las frecuencias de resonancia de la rectena G3.

La principal frecuencia de resonancia principal de la rectena G2 se localizó en 1.446 GHz, pero también tiene resonancias en 580 MHz y 2.78 GHz. Se aprecia que por debajo de 0.3 GHz debe haber también otra frecuencia de resonancia. Sin embargo, la antena emisora utilizada para los experimentos no tiene un comportamiento estable por debajo de esta frecuencia, por lo que no se pudo analizar este rango. Para el análisis, se tomará 0.3 GHz como otra frecuencia de resonancia secundaria. A pesar de que el mayor rendimiento se obtiene al trabajar en la frecuencia de resonancia principal, las frecuencias de resonancia menores son muy convenientes para evitar la absorción de energía de los tejidos humanos, y las más altas también podrían ser útiles para tener varios canales de comunicación. La frecuencia de resonancia principal, y única en el rango de análisis, de la rectena G3 se localizó en 1.175 GHz. A pesar de que el voltaje generado a la frecuencia de resonancia tiene el mismo orden de magnitud que en la rectena G2, la potencia es unas sesenta veces mayor, como se esperaba por su diseño.

En segundo lugar, se realizó un barrido de potencia en las frecuencias de resonancia medidas para determinar los límites de voltaje y la relación entre la potencia recibida y el voltaje generado. El barrido se programó entre 10 V/m hasta el máximo que podía generar el amplificador, aunque la salida estaba limitada por protección, ya que la potencia reflejada era alta. Los resultados de la prueba sobre el prototipo G2 se muestran en las siguientes Figuras 5.6-5.9:

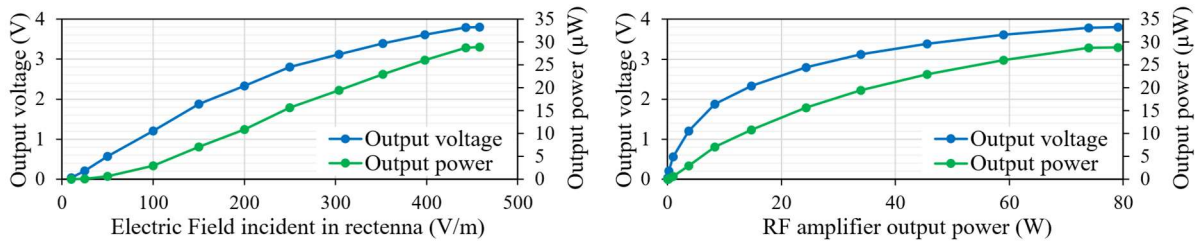


Figura 5.6: Barrido de potencia a la frecuencia de resonancia de 300 MHz de la rectena G2.

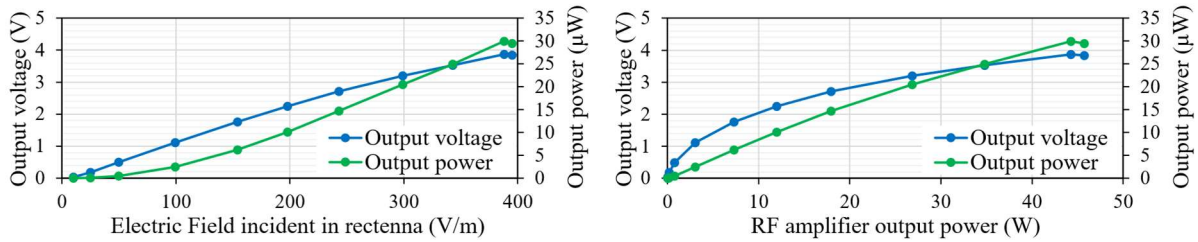


Figura 5.7: Barrido de potencia a la frecuencia de resonancia de 580 MHz de la rectena G2.

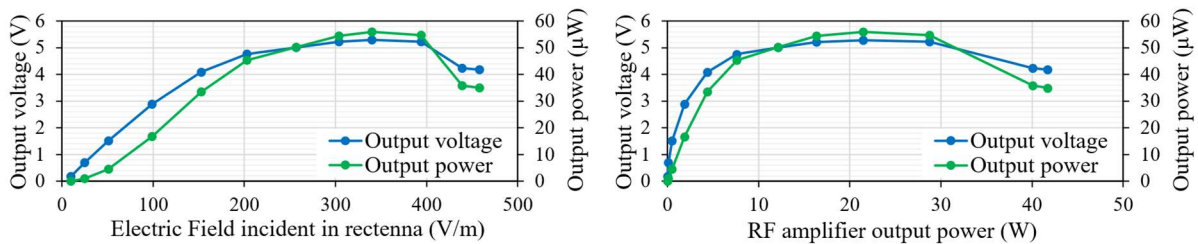


Figura 5.8: Barrido de potencia a la frecuencia de resonancia de 1.446 GHz de la rectena G2.

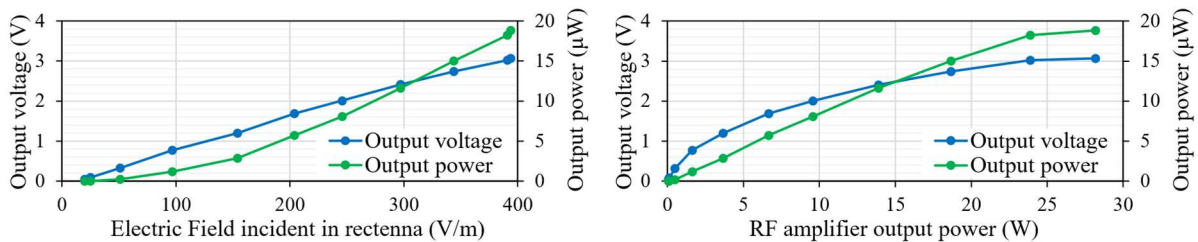


Figura 5.9: Barrido de potencia a la frecuencia de resonancia de 2.78 GHz de la rectena G2.

A la frecuencia de 580 MHz, en el prototipo G2, se midieron un voltaje máximo de 5.29 V y una potencia de 0.056 mW bajo un campo incidente sobre la rectena de 340 V/m. La curva se estabiliza, probablemente porque es el valor máximo que puede generar la rectena. Los valores menores que se miden con un campo mayor probablemente se deban a un sobrecalentamiento de alguno de los componentes del circuito. En el resto de casos de frecuencia la eficiencia es peor, y no se observa que el voltaje y la potencia se estabilicen al aumentar el campo eléctrico medido. Sería necesario un campo eléctrico mucho mayor para alcanzar los mismos valores que a la frecuencia de resonancia principal, pero no fue posible debido a las limitaciones del equipo disponible. No obstante, es necesario analizar la potencia generada a las diferentes frecuencias en condiciones intracorpóreas ya que, a pesar de tener un peor rendimiento, la potencia de salida al trabajar en las frecuencias de resonancia menores podría ser mayor como consecuencia de la baja absorción de energía electromagnética de los tejidos.

Los resultados del barrido de potencia a la frecuencia de resonancia del prototipo G3 se muestran en la siguiente Figura 5.10.

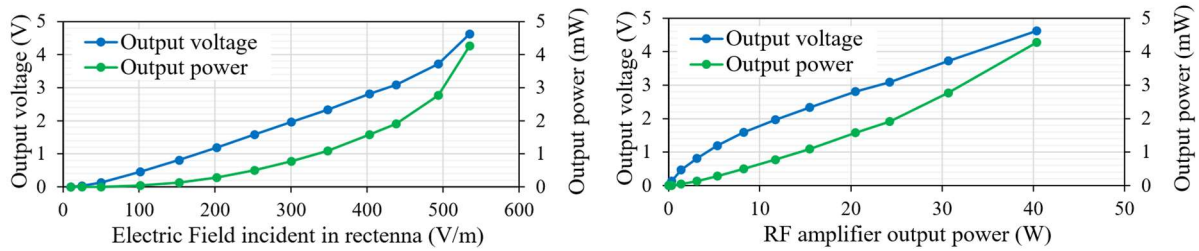


Figura 5.10: Barrido de potencia a la frecuencia de resonancia de 1.175 GHz de la rectena G3.

El voltaje máximo medido en los terminales de la rectena fue de 4.62 V, con el campo máximo que se podía generar con el equipo disponible. No obstante, se puede apreciar que la rectena no se encuentra en su límite de operación, ya que las curvas presentan en todo momento una pendiente positiva. La potencia generada es mucho mayor en este prototipo, alcanzando los 4.27 mW. Este valor es muy cercano a los 4.8 mW de potencia nominal del microactuador, que se estima que se podrían alcanzar con el campo incidente adecuado.

5.3. Ensayos en condiciones intracorpóreas

Los prototipos también fueron ensayados simulando su operación en condiciones intracorpóreas. Para ello, se introdujeron en volúmenes de músculo y grasa de cerdo, cuyas propiedades son similares a las de los tejidos humanos, con 3 cm de espesor. Para proteger las rectenas, principalmente los *wire bondings*, y prevenir las del contacto directo de los tejidos, se diseñaron e imprimieron en 3D unas piezas preparadas para rodear por completo la PCB, que se muestran en la Figura 5.11. Estas se fabricaron con el espesor de pared mínimo que permitían las impresoras, para que al apantallamiento fuese lo más reducido posible, y se realizaron medidas para determinar su influencia en los valores de voltaje y potencia de salida. La cubierta resultó ser completamente transparente a la señal, lo que resultaba idóneo para los ensayos, permitiendo realizar las medidas con las antenas sin tener que aplicar un rendimiento, y protegiendo estructuralmente los prototipos.

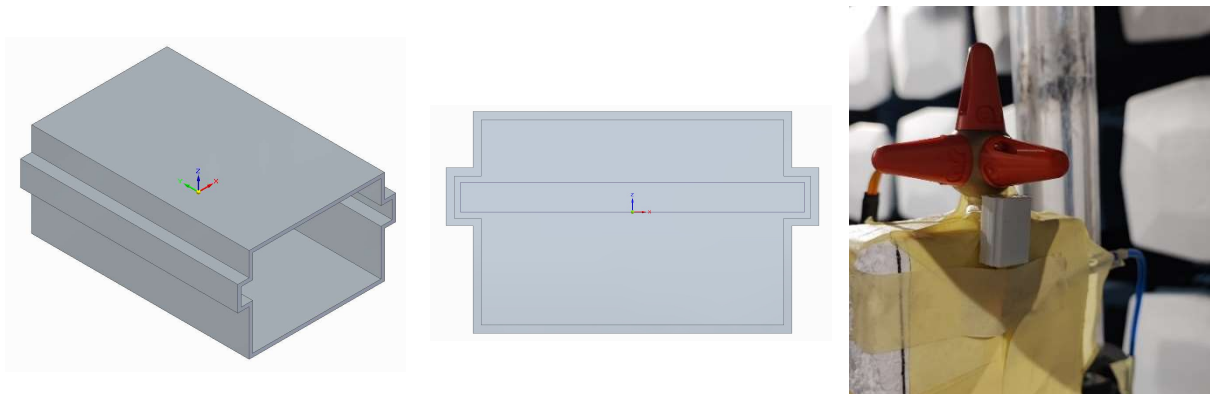


Figura 5.11: Modelo CAD e imágenes de la cubierta de plástico empleada para proteger las rectenas en los ensayos dentro de tejidos.

Las rectenas protegidas por las cubiertas impresas se introdujeron entonces en los volúmenes de carne y grasa de cerdo, como se muestra en las Figuras 5.12 y 5.13, y volvieron a realizarse barridos de frecuencia para determinar las nuevas frecuencias de resonancia en condiciones intracorpóreas. Una vez determinadas las frecuencias de resonancia de los dos prototipos de rectena, rodeadas por carne y por grasa, se realizaron barridos de potencia a cada una de las frecuencias determinadas.

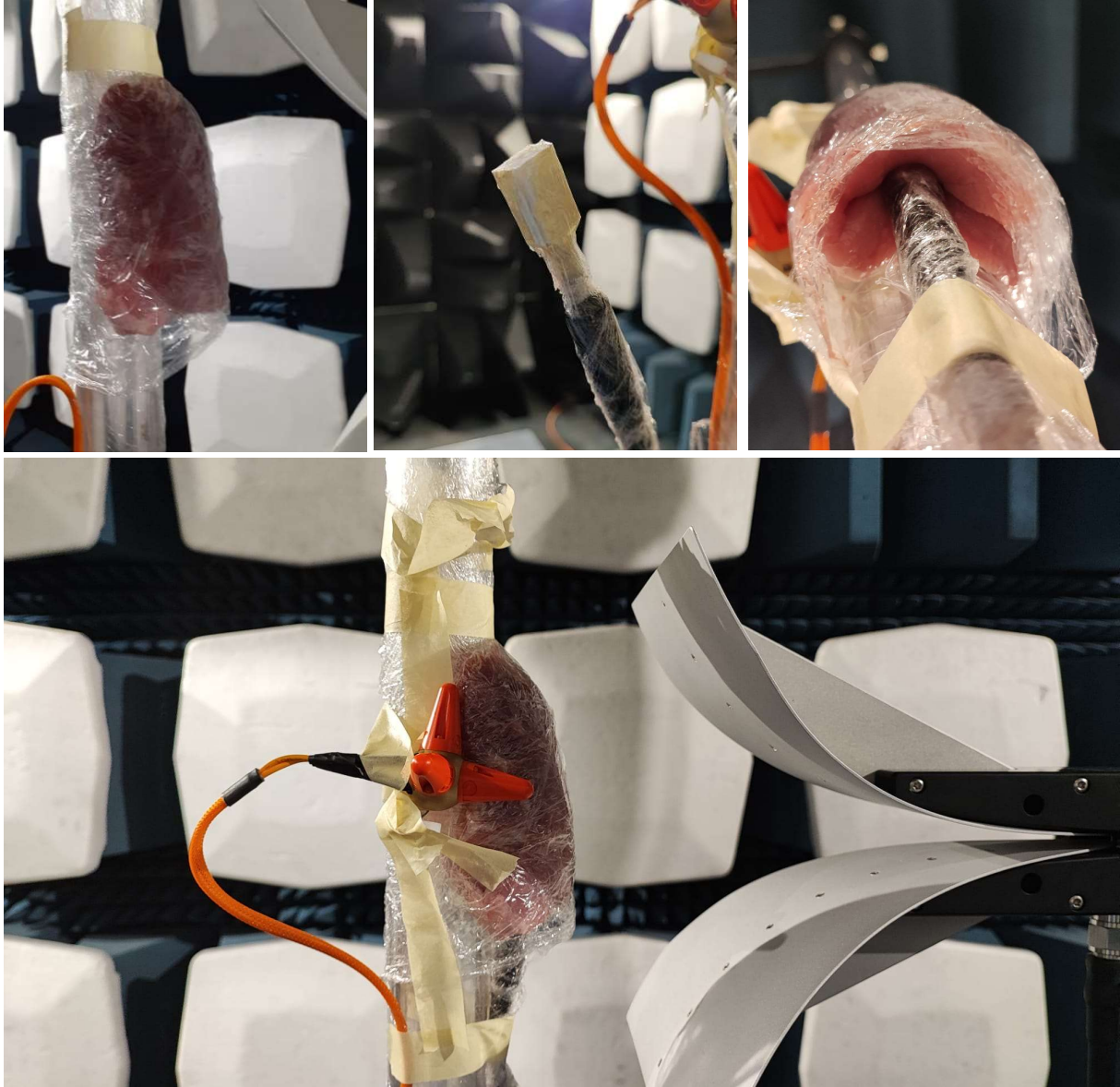


Figura 5.12: Imágenes de los ensayos de caracterización de las rectenas rodeadas por carne de cerdo.

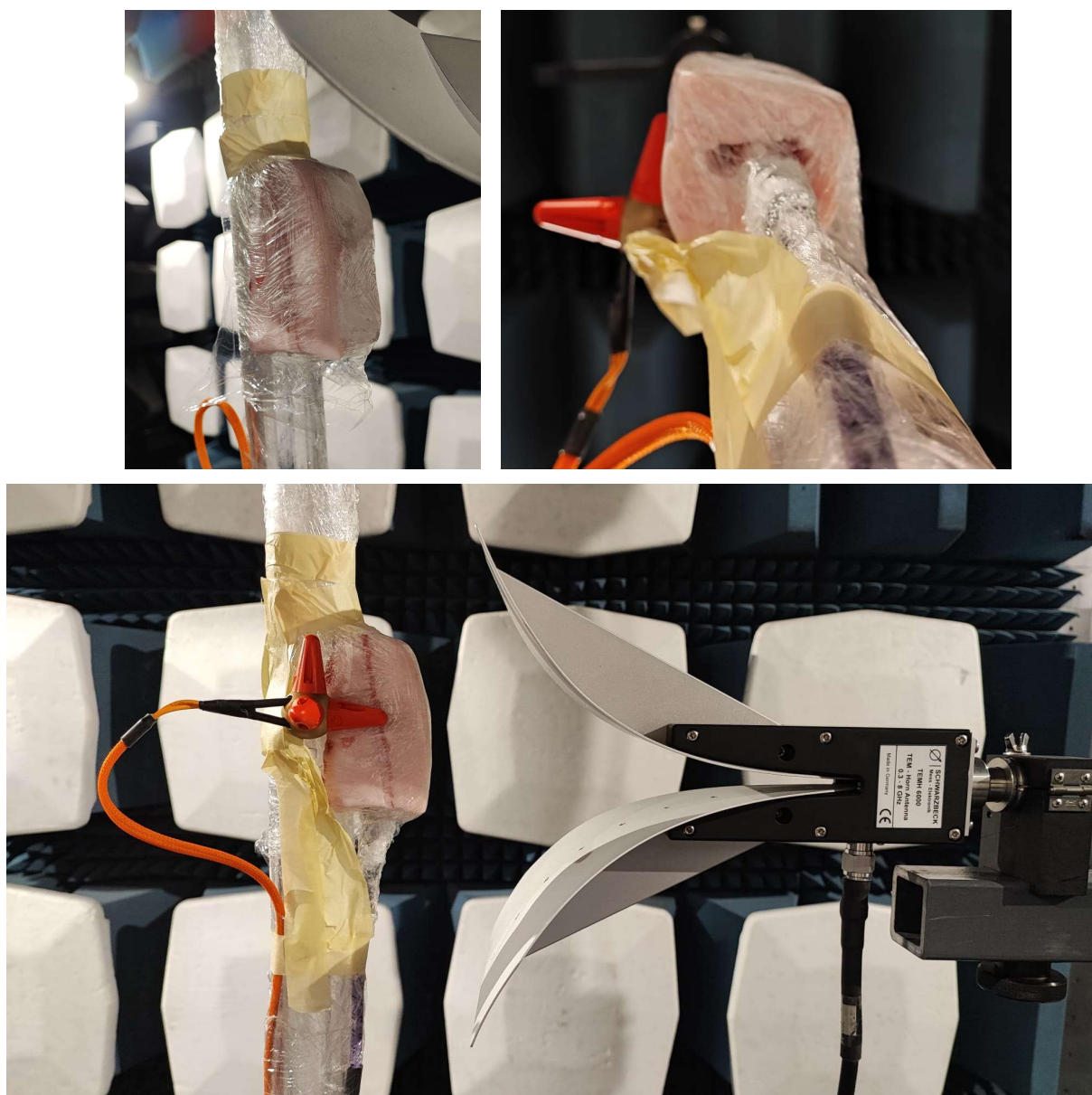


Figura 5.13: Imágenes de los ensayos de caracterización de las rectenas rodeadas por grasa de cerdo.

Estos resultados se representaron en gráficas, sobre las que se delimitaron los límites permitidos por el ICNIRP considerando el campo incidente sobre los tejidos en condiciones de transmisión continua y pulsada de señal, que se muestran a continuación para cada caso. El límite de campo eléctrico incidente permitido en transmisión continua es el indicado por la gráfica de la Figura 5.14, que puede aumentarse si se trata de una exposición local. Además, se puede aumentar el límite de campo eléctrico al que se puede exponer el cuerpo humano si se realiza una exposición pulsada, aumentando de manera inversamente proporcional al ciclo de trabajo de la señal, y teniendo en cuenta que los valores de pico promediados en un periodo de 6 minutos deben cumplir los límites. Para los valores de pico de campos pulsantes se recomienda que, para todas las frecuencias, los valores instantáneos no excedan en 100 veces los valores indicados en las gráficas.

