



Universitat Autònoma de Barcelona

**ADVERTIMENT.** L'accés als continguts d'aquesta tesi queda condicionat a l'acceptació de les condicions d'ús establertes per la següent llicència Creative Commons:  [http://cat.creativecommons.org/?page\\_id=184](http://cat.creativecommons.org/?page_id=184)

**ADVERTENCIA.** El acceso a los contenidos de esta tesis queda condicionado a la aceptación de las condiciones de uso establecidas por la siguiente licencia Creative Commons:  <http://es.creativecommons.org/blog/licencias/>

**WARNING.** The access to the contents of this doctoral thesis it is limited to the acceptance of the use conditions set by the following Creative Commons license:  <https://creativecommons.org/licenses/?lang=en>

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BARCELONA

TESIS DOCTORAL

---

**Sensor LC para la Medida de  
Pequeñas Deformaciones: Aplicación  
en Mallas Abdominales**

---

*Autor:*

**Nathalie Marcela CERON HURTADO**

*Director de Tesis:*

**Dr. Jordi AGUILO LLOBET**

*Memoria de Tesis presentada para optar al título de  
Doctor en Microelectrónica y Sistemas Electrónicos*

*en el*

**Grupo de Biomonitorización GBIO - CIBER-BBN  
Departamento de Microelectrónica y Sistemas Electrónicos**

June 21, 2017



AUTONOMOUS UNIVERSITY OF BARCELONA

DOCTORAL THESIS

---

**LC-Sensor for Small Strain  
Measurements: Application to  
Abdominal Meshes**

---

*Author:*

**Nathalie Marcela CERON HURTADO**

*PhD Advisor:*

**Dr. Jordi AGUILO LLOBET**

*A thesis submitted in fulfillment of the requirements  
for the degree of Doctor of Philosophy*

*in the*

**Biomonitoring Group - CIBER-BBN  
Microelectronics and Electronic Systems Department**

June 21, 2017



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BARCELONA

TESIS DOCTORAL

---

# Sensor LC para la Medida de Pequeñas Deformaciones: Aplicación en Mallas Abdominales

---

**Dr. Jordi AGUILO LLOBET**, catedrático del Departamento de Microelectrónica y Sistemas Electrónicos de la Universidad Autónoma de Barcelona.

## *Certifica*

que la Memoria de Tesis *Sensor LC para la Medida de Pequeñas Deformaciones: Aplicación en Mallas Abdominales* presentada por **Nathalie Marcela CERON HURTADO** para optar al título de Doctor en Microelectrónica y Sistemas Electrónicos se ha realizado bajo su dirección en el Grupo de Biomonitorización GBIO-CIBER-BBN del Departamento de Microelectrónica y Sistemas Electrónicos de la Universidad Autónoma de Barcelona

*Director de Tesis:* **Dr. Jordi AGUILO LLOBET**

---

Fecha: Bellaterra (Cerdanyola del Vallès), Junio 21 de 2017



*“Ya lo dijo Teccam: no hay hombre valiente que nunca haya caminado cien kilómetros. Si quieres saber quién eres, camina hasta que no haya nadie que sepa tu nombre. Viajar nos pone en nuestro sitio, nos enseña más que ningún maestro, es amargo como una medicina, cruel como un espejo. Un largo tramo de camino te enseñará más sobre ti mismo que cien años de silenciosa introspección.”*

Patrick Rothfuss - El temor de un hombre sabio



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BARCELONA

# *Resumen*

Escuela de Ingeniería

Departamento de Microelectrónica y Sistemas Electrónicos

Tesis Doctoral

## **Sensor LC para la Medida de Pequeñas Deformaciones: Aplicación en Mallas Abdominales**

por **Nathalie Marcela CERON HURTADO**

Los sensores basados en circuitos pasivos resonantes tipo LC han sido ampliamente estudiados principalmente para su uso en entornos hostiles como: temperaturas elevadas, medios corrosivos o aplicaciones biomédicas (especialmente las de uso implantable). La baja complejidad, adaptabilidad, el bajo coste y el hecho de que no precisen baterías ni conectarse a una red de alimentación ni un circuito especializado para transmisión de energía e información, son algunas de las características más llamativas de estos sensores pasivos. Mientras que los dispositivos de recolección de energía, batería o de alimentación a través de cables pueden ser la opción correcta para ciertas aplicaciones, en el área biomédica, los sensores de alimentación inalámbrica ofrecen grandes ventajas. La electrónica inalámbrica no solo proporciona movilidad al paciente sino que evita graves riesgos para la salud e infecciones a través de la piel, especialmente si se trata de sensores implantables.

El bajo o nulo consumo de energía, la flexibilidad, el tamaño pequeño y el bajo costo son pues los parámetros más importantes a considerar al diseñar sensores para aplicaciones biomédicas. La posibilidad que ofrecen los circuitos pasivos de operar en todo el rango de RF hacen de estos sensores los candidatos ideales para desempeñar un papel crucial en el cuidado de la salud, dentro de conceptos de vanguardia como el internet de las cosas o IoT (por sus siglas en inglés internet of things). Por medio de un link inalámbrico, empleando una bobina de transmisión/lectura acoplada inductivamente, este tipo de sensores son alimentados y leídos.

En esta Tesis se aborda todo el proceso de desarrollo de un sensor inalámbrico pasivo de "potencia cero", basado en un circuito resonante tipo LC, para medir microdesplazamientos, con rango y resolución personalizables

(hasta 5 micras). El sensor está conformado por un condensador de placas paralelas interdigitadas y una bobina de núcleo de aire. Como sustrato fue elegido un material polimérico biocompatible. El principio de funcionamiento del sensor se basa en el cambio de la frecuencia de resonancia del dispositivo como consecuencia de la variación del área compartida entre placas. Una de las placas es deslizante y responde a la variable física de medida, en este caso una deformación longitudinal. El corrimiento del pico de resonancia ha sido estudiado con el fin de establecer las correlaciones entre la variable física a medir y la respuesta eléctrica del sensor a dicho estímulo. Varios sensores con diferentes parámetros geométricos fueron diseñados, simulados, fabricados y caracterizados.

En primer lugar se ha realizado la caracterización del condensador, siguiendo con la caracterización en frecuencia de los componentes, bobinas y condensadores, y de los Tags LC conformados, validando el principio de funcionamiento, para finalmente caracterizar el sensor en una aplicación en mallas quirúrgicas, utilizadas en la corrección de defectos herniarios en la pared abdominal. En la caracterización del sensor se incluyeron diferentes pruebas ex-vivo e in-vivo para determinar la respuesta mecánica, la biocompatibilidad y los efectos de los tejidos dispersivos como piel, grasa y tejidos musculares, en el energizado y comunicación de información entre el sensor implantado y el dispositivo lector en el exterior. Los resultados de las pruebas muestran la escalabilidad del sensor y la posibilidad de aplicarlo en un entorno biomédico, así como se ha demostrado que es una técnica genérica válida para el monitoreo en tiempo real de microdesplazamientos en estas y otras aplicaciones.

El trabajo multidisciplinar desarrollado en esta tesis ha llevado a la fabricación de un demostrador constituido por un sistema sensor para la medida inalámbrica de la deformación uniaxial de mallas quirúrgicas. Con las pruebas mecánicas se ha demostrado la validez del principio de medida aplicado y la adaptabilidad a otros tipos de aplicaciones por la escalabilidad del mismo. La prueba ha demostrado también la validez de las decisiones tomadas en cuanto a los materiales utilizados para su construcción así como las relativas al formato del packaging utilizado. Un par de muestras de este primer prototipo han sido implantadas en un modelo animal, en el que se ha verificado la biocompatibilidad de los materiales utilizados y la posibilidad de energizado de los sensores así como la detección inalámbrica del pico de resonancia.

AUTONOMOUS UNIVERSITY OF BARCELONA

# *Abstract*

Engineering School

Microelectronics and Electronic Systems Department

PhD Thesis

## **LC-Sensor for Small Strain Measurements: Application to Abdominal Meshes**

by **Nathalie Marcela CERON HURTADO**

Sensors based on LC type resonant passive circuits have been extensively studied mainly for use in hostile environments such as: high temperature, corrosive media or biomedical applications (especially for implant use). The low complexity, adaptability, cost-effectiveness, and the fact that they do not need batteries, neither connect to a power source nor to a specialized circuitry for transmitting energy and information are some of the most striking features of these passive sensors. While energy-harvesting, battery or wire-powered devices can be the right choice for certain applications, in the biomedical field, the wireless powered sensors offer great advantages. Wireless electronics provides mobility to the patient and avoids infections through the skin and more serious health issues especially if it's about implantable sensors.