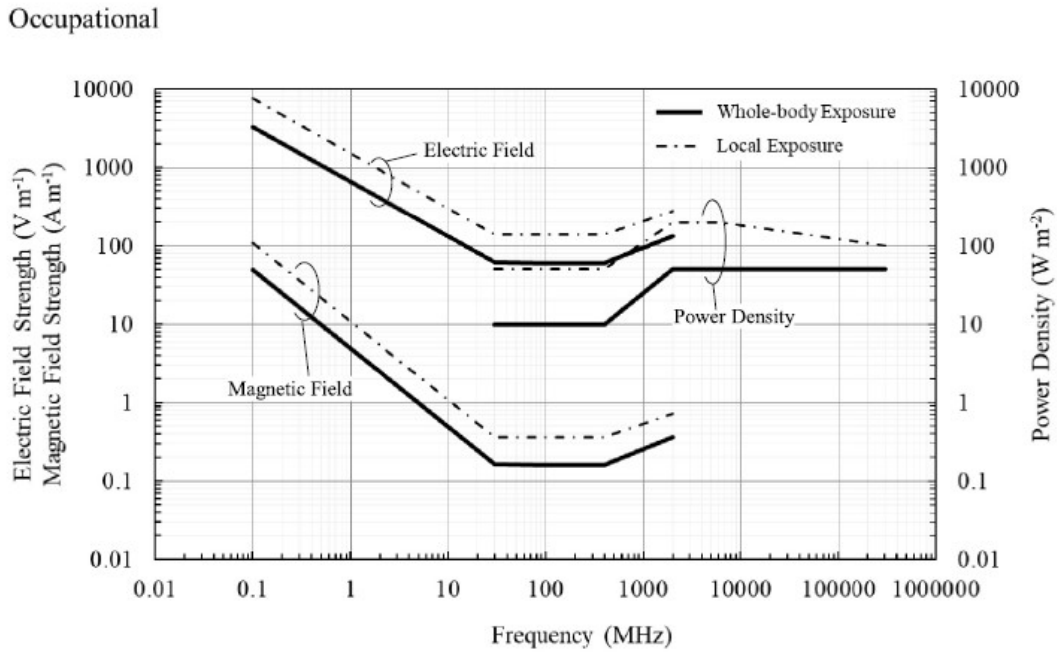


Figura 5.14: Niveles de referencia para exposiciones del público en general, promediadas en el tiempo, de ≥ 6 min, a campos electromagnéticos de 100 kHz a 300 GHz [128].

La rectena G2 mostró frecuencias de resonancia en 590 MHz, 785 MHz y 905 MHz cuando se encontraba rodeada por carne. Los resultados de los barridos de potencia a las frecuencias de resonancia se muestran en la Figura 5.15. Los valores más altos, de 4.28 V y 36.64 μ W, se obtienen al trabajar con la frecuencia de 785 MHz. Estos valores son alcanzables siempre que se realice una emisión pulsada de la señal, para no superar los límites impuestos por el ICNIRP, reduciendo el ciclo de trabajo para poder aumentar el campo eléctrico incidente sobre la piel. El límite de seguridad de campo eléctrico, indicado en las gráficas como “harmful zone”, se ha definido para el ciclo de trabajo de señal especificado en cada gráfica, aunque podría aumentarse en caso de ser necesario reduciendo el ciclo de trabajo de la señal.

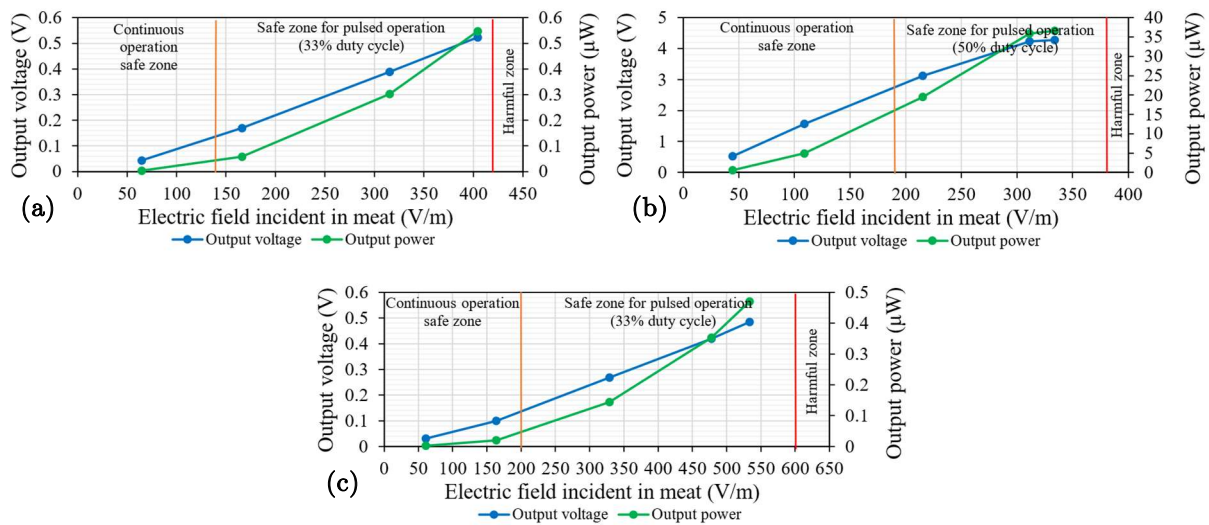


Figura 5.15: Barridos de potencia a las frecuencias de resonancia de 590 MHz (a), 785 MHz (b) y 905 MHz (c) de la rectena G2 rodeada por carne.

La rectena G2 mostró frecuencias de resonancia en 360 MHz, 650 MHz, 1.28 GHz y 2.295 GHz cuando se encontraba rodeada por grasa. Los resultados de los barridos de potencia a las frecuencias de resonancia se muestran en la Figura 5.16. Tal y como se puede apreciar, los valores más altos, de 5.51 V y 60.72 μW , se obtienen al trabajar con la frecuencia de 1.28 GHz. Estos valores son alcanzables siempre que se realice una emisión pulsada de la señal.

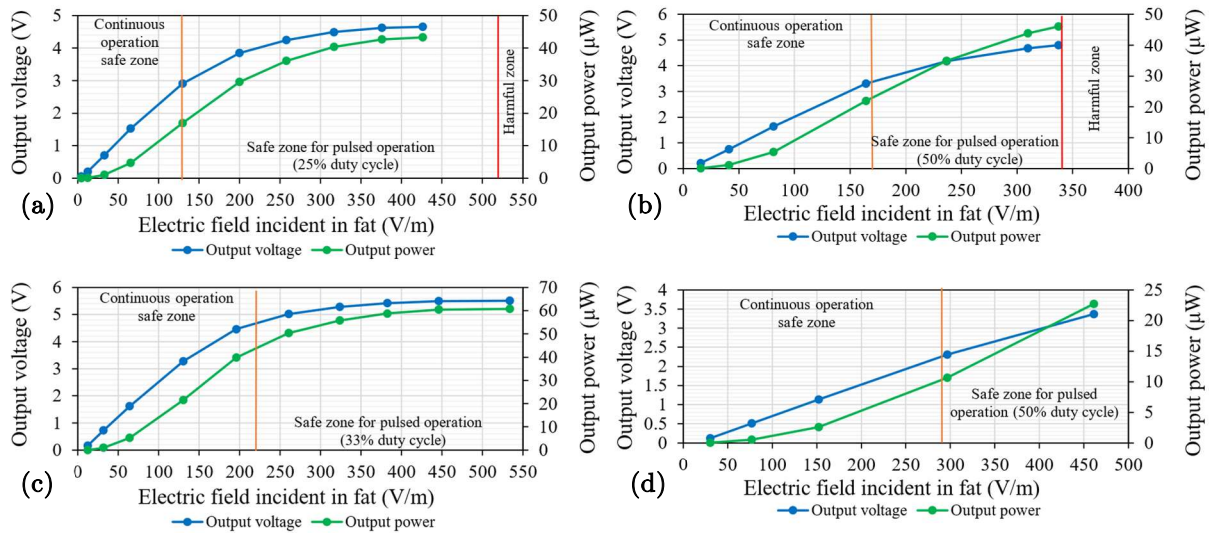


Figura 5.16: Barridos de potencia a las frecuencias de resonancia de 360 MHz (a), 650 MHz (b), 1.28 GHz (c) y 2.295 GHz (d) de la rectena G2 rodeada por grasa.

La rectena G3 mostró frecuencias de resonancia en 785 MHz y 900 MHz cuando se encontraba rodeada por carne. Los resultados de los barridos de potencia a las frecuencias de resonancia se muestran en la Figura 5.17. Los valores más altos, de 1.4 V y 389.2 μW , se obtienen al trabajar con la frecuencia de 785 MHz. Estos valores son alcanzables siempre que se realice una emisión pulsada de la señal.

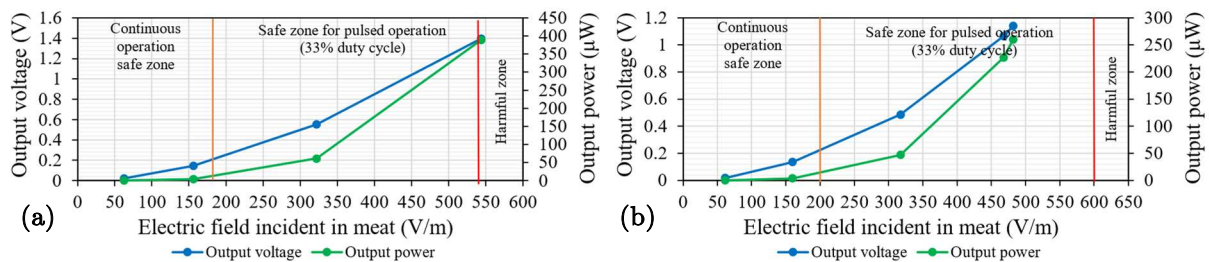


Figura 5.17: Barridos de potencia a las frecuencias de resonancia de 785 MHz (a) y 900 MHz (b) de la rectena G3 rodeada por carne.

Al rodear con grasa la rectena G3 se observó que las nuevas frecuencias de resonancia eran 305 MHz, 650 MHz, 1.05 GHz y 2.25 GHz. Los resultados de los barridos de potencia a las frecuencias de resonancia se muestran en la Figura 5.18. Los valores más altos, de 4.22 V y 3.55 mW, se obtienen al trabajar con la frecuencia de 1.05 GHz. Estos valores son alcanzables siempre que se realice una emisión pulsada de la señal.

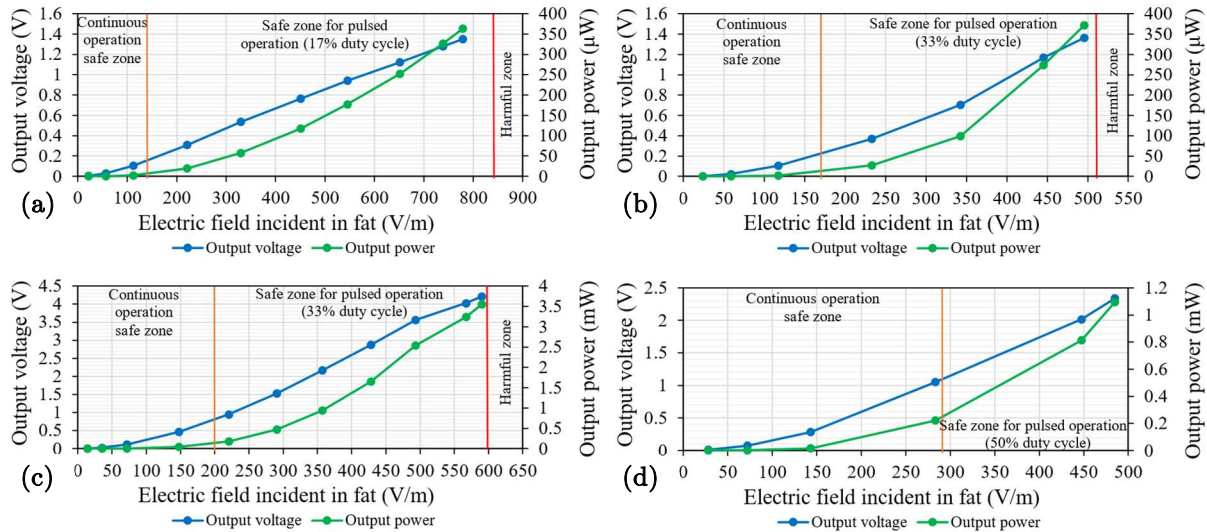


Figura 5.18: Barridos de potencia a las frecuencias de resonancia de 305 MHz (a), 650 MHz (b), 1.05 GHz (c) y 2.25 GHz (d) de la rectena G3 rodeada por grasa.

5.4. Conclusiones de la rectena

Se han ensayado dos modelos de rectena desarrollados por uno de los socios del proyecto para determinar la frecuencia de resonancia y potencia que se puede obtener en los terminales de salida de la rectena en función del campo eléctrico incidente. En condiciones de espacio libre, la principal frecuencia de resonancia principal de la rectena G2 se localizó en 1.446 GHz, pero también tiene resonancias en 580 MHz y 2.78 GHz y otra por debajo de 0.3 GHz. A la frecuencia de 580 MHz, en el prototipo G2, se midieron un voltaje máximo de 5.29 V y una potencia de 0.056 mW bajo un campo incidente sobre la rectena de 340 V/m. En condiciones de espacio libre, la frecuencia de resonancia principal, y única en el rango de análisis, de la rectena G3 se localizó en 1.175 GHz. El voltaje máximo medido en los terminales de la rectena fue de 4.62 V, con el campo máximo que se podía generar con el equipo disponible. No obstante, se puede apreciar que la rectena no se encuentra en su límite de operación, ya que las curvas presentan en todo momento una pendiente positiva. La potencia generada es mucho mayor en este prototipo, alcanzando los 4.27 mW. Este valor es muy cercano a los 4.8 mW de potencia nominal del microactuador, que se estima que se podrían alcanzar con el campo incidente adecuado.

También se ensayaron las rectenas rodeándolas de carne y grasa de cerdo, cuyas propiedades son similares a las de los tejidos humanos. En estas condiciones se volvieron a medir las frecuencias de resonancia, y se determinó la potencia máxima que se podía conseguir en cada escenario. La rectena G2 mostró frecuencias de resonancia en 590 MHz, 785 MHz y 905 MHz cuando se encontraba rodeada por carne. Los valores más altos, de 4.28 V y 36.64 μW, se obtienen al trabajar con la frecuencia de 785 MHz. La rectena G2 mostró frecuencias de resonancia en 360 MHz, 650 MHz, 1.28 GHz y 2.295 GHz cuando se encontraba rodeada por grasa. Los valores más altos, de 5.51 V y 60.72 μW, se obtienen al trabajar con la frecuencia de 1.28 GHz. La rectena G3 mostró frecuencias de resonancia en 785 MHz y 900 MHz cuando se encontraba rodeada por carne. Los valores más altos, de 1.4 V y 389.2 μW, se obtienen al trabajar con la frecuencia de 785 MHz. La rectena G3 mostró frecuencias de resonancia en

305 MHz, 650 MHz, 1.05 GHz y 2.25 GHz cuando se encontraba rodeada por grasa. Los valores más altos, de 4.22 V y 3.55 mW, se obtienen al trabajar con la frecuencia de 1.05 GHz. Estos valores son alcanzables siempre que se realice una emisión pulsada de la señal, para no superar los límites impuestos por el ICNIRP, reduciendo el ciclo de trabajo para poder aumentar el campo eléctrico incidente sobre la piel. Se está trabajando en la redacción de un artículo científico relativo los ensayos de caracterización de las rectenas.

Capítulo 6:

Adaptación y control de señales

En este capítulo se presenta el diseño del driver del microactuador, encargado de generar las señales de alimentación del motor a partir de la señal rectificadora de salida de la rectena.

6.1. Diseño preliminar

En el análisis de ventajas y desventajas de las posibles configuraciones de control del motor, detallado en la sección 3.3, se determinó que la opción “2.1.2, A-2.2.2”, era la más eficiente. Esta requeriría dos antenas multibanda, de las que se aprovecharía la frecuencia de resonancia principal para captar la señal de potencia, y alguno de sus armónicos para la señal de control. Además, solo requiere dos conmutadores simples de una entrada, que pueden diseñarse mediante circuitos de bajo consumo de energía.

Así, se realizó un diseño preliminar del que podría ser el circuito de control para esta opción, buscando reducir el número de componentes necesarios, así como optimizar el consumo de potencia de estos. El circuito que se diseñó, basado en un puente en H, contenía cuatro transistores para cada fase, dos NPN y dos PNP, que actuarían como interruptores normalmente abiertos y normalmente cerrados, respectivamente. Estos transistores regularían el paso de la señal de potencia a las entradas del microactuador, en función de si se activan con la señal de control. Como el microactuador tiene dos fases, serían necesarios ocho transistores en total.

El circuito, cuyo esquema se muestra en la Figura 6.1, se ha simulado con la herramienta Circuit de Ansys Electromagnetic Suite. Las señales rectificadas provenientes de la rectena, tanto la de potencia como la de control, se han modelado como señales escalón, emulando la señal que se obtendría a la salida de la rectena controlando la activación y desactivación de las señales emitidas de manera controlada. Los voltímetros colocados en paralelo permiten visualizar en las gráficas las señales de entrada en el sistema. La señal de control es conducida a una resistencia, equivalente a las dos bobinas de una fase conectadas en serie, en los dos sentidos gracias a los transistores PNP y NPN, activados mediante la señal de control. Cuando no se recibe la señal de control, la corriente circula desde la parte superior de la resistencia hacia su parte inferior, tal y como está representada en el esquema, haciendo girar el microactuador en un sentido. Al recibir la señal de control, los transistores PNP se desactiva, y los NPN se activan, haciendo que la corriente circule y el microactuador gire en sentido contrario. Un voltímetro colocado en serie con la resistencia, y un amperímetro conectado en serie, permiten visualizar la señal a través de la resistencia en las gráficas.

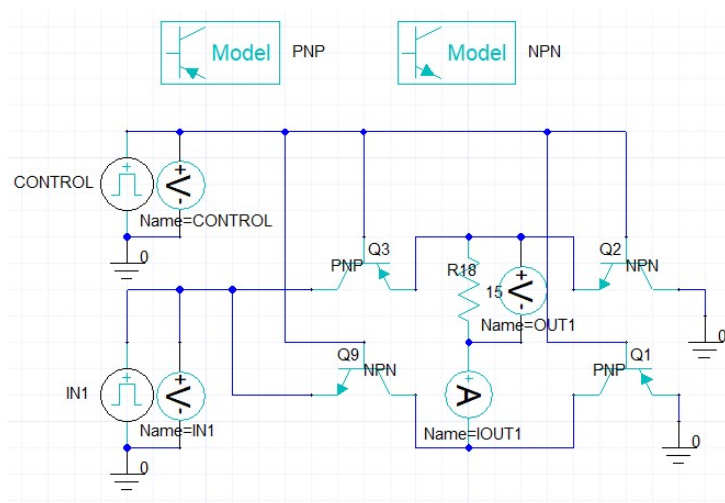


Figura 6.1: Circuito preliminar de control del microactuador.

Por ejemplo, configurando las señales de control y potencia con un valor de $2V_p$, con frecuencia de 10 Hz, las señales que se obtienen se muestran en la Figura 6.2. Como las señales se superponen, se incluyen también por separado para entender mejor el comportamiento (Figura 6.3).

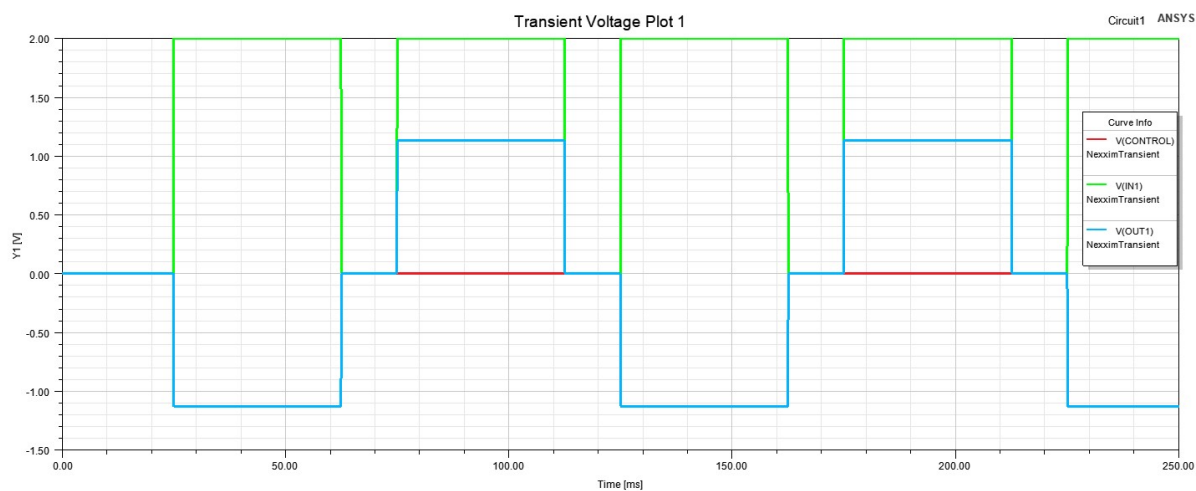


Figura 6.2: Señales del circuito preliminar de control del microactuador.

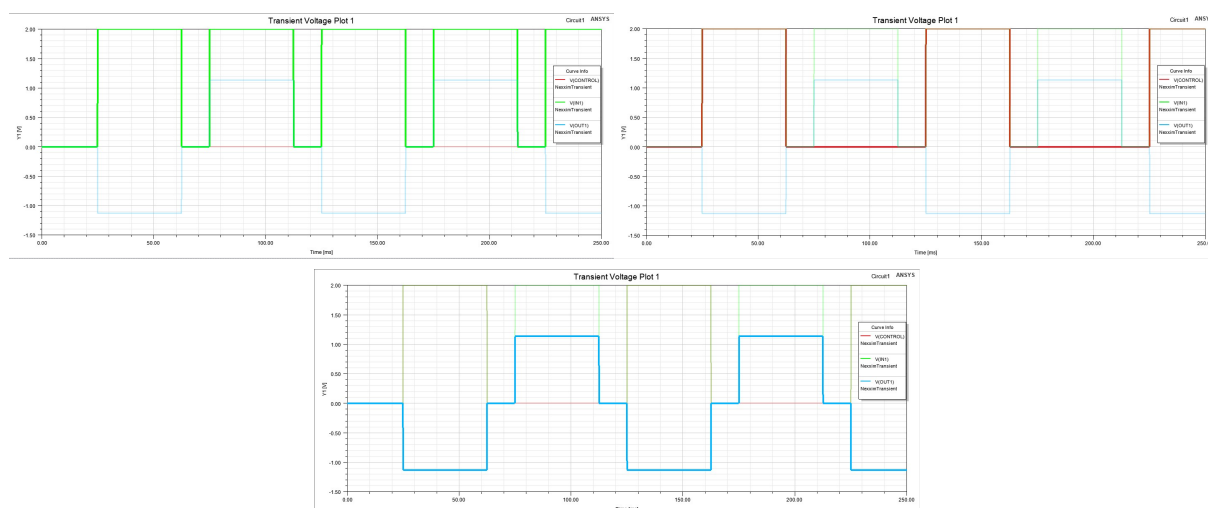


Figura 6.3: Señal de entrada (verde), control (rojo) y voltaje en la fase del motor (azul) del circuito preliminar de control del microactuador.

El voltaje y la corriente medidos en la resistencia se muestra en la Figura 6.4.

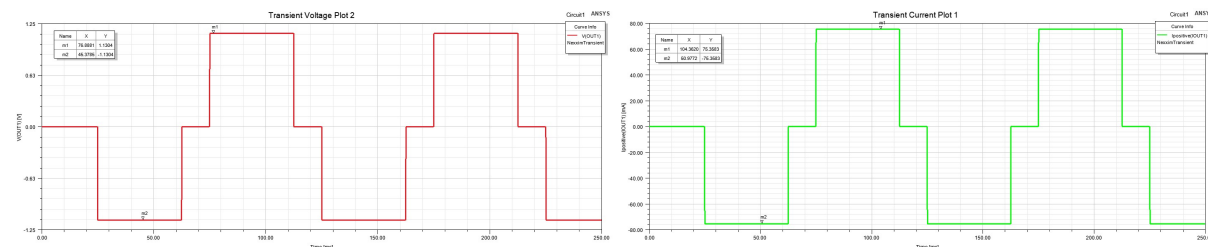


Figura 6.4: Voltaje y corriente medidos en la resistencia de fase del circuito preliminar de control del microactuador.

Y finalmente, duplicando el circuito anterior y ajustando adecuadamente los desfases de las señales de entrada, se pueden obtener las dos señales que requeriría el motor (Figura 6.5).

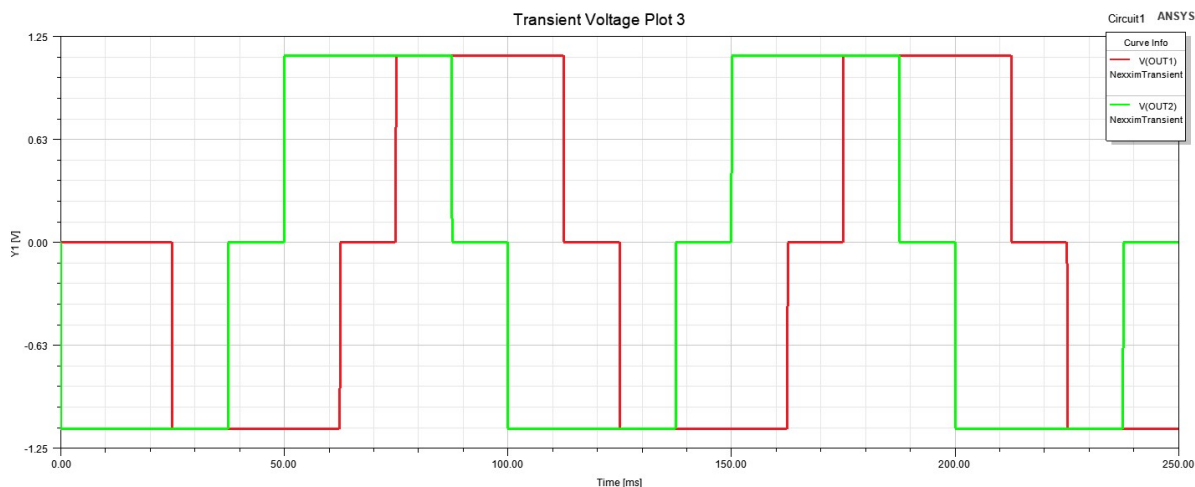


Figura 6.5: Señales desfasas 90° de alimentación del microactuador.

El planteamiento anterior corresponde a un diseño preliminar conceptual, sobre el que sería necesario adaptar la impedancia real de las bobinas, y la potencia y corriente que realmente puede ser suministrada por las rectenas. En cuanto a los transistores, serían necesarios unos con voltaje de activación cercano a cero. La implementación del circuito mediante transistores, al no emplear otros elementos como resistencias, que disiparían potencia, bobinas, que pueden introducir efectos inductivos en el circuito que pueden tener resultados aleatorios al interaccionar con las ondas recibidas de las antenas emisoras, ni condensadores, que ocuparían un gran volumen, permiten que pueda ser desarrollado y fabricado con elevado grado de miniaturización, con técnicas similares a las empleadas en la fabricación de microchips, que incluyen un muy elevado número de transistores.

No obstante, como se ha comentado en la descripción de la arquitectura del microactuador, este presenta una configuración especial, teniendo las 4 bobinas cortocircuitadas en el punto central. Además, la potencia recibida no será un valor estable, por lo que también se debe tener en cuenta en el desarrollo del circuito.

6.2. Diseño avanzado

Andrea Sánchez Durán, alumna del Grado en Ingeniería en Electrónica y Automática Industrial, colaboró en su Trabajo Final de Grado titulado “Diseño, montaje y ensayo de circuitos electrónicos de control para micromotores” en el desarrollo de un controlador para el microactuador basado en la tecnología CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor), capaz de generar las señales de pulso requeridas por el microactuador a partir de una señal continua de voltaje, empleando un multivibrador, una etapa de lógica y una etapa de potencia (Figura 6.6).

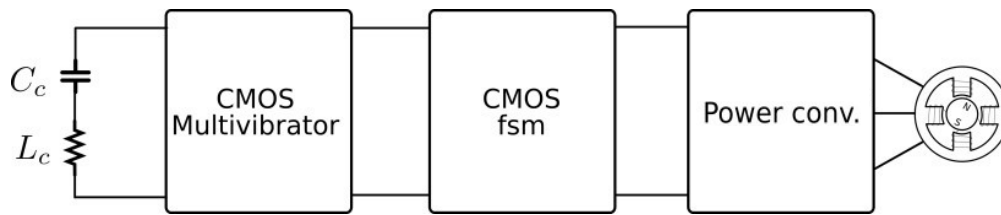


Figura 6.6: Esquema del diseño avanzado del circuito de control del microactuador.

El multivibrador es un circuito comparador llamado Trigger Schmitt [129] que genera una señal de reloj que es empleada por las siguientes etapas del controlador. El circuito toma como entrada el nivel de tensión de un condensador, que se carga y descarga con la señal de reloj. La salida conmuta a un valor negativo cuando la entrada pasa por encima de una tensión de referencia positiva, y utiliza una realimentación negativa para evitar cambiar de nuevo al otro estado hasta que la entrada pasa a través de una tensión umbral inferior, eliminando los problemas de ruido. Esta acción de doble umbral se denomina histéresis y permite que el circuito pueda actuar como un multivibrador biestable. La frecuencia de la señal de reloj depende de la constante de tiempo determinada por los valores de la resistencia y el condensador del circuito, que se muestra en la Figura 6.7 (por simplificación en el esquema se han colocado varias fuentes de voltaje, aunque se trata de una única entrada de voltaje).

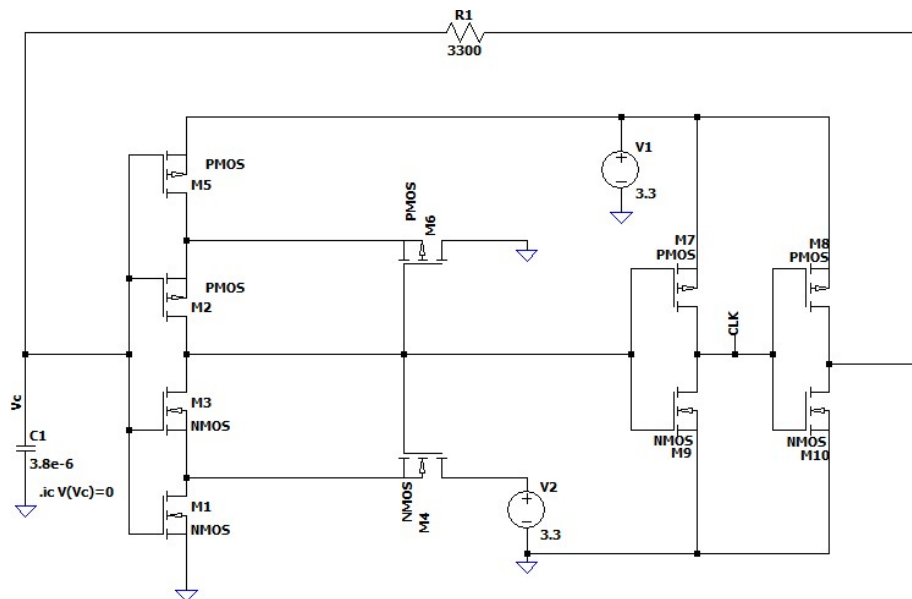


Figura 6.7: Multivibrador del circuito de control del microactuador.

La etapa de lógica se compone de un contador de tres bits (Figura 6.8.a) y un esquema de puertas lógicas (Figura 6.9.a) que generan las señales de control para los transistores. El contador cuenta con tres contadores de un bit para tener una secuencia binaria que permite generar los 8 posibles estados para las señales de la Figura 6.8.b. Las tres señales de salida del contador llegan al circuito de puertas lógicas, que genera cuatro señales para el control de dos puentes transistores (Figura 6.9.b).

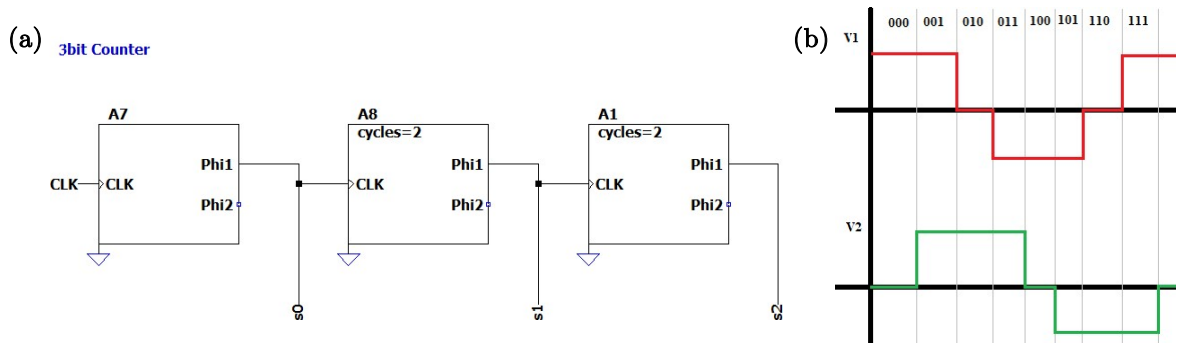


Figura 6.8: Contador del circuito de control del microactuador y correspondencia de cada secuencia a los estados de las señales del motor.

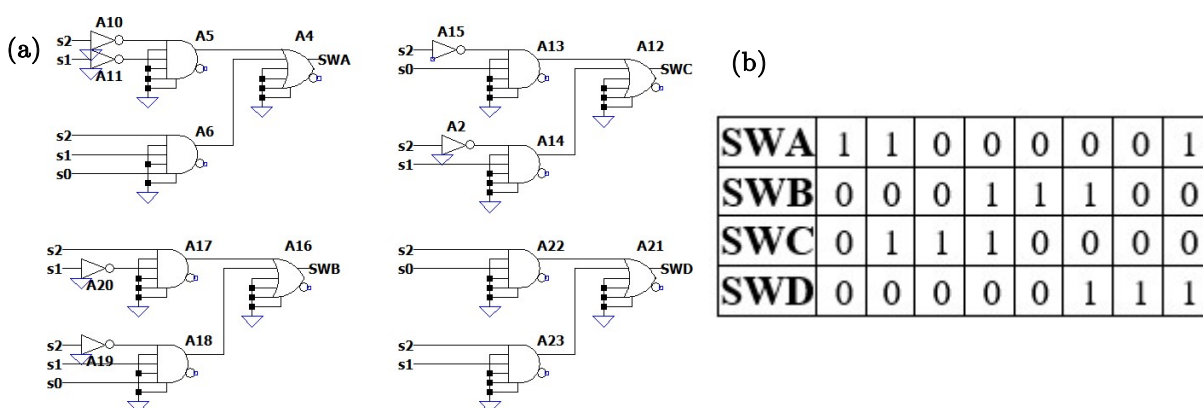


Figura 6.9: Esquema de puertas lógicas del circuito de control del microactuador.

Finalmente, se encuentra la etapa de potencia (Figura 6.10), compuesta por dos puentes en H con cuatro transistores cada uno, similar al mostrado en la Figura 6.1. Las señales de control llegan a este circuito, permitiendo o no circular a la corriente por las fases del motor, y controlando el sentido de giro, obteniendo las señales mostradas en la Figura 6.8.b para las fases del motor.

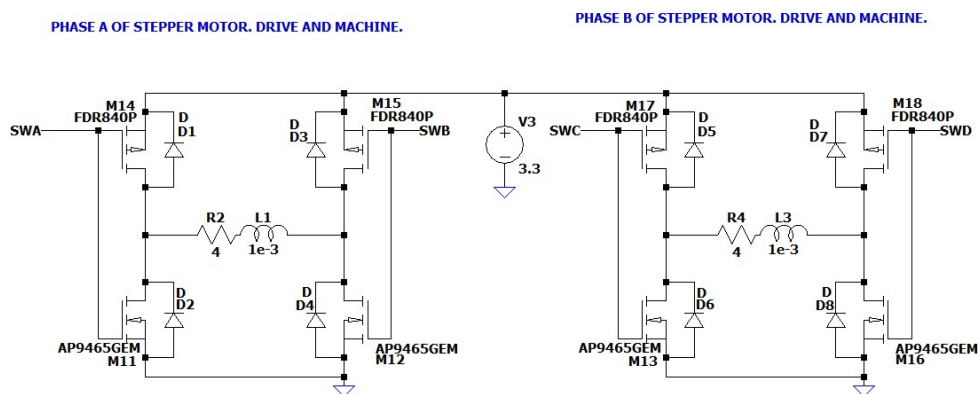


Figura 6.10: etapa de potencia del circuito de control del microactuador.

Este circuito fue montado y ensayado empleando una placa programable FPGA modelo Nexys A7 modelo 100T con un Artix 7, que permite emular circuitos basados en semiconductores, varias protoboard, dos encapsulados de puentes de transistores y varios componentes pasivos. El circuito y las señales obtenidas se muestran en la siguiente Figura 6.11.

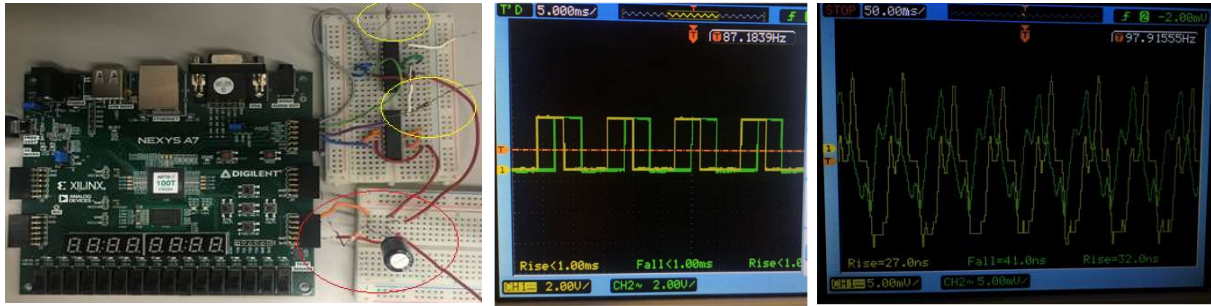


Figura 6.11: Montaje en escala macroscópica y resultados de ensayo del circuito de control del microactuador.

Como inconvenientes, es importante destacar la presencia de ruido en las señales de salida, y la necesidad de multitud de componentes. No obstante, la posibilidad de generar las señales de alimentación del motor con una única señal de entrada DC es un gran avance, si bien la señal que permita invertir el sentido de giro del motor siempre será necesaria. Como conclusión, se demostró el correcto funcionamiento del sistema, que podría ser diseñado y fabricado con tecnologías mixtas AC/DC de semiconductores. No obstante, en los ensayos no se ha considerado la interconexión de las bobinas del microactuador en un punto común, cuyo efecto se estudió posteriormente.

Adicionalmente, también se analizó una opción de control analógica que genera dos señales senoidales desfasadas a partir de una señal senoidal de entrada. Esta implementación resulta mucho más simple, tiene como salida señales senoidales que logran una rotación más suave en el motor, y no implica el uso de tecnologías complicadas. No obstante, requiere generar previamente la señal senoidal de entrada, los componentes necesarios para su implementación tienen grandes dimensiones, muy poca de la potencia de entrada llega a las señales de salida, y estas tienen un elevado nivel de ruido, los valores de los componentes pasivos admiten poca tolerancia en su diseño para un funcionamiento correcto del circuito, y las bobinas inducen voltaje no deseado en el circuito. La siguiente Figura 6.12 ilustra el concepto de este planteamiento. Se descartó frente a la opción anterior por la cantidad de desventajas que presenta.