Low or zero power consumption, flexibility, small size and low cost are therefore the most important parameters to consider when designing sensors for biomedical applications. The ability of passive circuits to operate throughout the RF bands makes these sensors the ideal candidates to play a crucial role in health care and cutting-edge concepts such as IoT (Internet of Things). By means of a wireless link, using an inductively coupled transmitter/readout coil, these sensors are powered and provide data.

This thesis addresses the entire process of developing a passive "zero-power" wireless sensor based on an LC-type resonant circuit to measure micro-displacements with customizable range and resolution (up to 5 microns). The sensor is made out of an interdigitated parallel plate capacitor and an air core coil. A biocompatible polymer material is chosen as the substrate. The operating principle of the sensor is based on the change in resonant frequency of the device as a consequence of the area variation shared between

the plates. One of the plates is movable and responds to the physical variable of measurement, in this case a longitudinal deformation. The shift of the resonance peak has been studied in order to establish correlations between the physical variable to be measured and the electrical response of the sensor to that stimulus. Several sensors with different geometric parameters are designed, simulated, manufactured and characterized.

First, the characterization of the capacitor is carried out followed by the frequency characterization of the components, coils, capacitors and the LC Tags validating the operating principle to finally characterize the sensor in surgical meshes' application, those that are used in the correction of herniated defects in the abdominal wall. During the characterization of the sensor, different ex-vivo and in-vivo tests are included to determine the mechanical response, biocompatibility and the effects of dispersive tissues such as skin, fat and muscle tissues in the powered communication between the implanted sensor and the reader device from the outside. The tests' results show the scalability of the sensor and the possibility of applying it to a biomedical environment, as well as demonstrate a valid generic technique for the real time monitoring of micro-displacements in these and other applications.

The multidisciplinary work developed in this thesis has led to the manufacturing of a demonstrator constituted by a sensor system for the wireless measurement of the uniaxial deformation of surgical meshes. The validity of the principle of measurement applied, and the adaptability to other types of applications due to its scalability it is demonstrated using mechanical tests. The tests also demonstrate the validity of the decisions made regarding the materials used for their implementation as well as those related to the used packaging. A couple of samples of the first prototype have been implanted in an animal model in which the biocompatibility of the used materials, and the possibility to power the sensors as well as the wireless detection of the resonance peak have been verified.

## *Agradecimientos*

Cuando se llega la hora de escribir los agradecimientos te das cuenta de que el tiempo pasó, tan rápido o tan lento como lo dictaminó el momento y comienzas a tomar conciencia del gran ciclo que estás por culminar, de repente todo lo vivido en estos años cobra movimiento y va pasando como una película delante de tus ojos, tomas una bocanada de aire, colocas las manos en el teclado y dejas que la mente fluya. Te vas en un viaje en donde cabe toda la vida misma y te llenas de ese dinamismo del tiempo, recuerdas, vuelves a sentir y allí entiendes que todo el camino recorrido valió la pena, encuentras la satisfacción y la abrazas con todas esas fuerzas que ni siquiera sabías que existían. Te sientes infinitamente agradecido por todo lo vivido, porque es eso, vida.

Este sentimiento no podría despertarse sin la compañía de los que encontramos en el camino, ellos son los responsables de que el viaje sea aún más satisfactorio, así que gracias a todos los que a través de sus historias me hicieron vivir más de mil vidas a la vez y a través de sus ojos me permitieron ver el mundo desde otra perspectiva.

Quiero agradecer en primer lugar a las instituciones que me han apoyado durante mi formación. A la Universidad Autónoma de Barcelona (UAB) entidad financiadora de mi beca de doctorado y de estancia de investigación y por ser la responsable de mi formación como personal docente e investigador. Al Centro de Investigación Biomédica en Red - Bioingeniería, Biomateriales y Nanomedicina (CIBER-BBN), por todo la financiación para realizar y participar de actividades científicas. Al Centro Nacional de Microelectrónica (CNM) por brindarme la infraestructura necesaria para desarrollar mi tesis. A la Universidad de Alberta (UofA) por recibirme para realizar la estancia de investigación en sus instalaciones y hacer uso de equipamiento de última tecnología. Al banco Santander por darme una de sus becas de movilidad Internacional.

En segundo lugar, quiero expresar mis agradecimientos a aquellos que me han guiado por este camino de la investigación científica durante todos estos años y han aportado al desarrollo de esta tesis. Al Dr. Jordi Aguiló Llobet, Director de mi investigación por darme la oportunidad de trabajar con él en el Grupo Biomonitorización, por la paciencia y su tiempo. A Xavi Illa del CNM por realizar la fabricación de los elementos del sensor en sala blanca y a Jordi Sacristán por estar siempre cuando me surgían dudas en la experimentación. A Juan Manuel Bellón y Gemma Pascual, del Grupo de Investigación Traslacional en Biomateriales e Ingeniería Tisular (GITBIT) de la Universidad de Alcalá, por todo el proceso de experimentación animal. A

Estefanía Peña y Begoña Calvo, del Grupo de Mecánica Estructural y Modelado de Materiales (GEMM), de la Universidad de Zaragoza por disponer los equipos de tracción mecánica y por resolver mis dudas en cuanto al comportamiento mecánico de las mallas abdominales. A Arturo Mediano de Universidad de Zaragoza, por resolver mis dudas acerca de sistemas pasivos y su comportamiento en frecuencia. A Mojgan Daneshmand y Mohammad Zarifi, de la Universidad de Alberta por acogerme en su grupo y colocar todo a mi disposición para llevar a cabo los experimentos, además de enriquecer mi investigación con sus sugerencias y puntos de vista.

Me gustaría también agradecer a los miembros del comité evaluador: Francisco Serra, José Carlos Pedro, Alejandro Pazos, Elena Valderrama y Blas Garrido por su disposición para ser parte de este proceso.

Por otra parte, quiero mencionar a todos aquellos que han hecho parte de este camino. A Adry, Jorge Mario y Carolina con los que he compartido tantos años de cafés, charlas, experiencias de todo tipo. A mis amigas de siempre Claudia y Lucero, por estar allí en todos los momentos, aportando esa energía, dinamismo o la palabra justa para que todo se vea más fácil. A la gente querida de la Universidad de Alberta Mohammad Zarifi, por confiar en mí, por su tiempo, dedicación y por enseñarme el valor de la frase "querer es poder", Thomas, Mehdi, Mohammad Abdolrazzaghi, Nahid, Daniel y en especial a Sabreen Khan, los días y las noches en el laboratorio no habrían sido tan llevaderas sin su compañía, gracias por las charlas, los almuerzos junto a Vivian Ting, no me puedo olvidar de nuestro almuerzo-picnic y el mago aparecido, chicas que historia!

A Kelly Minsun Kim porque hasta hoy sigue siendo mi amiga incondicional, gracias por tu energía de siempre, por ser un apoyo y ese descanso después de las largas jornadas de experimentos en la universidad, por tantos Tim Hortons, creo que cuando nos fuimos de Edmonton, la empresa notó una disminución considerable en sus ventas. Cuantas aventuras y buenos momentos juntas!

A los chicos del IT-Aveiro Filipe, los tres Danieles (Malafaia, Belo y Dinis), Tiago y Diogo por tantas conversas, risas, idas a la cantina, cafés pingados, porque siempre me regalaron una sonrisa y palabras de ánimo para seguir escribiendo esta tesis. En especial quiero agradecer a Sepideh Mohammadi quien me acompañó y fue mi cómplice en cada una de las locuras, viajes y planes improvisados para salir de la rutina de la tesis. Gracias por aportar oxígeno en esas jornadas extenuantes de escritura. Portugal se nos quedó pequeño menina!.

A Marcia Cabral quien me recibió con los brazos abiertos en su casa, de ella

aprendí la fuerza y valor del activismo, de que todavía existen personas dispuestas a luchar por un mejor lugar para todos, me enseñó a dar valor a mi trabajo aunque en el día solo hubiese escrito un párrafo de la tesis y hecho un gráfico, y al resto de gente linda que conocí en Aveiro Carla, Paty, Ines, Mariana, Rafael, Gil, Eduardo, Romil, Mi Na, Marta, Bruno, Catarina, Assel porque todos ustedes han hecho de la escritura de este manuscrito una experiencia llevadera, gracias por las palabras de aliento y apoyo, gracias por las risas, me llenaron el corazón de motivación y felicidad.