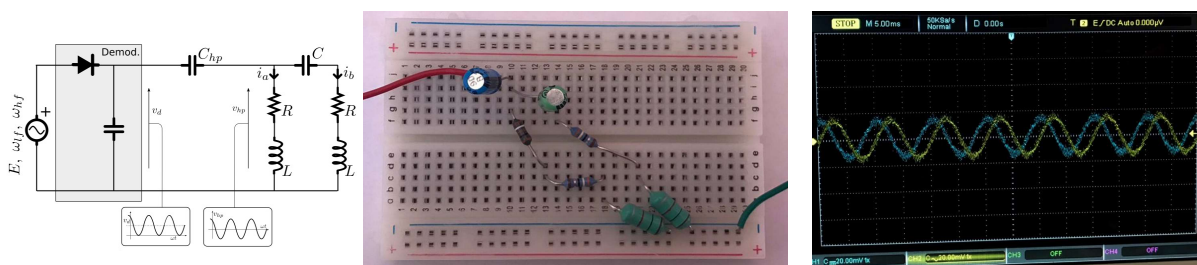


Figura 6.12: Esquema, montaje en escala macroscópica del circuito analógico alternativo de control del microactuador.

6.3. Conclusiones de diseño del controlador

Se han diseñado, simulado y ensayado en escala macroscópica los circuitos de que se podría componer el controlador del microactuador. El objetivo inicial era fabricar estos circuitos con tecnologías

CMOS, pero esto es algo que requiere de un elevado conocimiento y experiencia en el área, ya que deben ser analizados en la escala física. Por todo ello, dentro del proyecto se decidió buscar soluciones consultando a empresas dedicadas a la fabricación de ASICs, que cuentan con una gran experiencia en el diseño y fabricación de este tipo de controladores.

Se contactaron empresas como AnSem, ICsense u OmniChip, las cuales afirmaban que tenían la capacidad de diseñar y fabricar el ASIC con los circuitos de control del microactuador, incluyendo el control de sentido de rotación, y con las dimensiones requeridas. No obstante, el presupuesto y el tiempo de desarrollo que estimaron era muy superior a lo que podía ser admisible para el proyecto, por lo que se descartó seguir con el desarrollo del controlador.

Como conclusión, no fue posible lograr el desarrollo final del ASIC, aunque se demostró que sería posible fabricarlo con la financiación adecuada. Este apartado sería uno de los objetivos que se abordarían en proyectos de continuación del desarrollo del microactuador.

Capítulo 7:

Ensayos del actuador electromecánico

En este capítulo se presenta el prototipo de microactuador ensamblado sobre una PCB, el sistema de generación de señales y adquisición de medidas diseñado, y los resultados de algunos ensayos relevantes para el diseño del sistema WPT. También, se describe el sistema de microsoldadura diseñado para lograr conectar cables de diámetro reducido a los terminales del motor. Finalmente, se presentan las conclusiones de un estudio acerca de la potencia que podría entregar la rectena en condiciones de operación reales dentro del cuerpo humano.

7.1. Descripción del prototipo del microactuador

Varios prototipos del microactuador 1Fr descrito en la sección 3.1 fueron ensamblados para realizar diferentes ensayos. Para ello, primero se realizaron los montajes de dos subsistemas: por un lado, se pegó un microimán cilíndrico al eje del microactuador, formando el rotor y, por otro lado, se pegó el cojinete de fricción inferior al estátor del microactuador. Una vez preparados los dos pre-ensamblajes, con el objetivo de poder realizar ensayos en el microactuador empleando uniones de cables estándares, y poder manipular el prototipo de manera simple, se introdujo el conjunto estátor+cojinete en una PCB con un taladro de profundidad igual a la altura del cojinete, de tal manera que 4 pistas de cobre quedaban a la altura de los extremos inferiores de las patillas del estátor, a las que se soldaron. Entonces se introdujo el eje con el imán, y se colocó el cojinete de fricción superior sobre el estátor, pegándolo con cianoacrilato. La Figura 7.1 muestra el ensamblaje completo, comparando el tamaño del microactuador con una moneda de 1 céntimo.

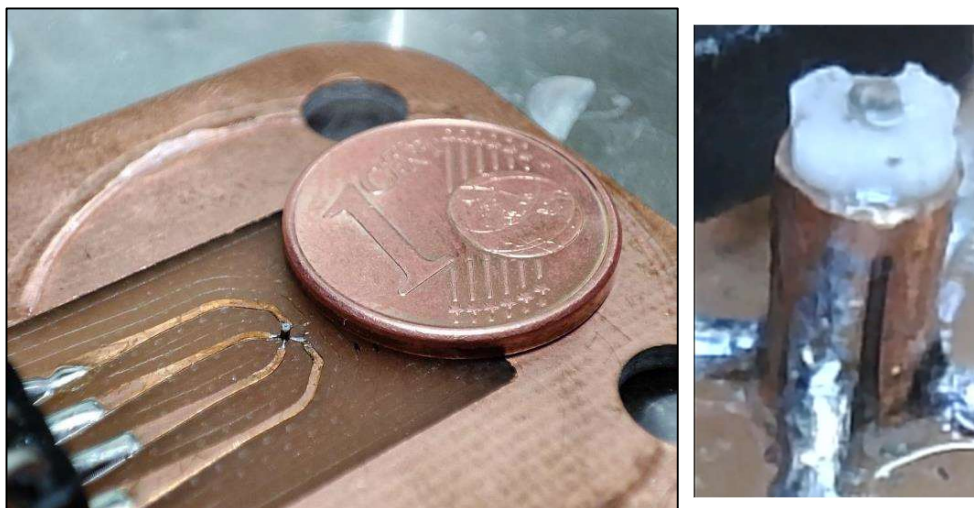


Figura 7.1: Microactuador 1Fr soldado a una PCB para ensayos.

7.2. Sistema de ensayos del microactuador

Como no fue posible desarrollar el ASIC completo y con las medidas óptimas, para realizar las pruebas con el prototipo del microactuador, se emplearon circuitos de generación de señales y adquisición de medidas de escala macroscópica. La bancada de pruebas para la caracterización del microactuador incluye varios elementos: una PCB auxiliar, una sonda de sensor Hall, microscopios digitales, una mesa de posicionamiento XYZ, una fuente de alimentación, un generador de señales, amplificadores de potencia lineales, un sistema DAQ y un programa desarrollado en Labview que permite generar las señales para el control del microactuador y adquirir medidas para verificar su correcto funcionamiento, mostrados en la Figura 7.2.

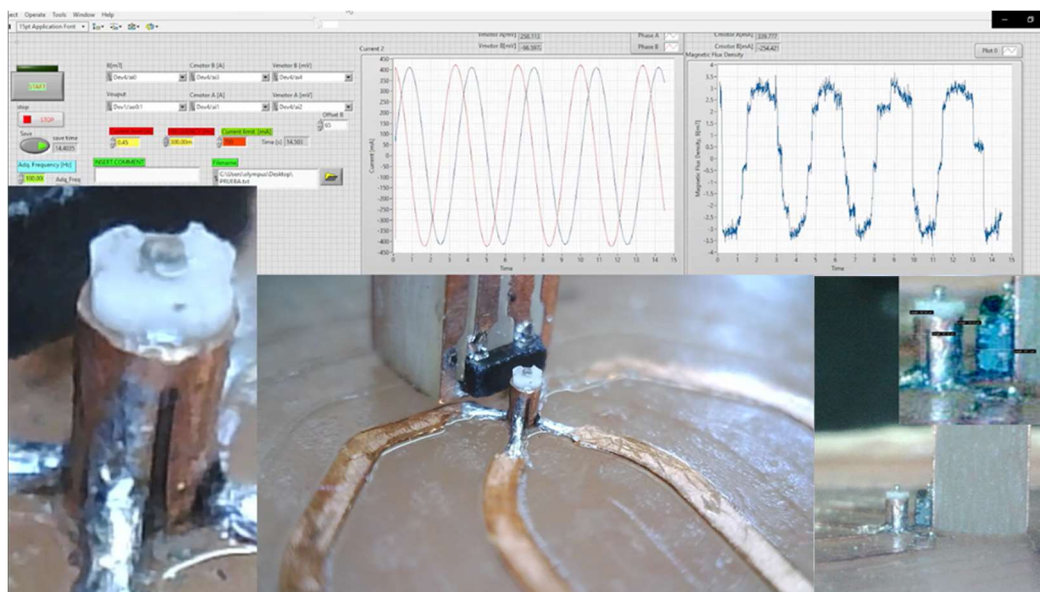


Figura 7.2: Sistema de ensayos del microactuador 1Fr mediante un programa en Labview de control y adquisición de señales.

El microactuador se encuentra soldado a una PCB con pistas de 50 micras de espesor, que tienen pines de conexión estándar en sus extremos, permitiendo acoplar cables en ellos y así conectarlo al resto de sistemas. Esta PCB además permite manipular el microactuador de una manera más robusta durante los ensayos. Una mesa de desplazamiento micrométrico permite acercar un sensor hall de manera precisa al microactuador, para medir el campo magnético generado cuando se energiza. Dado que el campo magnético que se genera tiene muy poca potencia, en el orden de varios militeslas, es importante considerar que el elemento que mide el campo magnético dentro del sensor hall se encuentra 100 micras por debajo de la superficie del encapsulado. El desplazamiento del sensor se supervisa mediante la imagen proporcionada por varios microscopios digitales, visualizada a través del programa OBS.

Para energizar el microactuador, se emplea un generador de señales de dos canales cuyas señales de salida generadas se desfazan y amplifican mediante un sistema basado en amplificadores operacionales. El sistema de adquisición controlado desde LabView monitorea las señales de corriente introducidos en los dos terminales de entrada del motor, y los valores de campo magnético medidos por el sensor, en forma de voltaje, que se sincronizan en el tiempo. Los datos adquiridos se guardan y exportan a un archivo Excel, a partir del cual mediante un postprocesado de los resultados se pueden determinar parámetros como la posición angular del rotor, la velocidad de giro, o la aceleración angular. También, se determinan los valores de consumo de potencia y corriente del motor.

7.3. Resultados de ensayos del microactuador

Varios prototipos del microactuador 1Fr fueron ensayados empleando el sistema de generación de señales y adquisición de medidas descrito en la sección anterior. Por ejemplo, se realizaron ensayos de velocidad, realizando varias pruebas a diferentes velocidades para comprobar el correcto funcionamiento del motor en el rango de velocidad de funcionamiento, en el rango entre 6 y 27000 rpm. En la Figura

7.3 se muestran las medidas de corriente (excitación del estator) y campo magnético (giro del rotor) sincronizadas en el tiempo a diferentes velocidades, donde para convertir de hercios a revoluciones por minuto solo es necesario multiplicar por 60. En líneas generales los niveles de corriente son aceptablemente bajos y se ve claramente que el rotor sigue la rotación dada por las corrientes. Sin embargo, entre 50 y 200 Hz se observaron algunas irregularidades, probablemente ocasionadas por alguna resonancia. Por encima de 200 Hz, la medida del campo magnético sigue una señal senoidal casi perfecta, lo que indica un giro suave y regular. Asimismo, se ensayó el microactuador sumergido en un fluido de aceite no conductor, emulando las condiciones de su empleo dentro de vasos y/o fluidos corporales. En promedio, se necesitó un 20% más de corriente para la misma velocidad.

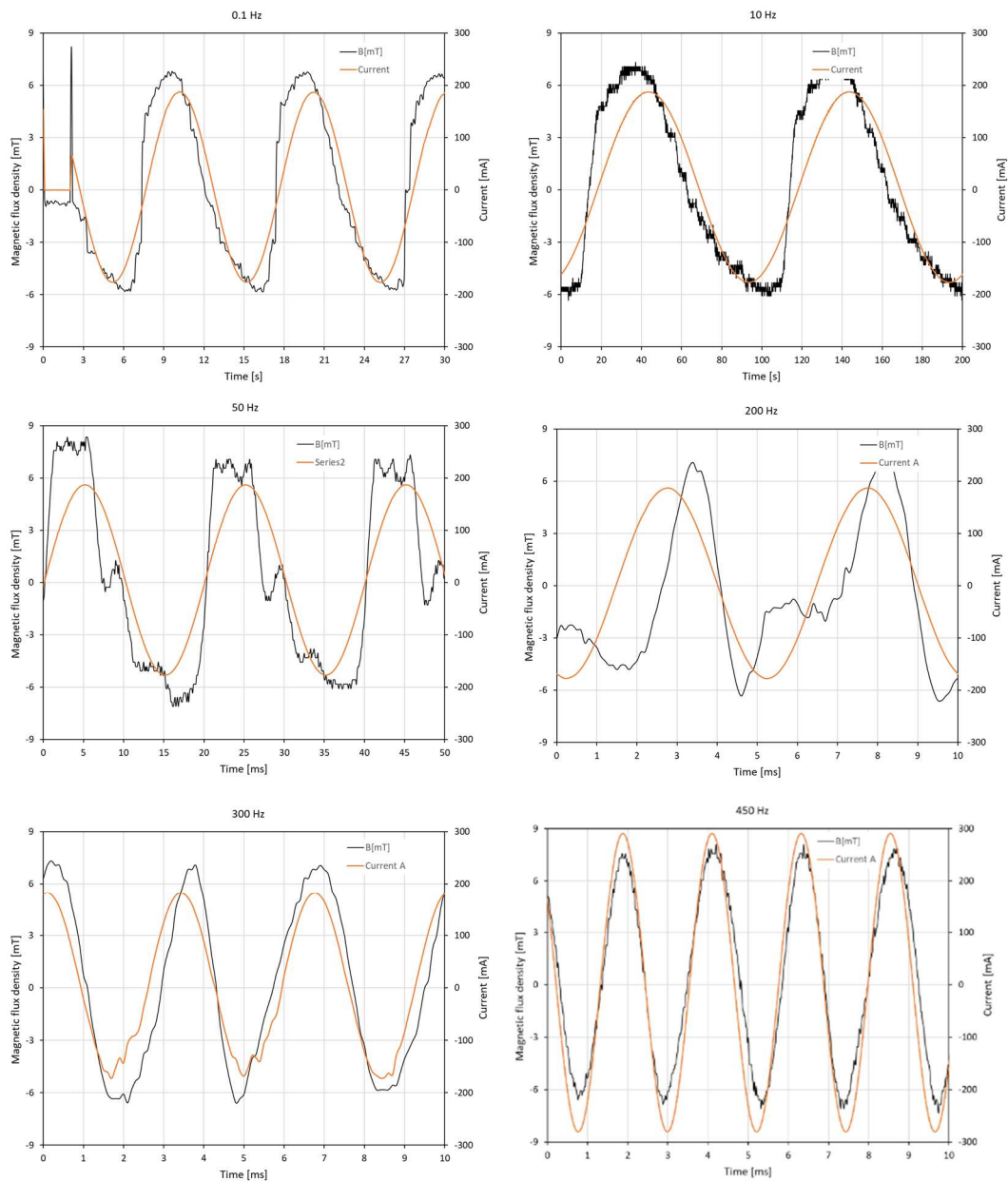


Figura 7.3: Ensayos de velocidad del microactuador 1Fr.

Los resultados de interés para el sistema de transmisión inalámbrica de potencia se obtuvieron a partir de los ensayos de mínima y máxima corriente de operación y estudio de consumo de potencia del microactuador. Por un lado, se determinó que la corriente mínima para que el motor empezase a girar era 90 mA, como se puede observar en la Figura 7.4. A partir de esta corriente mínima se calculó el par de fricción estático mínimo de 1,8 nNm. Por otro lado, se realizaron pruebas de corrientes máximas admisibles. La corriente máxima admisible depende directamente del entorno térmico del motor, donde cuanto mayor sea el calor que se pueda extraer del motor, mayor será la corriente que podrá circular y, por tanto, mayor será el par que el motor podrá generar. Con el motor soldado a la PCB, no se apreciaron efectos térmicos perjudiciales con una corriente de 1A, por lo que para ser conservadores se seleccionó como el límite de operación nominal. Al introducir 2 amperios tampoco se observaron problemas térmicos críticos, seleccionando este como el límite de operación a corto plazo. En cambio, al inyectar 4A se sobrecalentaron las pistas de cobre, rompiendo las soldaduras entre las pistas y el estátor del microactuador.

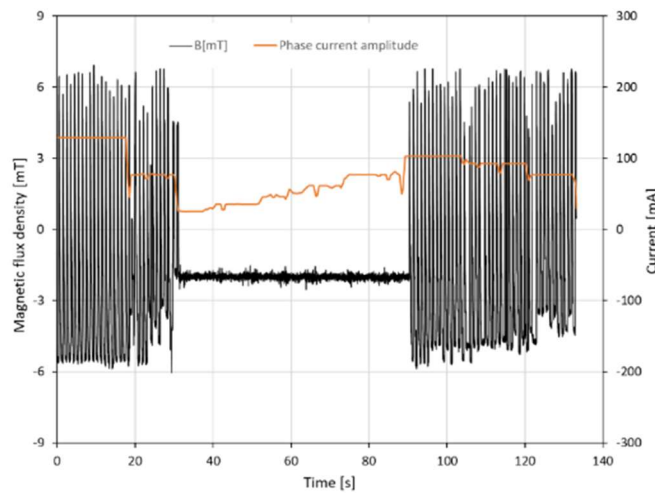


Figura 7.4: Ensayo de corriente mínima de activación del microactuador.

La potencia consumida por el microactuador sigue la ecuación

$$P = RI_{ef}^2$$

donde R es la resistencia por fase del motor (0.03Ω) e I_{ef} es el valor efectivo de la corriente. El valor efectivo de una corriente sinusoidal es

$$I_{ef} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$$

pero como hay dos señales al mismo tiempo desfasadas 90° , la suma de las dos corrientes senoidales desfasadas 90° es

$$I_{max} = I_{fase}\sqrt{2}$$

Por tanto, el valor de corriente efectiva promedio se iguala al de la corriente de fase, y la potencia se puede calcular como

$$P = RI_{fase}^2$$

Así, para el caso nominal donde I_{fase} es 0,4 A, el consumo nominal del motor es de

$$P = 0.03 \cdot 0.4^2 = 4.8 \text{ mW}$$

Este nivel de consumo coincide en orden de magnitud con la capacidad que tiene la rectena de entregar energía en condiciones intracorpóreas, sin superar los límites de seguridad establecidos.

Además del cálculo del consumo nominal del microactuador, resulta interesante analizar el fenómeno eléctrico que se produce debido a la forma especial del estátor, en el cual las 4 fases se encuentran conectadas en el punto central. Por lo general, los estatores bifásicos o trifásicos tienen devanados con puntos eléctricos de entrada y salida independientes entre sí. Sin embargo, en el motor 1Fr ambas fases tienen un punto eléctrico común. Esto provoca que, cuando por ejemplo la fase A esté en su valor absoluto máximo, los tres pines restantes de conexión al estátor se pongan a 0V. Esto hace que el flujo de corriente se divida en tres y provoca un aparente desfase entre la tensión de entrada y la corriente en la segunda fase o fase B. De la misma manera, esto sucede en la fase A como para el valor absoluto máximo de la tensión de excitación en la conexión B+, la corriente se divide en tres entre los pines de conexión restantes, provocando nuevamente un desfase entre el voltaje de excitación y la corriente en la fase A. Este cambio de fase se ha observado en los experimentos, como se muestra en la Figura 7.5, y se ha corroborado con el modelo de simulación.

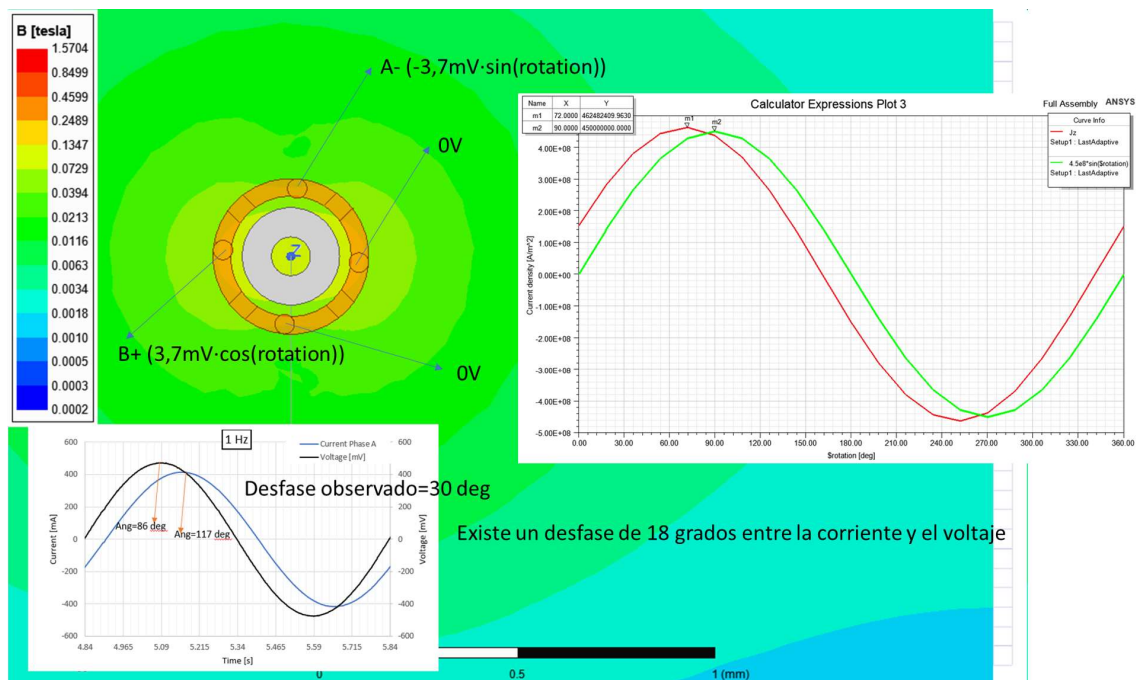


Figura 7.5 Desfase observado entre el voltaje y la corriente por fase del microactuador debido a su arquitectura particular.

También, se realizaron ensayos de control de posición angular o ensayos de degradación al cabo de varias horas de operación. El microactuador 1Fr fue diseñado orientándolo a lograr rotación rápida y continua, aunque también podría usarse como mecanismo actuador de precisión, ya que se pudieron lograr pasos mínimos de 1.6° en resolución y repetibilidad de unos 10° (Figura 7.6.a y Figura 7.6.b). En los ensayos de durabilidad, se hizo girar el motor a una velocidad de 3Hz, alcanzando más de 750000 rotaciones en 70 horas de ensayo (Figura 7.6.c). Cuando se detuvo el ensayo, no se había observado

ninguna disminución de la eficiencia, ni se apreciaron desgastes significativos en los componentes, tan solo una pequeña transferencia de material entre el imán y el rodamiento en las áreas de contacto axial, probablemente porque los juegos radiales entre el eje y el rodamiento son elevados y porque el imán no estaba perfectamente centrado con respecto al centro del eje (Figura 7.6.d).

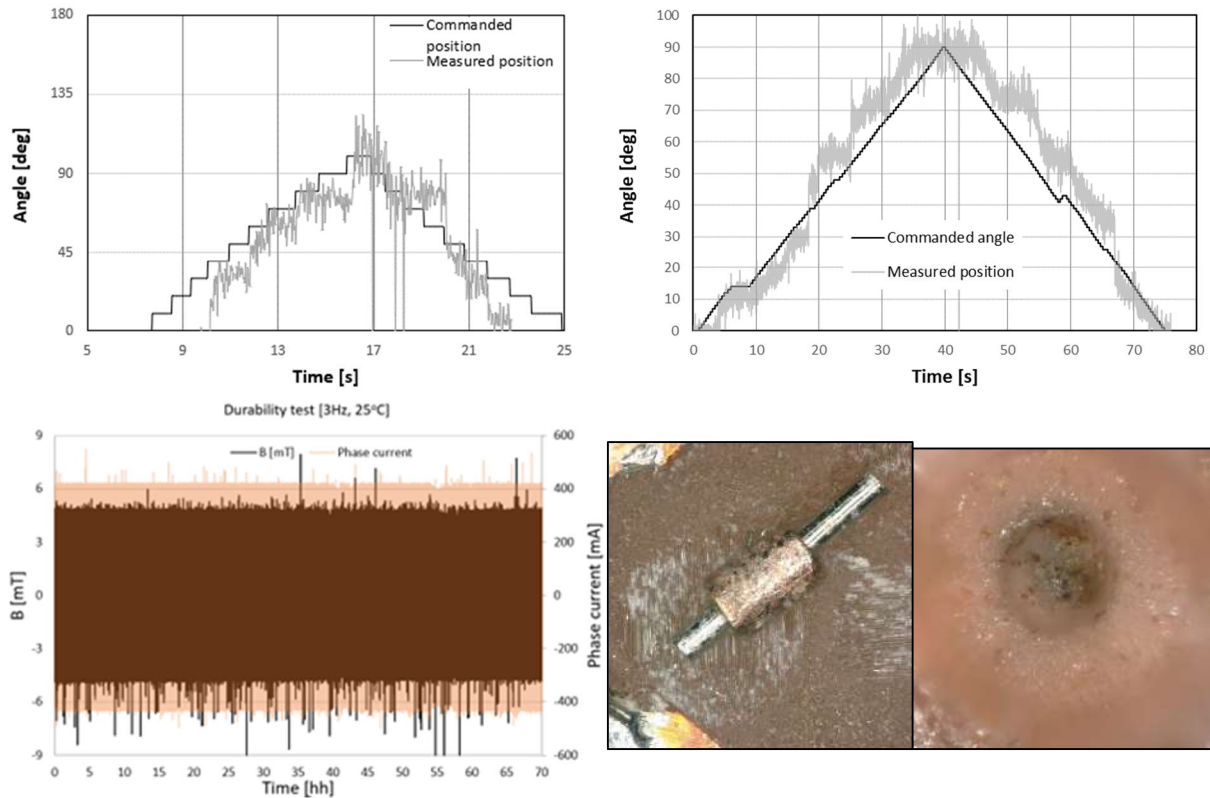


Figura 7.6: Resultados del ensayo de control de posición angular (a y b) y de durabilidad (c y d).

7.4. Sistema de microsoldadura

Aunque varios prototipos de microactuador fueron ensamblados soldándolos a una PCB auxiliar que permitía realizar ensayos sobre ellos, en una implementación final esta PCB no existiría. En cambio, cuatro cables de cobre deberían partir de los extremos del rotor para conectarse a un circuito integrado, encargado de generar las señales requeridas por el motor, al que también se conectarían los terminales de la rectena, con una arquitectura similar al mostrado en la Figura 7.7.

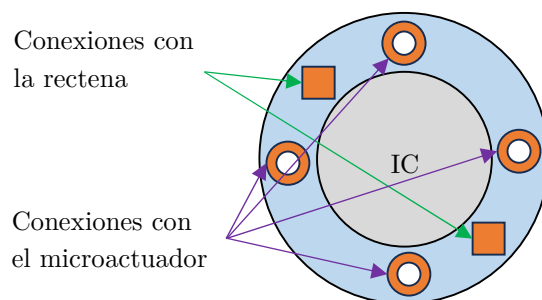


Figura 7.7: Diagrama de conexiones del circuito integrado.

Entonces, resultaba necesario desarrollar un sistema que permitiese soldar cables de cobre de diámetro reducido, como los de $20\mu\text{m}$ empleados para la fabricación de las antenas de hélice, de manera precisa y repetitiva. Además, debía tenerse en cuenta que, al soldar un segundo cable, no se deteriorasen las soldaduras hechas previamente. Por último, este proceso debía realizarse de tal manera que pudiese acoplarse el subconjunto imán+eje después de realizarse las soldaduras, ya que la elevada temperatura podría dañar el imán. El problema se abordó de diferentes maneras, empezando por la más simple, que consistía en soldar manualmente los cables empleando puntas finas de soldador (Figura 7.8). Este método se descartó ya que las dimensiones de las puntas disponibles comercialmente eran muy superiores a las dimensiones de los componentes a soldar.



Figura 7.8: Soldador con punta fina.

Posteriormente se probó a modificar el soldador para añadirle un eje de acero de $100\mu\text{m}$ de diámetro (Figura 7.9). En este caso las dimensiones sí resultaban adecuadas, pero el eje no llegaba a calentarse lo suficiente como para derretir el estaño, por lo que también se descartó.

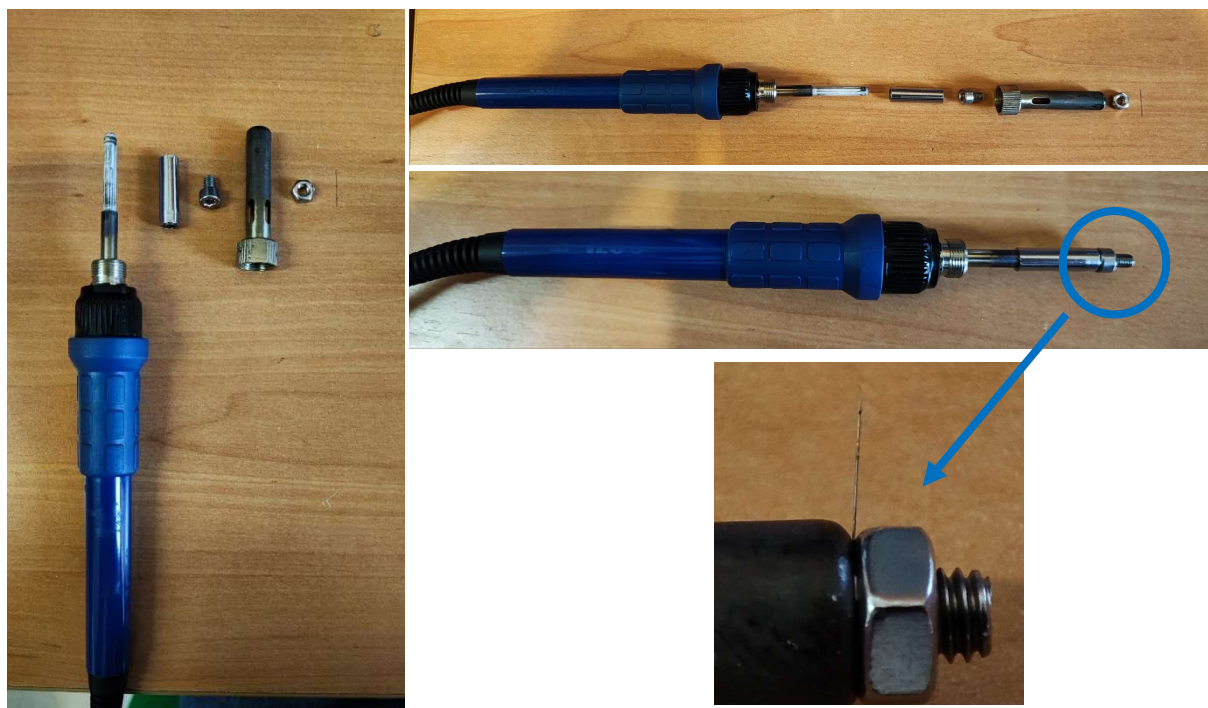


Figura 7.9: Soldador con eje de de acero.

En la misma línea de modificar el soldador para lograr una punta más fina, se probó a enrollar sobre la resistencia un cable de cobre cuyo extremo se había afilado mediante electropulido (Figura 7.10). Las dimensiones eran adecuadas, y se lograba una temperatura suficiente como para fundir el estaño, pero no se conseguía calentar el estátor del microactuador lo suficiente como para que el estaño se adhiriese a este, sino que se quedaba pegado al cable del soldador.



Figura 7.10: Soldador con cable de cobre y punta pulida.

Viendo que el método anterior parecía acercarse a la solución, se probaron diferentes materiales que bobinar alrededor de la resistencia del soldador sobre los cuales no se quedase adherido el estaño. Tras varias pruebas, se localizó un alambre con el cual se pudieron realizar las primeras microsoldaduras satisfactoriamente. El soldador fue entonces acoplado en una bancada de microfabricación, que contaba con varias mesas de desplazamiento y rotación micrométricas controladas manual y digitalmente, microscopios, y otros útiles de micromanipulación y ensamblaje (Figura 7.11). Como el sistema se encontraba dentro de una cámara de flujo laminar, con el objetivo de no dañar las lentes de los microscopios o los filtros de la cámara, se instaló un sistema de extracción de humos unido una aspiradora exterior.

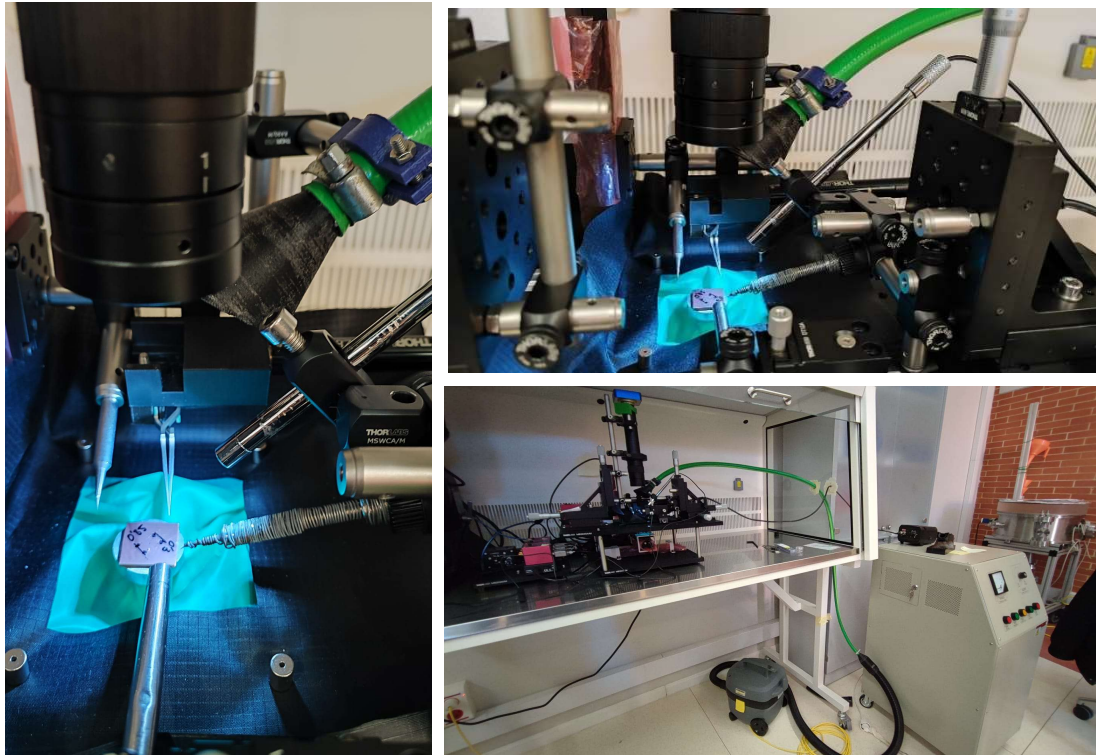


Figura 7.11: Soldador con alambre enrollado acoplado a una bancada de micromanipulación y microfabricación.

Con este sistema se lograron hacer varias soldaduras, pero se observó que resultaba muy difícil alcanzar la temperatura de fusión del estaño y calentar el estátor para realizar una nueva soldadura, sin dañar las realizadas previamente, y resultaba muy complicado realizar varias soldaduras seguidas ya que los cables soldados anteriormente se soltaban. Por este motivo se cambió el enfoque, y se substituyó el soldador por un láser de foco micrométrico, que sería capaz de concentrar el calor en una única zona, y previsiblemente no dañaría las soldaduras anteriores (Figura 7.12).

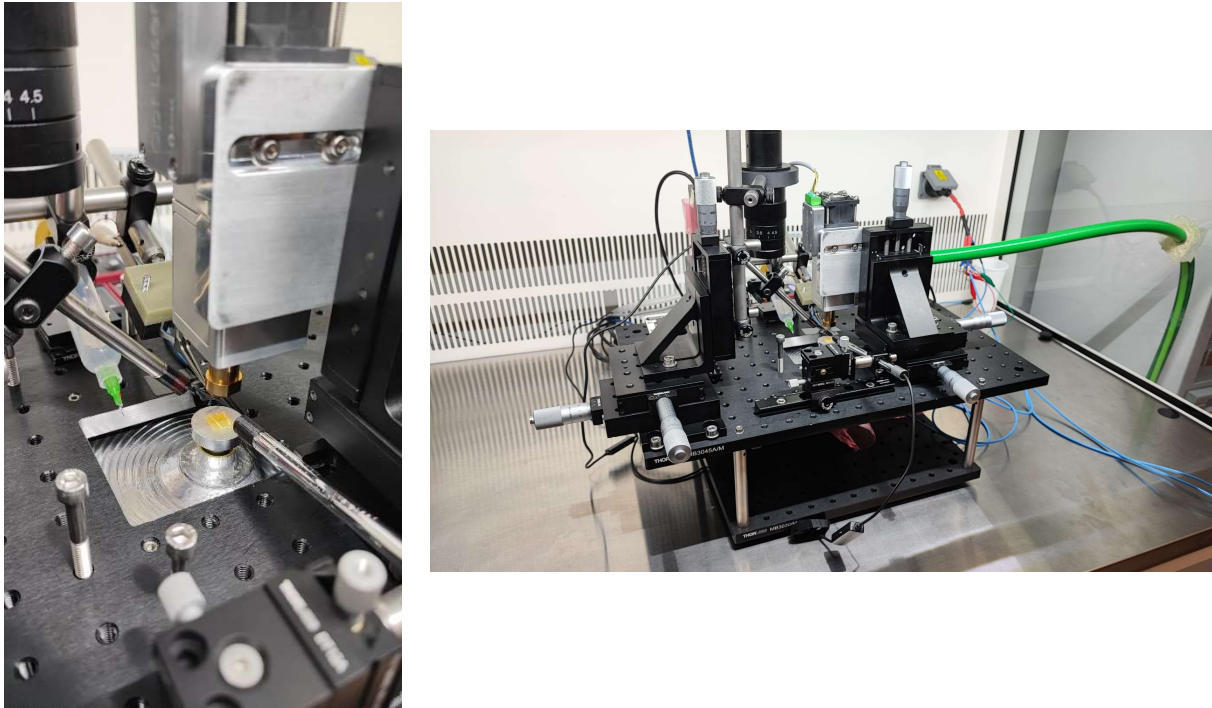


Figura 7.12: Láser de foco micrométrico acoplado a una bancada de micromanipulación y microfabricación.

Esta alternativa no funcionó, ya que la lente del láser necesita ser ubicada a una altura focal muy específica, y una diferencia de apenas unas micras provoca que la potencia no se concentre correctamente. El estaño se aplicaba en forma de pasta, por lo que al fundirse variaba su forma, y resultaba imposible enfocar el láser sobre él.

De los diseños anteriores, se concluyó que la alternativa debía pasar por un calentamiento sin contacto, y realizando las cuatro soldaduras de los cables a la vez. Para lograrlo, se ensambló la bancada de la Figura 7.13, que incluye cuatro mesas de desplazamiento micrométrico para aproximar los cables, una mesa de rotación para girar el estátor y colocarlo en la orientación deseada, y varios microscopios digitales. En las mesas de desplazamiento se colocaron una serie de adaptadores que permitían acoplar unas piezas de madera con agujas pegadas en sus extremos.



Figura 7.13: Sistema de soldadura definitivo.

El proceso de soldadura sigue los siguientes pasos:

- 1) El rotor con el cojinete de soldadura se coloca en el centro de la mesa rotatoria pegado a una cinta de doble cara.
- 2) Cuatro cables se enhebran en las agujas, su extremo se moja en pasta de soldadura, y las piezas de madera se acoplan a las mesas de desplazamiento.
- 3) Los cables se aproximan al estátor, y el estátor se gira a la orientación adecuada para permitir que los cables toquen el estátor en las hendiduras del cojinete. (Figura 7.14.a)
- 4) Los cables se acercan cuidadosamente hasta que alcanzan la superficie del estátor (Figura 7.14.b)
- 5) Se aplica calor con una pistola de aire con el mínimo caudal hasta que se observa que el estaño se ha fundido (Figura 7.14.c)
- 6) Se retiran las piezas de madera, haciendo que el cable deslice por el interior de las agujas.
- 7) Al retirar el estátor de la cinta de doble cara se concluye el proceso de microsoldadura.

Un prototipo de estátor soldado puede apreciarse en la Figura 7.15. Se verificó que existía continuidad eléctrica entre los 4 cables, y que estos se encontraban fuertemente soldados (pudiendo sostener el microactuador sujetándolo de cualquiera de los cables), aunque las soldaduras no eran uniformes. Se concluye que el método propuesto es adecuado, y permite alcanzar los resultados requeridos satisfactoriamente.