Por último pero no menos importante quiero dar gracias a mi familia, Carlos, Mónica, María Alejandra y Elio por su amor, apoyo, comprensión y sacrificio. Son ellos quienes han soportado y reconfortado mi corazón en todo momento. La familia, que vínculo maravilloso!

Elio, gracias por cada palabra, cada recomendación, gracias por el aporte a mi crecimiento personal e intelectual. Juntos descubrimos la pasión por el cicloturismo y ya son más de 10000 Km pedaleados. El mundo es enorme pero nuestras ganas de conocerlo lo son más, que el cuentakilómetros no se detenga, vamos por más!



# Tabla de Contenido

<b>Resumen</b>	<b>v</b>
<b>Abstract</b>	<b>vii</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>ix</b>
<b>Índice de Figuras</b>	<b>xix</b>
<b>Índice de Tablas</b>	<b>xxvii</b>
<b>Lista de Abreviaturas</b>	<b>xxix</b>
<b>Constantes Físicas</b>	<b>xxxiii</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xxxv</b>
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
1.1 Generalidades/Antecedentes . . . . .	1
1.1.1 Dispositivos Electrónicos Implantables . . . . .	3
1.1.1.1 Características Generales de los Dispositivos Electrónicos Implantables (DEIs) . . . . .	4
1.1.1.2 Consideraciones de los DEIs . . . . .	5
1.1.2 La nueva medicina: Dispositivos Inalámbricos Implan- tables y Vestibles . . . . .	9
1.1.2.1 Procedimientos y dispositivos médicos In- vasivos y no invasivos . . . . .	9
1.1.2.2 Dispositivos inalámbricos implantables Ac- tivos y Pasivos . . . . .	10
1.1.2.3 Energizado del Dispositivo Implantable . . . . .	12
1.1.2.4 IoT y los Links de Radiofrecuencia . . . . .	19
1.1.3 El mundo 2020: perspectiva de mercado de los nuevos dispositivos electrónicos inalámbricos implantables . . . . .	22
1.1.4 Implantes Protésicos . . . . .	23
<b>2 Motivación y Objetivos</b>	<b>25</b>
2.1 Motivación . . . . .	25
2.2 Objetivos . . . . .	28

2.3	Consideraciones y Requerimientos del Diseño de Sistemas Implantables . . . . .	28
2.4	Contribución y marco de la Tesis . . . . .	32
2.5	Esquema de la Tesis . . . . .	33
<b>3</b>	<b>Sistema Pasivo Inalámbrico: Link Transcutáneo</b>	<b>37</b>
3.1	Principio de Operación . . . . .	37
3.2	Sensores Inalámbricos Pasivos tipo LC . . . . .	38
3.2.1	Análisis del sensor pasivo LC y su sistema de lectura	38
3.2.1.1	Análisis considerando $R_0$ . . . . .	42
3.2.2	Principio de detección . . . . .	43
3.2.2.1	Detección capacitiva . . . . .	44
3.2.2.2	Detección inductiva . . . . .	48
3.2.2.3	Detección de la distancia de acoplamiento . . . . .	49
3.2.3	Análisis mediante Parámetros S . . . . .	49
3.2.4	Estudio analítico de la inductancia mutua de dos bobinas concéntricas . . . . .	51
3.2.4.1	Acoplamiento de una bobina con núcleo de aire . . . . .	51
3.3	Comunicación desde el interior del cuerpo humano empleando un Link pasivo Inalámbrico . . . . .	54
3.3.1	RF en medios dieléctricos y dispersivos: Materiales de encapsulado, Simuladores de tejido (Materiales Phantom) y tejidos . . . . .	55
3.3.1.1	Materiales Electromagnéticos Phantom . . . . .	56
3.3.1.2	Tejidos . . . . .	57
3.3.2	Impacto en los Tejidos: Absorción de energía . . . . .	59
3.3.2.1	Límites de Seguridad . . . . .	59
<b>4</b>	<b>Diseño, Fabricación, Encapsulados y Bancos de Ensayo</b>	<b>61</b>
4.1	Diseño de sensores LC . . . . .	61
4.1.1	Elección de la Geometría . . . . .	62
4.1.2	Componentes del Sensor LC: Condensador . . . . .	62
4.1.2.1	Condensador de Placas Paralelas Interdigitadas (CPPI) . . . . .	62
4.1.3	Componentes del Sensor LC: Bobina . . . . .	65
4.1.3.1	Embobinado de hilo de cobre . . . . .	65
4.1.3.2	Bobinas planares . . . . .	65
4.1.4	Layout . . . . .	67
4.2	Especificaciones en el diseño del Sensor LC para una aplicación biomédica implantable: Deformación en mallas abdominales . . . . .	69
4.2.1	Consideraciones de la aplicación . . . . .	69

4.2.1.1	Consideraciones técnicas . . . . .	71
4.2.2	Especificaciones en el diseño del Sensor LC . . . . .	72
4.3	Fabricación . . . . .	73
4.3.1	Proceso de Microfabricación: Una visión General . . . . .	73
4.3.1.1	Substrato . . . . .	74
4.3.1.2	Fotorresina . . . . .	75
4.3.1.3	Máscara . . . . .	76
4.3.2	Materiales . . . . .	76
4.3.2.1	COP (Cyclo Olefin Polymer) ZF <sup>®</sup> 14 . . . . .	76
4.3.2.2	Fotorresina Positiva AZ <sup>®</sup> . . . . .	77
4.3.3	Fabricación del Dispositivo . . . . .	77
4.3.3.1	Dispositivos Finales . . . . .	78
4.3.3.2	Revisión Final por Microscopía Óptica . . . . .	79
4.3.4	Bobina del Tag . . . . .	79
4.3.5	Bobina de Lectura . . . . .	81
4.4	Encapsulados . . . . .	82
4.4.1	Encapsulado Primario . . . . .	82
4.4.2	Encapsulado Final . . . . .	82
4.5	Bancos de Pruebas . . . . .	82
<b>5</b>	<b>Condensador de Placas Paralelas Interdigitadas (CPPI)</b>	<b>85</b>
5.1	Respuesta Eléctrica del CPPI: Aproximaciones Teóricas . . . . .	86
5.1.1	Criterio de Optimización . . . . .	91
5.2	Caracterización del condensador . . . . .	92
5.2.1	Set-Up de medida . . . . .	92
5.2.2	Modelo de simulación . . . . .	92
5.2.3	Caracterización del desplazamiento mediante Microscopía Óptica . . . . .	95
5.2.4	Estudio de la respuesta eléctrica del condensador: Resultados experimentales, teóricos y de simulación . . . . .	96
5.2.4.1	Capacitancia y la contribución de los efectos de borde: Espaciado entre fingers . . . . .	96
5.2.4.2	Efectos del espesor del dieléctrico: Capacitancia vs $d$ . . . . .	97
5.2.4.3	Ancho de finger . . . . .	102
5.2.4.4	Incremento del número de superficies superpuestas: Capacitancia vs número de fingers . . . . .	103
5.2.4.5	Variación del área compartida entre las PPIs: Capacitancia vs desplazamiento . . . . .	103
5.2.4.6	Comparativa entre la variación del área compartida de un CPPI y un CPP convencional . . . . .	106
5.2.5	Resumen . . . . .	109