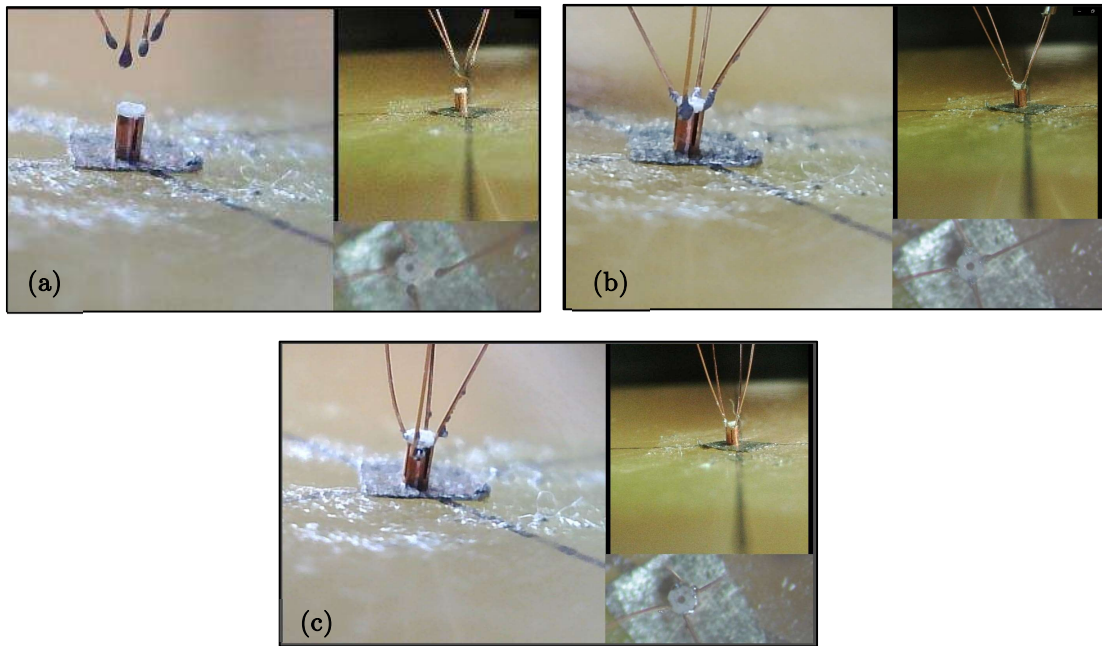


Figura 7.14: Proceso de soldado de los cables al estátor del microactuador 1Fr.

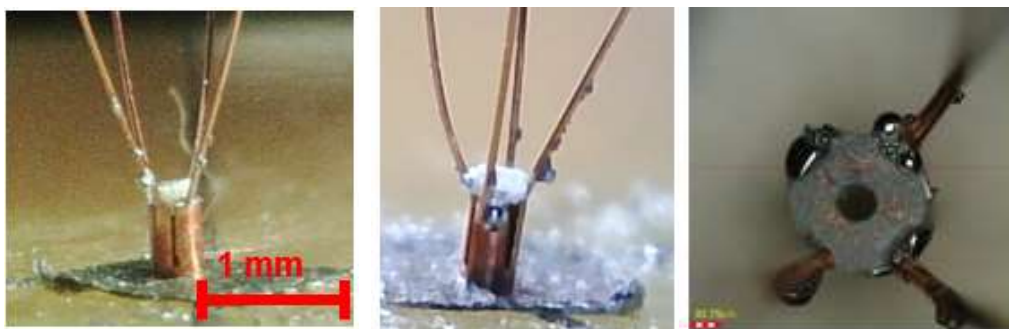


Figura 7.15: Cables soldados al estátor del microactuador 1Fr.

7.5. Sistema completo de energización

Para estimar la potencia que podría obtenerse a partir de las antenas, se elaboró una hoja de cálculo automática (Figura 7.16) que a partir de la frecuencia de la señal, potencia transmitida y ganancia de la antena emisora, coeficiente de reflexión y ganancia de la antena receptora, y las distancias en espacio abierto y de los espesores de tejidos de alto (músculo, HWC) y bajo (grasa, LWC) contenido en agua entre las antenas, calcula la potencia que se obtendría en los extremos de la antena receptora. Además, también admite como entrada la densidad de potencia incidente.

Antenna	Antenna type	Dimensions (Width, Length, Height)	INPUTS for R _e							INPUTS for T _e											OUTPUTS			
			Area (mm ²)	Thick (mm)	Volume (mm ³)	Freq (GHz)	S11 (dB)	Gain (dBi)	High water content tissue thickness (cm)	Low water content tissue thickness (cm)	R _e S11 (dB)	T _e Gain module	T _e Gain module	Distance (cm)	Incident Power Density (mW/cm ²)	Transmission power (W)	Field strength (V/m)	Efficiency from table	Efficiency at 1 GHz	Efficiency at 2 GHz	R _e Area (cm ²)	R _e Actual Gain	Power delivered by antenna (mW)	Power delivered by antenna per volume (mW/cm ³)
A1	Patch U-Shape	1x1mm	0.992	1	0.60	9.5	-23.3	1.88	8	5	0.2933	147231	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.9525%	0.0000%	0.49328916	1.368	0.002690	5.44E-03
A2	Patch A1 eccosol length grown	2x2mm	0.595	1	0.60	9.5	-12.4	1.68	8	5	0.2933	147231	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.956%	0.0000%	0.49629816	1.368	3.12E-03	5.44E-03
A3	Patch Flooper antenna	1.7x0.57x1mm	0.999	1	4.57	27.7	-12.6	0.66	8	5	0.2942	139415	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	0.10093019	1.00	2.04E-05	6.17E-03
A4	Etapy cone	1.6x0.6mm(Dia)	0.4	-	1.94	203.9	-17.7	-2.78	8	5	0.2986	97273	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	0.00718077	0.45	5.41E-03	4.64E-03
A5	AI modded	1.6x0.6mm(Dia)	0.4	-	1.94	203.9	-17.4	-2.69	8	5	0.2986	97263	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	0.00691977	0.478	4.97E-03	3.7E-03
A6	Patch dielmedian antenna	0.6x0.8x0.5mm	23.64	15	20.46	15	-9	-9.5	8	5	0.3048	81925	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.1186%	0.96%	0.0000%	28.3376521	1.77	6.17E-02	3.86E-03
A7	Patch Smaller dielmedian antenna	0.7x0.8x0.5mm	0.56	0.5	0.28	7.4	-2.9	-37.1	8	5	0.763	0.002	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	0.00269442	0.00	1.7E-03	8.7E-03
A8	Helical	0.4x0.5x0.6mm(Dia)	2.782	-	0.68	6.78	-21.9	-0.5	8	5	0.0907	0.0025	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	1.93999628	0.99	0.0E+00	8.9E-04
AB-1	Helical inner cylinder (len 12.9)	0.2mm(Dia)	2.782	-	0.68	6.63	-18.5	-0.8	8	5	0.189	0.07996	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	1.41784312	0.89	7.28E-04	1.09E-03
AB-2	Helical inner cylinder (len 3.05)	0.2mm(Dia)	2.782	-	0.68	6.73	-13.3	-0.8	8	5	0.0868	0.07996	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	1.073381773	0.88	8.06E-04	3.08E-04
AD-1	Helical outer cylinder (len 12.9)	1mm(Dia)	6.38	-	8.30	5.54	-11.5	-0.28	8	5	0.134	0.93796	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	2.18467685	0.921	6.45E-03	3.0E-04
AD-2	Helical outer cylinder (len 3.05)	1mm(Dia)	6.38	-	8.30	5.5	-10	-0.51	8	5	0.176	0.892	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	1.62708526	0.89	2.84E-03	1.74E-04
AI1	Helical inner and outer cylinder	0.33(Dia) and 1(Dia)mm	6.38	-	8.30	5.52	-8.5	-0.89	8	5	0.1496	0.93971	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	1.63249975	0.926	3.85E-03	2.27E-04
AC	Helical Fr	1.39	0.33	0.51	4.7	-17	-4.69	8	5	0.1413	0.93983	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	1.096698959	0.335	1.37E-02	2.87E-02	
AI3	Helical Fr	0	1	4.71	1.3	-17	-9.5	8	5	0.1413	0.93982	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	1.538497003	0.97	2.7E-02	3.86E-03	
AI4	Patch Archimedian/area	1mm/0.5mm(Dia)	0.785	0.5	0.39	4.9	-17	-24	8	5	0.1413	0.00398	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	0.19893593	0.04	1.04E-04	2.6E-04
B1	Patch antenna	0.85x0.7x0.6mm	1	0.6	0.60	9	-16	-9.1	8	5	0.1995	7.3E-05	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	7.0404E-06	0.00	1.1E-03	1.8E-03
B2	Patch antenna	0.85x0.7x0.6mm	4	0.6	2.40	8	-15	-4.1	8	5	0.1776	7.3E-05	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	8.6778E-05	0.00	5.79E-03	2.3E-03
B3	Patch antenna	5x1x0.6mm	5	0.6	3.00	9.5	-10	-5.2	8	5	0.182	0.302	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	0.16693036	0.372	3.84E-07	1.26E-07
B4	Patch antenna	3x1x0.6mm	3	0.6	1.80	9.8	-10.5	-9.5	8	5	0.2265	0.08919	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	0.16693036	0.381	3.32E-07	1.64E-07
B5	Patch antenna	3x1x0.6mm	3	0.6	1.80	9.8	-10	-9.5	8	5	0.182	0.08919	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	0.30983898	0.00	4.47E-07	2.48E-07
B6	Patch antenna	3x1x0.6mm	3	0.6	1.80	8	-22	-9.8	8	5	0.0794	0.0467	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	0.08701653	0.04	2.57E-06	1.43E-06
B7	Patch antenna	3x1x0.6mm	3	0.6	1.80	7.5	-25	-9.8	8	5	0.0662	0.0348	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	0.10484493	0.05	3.88E-05	8.48E-06
B8	Patch antenna	5x1x0.6mm	5	0.6	3.00	9	-13.7	-2.9	8	5	0.2266	0.0501	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	0.03883005	0.06	1.3E-02	4.27E-03
B9	Patch antenna	5x1x0.6mm	5	0.6	3.00	5.9	-12.1	-3.6	8	5	0.2435	0.0467	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.0000%	0.96%	0.0000%	0.0712226	0.03	1.95E-04	4.9E-05
B11	Patch antenna	10x1x0.6mm	10	0.6	6.00	0.9	-9.5	-8.6	8	5	0.2265	0.0198	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.8664%	0.96%	0.0000%	0.08053794	0.16	6.56E-01	1.1E+00
B14	Patch antenna	5x5x0.8mm	25	0.6	15.00	0.9	-9.5	-29.7	8	5	0.193	0.0097	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.8664%	0.96%	0.0000%	0.28954796	0.01	8.1E+00	4.0E+07
B12	Patch antenna	10x0x0.6mm	50	0.6	30.00	0.9	-11.5	-22.8	8	5	0.1294	0.0073	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.8664%	0.96%	0.0000%	0.42418773	0.09	2.17E+01	3.2E+03
B13	Patch antenna	6x5x0.6mm	40	0.6	24.00	0.9	-9.5	-24.9	8	5	0.0719	0.0024	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.8664%	0.96%	0.0000%	0.27349891	0.00	1.62E+01	7.6E+01
B14	Patch antenna	3x1x0.6mm	3	0.6	1.80	2.4	-15	-24.3	8	5	0.1776	0.0041	8.0	9.0	0.0000	2094.995302	619.980248	0.6120%	0.96%	0.0000%	0.02474607	0.01	1.9E+02	8.4E+03

Figura 7.16: Hoja de cálculo de rendimiento de transmisión de potencia de antenas.

Esta hoja de cálculo permite evaluar el rendimiento de diferentes prototipos de antenas, considerando sus parámetros de diseño y los resultados obtenidos en simulación, para seleccionar los que mejores prestaciones consigan. Además, permite realizar cálculos de eficiencia de transmisión de señal a través de diferentes espesores de tejidos y a diferentes frecuencias, como los mostrados en la Figura 7.17.

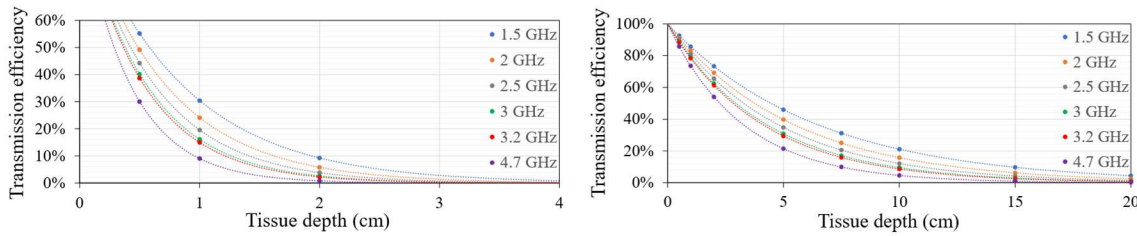


Figura 7.17 Eficiencia de transmisión de energía a través de tejidos con alto contenido en agua (izquierda) y bajo contenido en agua (derecha).

Empleando esta herramienta, y los resultados experimentales de la rectena de generación 3 (Figura 5.10), que lograba mayor potencia a la salida que la de la generación anterior, se ha estimado la potencia de salida que podría obtenerse estando la antena implantada en diferentes zonas del cuerpo. Con exposición local, empleando una transmisión continua de energía, para la frecuencia de trabajo óptima de la rectena de 1.175 GHz, el campo eléctrico incidente máximo permitido es 200 V/m. Considerando las pérdidas por el rendimiento en los tejidos, y la relación de potencia respecto al campo eléctrico incidente en la rectena, los valores de potencia esperable en diferentes localizaciones del cuerpo humano se muestran en la Tabla 7.1. En los experimentos realizados con la rectena se observó que la frecuencia de resonancia variaba al encontrarse rodeada por tejidos orgánicos, por lo que estos valores no son absolutamente exactos. No obstante, se trata de una estimación que permite tener una primera idea de los valores de potencia esperables.

Tabla 7.1: Estudio de la potencia estimada que podría entregar la rectena en diferentes localizaciones del cuerpo humano bajo una radiación incidente continua y en exposición local.

Localización	Espesor de tejido (cm)		Rendimiento de transmisión a través de los tejidos (%)	Campo eléctrico incidente en los tejidos (V/m)	Campo eléctrico incidente en la rectena (V/m)	Voltaje de salida de la rectena (V)	Potencia de salida de la rectena (mW)
	HWC	LWC					
Ventrículo del corazón	3	4	9.444	200	18.888	0.163	0.151
Bajo la piel	0.5	0	71.597	200	143.194	1.236	1.142
Estómago	3	6	7.908	200	15.8156	0.136	0.126
Cerebro profundo (glándula pituitaria)	8	2	0.399	200	0.7984	0.0069	0.00637
Corteza cerebral (piamadre)	2	2	22.003	200	44.0052	0.38	0.351
Superficie del fémur	7	1	0.851	200	1.7022	0.0147	0.0136

También, se han analizado los mismos escenarios considerando una transmisión pulsada de energía. Como se ha mencionado previamente, las guías del ICNIRP indican que el límite del campo eléctrico incidente puede ser aumentando de forma inversamente proporcional al ciclo de trabajo de la señal, siempre que los valores de pico promediados en un periodo de 6 minutos no superen los límites, ni los valores instantáneos excedan en 100 veces los valores indicados en las gráficas. Ajustando los ciclos de trabajo, y sin exceder el límite de 20000 V/m de campo eléctrico incidente, la potencia esperable a la salida de la rectena para los casos de estudio se muestra en la Tabla 7.2.

Tabla 7.2: Estudio de la potencia estimada que podría entregar la rectena en diferentes localizaciones del cuerpo humano bajo una radiación incidente pulsada y en exposición local.

Localización	Espesor de tejido (cm)		Rendimiento de transmisión a través de los tejidos (%)	Ciclo de trabajo de la señal (%)	Campo eléctrico incidente en los tejidos (V/m)	Campo eléctrico incidente en la rectena (V/m)	Voltaje de salida de la rectena (V)	Potencia de salida de la rectena (mW)
	HWC	LWC						
Ventrículo del corazón	3	4	9.444	5	4000	377.76	3.26	3.01
Bajo la piel	0.5	0	71.597	28	714.28	511.41	4.42	4.08
Estómago	3	6	7.908	5	4000	316.31	2.73	2.52
Cerebro profundo (glándula pituitaria)	8	2	0.399	1	20000	79.84	0.69	0.64
Corteza cerebral (piamadre)	2	2	22.003	10	2000	440.05	3.80	3.51
Superficie del fémur	7	1	0.851	1	20000	170.22	1.47	1.36

Estos valores hacen a la rectena una gran candidata para ser empleada en multitud de implantes y herramientas médicas, ya que logra una elevada potencia en un volumen muy reducido. Además, debe tenerse en cuenta que en los valores experimentales no se lograron alcanzar los límites de potencia de salida de la rectena, que se estima sea superior a 5 mW en condiciones óptimas. Por tanto, hay localizaciones donde el micromotor 1Fr es perfectamente compatible en cuanto a potencia con la alimentación inalámbrica, aunque siempre en condiciones de operación pulsada.

Capítulo 8:

Conclusiones y trabajos futuros

En este capítulo se resumen las conclusiones extraídas durante el desarrollo de la investigación de esta tesis doctoral, y los objetivos futuros que se planean alcanzar.

En esta tesis doctoral se ha desarrollado un sistema de transmisión inalámbrica de potencia, orientado a energizar un microactuador de dimensiones submilimétricas, para diversas aplicaciones médicas, desarrollado en el proyecto H2020 UWIPOM2. Este sistema está compuesto por antenas de dimensiones reducidas, con frecuencias de resonancia que las hacen adecuadas para operar dentro del cuerpo humano, y un controlador encargado de transformar la energía captada por las antenas en las señales requeridas por el microactuador.

Se presenta el diseño, simulación, fabricación y medidas de antenas de dos morfologías diferentes: una antena plana de espiral de Arquímedes de 1.1 mm de diámetro y 0.537 mm de altura, con frecuencia de resonancia en 4.9 GHz y ganancia de -42.3 dBi, y dos antenas de hélice de 0.352 mm de diámetro y 6.1 mm de longitud, y de 0.8 mm de diámetro y 6.2 mm de longitud, con frecuencias de resonancia en 4.7 GHz y ganancia de -4.7 dBi, y frecuencia de resonancia en 1.52 GHz y ganancia de -14.73 dBi, respectivamente. Varios prototipos de las antenas de espiral de Arquímedes fueron fabricados y medidos, verificando los parámetros fundamentales obtenidos en simulación. En cuanto a las antenas de hélice, los prototipos fabricados no pudieron ser medidos directamente, ya que resultaba imposible conectarlos a los elementos de medida estándar. Por ello, los terminales de las antenas de hélice se soldaron a una PCB sobre la que podían apoyarse microsondas de medida de radiofrecuencia, y determinar sus parámetros fundamentales. Para poder comparar las medidas con las simulaciones, se simularon unos modelos realistas que incluían las PCB con las soldaduras, y se comprobó que correspondían a los valores medidos, por lo que se podía inferir que las antenas fabricadas como elemento independiente se comportarían de manera similar a las primeras simulaciones. Asimismo, las antenas de hélice fueron simuladas y ensayadas rodeadas por carne y grasa de cerdo, cuyas propiedades son muy similares a los tejidos humanos, para estudiar la variación en el comportamiento de las antenas en condiciones intracorpóreas. Se determinó que en estos casos la frecuencia de resonancia disminuía, en mayor medida cuando se encontraba rodeada por carne que por grasa. Esto es una ventaja, ya que cuanto menor es la frecuencia de resonancia, mayor es la eficiencia en la transmisión de energía en el cuerpo humano.

En comparación con otras antenas publicadas en comunicaciones científicas, no se han encontrado antenas de espiral de Arquímedes en el mismo orden de magnitud que la presentada en esta tesis doctoral. Respecto a las antenas de hélice de tamaños similares, se ha logrado una gran mejoría principalmente en la ganancia de las antenas, además de que las desarrolladas en este trabajo son flexibles, lo que facilitaría su inserción en el cuerpo humano mediante herramientas de microcirugía o su empleo en cateterismos. Las únicas antenas de hélice flexibles encontradas tienen dimensiones al menos un orden de magnitud mayor.

Para la fabricación de las antenas de hélice se desarrolló un sistema de microbobinado, cuya estructura y funcionamiento se describe en este documento. También se diseñaron estaciones de medida especiales que permitieron medir el coeficiente de reflexión y la ganancia de las antenas.