<b>6</b>	<b>Detección inalámbrica de microdesplazamientos: Respuesta en frecuencia del sensor LC</b>	<b>111</b>
6.1	Caracterización del sensor . . . . .	112
6.1.1	Respuesta en frecuencia de los CPPIs . . . . .	114
6.1.2	Microbobinas planares . . . . .	115
6.1.3	Embobinados . . . . .	117
6.2	Respuesta en frecuencia de los Tags-LC: Seguimiento del pico de Resonancia . . . . .	118
6.2.1	Acoplamiento inductivo entre bobinas . . . . .	119
6.2.2	Estudio de la distancia de separación entre bobinas .	121
6.2.3	Frecuencia de resonancia en el espacio libre en función del desplazamiento . . . . .	123
6.2.3.1	Sensores de geometría circular . . . . .	123
6.2.3.2	Sensores de geometría rectangular . . . . .	124
6.2.4	Estudio de la respuesta del Tag-LC en materiales dispersivos: Detección inalámbrica de microdesplazamientos . . . . .	128
6.2.4.1	Encapsulado secundario: Silicona autoadhesiva . . . . .	128
6.2.4.2	Ensayos en Phantom . . . . .	129
6.3	Resumen . . . . .	131
<b>7</b>	<b>Link inalámbrico pasivo y su aplicación en la medida de la deformación en mallas abdominales</b>	<b>133</b>
7.1	Impacto de los medios dispersivos y la orientación entre bobinas en un Link inalámbrico pasivo . . . . .	134
7.1.1	Estudio de la orientación entre la bobina del Tag-LC encapsulado y la bobina de lectura . . . . .	135
7.1.1.1	Distancia de separación entre bobinas . . .	135
7.1.1.2	Desalineamiento lateral entre bobinas . . .	136
7.1.1.3	Desalineamiento angular entre bobinas . . .	137
7.1.2	Impacto de los tejidos y del tiempo de implantación, en la malla abdominal y el link inalámbrico transcutáneo: Ensayos In-vivo . . . . .	139
7.1.2.1	Efecto de la compresión de malla abdominal	140
7.1.2.2	Respuesta en frecuencia del Tag implantado	141
7.2	Estudio de la deformación uniaxial de Mallas Abdominales: Modelo Mecánico . . . . .	146
7.2.1	Comportamiento Mecánico de las mallas abdominales	147
7.2.2	Comportamiento Mecánico de las mallas + Tag-LC y su respuesta en frecuencia . . . . .	149
7.2.3	Test mecánico del explante . . . . .	152

7.3	Resumen . . . . .	155
<b>8</b>	<b>Conclusiones y futuras líneas de investigación</b>	<b>157</b>
8.1	Resumen de Contribuciones . . . . .	157
8.2	Summary of Contributions . . . . .	158
8.3	Trabajos Futuros . . . . .	159
8.3.1	Mejoras . . . . .	160
8.3.2	Otras Aplicaciones . . . . .	162
<b>A</b>	<b>Diseño de las Máscaras Fotolitográficas</b>	<b>165</b>
<b>B</b>	<b>Técnicas de caracterización y programas de simulación</b>	<b>171</b>
B.1	Técnicas de caracterización . . . . .	171
B.1.1	Microscopía Óptica . . . . .	171
B.1.2	Caracterización eléctrica . . . . .	172
B.1.2.1	Caracterización de los componentes pasivos	172
B.1.2.2	Caracterización en Frecuencia: Tag-LC . . .	173
B.1.3	Caracterización mecánica . . . . .	177
B.1.3.1	INSTRON <sup>®</sup> 5548 microtester con videoex- tensómetro. . . . .	178
B.1.4	Programa de Diseño . . . . .	178
B.1.4.1	CleWin . . . . .	178
B.1.5	Programas de Simulación . . . . .	179
B.1.5.1	COMSOL Multiphysics <sup>™</sup> . . . . .	179
B.1.5.2	Advanced Design System (ADS) . . . . .	179
<b>C</b>	<b>Bancos de Pruebas y Set-Ups</b>	<b>181</b>
C.1	Banco de Pruebas # 1: Capacitancia del CPPI y respuesta en frecuencia Tags-LC circulares . . . . .	181
C.2	Banco de Pruebas # 2: Capacitancia del CPPI y respuesta en frecuencia Tags-LC rectangulares . . . . .	182
C.3	Set-Up de medición # 1: Caracterización en frecuencia de los Tags-LC de geometría circular . . . . .	184
C.4	Set-Up de medición # 2: Caracterización eléctrica de los CPPIs	184
C.5	Set-Up de medición # 3: Caracterización de la respuesta en frecuencia de los Tags-LC rectangulares . . . . .	185
C.6	Set-Up de medición # 4: Caracterización mecánica . . . . .	186
<b>D</b>	<b>Distribución de carga en un Condensador de Placas Paralelas In- terdigitadas</b>	<b>187</b>
D.1	Aproximaciones Teóricas . . . . .	187
<b>E</b>	<b>Protocolo de Experimentación Animal</b>	<b>191</b>

E.1	Animal de experimentación . . . . .	191
E.2	Materiales empleados en la técnica quirúrgica . . . . .	192
E.3	Técnica quirúrgica . . . . .	192
E.3.1	Analgesia y anestesia . . . . .	192
E.3.2	Implante de los biomateriales . . . . .	193
	<b>Referencias</b>	<b>195</b>
	<b>Actividades Científicas</b>	<b>217</b>
	<b>Glosario</b>	<b>219</b>

# Índice de Figuras

1.1	Mapa conceptual de los diferentes dispositivos implantables tanto comerciales como en desarrollo teniendo en cuenta los problemas de salud más relevantes. *Esquema modificado de la referencia (Sivard et al., 2004) . . . . .	4
1.2	Técnicas de Transferencia Inalámbrica de Energía. *Esquema tomado de la referencia (Sun, Xie, and Wang, 2013) . . . . .	13
1.3	Representación de las regiones de Campo cercano, zona de transición y campo lejano para una onda electromagnética *Esquema tomado de la referencia (Center, 1990) . . . . .	14
1.4	Profundidad de penetración para tejido adiposo y músculo. Línea sólida: músculo. Línea punteada: Tejido adiposo. *Gráfico tomado de la referencia (Hall and Hao, 2007) . . . . .	15
1.5	Diagrama conceptual de un acoplamiento capacitivo usado como fuente de alimentación del implante. *Tomado de la referencia (Theilmann, 2012) . . . . .	16
1.6	Diagrama típico de un sistema inductivo de transferencia de energía. *Modificado de la referencia (Trigui et al., 2015) . . . . .	18
1.7	Aplicaciones de IoT en la salud: Mapa de empresas . . . . .	20
2.1	Esquema representativo del sensado inalámbrico pasivo propuesto. . . . .	27
3.1	Representación esquemática de un sistema de telemetría pasiva (a) Representación gráfica y circuito equivalente de un sistema interrogativo de sensores tipo LC. (b) Curvas características de magnitud $Re(Z_{in})$ y fase. . . . .	39
3.2	Red equivalente de un sensor LC inductivamente acoplado. . . . .	42
3.3	Parámetros de la curva de impedancia $Re(Z_{in})$ para la bobina de lectura.*Esquema modificado de la referencia (Nopper, Niekrawietz, and Reindl, 2010) . . . . .	43
3.4	Configuraciones de los condensadores interdigitados de área variable . . . . .	46
3.5	Terminología del analizador de redes . . . . .	50
3.6	Configuraciones de las bobinas . . . . .	51
3.7	Esquema de la transferencia de energía entre dos anillos . . . . .	52
3.8	Sensor LC con alto y bajo factor de calidad . . . . .	53

3.9	Modelo simplificado de un implante en el cuerpo humano.*Esquema modificado de la referencia (Merli et al., 2011) . . . . .	55
3.10	Características eléctricas de los tejidos (a) Permitividad Relativa del músculo (Línea sólida) y del tejido adiposo (Línea punteada) (b) Conductividad eléctrica del músculo (Línea sólida) y del tejido adiposo (Línea punteada). *Gráfico tomado de la referencia (Hall and Hao, 2007) . . . . .	58
4.1	Esquema representativo de un condensador de placas paralelas Interdigitadas (CPPI). Vista (a) 2D y (b) 3D. . . . .	63
4.2	Layout (a) Bobina circular, (b) bobina cuadrada, (c) Interdigitado y (d) Sensores LC de geometría circular. . . . .	68
4.3	Esquema general del proceso fotolitográfico . . . . .	74
4.4	Tipos de Resina . . . . .	75
4.5	Representación gráfica de una lámina de COP, en corte lateral, sometida a un proceso fotolitográfico invertido para el proceso de lift-off . . . . .	77
4.6	Esquema general del paso a paso del proceso fotolitográfico para la fabricación de los componentes del sensor . . . . .	78
4.7	Componentes del sensor de geometría (a) circular y (b) rectangular. . . . .	79
4.8	Imágenes de microscopía óptica de una placa interdigitada con fingers de 10 $\mu\text{m}$ de ancho y espaciado, junto con una bobina de 50 $\mu\text{m}$ de pista y un espacio (entre pistas) de 25 $\mu\text{m}$ . (a) Composición de imágenes de microscopía obtenidas con un lente de magnificación 5x, (b) Imagen ampliada (10x) de una porción del interdigitado, (c) detalle (50x), (d) pistas de la bobina (10x) . . . . .	80
4.9	Imágenes de microscopía óptica de una placa interdigitada con fingers de 5 $\mu\text{m}$ de ancho y espaciados de 5 $\mu\text{m}$ junto con una bobina de pista 25/25 $\mu\text{m}$ . (a) Interdigitado sin defectos (magnificación 20x), (b) Detalle del interdigitado con defectos de fabricación (20x), (c) Imagen general del interdigitado defectuoso (10x), (d) Pistas en la bobina (5x), (e) detalle (20x) de la pista cortada y (f) Pistas de la bobina unas micras mas adelante (5x). . . . .	80
4.10	(a) Soporte para la bobina de lectura BE con un diámetro medio de 15 mm, (b) Bobina BE terminada puesta en su soporte y conectada a un conector SMA compatible con los conectores del VNA y (c) Bobinas de lectura. . . . .	81
4.11	Esquema del encapsulado primario, vista transversal. . . . .	82
4.12	Vista transversal de un CPPI. . . . .	83