También se presentan los resultados de la caracterización de dos rectenas desarrolladas por uno de los socios del proyecto, sobre las cuales se realizaron barridos de frecuencia para determinar sus frecuencias de resonancia, y barridos de potencia a esas frecuencias, para determinar la potencia que eran capaces de entregar bajo diferentes niveles de campo eléctrico incidente. Los ensayos se llevaron a cabo en una cámara semianecoica, en condiciones de espacio libre y rodeada por tejidos orgánicos. Se logró medir un valor de voltaje que indicaba una potencia en los terminales de la rectena de 4.27 mW,

cuando el microactuador consume 4.8 mW de potencia en condiciones nominales. No obstante, este valor no corresponde al límite de la rectena, que se estima pueda llegar a entregar en torno a 5mW, pero fue el valor que se obtuvo con el campo eléctrico máximo que se pudo generar con el equipo disponible. Se concluye, por tanto, que la rectena sería capaz de entregar la energía suficiente como para energizar el microactuador con el campo eléctrico incidente adecuado. En este documento, también se ha incluido un estudio del rendimiento esperado de la rectena en el caso de encontrarse implantada en diferentes localizaciones del cuerpo humano. Se demuestra que, controlando el ciclo de trabajo de la señal emitida, para no exceder los límites de seguridad en cuanto a la exposición del cuerpo humano a ondas electromagnéticas, sería posible obtener en algunos entornos valores de potencia suficientes como para energizar el microactuador.

También se describe un estudio de los diferentes tipos de controladores que podrían transformar la energía proveniente de una o varias rectenas, para generar las señales de alimentación del motor. Posteriormente, se describen los circuitos que podrían componer este controlador, y los resultados de simulación y ensayo en escala macroscópica de los mismos. Finalmente, se incluyen en este documento una descripción del microactuador y los resultados de diferentes ensayos, con relevancia para el sistema de transmisión inalámbrica de potencia. También, se describe el desarrollado de un sistema que permite conectar cables mediante microsoldadura a los terminales del estátor del microactuador.

Como trabajos futuros y objetivos pendientes, se encuentran la fabricación del controlador mediante tecnología CMOS, que se abordaría con la financiación adecuada en futuros proyectos, y el desarrollo de una antena emisora, para su empleo en el sistema de transmisión inalámbrica de potencia, cuyo desarrollo está iniciado, pero se encuentra aún en una fase muy temprana.

Chapter 9:

Conclusions and future work

In this doctoral thesis, a wireless power transmission system has been developed aimed at energizing a submillimetre-sized microactuator for medical applications developed in the H2020 UWIPOM2 project. This system is composed of antennas of reduced dimensions, with resonant frequencies that make them suitable to operate inside the human body, and a controller in charge of transforming the energy received by the antennas into the signals required by the microactuator.

The design, simulation, fabrication and measurements of antennas of two different morphologies are presented: a flat Archimedean spiral antenna of 1.1 mm diameter and 0.537 mm height, with resonant frequency at 4.9 GHz and gain of -42.3 dBi, and two helical antennas of 0.352 mm diameter and 6.1 mm length, and 0.8 mm diameter and 6.2 mm length, with resonant frequencies at 4.7 GHz and gain of -4.7 dBi, and resonant frequency at 1.52 GHz and gain of -14.73 dBi, respectively. Several prototypes of the Archimedean spiral antennas were fabricated and measured, verifying the fundamental parameters obtained in simulation. As for the helical antennas, the fabricated prototypes could not be measured directly, as it was impossible to connect them to the standard measuring elements. Therefore, the terminals of the helical antennas were soldered to a PCB on which RF measurement microprobes could be placed and their fundamental parameters determined. To compare the measurements with the simulations, realistic models including the PCBs with the solder joints were simulated and found to correspond to the measured values, so it could be inferred that the antennas fabricated as a stand-alone element would behave similarly to the first simulations. Furthermore, the helical antennas were simulated and tested surrounded by pork meat and fat, whose properties are very similar to human tissues, to study the variation in the behaviour of the antennas under intracorporeal conditions. It was found that in these cases the resonant frequency decreased to a greater extent when surrounded by meat than by fat. This is an advantage, since the lower the resonant frequency, the higher the efficiency of energy transmission in the human body.

In comparison with other antennas published in scientific communications, no Archimedean spiral antennas of the same order of magnitude as the one presented in this doctoral thesis have been found. With respect to helical antennas of similar sizes, a great improvement has been achieved mainly in the gain of the antennas, in addition to the fact that the antennas developed in this work are flexible, which would facilitate their insertion into the human body by means of microsurgical tools or their use in catheterisation. The only flexible helical antennas found have dimensions at least an order of magnitude larger.

A microcoiling system was developed for the manufacture of the helical antennas, whose structure and operation are described in this document. Special measuring stations were also designed to measure the reflection coefficient and gain of the antennas.

The results of the characterisation of two rectennas developed by one of the project partners are also presented, performing frequency sweeps to determine their resonant frequencies and power sweeps at these frequencies to determine the power they were able to deliver under different levels of incident electric field. The tests were carried out in a semi-anechoic chamber in free-space conditions and surrounded by organic tissues. A voltage value was measured that indicated a power at the rectenna terminals of 4.27 mW, when the microactuator consumes 4.8 mW of power under nominal conditions. However, this value does not correspond to the limit of the rectenna, which is estimated to be able to deliver around 5mW, but it was the value obtained with the maximum electric field that could be

generated with the available equipment. It is therefore concluded that the rectenna would be able to deliver enough energy to energise the microactuator with the appropriate incident electric field. A study of the expected performance of the rectenna when implanted in different locations on the human body has also been included in this document. It is shown that, by controlling the duty cycle of the emitted signal so as not to exceed the safety limits for exposure of the human body to electromagnetic waves, it would be possible in some environments to obtain sufficient power values to energise the microactuator.

A study of the different types of controllers that could transform the energy coming from one or several rectennas to generate the power supply signals for the motor is also described. Subsequently, the circuits that could conform this controller are described, as well as the results of their simulation and testing on a macroscopic scale. Finally, a description of the microactuator and the results of different tests with relevance to the wireless power transmission system are included in this document. It also describes the development of a system that allows wires to be connected by micro-soldering to the stator terminals of the microactuator.

Future work and pending objectives include the fabrication of the controller using CMOS technology, which would be addressed with appropriate funding in future projects, and the development of a transmitting antenna for use in the wireless power transmission system, the development of which is underway but still at a very early stage.

Capítulo 10:

Contribuciones de la tesis

10.1. Contribuciones directamente relacionadas

Artículos científicos publicados:

- M. Fernandez-Munoz, R. Sanchez-Montero, P. L. Lopez-Espi, J. A. Martinez-Rojas y E. Diez-Jimenez, (Diciembre 2022) "Miniaturized High Gain Flexible Spiral Antenna Tested in Human-Like Tissues", en **IEEE Transactions on Nanotechnology** , vol. 21, pp. 772-777, doi: 10.1109/TNANO.2022.3225912. [123]

J. Impact Factor: 2.4 JCR Q3 en Engineering, Electrical & Electronic (2022)

- E. Diez-Jimenez, I. Valiente-Blanco, G. Villalba-Alumbreros, M. Fernandez-Munoz, D. Lopez-Pascual, A. Lastra-Sedano, C. Moron-Alguacil y A. Martinez Perez, (Junio 2023) "Multilayered Microcoils for Microactuators and Characterization of Their Operational Limits in Body-Like Environments", en **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics** , vol. 28, no. 3, pp. 1789-1794, doi: 10.1109/TMECH.2022.3215233. [120]

J. Impact Factor: 6.4 JCR Q1 en Engineering, Electrical & Electronic (2022)

Artículos científicos aceptados (en prensa):

- J. A. Martinez-Rojas, J. L. Fernandez-Sanchez, M. Fernandez-Munoz, R. Sanchez-Montero, P. L. Lopez-Espi y E. Diez Jimenez, (aceptado el 27/11/2023) "Model-Based Systems Engineering Approach to the Study of Electromagnetic Interference and Compatibility in Wireless Powered Microelectromechanical Systems", en John Wiley & Sons Inc The **Journal of The International Council on Systems Engineering** .

J. Impact Factor: 2.0 JCR Q3 en Engineering, Industrial (2022)

Este artículo describe el análisis mediante ingeniería de sistemas basada en modelos (MBSE) y el análisis de compensación de la compatibilidad electromagnética (EMC) y la interferencia electromagnética (EMI) del diseño en una fase temprana de uno de los microactuadores desarrollados dentro del proyecto UWIPOM2, por la proximidad de las antenas del sistema de transmisión inalámbrica de potencia.

Artículos científicos en proceso de escritura:

- M. Fernandez-Munoz, et al., "Ultrathin Flexible High Gain Helical Antenna for In-Body Medical Applications", revista por determinar.

El artículo "Miniaturized High Gain Flexible Spiral Antenna Tested in Human-Like Tissues" [123] presenta algunas simulaciones y resultados preliminares sobre la antena de hélice 1Fr desarrollada en esta tesis doctoral. Este artículo describirá el trabajo completo relacionado con las antenas 1Fr y 3Fr, incluyendo el diseño, simulaciones en elementos finitos y circuito equivalente de las antenas, la explicación detallada del proceso de fabricación, los ensayos de flexibilidad, y las medidas del

coeficiente de reflexión para determinar la frecuencia de resonancia en espacio libre y con las antenas rodeadas por tejidos con propiedades similares a las del cuerpo humano.

- M. Fernandez-Munoz, et al., "Miniaturized Flat Archimedean Spiral Antenna", revista por determinar.

Este artículo describe el trabajo acerca de la antena de espiral de Arquímedes desarrollada en esta tesis doctoral.

- M. Fernandez-Munoz, et al., " Miniature Integrated Rectennas Tested in Human-Like Tissues", revista por determinar.

Este artículo describe los ensayos en espacio libre y en condiciones intracorpóreas de las rectenas desarrolladas por AHS.

Participaciones en congresos

- G. Villalba-Alumbreros, M. Fernandez-Munoz, D. Lopez-Pascual, I. Valiente-Blanco, A. Lastra-Sedano y E. Diez-Jimenez (Noviembre 2022), "Desarrollo De Una Máquina Bobinadora Semiautomática Para La Microfabricación De Bobinados, Antenas Y Solenoides Micrométricos", **XV Congreso Iberoamericano de Ingeniería Mecánica – CIBIM2022** , 23 Noviembre 2022, Madrid, España, doi: 10.5944/bicim2022.026. [103]

Estancias

- **Estancia internacional de doctorado en la Università di Pisa** , Dipartimento di Ingegneria dell'energia, dei sistemi, del territorio e delle costruzioni, bajo la supervisión del catedrático Antonino Musolino, entre el 18/07/2022 y el 18/10/2022.

Patentes

- E. Díez Jiménez, I. Valiente Blanco, M. Fernández Muñoz, G. Villalba Alumbreros, C. Morón Alguacil, A. Martínez Pérez, H. Cruz Rosco, J.A. Martínez Rojas, R. Sánchez Montero, P. L. López Espí, E. Pereira González, A. Lastra Sedano, M. Missous, J. Sexton, S. Muttalak, M. Michałowski, Z. Kuszniereicz, A. Bollero Real, D. Granados Ruíz, J. Camarero de Diego, E. M. Palmero Rodríguez, C. Navío Bernabeu, J. Soler Morala, M. Rodríguez Osorio, M. Acebrón Rodicio, A. Valera Bernal, A. Flanagan y M. Fawdry, "Miniaturized wirelessly powered electromagnetic rotary actuator", **PCT/EP2022/073785**. Prioridad: 26/08/2021. Publicación: 02/03/2023. [114]

- E. Díez Jiménez, I. Valiente Blanco, M. Fernández Muñoz, G. Villalba Alumbremos, C. Morón Alguacil, A. Martínez Pérez, H. Cruz Rosco, J.A. Martínez Rojas, R. Sánchez Montero, P. L. López Espí, E. Pereira González, A. Lastra Sedano, M. Missous, J. Sexton, S. Muttalak, M. Michałowski, Z. Kusznierewicz, A. Bollero Real, D. Granados Ruíz, J. Camarero de Diego, E. M. Palmero Rodríguez, C. Navío Bernabeu, J. Soler Morala, M. Rodríguez Osorio, M. Acebrón Rodicio, A. Valera Bernal, A. Flanagan y M. Fawdry, “Miniaturized electromagnetic rotary actuator”, **EP21382782.7**. Prioridad: 26/08/2021. Publicación: 01/03/2023. [113]

10.2. Contribuciones parcialmente relacionadas

Artículos científicos publicados:

- Claudia Simonelli, Luca Sani, Nicolò Gori, Miguel Fernández-Muñoz, Antonino Musolino y Rocco Rizzo, (Septiembre 2023) “Experimental Validation of a Permanent Magnets Magnetorheological Device under a Standardized Worldwide Harmonized Light-Duty Test”, en **MDPI Actuators**, 12(10):375, doi: 10.3390/act12100375. [130]

J. Impact Factor: 2.6 JCR Q2 en Engineering, Mechanical

- Mateusz Jakub Samsel, Artur Chańko, Marcin Michałowski, Miguel Fernandez-Munoz y Efen Diez-Jimenez, (Septiembre 2023) “Tribological Characterization of Micro Ball Bearings with and without Solid-State Lubrication”, en **MDPI Micromachines**, 14(9):1775, doi: 10.3390/mi14091775. [131]

J. Impact Factor: 3.4 JCR Q2 en Instruments & Instrumentation

- G. Villalba-Alumbremos, C. Moron-Alguacil, M. Fernandez-Munoz, I. Valiente-Blanco, y E. Diez-Jimenez, (Mayo 2022) "Scale Effects on Performance of BLDC Micromotors for Internal Biomedical Applications: A Finite Element Analysis", en ASME. **Journal of Medical Devices**, September 2022, 16(3):031011, doi: 10.1115/1.4054495. [14]

J. Impact Factor: 0.9 JCR Q4 en Engineering, Biomedical (2022)

Bibliografía

- [1] «UWIPOM2 Project | European Commission». [En línea]. Disponible en: <https://cordis.europa.eu/project/id/857654/es>. [Accedido: 16-mar-2023].
- [2] «UWIPOM2». [En línea]. Disponible en: <https://uwipom2.web.uah.es/>. [Accedido: 16-mar-2023].
- [3] Z. Zhang, H. Pang, A. Georgiadis, y C. Cecati, «Wireless Power Transfer - An Overview», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, n.º 2, pp. 1044-1058, feb. 2019.
- [4] W. R. Law, G. J. Milton, y M. J. Taylor, «GB2595244A - Wireless power transfer», 2021.
- [5] L. J. Heon y P. S. Young, «WO2015199466A1 - Wireless power transfer system», 2015.
- [6] M. Usman *et al.*, «WO2022129236A1 - Wireless power transfer systems», 2022.
- [7] M. Schormans, V. Valente, y A. Demosthenous, «Practical Inductive Link Design for Biomedical Wireless Power Transfer: A Tutorial», *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, jul. 2018.
- [8] M. Haerinia y R. Shadid, «Wireless Power Transfer Approaches for Medical Implants: A Review», *Signals*, vol. 1, n.º 2, pp. 209-229, 2020.
- [9] A. Kiourti y K. S. Nikita, «A review of in-body biotelemetry devices: Implantables, ingestibles, and injectables», *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 64, n.º 7, pp. 1422-1430, 2017.
- [10] K. Kim, S. Yun, S. Lee, S. Nam, Y. J. Yoon, y C. Cheon, «A design of a high-speed and high-efficiency capsule endoscopy system», *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 59, n.º 4, pp. 1005-1011, 2012.
- [11] S. H. Lee *et al.*, «A wideband spiral antenna for ingestible capsule endoscope systems: Experimental results in a human phantom and a pig», *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 58, n.º 6, pp. 1734-1741, 2011.
- [12] P. Forsell, «EP3875143A1 - System for supplying energy to an implantable medical device», 2021.
- [13] 유형석, «KR102446465B1 - Efficient wireless power transfer system with a miniaturized quad-band implantable antenna», 2022.
- [14] G. Villalba-Alumbreros, C. Moron-Alguacil, M. Fernandez-Munoz, I. Valiente-Blanco, y E. Diez-Jimenez, «Scale Effects on Performance of BLDC Micromotors for Internal Biomedical Applications: A Finite Element Analysis», *J. Med. Device.*, vol. 16, n.º 3, sep. 2022.
- [15] J. S. Ho, S. Kim, y A. S. Y. Poon, «Midfield wireless powering for implantable systems», *Proc. IEEE*, vol. 101, n.º 6, pp. 1369-1378, 2013.
- [16] L. J. Chu, «Physical Limitations of Omni-Directional Antennas», *J. Appl. Phys.*, vol. 19, n.º 12, pp. 1163-1175, dic. 1948.

- [17] R. F. Harrington, «Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency», *J. Res. Natl. Bur. Stand. Sect. D Radio Propag.*, vol. 64D, n.º 1, p. 1, ene. 1960.
- [18] A. H. Safavi-Naeini y O. Ramahi, «Miniaturizing the axial mode helical antenna», *HUT-ICCE 2008 - 2nd Int. Conf. Commun. Electron.*, pp. 374-379, 2008.
- [19] A. Ibrahim y M. Kiani, «A Figure-of-Merit for Design and Optimization of Inductive Power Transmission Links for Millimeter-Sized Biomedical Implants», *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 10, n.º 6, pp. 1100-1111, 2016.
- [20] P. Lannoye, *La Pollution électromagnétique et la santé: vers une maîtrise des risques*. Frison-Roche, 1994.
- [21] M. Zargham y P. G. Gulak, «Maximum achievable efficiency in near-field coupled power-transfer systems», *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 6, n.º 3, pp. 228-245, 2012.
- [22] M. de T. y A. S. de España, «Nota Técnica de Prevención 234 Exposición a Radiofrecuencias y Microondas (I). Evaluación», 1984.
- [23] T. Wu, T. S. Rappaport, y C. M. Collins, «The human body and millimeter-wave wireless communication systems: Interactions and implications», en *IEEE International Conference on Communications*, 2015, vol. 2015-Septe, pp. 2423-2429.
- [24] «EMF-Portal | Radio frequency (10 MHz–300 GHz)». [En línea]. Disponible en: <https://www.emf-portal.org/en/cms/page/home/effects/radio-frequency>. [Accedido: 28-ago-2023].
- [25] «Communication Strategies for Various Types of Swallowable Telemetry Capsules | IntechOpen».
- [26] W. H. Bailey *et al.*, *Synopsis of IEEE Std C95.1™-2019 «IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields, 0 Hz to 300 GHz»*, vol. 7. 2019.
- [27] R. A. Bercich, D. R. Duffy, y P. P. Irazoqui, «Far-field RF powering of implantable devices: Safety considerations», *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 60, n.º 8, pp. 2107-2112, 2013.
- [28] A. Hirata, O. Fujiwara, y T. Shiozawa, «Correlation between peak spatial-average SAR and temperature increase due to antennas attached to human trunk», *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 53, n.º 8, pp. 1658-1664, 2006.
- [29] K. N. Bocan, M. H. Mickle, y E. Sejdić, «Simulating, Modeling, and Sensing Variable Tissues for Wireless Implantable Medical Devices», *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 66, n.º 7, pp. 3547-3556, jul. 2018.
- [30] P. Soontornpipit, C. M. Furse, y Y. C. Chung, «Design of implantable microstrip antenna for communication with medical implants», *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, n.º 8 II, pp. 1944-1951, 2004.
- [31] T. Karacolak, R. Cooper, J. Butler, S. Fisher, y E. Topsakal, «In vivo verification of implantable antennas using rats as model animals», *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 334-337, 2010.
- [32] E. Trutié-Carrero y F. R. Marante Rizo, «Diseño y resultados de arreglo lineal de antenas con parches rectangulares para la banda de 2.4 GHz», n.º July 2016, 2014.
- [33] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & sons, 2015.