4.13	Banco de pruebas para la caracterización de la respuesta eléctrica de los IPPCs utilizando un LCRMeter . . . . .	84
4.14	Configuración de la mesa de pruebas (a) Configuración del sistema completo, (b) montaje del sensor LC y (c) Configuración para las pruebas ex-vivo. . . . .	84
5.1	Representación de la distribución del Campo eléctrico entre un par de electrodos (a) en aire y (b) en presencia de un dieléctrico . . . . .	87
5.2	Vista esquemática de dos pares de fingers en la condición de superposición para un CPPI. . . . .	88
5.3	(a) Respuesta eléctrica de un CPPI considerando el desplazamiento longitudinal entre platos y (b) Posición de los interdigitados en las tres posiciones posibles de los interdigitados (A) Superposición total, (B) a un desplazamiento $x$ y (C) Desalineamiento total. . . . .	90
5.4	(a) Vista transversal de un CPPI en su soporte de deslizamiento y (b) Configuración del set-up mecánico. . . . .	93
5.5	Imágenes en detalle de los modelos de simulación en 2 dimensiones . . . . .	95
5.6	Imágenes obtenidas por Microscopía óptica correspondientes a diferentes desplazamientos de una PPI sobre una PPI fija. . . . .	96
5.7	(a) Resultados experimentales para la condición ideal de superposición de condensadores de 45 fingers de ancho $100 \mu m$ cuyo espaciado varía entre $100$ y $1400 \mu m$ . (b) Resultados de la distribución del campo eléctrico en relación a la variación del espaciado entre fingers. . . . .	98
5.8	Valores de capacitancia calculados (ecuación 5.2), obtenidos por simulación comparados con los calculados utilizando las ecuaciones mostradas en las referencias (Chang, 1976) y (Sakurai and Tamaru, 1983). El condensador evaluado es el I100/500 de 45 fingers y espesor de dieléctrico variando entre $20$ y $188 \mu m$ (considerando la posición inicial de todos los fingers superpuestos). . . . .	99
5.9	Comparación entre los resultados experimentales, teóricos y de simulación ajustados bajo la hipótesis de presencia de aire entre placas, para el condensador I100/500 de 45 fingers. Espesor de dieléctrico (COP) variando entre $20$ y $188 \mu m$ . . . . .	100
5.10	Gráficos de ajuste obtenidos por simulación, para el condensador I100/500 de 45 fingers y con espesor de dieléctrico COP variando entre $20$ y $188 \mu m$ . . . . .	101

5.11	Gráficos de capacitancia vs desplazamiento para los condensadores I300/600 e I200/400. . . . .	104
5.12	Curvas Capacitancia vs desplazamiento obtenidas por simulación, normalizadas a un solo par de fingers, del CPPI I100/500 con diferentes espesores de dieléctrico en condiciones ideales.	106
5.13	Secuencia de imágenes de simulación para un condensador I100/500 en diferentes condiciones de desplazamiento, cambiando el espesor del dieléctrico y el espaciado entre fingers	107
5.14	Capacitancia vs desplazamiento para condensadores con espesor de dieléctrico $d = 100\mu m$ . Resultados obtenidos con el modelo de simulación para un condensador (a) I100/700 y (b) uno de placas paralelas convencional, con la misma cantidad de área compartida. Resultados obtenidos experimentalmente para un condensador (c) I200/500 y (d) uno de placas paralelas convencional, con la misma relación de espacio ocupado. . . . .	108
6.1	Modelo eléctrico equivalente (a) de un condensador y (b) de un inductor. . . . .	112
6.2	Respuesta en frecuencia de (a) un condensador y (b) una bobina ideales, en contraste con el modelo real para estos componentes.*Las imágenes son cortesía del Dr. Arturo Mediano Heredia del GEPM - Group of Power Electronics and Microelectronics, I3A-Universidad de Zaragoza. . . . .	113
6.3	(a) Curvas de Impedancia y (b) curvas de capacitancia para los CPPIs I200/400, I200/700, con un dieléctrico de $100\mu m$ e I100/500, con un espesor de dieléctrico de $20\mu m$ . . . . .	114
6.4	Parámetros geométricos para las bobinas planares en espiral (a) vista superior y (b) Sección transversal *Esquema modificado de la referencia (Jow et al., 2008) . . . . .	115
6.5	Curvas de Inductancia vs frecuencia para las bobinas planares B50/25n17 y B50/25n15. . . . .	116
6.6	Coefficiente de acoplamiento en función de la distancia de separación entre bobinas, $z$ . . . . .	119
6.7	Variación de la frecuencia de resonancia en relación a la distancia de separación entre las bobinas, para el tag-LC de geometría circular . . . . .	121
6.8	Variación de la frecuencia de resonancia en función de la distancia de separación entre las bobinas, $z$ , para los tags-LC de geometría rectangular, BBn21+I100/500 y BBn21+I200/500. .	122

6.9	Admitancia vs frecuencia, en relación con el desplazamiento, para el tag-LC de geometría circular conformado por una bobina B100/50 y un Interdigitado I10/10. . . . .	124
6.10	Medida del parámetro $S_{11}$ en función de la frecuencia para un sensor conformado por el par I100/500 + BBn21, en relación al desplazamiento en $300 \mu m$ de una de las placas del condensador. Dieléctrico de espesor (a) $100 \mu m$ y (b) $20 \mu m$ . . . . .	126
6.11	Respuesta del sensor I100/500 + BBn21 en el rango de la frecuencia para los dos espesores de dieléctrico $d = 100 \mu m$ y $d = 20 \mu m$ . . . . .	127
6.12	Relación entre la respuesta eléctrica del condensador y la respuesta en frecuencia de los Tags-LC (a) I100/500-BBn21 para un desplazamiento de $600 \mu m$ y (b) I200/500-BBn21 para un desplazamiento de $1400 \mu m$ . . . . .	128
6.13	Variación de la amplitud de la respuesta en frecuencia del sensor I100/500 + BBn21 caracterizado en aire y en el encapsulado final a una distancia $z = 8mm$ . . . . .	129
6.14	Respuesta del sensor I100/500 + BBn21 en el rango de la frecuencia para medios diferentes. . . . .	130
7.1	Variación de la frecuencia de resonancia y de la magnitud en función de la distancia entre bobinas, $z$ , para los Tags-LC de geometría rectangular S1, S2 y S3. . . . .	136
7.2	Variación del parámetro $S_{11}$ en relación al desalineamiento lateral entre bobinas (con $z = 5mm$ ), para los Tags-LC de geometría rectangular S1, S2 y S3, con su encapsulado final. . . . .	137
7.3	Variación de la magnitud en relación al desalineamiento angular entre bobinas (con $z = 5mm$ ), para los Tags-LC de geometría rectangular S1, S2 y S3, con su encapsulado final. . . . .	138
7.4	Curvas de inductancia mutua vs distancia de separación entre bobinas, para los Tags-LC de geometría rectangular S1, S2 y S3, en posiciones coaxial y de desalineamiento angular ( $\alpha = 25^\circ$ ). . . . .	139
7.5	Imágenes de la evolución del tejido sobre una malla Optilene implantada en un estudio preclínico de 180 días.*Las imágenes son cortesía del grupo de Investigación Traslacional en Biomateriales e Ingeniería Tisular (GITBIT-UAH), Universidad de Alcalá. . . . .	140
7.6	(a) Quirófano y equipos de medida para caracterizar el sensor en el modelo de experimentación animal y (b) sensores esterilizados listos para su implantación. . . . .	142
7.7	Modelo de experimentación animal con uno de los sensores emplazado. . . . .	142

7.8	(a) Modelo de experimentación animal en el día del implante y (b) de la respuesta en frecuencia del sensor implantado. . . . .	143
7.9	Respuesta del sensor S1 implantado en un estudio preclínico de 7 días. . . . .	144
7.10	Imágenes de una de la malla Surgipro® , en el equipo de tracción uniaxial, al inicio y al final del ensayo mecánico. . . . .	148
7.11	Respuesta mecánica de la malla Surgipro® , sin y con materiales de sujeción para el encapsulado del sensor, para una tensión máxima de 2.5 MPa. . . . .	148
7.12	Imágenes del montaje experimental para la caracterización mecánica y en frecuencia del conjunto malla + sensor. . . . .	150
7.13	Curva del comportamiento mecánico de las mallas con los sensores S1, S2 y S3 adheridos con puntos de sutura. . . . .	150
7.14	Respuesta en frecuencia del sensor S1 adherido a una probeta de malla Surgipro® . . . . .	151
7.15	Respuesta en frecuencia del sensor S1 adherido a una probeta de malla Surgipro® . . . . .	152
7.16	Montaje experimental para la caracterización mecánica del explante. . . . .	153
7.17	(a) Explante (Tejido + malla + S2) colocado entre mordazas del equipo de tracción para su caracterización y (b) Curvas ECS vs $\lambda$ . . . . .	154
7.18	Curvas de esfuerzo y carga vs deformación. . . . .	154
8.1	Simulaciones de un CPPI al cual se la ha cambiado el material dieléctrico entre placas. . . . .	161
A.1	Evolución en el proceso de diseño y fabricación de las máscaras utilizadas a lo largo de todo el estudio de sensores LC sobre un sustrato flexible. . . . .	165
A.2	Máscara 1 con los componentes del sensor de geometría circular. Estos se imprimieron en COP de 188 $\mu\text{m}$ de espesor. Los sensores resultantes se utilizaron en las primeras pruebas de los Tags-LC flexibles. . . . .	166
A.3	Primera versión de los componentes del sensor rectangular. Estos se imprimieron en hojas de COP de 100 $\mu\text{m}$ de espesor. . . . .	167
A.4	Segunda versión de los componentes del sensor con geometría rectangular. Estos componentes se imprimieron en COP de 100 $\mu\text{m}$ de espesor. . . . .	167

A.5	Tercera versión de los componentes del sensor con geometría rectangular. Estos se imprimieron en COP de 100 $\mu\text{m}$ de espesor. Con los CPPIs se estudió la correlación de la respuesta eléctrica y los parámetros geométricos para obtener un criterio de optimización. Con estos CPPIs se conformaron Tags-LC que fueron caracterizados en frecuencia. . . . .	168
A.6	Cuarta versión de los componentes del sensor con geometría rectangular. Estos se imprimieron en COP de 100 $\mu\text{m}$ de espesor. Con los CPPIs se conformaron Tags-LC con los que se hicieron caracterizaciones en frecuencia. . . . .	169
B.1	Microscópio óptico Leica DM4000 . . . . .	171
B.2	LCRMeter Agilent <sup>®</sup> 4284A . . . . .	172
B.3	Test Fixture Agilent <sup>®</sup> 16047A . . . . .	173
B.4	Analizador de Impedancias Agilent <sup>®</sup> 4395A . . . . .	173
B.5	Kit de impedancia Agilent <sup>®</sup> 43961A y la placa de adaptación 16092 de HewlettPackard <sup>®</sup> (Electrical Length 0.34 cm/ Máx 500 MHz) . . . . .	173
B.6	Representación gráfica de los parámetros S . . . . .	174
B.7	Analizador de redes NI PXIe-5632 embedded controller 8135 (300 KHz to 8.5 GHz) de National Instruments <sup>®</sup> . . . . .	175
B.8	Analizador de Redes Agilent <sup>®</sup> 5061B . . . . .	176
B.9	Equipo de tracción uniaxial INSTRON <sup>®</sup> 5548 microtester con videoextensómetro. . . . .	177
C.1	Diseño y medidas del banco de pruebas para la caracterización de la primera generación de Tags-LC y CPPIs. . . . .	182
C.2	Fabricación de la mesa de pruebas para la caracterización de los CPPIs. . . . .	182
C.3	Diseño y medidas del soporte para la caracterización del sensor en el rango de frecuencia. . . . .	183
C.4	Diseño terminado en AutoCAD <sup>®</sup> 2012 . . . . .	183
C.5	Set-Up para la caracterización de los Tags-LC de geometría circular. . . . .	184
C.6	Set-Up para la caracterización eléctrica de los CPPIs. . . . .	185
C.7	Esquema de la mesa de ensayos para la caracterización del sensor en el rango de la frecuencia. . . . .	185
C.8	Esquema de la distribución de los elementos en la mesa de pruebas #2. Caracterización del Tag-LC. . . . .	186
C.9	Set-up #4: Esquema para la caracterización del sensor en frecuencia en la máquina de tracción Uniaxial. . . . .	186

D.1	Vista esquemática de las líneas de campo eléctrico entre dos placas . . . . .	187
E.1	(a) Ubicación del sensor en la malla abdominal, (b) Representación del defecto en la pared abdominal del animal, corregido con la malla protésica (c) Ubicación final del implante en el animal. . . . .	193

# Índice de Tablas

1.1	Nonhermetic Packaging . . . . .	8
1.2	Características de las diferentes técnicas de transmisión de energía inalámbrica . . . . .	15
1.3	Clasificación en RF . . . . .	21
2.1	Bandas ISM . . . . .	30
2.2	Valores típicos del cuerpo humano en transmisión de RF . . . . .	31
3.1	Sensores Capacitivos de desplazamiento: Condensadores Interdigitados . . . . .	47
3.2	Parámetros y configuraciones de bobinas . . . . .	52
4.1	Parámetros de diseño del Condensador . . . . .	64
4.2	Características generales de las bobinas planas diseñadas . . . . .	66
4.3	Inductancia calculada a partir de los parámetros geométricos . . . . .	67
4.4	Características del sustrato . . . . .	75
4.5	Propiedades del COP ZF <sup>®</sup> 14-100 . . . . .	76
4.6	Propiedades de la fotorresina AZ <sup>®</sup> 5214E . . . . .	77
5.1	Propiedades de los materiales: conductores y dieléctricos . . . . .	94
5.2	Resultados Experimentales . . . . .	97
5.3	Resultados: Efecto del espesor del dieléctrico . . . . .	101
5.4	Resultados Experimentales y de simulación: Variación del ancho de finger . . . . .	102
5.5	Capacitancia/Desplazamiento . . . . .	103
5.6	Capacitancia/Desplazamiento: Resultados de Simulación . . . . .	105
5.7	Variación de los parámetros . . . . .	110
6.1	Características intrínsecas de las microbobinas . . . . .	117
6.2	Características intrínsecas de los embobinados de hilo de cobre . . . . .	118
6.3	Características intrínsecas a las frecuencias de interés: Bobinas de lectura . . . . .	118
6.4	Relación entre las bobina del sensor . . . . .	120
6.5	Tags-LC de geometría rectangular y su variación en frecuencia . . . . .	127
6.6	Tags-LC . . . . .	131
7.1	Coeficientes del polinomio . . . . .	138

7.2	Inductancia mutua . . . . .	138
7.3	Respuesta en frecuencia del sensor S1 implantado . . . . .	144
7.4	Parámetros de las probetas para el ensayo mecánico . . . . .	150
8.1	Materiales Dieléctricos . . . . .	161