- [34] «3.2.3 Directividad - Megafonía y sonorización». [En línea]. Disponible en: <https://sites.google.com/site/megafoniaysonorizacionjorge/10-megafonia-y-sonorizacion/3-1-lacadena-de-sonido/3-2-caracteristicas-tecnicas-de-los-microfonos/3-2-3-directividad>. [Accedido: 22-feb-2023].
- [35] «Diseño y construcción de un modelo de antena para recibir información de satélites meteorológicos de órbita polar en formato Hrpt, en 1 7ghz». [En línea]. Disponible en: <https://1library.co/article/directividad-capítulo-diseño-construcción-modelo-antena-recibir-información.qvxl8ry>. [Accedido: 22-feb-2023].
- [36] Y. Lingsheng y W. Peijie, «CN107275773A - Miniaturized dielectric patch antenna». .
- [37] Y. Lingsheng y W. Peijie, «CN206962015U - Miniaturized rectangular patch array antenna». .
- [38] Y. H. Suk, «US2018342795A1 - Miniaturized ultra-wideband antenna system for multiple biotelemetric applications». .
- [39] G. Yongxin y L. Rongqiang, «CN108879101A - Annular circularly-polarized implantable microstrip antenna». .
- [40] L. Ruipeng *et al.*, «CN109301475A - Miniaturized wideband flexible implantable antenna». .
- [41] S. M. Asif *et al.*, «Design and In Vivo Test of a Batteryless and Fully Wireless Implantable Asynchronous Pacing System», *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 63, n.º 5, pp. 1070-1081, 2016.
- [42] A. Kiourti, J. R. Costa, C. A. Fernandes, A. G. Santiago, y K. S. Nikita, «Miniature implantable antennas for biomedical telemetry: From simulation to realization», *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 59, n.º 12 PART2, pp. 3140-3147, 2012.
- [43] D. B. Rodrigues *et al.*, «Design and optimization of an ultra wideband and compact microwave antenna for radiometric monitoring of brain temperature», *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 61, n.º 7, pp. 2154-2160, 2014.
- [44] C. Liu, Y. X. Guo, y S. Xiao, «Circularly polarized helical antenna for ISM-band ingestible capsule endoscope systems», *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n.º 12, pp. 6027-6039, 2014.
- [45] S. Ding, S. Koulouridis, y L. Pichon, «Miniaturized implantable power transmission system for biomedical wireless applications», *Wirel. Power Transf.*, vol. 7, n.º 1, pp. 1-9, mar. 2020.
- [46] K. Gosalia, M. S. Humayun, y G. Lazzi, «Impedance matching and implementation of planar space-filling dipoles as intraocular implanted antennas in a retinal prosthesis», *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, n.º 8 I, pp. 2365-2373, 2005.
- [47] A. Kiourti y K. S. Nikita, «A review of implantable patch antennas for biomedical telemetry: Challenges and solutions», *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 54, n.º 3, pp. 210-228, 2012.
- [48] «Microantenas de grafeno para mejorar la capacidad computacional». [En línea]. Disponible en: <https://blogthinkbig.com/microantenas-de-grafeno-capacidad-computacional>. [Accedido: 17-sep-2022].
- [49] J. D. Dyson, «The Equiangular Spiral Antenna», *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 7, n.º 2, pp. 181-187, 1959.
- [50] A. Roy, K. J. Vinoy, N. Martin, S. Mallegol, y C. Quando, «Performance Improvement of an Archimedean Spiral Antenna for 2-18 GHz Applications», *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 21, n.º 7, pp. 1383-1387, jul. 2022.
- [51] Y. W. Zhong, G. M. Yang, J. Y. Mo, y L. R. Zheng, «Compact Circularly Polarized Archimedean

- Spiral Antenna for Ultrawideband Communication Applications», *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 129-132, 2017.
- [52] R. Guinvarc'h, M. Serhir, y F. Boust, «A Compact Dual-Polarized 3:1 Bandwidth Omnidirectional Array of Spiral Antennas», *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 1909-1912, 2016.
- [53] C. Fumeaux, D. Baumann, y R. Vahldieck, «FVTD simulations of archimedean spiral antennas on thin substrates in planar and conformal configurations», *2005 IEEE/ACES Int. Conf. Wirel. Commun. Appl. Comput. Electromagn.*, vol. 2005, n.º 3, pp. 277-280, 2005.
- [54] N. Rahman, A. Sharma, M. Afsar, S. Palreddy, y R. Cheung, «Dielectric characterization and optimization of wide-band, cavity-backed spiral antennas», *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.*, vol. 26, n.º 2, pp. 123-130, 2011.
- [55] D. Li, L. Li, Z. Li, y G. Ou, «Four-arm spiral antenna fed by tapered transmission line», *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 62-65, 2017.
- [56] F. D. Dahalan *et al.*, «Frequency-reconfigurable archimedean spiral antenna», *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1504-1507, 2013.
- [57] J. Zhong, A. Kiourti, T. Sebastian, Y. Bayram, y J. L. Volakis, «Conformal Load-Bearing Spiral Antenna on Conductive Textile Threads», *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 230-233, 2017.
- [58] J. Ahn, S. H. Cha, S. G. Cha, y Y. J. Yoon, «Compact Spiral Element for Wideband Beam-Steering Arrays», *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 1994-1997, 2017.
- [59] B. Xiao, L. Zhong, J. S. Hong, y S. L. Li, «A novel compact planar spiral-shaped antenna», *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.*, vol. 28, n.º 1, pp. 57-63, 2013.
- [60] J. M. Bell y M. F. Iskander, «A low-profile archimedean spiral antenna using an EBG ground plane», *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 3, n.º 1, pp. 223-226, 2004.
- [61] A. Alex-Amor, P. Padilla, J. M. Fernández-González, y M. Sierra-Castañer, «A miniaturized ultrawideband Archimedean spiral antenna for low-power sensor applications in energy harvesting», *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 61, n.º 1, pp. 211-216, ene. 2019.
- [62] C. J. Park y Y. J. Yoon, «Miniaturization of Archimedean spiral antenna for wideband beamforming arrays», *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 61, n.º 1, pp. 125-130, ene. 2019.
- [63] «Diferentes tipos de Placas de Circuito Impreso: PCB». [En línea]. Disponible en: <https://www.orientdisplay.com/es/knowledge-base/pcb-basics/different-types-of-pcb/>. [Accedido: 20-sep-2022].
- [64] «¿Cuántos tipos de PCB hay?» [En línea]. Disponible en: <https://www.mokotechnology.com/es/how-many-types-of-pcb-are-there/>. [Accedido: 20-sep-2022].
- [65] «Características, detalles y tipos de sustratos de PCB». [En línea]. Disponible en: <https://www.proto-electronics.com/es/blog/características-detalles-y-tipos-de-sustratos-de-pcb>. [Accedido: 20-sep-2022].
- [66] «Alúmina-Cerámica (óxido de aluminio): Materiales cerámicos». [En línea]. Disponible en: <https://carbosystem.com/alumina-ceramica-oxido-aluminio/>. [Accedido: 20-sep-2022].
- [67] «RT/duroid® Laminates». [En línea]. Disponible en: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/rt-duroid-laminates>. [Accedido: 20-sep-2022].

- [68] «Printed Circuit Boards: Different Types & Their Working». [En línea]. Disponible en: <https://www.elprocus.com/different-types-printed-circuit-boards/>. [Accedido: 20-sep-2022].
- [69] «Types of Printed Circuit Boards». [En línea]. Disponible en: <https://worldsway.com/types-of-pcb-boards/>. [Accedido: 20-sep-2022].
- [70] «Tipos de elaboraciones de un circuito impreso». [En línea]. Disponible en: <https://elatesa.com/tipos-de-elaboraciones-de-un-circuito-impreso/>. [Accedido: 26-sep-2022].
- [71] J. Bravo Jordana, «Memoria del Trabajo de Fin de Grado: Descripción, fabricación y montaje de una PCB», Escuela Politécnica Superior Universitat de les Illes Balears, 2017.
- [72] E. González Flores, «Diseño y fabricación de una microantena planar para comunicación por radiofrecuencia», Instituto Politécnico Nacional, México, 2017.
- [73] M. Michałowski, «Actividad formativa de doctorado D445002: MEMS - Microelectromechanical systems: basics, fabrication and applications», 2023.
- [74] «Proceso de recubrimiento de PCB». [En línea]. Disponible en: https://www.pcbway.com/blog/PCB_Manufacturing_Information/PCB_Plating_Process_Multi_layer_PCB_Manufacturing_Process_06_3b0d349c.html. [Accedido: 26-feb-2023].
- [75] «Taladros metalizados en una PCB». [En línea]. Disponible en: <http://gomezgimenez.com/electronica/2021/09/24/taladros-metalizados-pcb.html>. [Accedido: 26-feb-2023].
- [76] J. J. Márquez, J. Fortgang, W. Singhose, y J. M. Pérez, «Optimización del Proceso de Microfresado mediante la Reducción de Vibraciones empleando Técnicas de Generación de Ordenes de Movimiento», *Inf. tecnológica*, vol. 17, n.º 6, pp. 3-6, 2006.
- [77] «Potencia láser ¿Cómo escogerla según los materiales?» [En línea]. Disponible en: <https://www.laserproject.es/como-elegir-el-tipo-potencia-laser/>. [Accedido: 10-oct-2022].
- [78] «Chemical vapor deposition - Wikipedia». [En línea]. Disponible en: https://en.wikipedia.org/wiki/Chemical_vapor_deposition. [Accedido: 12-mar-2023].
- [79] «Micromecanizado ultraprecisión - TEKNIKER». [En línea]. Disponible en: <https://www.tekniker.es/es/micromecanizado-convencional-de-ultraprecision>. [Accedido: 05-ago-2023].
- [80] H. Fengyi, G. Lin, J. Nan, y T. Xusheng, «CN102110888A - Terahertz helical antenna utilizing coplanar waveguide feed», 2011.
- [81] J. M. Edgell, L. D. Swanson, y T. J. Christman, «US2009228074A1 - Detachable helical antenna for implantable medical device», 2009.
- [82] F. Rossetto, M. N. Prakash, y J. Massangcay, «US2008266203A1 - Cooled helical antenna for microwave ablation», 2008.
- [83] H. Zheng, K. Liu, y M. Wang, «CN113571884A - Helical antenna applied to implantable wireless capsule system», 2021.
- [84] C. Liu, Y. X. Guo, y S. Xiao, «Circularly polarized helical antenna for ISM-band ingestible capsule endoscope systems», *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n.º 12, pp. 6027-6039, 2014.
- [85] X. Fang, X. Du, M. Barhold, Q. Wang, y D. Plettemeier, «MICS-band Helical Dipole Antenna for Biomedical Implants», *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, dic. 2022.
- [86] Y. Han *et al.*, «Dual-Band Spiral Printed Quadrifilar Helical Antenna Miniaturized by Surface

- and Inner Dielectric Loading», *IEEE Access*, vol. 7, pp. 30244-30251, 2019.
- [87] Y. Han *et al.*, «Design of Combined Printed Helical Spiral Antenna and Helical Inverted-F Antenna for Unmanned Aerial Vehicle Application», *IEEE Access*, vol. 8, pp. 54115-54124, 2020.
- [88] J. Rabemanantsoa y A. Sharaiha, «Size reduced multi-band printed quadrifilar helical antenna», *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, n.º 9, pp. 3138-3143, 2011.
- [89] D. D. Karnaushenko, D. Karnaushenko, D. Makarov, y O. G. Schmidt, «Compact helical antenna for smart implant applications», *NPG Asia Mater.*, vol. 7, n.º 6, p. 188, jun. 2015.
- [90] Y. Mohtashami, N. Behdad, y S. C. Hagness, «Ex Vivo Performance of a Flexible Microwave Ablation Antenna», *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 68, n.º 5, pp. 1680-1689, 2021.
- [91] Y. Mohtashami, N. Behdad, y S. C. Hagness, «Toward Flexible Microwave Ablation Antennas with a Balun-Free Helical Dipole Design», *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, n.º 7, pp. 5052-5060, 2020.
- [92] L. Zou, C. McLeod, y M. R. Bahmanyar, «Wireless Interrogation of Implantable SAW Sensors», *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 67, n.º 5, pp. 1409-1417, 2020.
- [93] P. J. Burke, S. Li, y Z. Yu, «Quantitative theory of nanowire and nanotube antenna performance», *IEEE Trans. Nanotechnol.*, vol. 5, n.º 4, pp. 314-334, 2006.
- [94] S. F. Mahmoud y A. R. AlAjmi, «Characteristics of a new carbon nanotube antenna structure with enhanced radiation in the sub-terahertz range», *IEEE Trans. Nanotechnol.*, vol. 11, n.º 3, pp. 640-646, 2012.
- [95] F. Urbani, D. W. Stollberg, y A. Verma, «Experimental characterization of nanofilm microstrip antennas», *IEEE Trans. Nanotechnol.*, vol. 11, n.º 2, pp. 406-411, 2012.
- [96] H. Ma y H. Y. D. Yang, «Miniaturized integrated folded helical antennas», *IEEE Antennas Propag. Soc. AP-S Int. Symp.*, pp. 753-756, 2011.
- [97] R. E. Pawinanto, J. Yunas, M. M. Said, M. M. Noor, y B. Y. Majlis, «Design and fabrication of PCB based planar micro-coil for magnetic MEMS actuator», *IEEE Int. Conf. Semicond. Electron. Proceedings, ICSE*, pp. 487-490, 2014.
- [98] S. Uchiyama *et al.*, «Novel MEMS-based fabrication technology of micro solenoid-type inductor», *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 23, n.º 11, 2013.
- [99] J.-P. Blot, A. Sharaiha, J.-M. Toureilles, y C. Terret, «ES2165036 - Antena helicoidal con alimentacion integrada de banda ancha, y procedimientos de fabricacion correspondientes», 2002.
- [100] A. Auriol, «ES2038328 - Antena de tipo helice y su procedimiento de realizacion», 1993.
- [101] F. Sell-Le Blanc, J. Hofmann, R. Simmler, y J. Fleischer, «Coil winding process modelling with deformation based wire tension analysis», *CIRP Ann. - Manuf. Technol.*, vol. 65, n.º 1, pp. 65-68, 2016.
- [102] J. Luo, P. Cao, B. Yu, M. Zhang, y W. Xu, «The Coil Auto-lifting System of Intelligent Winding Machine», *2021 4th Int. Conf. Robot. Control Autom. Eng. RCAE 2021*, pp. 246-250, 2021.
- [103] G. Villalba Alumbrosos, M. Fernández Muñoz, D. López Pascual, I. Valiente Blanco, A. Lastra Sedano, y E. Díez Jiménez, «Desarrollo de una máquina bobinadora semiautomática para la microfabricación de bobinados, antenas y solenoides micrométricos», en *XV Congreso Iberoamericano de Ingeniería Mecánica*, 2022.
- [104] A. Moazenzadeh, F. Suarez Sandoval, N. Spengler, V. Badilita, y U. Wallrabe, «3-D

- microtransformers for DC-DC on-chip power conversion», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n.º 9, pp. 5088-5102, 2015.
- [105] T. Huynh y K. F. Lee, «Single-layer single-patch wideband microstrip antenna», *Electron. Lett.*, vol. 31, n.º 16, pp. 1310-1312, ago. 1995.
- [106] K. F. Tong, K. M. Luk, y K. F. Lee, «Design of a broadband U-slot patch antenna on a microwave substrate». IEEE, pp. 221-224, 1997.
- [107] C. Y. Hsieh, Y. T. Yeh, y L. S. Fan, «Multilayer high-aspect-ratio RF coil for NMR applications», *Microsyst. Technol.*, vol. 17, n.º 8, pp. 1311-1317, ago. 2011.
- [108] P. M. Mendes y J. H. Correia, «MEMS micro-antennas for wireless biomedical systems», en *Wireless Communications Research Trends*, 2007, pp. 229-266.
- [109] R. Sanchez-Montero, R. J. Langley, S. Salcedo-Sanz, y J. A. Portilla-Figueras, «Coplanar hybrid antenna for mobile and wireless applications», *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 5, n.º 2, pp. 192-199, ene. 2011.
- [110] R. Sánchez-Montero, S. Salcedo-Sanz, J. A. Portilla-Figueras, y R. J. Langley, «Hybrid PIFA-patch antenna optimized by evolutionary programming», *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 108, pp. 221-234, 2010.
- [111] J. A. Dobbins y R. L. Rogers, «Folded conical helix antenna», *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, n.º 12, pp. 1777-1781, dic. 2001.
- [112] M. Fernández Muñoz, «Memoria del Trabajo Final de Máster: Micro-mecanizado de antenas de perfil reducido mediante sistema automático CNC de alta precisión», 2023.
- [113] E. Díez Jiménez y et al., «EP21382782.7 - Miniaturized electromagnetic rotary actuator», 2023.
- [114] E. Díez Jiménez y et al., «PCT/EP2022/073785 - Miniaturized wirelessly powered electromagnetic rotary actuator», 2023.
- [115] N. Muñoz Mateos, «Diseño y optimización de una antena plana en la banda X», 2022.
- [116] «Ansys HFSS | 3D High Frequency Simulation Software». [En línea]. Disponible en: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>. [Accedido: 15-mar-2022].
- [117] S. G. Muttalak, M. Sadeghi, K. Ian, y M. Missous, «Low-Cost Compact Integrated Rectenna for Implantable Medical Receivers», *IEEE Sens. J.*, 2022.
- [118] «RF Probes | RF Wafer Probing | RF Microwave Probing | RF Probing | Microwave Probe | RF Wafer Probe | RF Microwave Probes». [En línea]. Disponible en: <https://www.mpi-corporation.com/ast/mpi-rf-probes-accessories/>. [Accedido: 12-mar-2023].
- [119] «Thorlabs, Inc. - Your Source for Fiber Optics, Laser Diodes, Optical Instrumentation and Polarization Measurement & Control». [En línea]. Disponible en: <https://www.thorlabs.com/>. [Accedido: 12-mar-2023].
- [120] E. Diez-Jimenez *et al.*, «Multilayered Microcoils for Microactuators and Characterization of Their Operational Limits in Body-Like Environments», *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, pp. 1-6, nov. 2022.
- [121] «TEMH 6000 - Broadband TEM Horn Antenna». [En línea]. Disponible en: <http://schwarzbeck.de/en/home/75-tem-horn-antennas/580-temh-6000-broadband-tem-horn-antenna.html>. [Accedido: 29-sep-2022].
- [122] «Dielectric Properties » IT'IS Foundation». [En línea]. Disponible en: <https://itis.swiss/virtual->

- population/tissue-properties/database/dielectric-properties/. [Accedido: 05-sep-2022].
- [123] M. Fernandez-Munoz, R. Sanchez-Montero, P. L. Lopez-Espi, J. A. Martinez-Rojas, y E. Diez-Jimenez, «Miniaturized High Gain Flexible Spiral Antenna Tested in Human-Like Tissues», *IEEE Trans. Nanotechnol.*, vol. 21, pp. 772-777, 2022.
- [124] «AHS LTD | Advanced Hall Sensors | Manchester». [En línea]. Disponible en: <https://www.ahsltd.com/>. [Accedido: 15-sep-2023].
- [125] S. G. Muttalak, M. Sadeghi, K. Ian, y M. Missous, «Low-Cost Compact Integrated Rectenna for Implantable Medical Receivers», *IEEE Sens. J.*, sep. 2022.
- [126] C. Walsh, S. G. Muttalak, M. Sadeghi, y M. Missous, «Miniature Integrated 2.4 GHz Rectennas Using Novel Tunnel Diodes», *Sensors 2023, Vol. 23, Page 6409*, vol. 23, n.º 14, p. 6409, jul. 2023.
- [127] «CATECHOM». [En línea]. Disponible en: <https://catechom.web.uah.es/index.php/es/>. [Accedido: 29-sep-2022].
- [128] International Commission On Non-Ionizing Radiation Protection, «ICNIRP Guidelines For Limiting Exposure To Electromagnetic Fields (100 kHz TO 300 GHz)», 2020.
- [129] «Schmitt Trigger: ¿Qué es y cómo funciona? - Descubrearduino.com». [En línea]. Disponible en: <https://descubrearduino.com/schmitt-trigger-que-es-y-como-funciona/>. [Accedido: 05-ago-2023].
- [130] C. Simonelli, L. Sani, N. Gori, M. Fernández-Muñoz, A. Musolino, y R. Rizzo, «Experimental Validation of a Permanent Magnets Magnetorheological Device under a Standardized Worldwide Harmonized Light-Duty Test Cycle», *Actuators 2023, Vol. 12, Page 375*, vol. 12, n.º 10, p. 375, sep. 2023.
- [131] M. J. Samsel, A. Chá Nko, M. Michałowski, M. Fernandez-Munoz, y E. Diez-Jimenez, «Tribological Characterization of Micro Ball Bearings with and without Solid-State Lubrication», *Micromachines 2023, Vol. 14, Page 1775*, vol. 14, n.º 9, p. 1775, sep. 2023.