# Lista de Abreviaturas

## INSTITUCIONES

<b>AMB</b>	Applied <b>M</b> echanics and <b>B</b> ioengineering Group
<b>ABIresearch</b>	Allied <b>B</b> usiness Intelligence Research
<b>BioLab</b>	<b>B</b> io-chemical Sensors and Transducers Characterisation Laboratory
<b>CNM-IMB</b>	Centro Nacional de <b>M</b> icroelectrónica - Instituto de <b>M</b> icroelectrónica de <b>B</b> arcelona
<b>ECE</b>	Electrical and <b>C</b> omputer Engineering Department
<b>ETSE</b>	Escola <b>T</b> ècnica Superior d'Enginyeria
<b>ETSI</b>	European Telecommunications Standards Institute
<b>FCC</b>	Federal <b>C</b> ommunications Commission
<b>GBIO</b>	Grupo de <b>B</b> IOmonitorización
<b>GITBIT</b>	Grupo de Investigación Traslacional en <b>B</b> iomateriales e Ingeniería Tisular
<b>GEMM</b>	Grupo de <b>M</b> ecánica Estructural y <b>M</b> odelado de <b>M</b> ateriales
<b>M2M-MNT</b>	<b>M</b> icrowave to <b>M</b> illimeter-wave - <b>M</b> icro/ <b>N</b> ano <b>T</b> echnology Group
<b>MISE</b>	Departamento de <b>M</b> icroelectrònica I <b>S</b> istemes <b>E</b> lectrònics
<b>UAB</b>	Universidad Autónoma de <b>B</b> arcelona
<b>UAH</b>	Universidad de Alcalá de <b>H</b> enares
<b>UniZar</b>	Universidad de <b>Z</b> aragoza
<b>UofA</b>	University of <b>A</b> lberta

## TERMINOS EXPERIMENTALES Y TECNICOS

<b>COP</b>	Cyclo <b>O</b> lefin <b>P</b> olymer (Polímero )
<b>ECoG</b>	Electro <b>C</b> ortico <b>G</b> raphy (Electrocorticografía)
<b>ESR</b>	Equivalent <b>S</b> eries <b>R</b> esistance (Resistencia equivalente en serie)
<b>FWHM</b>	Full <b>W</b> idth at <b>H</b> alf <b>M</b> aximum (Anchura a media altura)
<b>HF</b>	<b>H</b> igh <b>F</b> requency (Alta Frecuencia)
<b>IED</b>	<b>I</b> mplantable <b>E</b> lectronic <b>D</b> evice (Dispositivo Electrónico Implantable)
<b>IoT</b>	<b>I</b> nternet of <b>T</b> hings (Internet de las cosas)
<b>IPP</b>	<b>I</b> nterdigitated <b>P</b> arallel <b>P</b> late (Placa Paralela Interdigitada)

<b>IPPC</b>	<b>I</b> nterdigitated <b>P</b> arallel <b>P</b> late <b>C</b> apacitor (Condensador de Placas Paralelas Interdigitadas)
<b>ISM</b>	<b>I</b> ndustrial <b>S</b> cientific and <b>M</b> edical (ICM - Industrial, Científico y Médico)
<b>LF</b>	<b>L</b> ow <b>F</b> requency (Baja Frecuencia)
<b>MEMS</b>	<b>M</b> icro <b>E</b> lectro <b>M</b> echanical <b>S</b> ystems (Sistemas Microelectromecánico)
<b>MICS</b>	<b>M</b> edical <b>I</b> mplant <b>C</b> ommunications <b>S</b> ervice (Servicio de comunicación del Implante Médico)
<b>OM</b>	<b>O</b> ptical <b>M</b> icroscopy (Microscopía Óptica)
<b>PDMS</b>	<b>P</b> oly <b>D</b> i <b>M</b> ethyl <b>S</b> iloxane (Polidimetilsiloxano)
<b>PPC</b>	<b>P</b> arallel <b>P</b> late <b>C</b> apacitor (Condensador de Placas Paralelas)
<b>RF</b>	<b>R</b> adio <b>F</b> requency (RadioFrecuencia)
<b>RFID</b>	<b>R</b> adio <b>F</b> requency <b>I</b> Dentification (Identificación por Radiofrecuencia)
<b>SFR</b>	<b>S</b> elf <b>R</b> esonant <b>F</b> requency
<b>UHF</b>	<b>U</b> ltra <b>H</b> igh <b>F</b> requency (Ultra-alta Frecuencia)
<b>UWB</b>	<b>U</b> ltra- <b>W</b> ide- <b>B</b> and (Banda Ultra ancha)
<b>VNA</b>	<b>V</b> ector <b>N</b> etwork <b>A</b> nalyzer (Analizador de Redes Vectoriales)
<b>VSWR</b>	<b>V</b> oltage <b>S</b> tanding <b>W</b> ave <b>R</b> atio (Relación de Onda Estacionaria <b>ROE</b> )
<b>WMTS</b>	<b>W</b> ireless <b>M</b> edical <b>T</b> elemetry <b>S</b> ervice (Servicio de Telemetría Médica Inalámbrica)

#### **TERMINOS BIOLOGICOS Y QUIMICOS**

<b>IOP</b>	<b>I</b> ntra <b>O</b> cular <b>P</b> ressure (Presión Intraocular)
<b>SAR</b>	<b>S</b> pecific <b>A</b> bsorption <b>R</b> ate (Tasa de absorción Específica)
<b>SPA</b>	<b>S</b> pecific <b>P</b> ower <b>A</b> bsorption (Absorción Específica de Potencia)
<b>TGF-<math>\beta</math></b>	<b>T</b> ransforming <b>G</b> rowth <b>F</b> actor <b>B</b> eta (Factor de Crecimiento Transformante Beta)
<b>ETO</b>	<b>E</b> thylene <b>O</b> xide (Óxido de Etileno)
<b>LCP</b>	<b>L</b> iquid <b>C</b> rystal <b>P</b> olymer (Polímero de Cristal Líquido)
<b>PDMS</b>	<b>P</b> oly <b>D</b> i <b>M</b> ethyl <b>S</b> iloxane (PoliDiMetilSiloxano)
<b>PGMEA</b>	<b>P</b> ropylene <b>G</b> lycol <b>M</b> ethyl <b>E</b> ther <b>A</b> cetate (Propilenglicol Metil Eter Acetato - C <sub>6</sub> H <sub>12</sub> O <sub>3</sub> )

#### **OTROS TERMINOS**

**CAGR**      **Compound Annual Growth Rate** (Tasa de Crecimiento Anual Compuesto (TCAC))



# Constantes Físicas

Permeabilidad magnética en el vacío	$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H m}^{-1}$
Permitividad eléctrica en el vacío	$\varepsilon_0 = 8.854\,187\,817\,6 \times 10^{-12} \text{ F m}^{-1}$

## Propiedades de algunos materiales

Conductividad de Oro	$\sigma_{Au} = 4.15 \times 10^7 \text{ S m}^{-1}$
Conductividad del Cobre	$\sigma_{Cu} = 5.96 \times 10^7 \text{ S m}^{-1}$
Resistividad eléctrica del Oro	$\rho_{Au} = 2.35 \times 10^{-8} \text{ } \Omega \text{ m}$
Resistividad eléctrica del Cobre	$\rho_{Cu} = 1.71 \times 10^{-8} \text{ } \Omega \text{ m}$



# Lista de Símbolos

$A$	Área	$\mu\text{m}$
$C$	Capacitancia	$\text{pF}$
$C_i$	Capacitancia Ideal	$\text{pF}$
$C_f$	Capacitancia Fringe	$\text{pF}$
$C_l$	Capacitancia de Interacción	$\text{pF}$
$C_p$	Capacitancia parásita	$\text{pF}$
$C_{pT}$	Capacitancia parásita total	$\text{pF}$
$C_T$	Capacitancia Total	$\text{pF}$
$C_w$	Transversal Edges Capacitance	$\text{pF}$
$C_{wt,wb}$	Longitudinal Edges Capacitance	$\text{pF}$
$d$	Espesor de Dieléctrico	$\mu\text{m}$
$d_s$	Espesor del sustrato	$\mu\text{m}$
$D_i$	Diámetro Interno	$\mu\text{m}$
$D_{ext}$	Diámetro Externo	$\mu\text{m}$
$f$	Frecuencia	$\text{Hz}$
$f_r$	Frecuencia de Resonancia	$\text{Hz}$
$f_{op}$	Frecuencia de Operación	$\text{Hz}$
$k$	Factor de acoplamiento	
$l$	Longitud del Finger	$\mu\text{m}$
$l_c$	Longitud del conductor	$\mu\text{m}$
$L$	Inductancia	$\mu\text{H}$
$L_T$	Longitud Total del Condensador $N(w + s) - s$	$\mu\text{m}$
$M$	Inductancia Mutua	$\mu\text{H}$
$M_a$	Inductancia Mutua (Desalineamiento Angular)	$\mu\text{H}$
$M_i$	Inductancia Mutua ideal	$\mu\text{H}$
$M_L$	Inductancia Mutua (Desalineamiento Lateral)	$\mu\text{H}$
$n$	Número de vueltas	
$N$	Número de pares de fingers	
$p$	Tamaño del Pitch ( $w + s$ )	$\mu\text{m}$
$p_L$	Factor de llenado	
$Q$	Factor de Calidad	
$R$	Resistencia	$\Omega$
$R_s$	Resistencia del conductor	$\Omega$
$R_{skin}$	Resistencia debida al efecto skin	$\Omega$
$r_{ext}$	Radio Externo	$\mu\text{m}$

$r_i$	Radio Interno	$\mu\text{m}$
$r_m$	Radio Medio $((r_i + r_{ext})/2)$	$\mu\text{m}$
$s$	Espaciado entre fingers	$\mu\text{m}$
$s_L$	Espaciado entre espiras	$\mu\text{m}$
$t_c$	Espesor del conductor	$\mu\text{m}$
$t_s$	Espesor del substrato	$\mu\text{m}$
$w$	Ancho de Finger	$\mu\text{m}$
$w_L$	Ancho de la espira	$\mu\text{m}$
$x$	Distancia de no solapamiento entre fingers	$\mu\text{m}$
$z$	Distancia de separación entre bobinas	$\mu\text{m}$
$Z$	Impedancia	$\Omega$
$\alpha$	Ángulo	
$\delta$	skin depth	m
$\Delta f$	Variación en Frecuencia	Hz
$\varepsilon$	Permitividad Absoluta	$\text{F m}^{-1}$
$\varepsilon_0$	Permitividad en el Vacío	$\text{F m}^{-1}$
$\varepsilon_r$	Permitividad Relativa	
$\eta$	Eficiencia de transmisión de energía	
$\mu_0$	Permeabilidad magnética en el vacío	$\text{H m}^{-1}$
$\rho_c$	Resistividad eléctrica del conductor	$\Omega\text{m}$

*Dedicada a...*

*Mis padres,*  
Por todo el amor y el apoyo  
*A mi hermana,*  
Por sus sonrisas  
*A mis Abuelos,*  
Por sus bendiciones  
*A Elio,*  
Por la palabra justa



# Capítulo 1

## Introducción

*Voy a construir una carretera, dijo. En algún lugar, no sé, pero la construiré. Una carretera como nadie se la haya imaginado nunca. Una carretera que acaba donde empieza...Y, ¿Sabe qué le digo?, la haré lo suficientemente larga para que quepa toda mi vida, curva tras curva, todo lo que mis ojos han visto y no han olvidado.*

---

Alessandro Baricco, Esta historia

### 1.1 Generalidades/Antecedentes

Estamos frente a una nueva era tecnológica la cual ha modificado el concepto de interacción con el mundo que nos rodea. La tecnología afecta cada aspecto de esta sociedad moderna y ha pasado a ser parte fundamental de nuestra vida cotidiana. Cuando hablamos del uso o desarrollo de la tecnología, inmediatamente pensamos en las aplicaciones más cercanas como los teléfonos móviles, las computadoras o los dispositivos portátiles, sin embargo pronto salen a relucir las aplicaciones médicas.

Medicina y tecnología siempre han ido de la mano y sin lugar a dudas su principal objetivo sigue siendo el mejorar la salud y la calidad de vida de las personas. Actualmente, con el auge de las nuevas tecnologías, se han revolucionado tanto los conceptos de diagnóstico, cuidado y monitoreo del paciente, así como los de estructura y organización del área médica en general. Gran parte de esta transformación conceptual se ha gestado mediante la invención y subsecuente desarrollo tecnológico de dispositivos y sistemas electrónicos implantables. Los requerimientos en cuanto a miniaturización y baja potencia, para el perfeccionamiento de estos dispositivos, han hecho posibles sistemas de telemetría viables para la medición tanto de parámetros biológicos (Khanna, 2015) como de variables fisiológicas. Es un hecho

que el desarrollo de los sistemas electrónicos implantables comenzó conjuntamente con el de los dispositivos de telemetría, por lo que la evolución en las comunicaciones (Kiourti, Psathas, and Nikita, 2014; Mahfouz, Kuhn, and To, 2013; Darwish and Hassanien, 2011; Sivard et al., 2004) y las múltiples posibilidades de procesamiento y transmisión de datos e imágenes, han impulsado las aplicaciones de monitorización remota y continua dentro del cuerpo humano.

El uso de las tecnologías en micro y nanoelctronica (Zhou et al., 2014; Hartford, 2013) y el abaratamiento de la electrónica en general (Klopper et al., 2013; Axisa et al., 2006; Neuman, 2004), han permitido la obtención de dispositivos implantables más pequeños, compactos y de bajo costo, sin embargo dado el continuo aumento en los tratamientos y vigilancia de las enfermedades, la búsqueda ininterrumpida de soluciones innovadoras se convierte en una necesidad. Esta labor ha dado un enfoque hacia la medicina personalizada. Los point-of-care (Ghafar-Zadeh, 2015; Tsakalakis and Bourbakis, 2014; Vasan et al., 2013; Wang, 2006) y los micro-nano-bio sistemas (Ture, Kilinc, and Dehollain, 2016; Baj-Rossi et al., 2016), hacen parte de esa una nueva generación de dispositivos, diversificando aún más el espectro de las aplicaciones biomédicas. Adicional a esto los dispositivos implantables también son candidatos ideales para combinarse con otro tipo de dispositivos tanto portables (Zhang and Liu, 2016; Srinivasan and Tung, 2015; Takahashi et al., 2013), como móviles (Jozwiak, 2016; Kilinc et al., 2015; Liu and Liu, 2011) y/o vestibles (Boulemtafes and Badache, 2016; Bhadoria and Gupta, 2013).

Así la innovación en los dispositivos para el monitoreo clínico (Ullman et al., 2016; Bruzzi, 2015; Nishii, 2014) y el cuidado de la salud del paciente (Wang et al., 2016; et al. Garbarino, Maurizio, 2014; Vashist et al., 2011), las nuevas metodologías para administración de fármacos (Dawidczyk et al., 2014; Bertrand and Leroux, 2012; Tiwari et al., 2012) y el desarrollo de micro-sistemas para el diagnóstico de enfermedades (Farandos et al., 2015; Oncescu, Mancuso, and Erickson, 2014; Erickson et al., 2014; Meng, 2011; Whitesides, 2006) son parte fundamental de esta revolución, conformando un panorama panóptico en donde la vigilancia, el control y la corrección son los pilares fundamentales.

Bajo este contexto, el estudio y los desarrollos concomitantes han de ir dirigidos al diseño de dispositivos capaces de operar desde la superficie o desde el interior de un sistema biológico, facilitando un seguimiento remoto y en tiempo real del parámetro o variable fisiológica que se quiera tener información.

### 1.1.1 Dispositivos Electrónicos Implantables

Como se ha dicho, la rápida integración de los avances en áreas como la microelectrónica, los materiales biocompatibles, la microfluídica, han brindado la posibilidad de desarrollar dispositivos electrónicos implantables (DEIs) para el monitoreo continuo o por evento de variables fisiológicas y/o para el diagnóstico temprano de enfermedades, permitiendo tener una información en tiempo real del estado de salud del paciente y/o contrarrestar los efectos de una enfermedad preexistente o ayudar a mejorar su autonomía personal. Los beneficios que ofrecen los DEI son múltiples y repercuten en la mejora de la calidad de vida del paciente (Maisel and Kohno, 2010).

Los DEI han sido extensamente utilizados a lo largo de las últimas 6 décadas, empezando su historia en el año 1958, cuando por primera vez Senning y Elmqvist (Elmqvist et al., 1963) implantaron un estimulador eléctrico para el corazón, conocido como marcapasos. En la actualidad podemos encontrar dispositivos comercializables tan innovadores como el primer sistema inalámbrico para la medida de la presión sanguínea introducido al mercado como CardioMEMS™ en el 2010 (Alam et al., 2016; Abraham et al., 2011a), entre otros dispositivos emergentes como EYEMATE®, impulsado por la compañía Impladata en el 2015, que consiste en un sensor implantable para el monitoreo 24 horas de la presión intraocular (PIO) en pacientes con Glaucoma de ángulo abierto y catarata (Koutsonas et al., 2015). Un mapa conceptual de los dispositivos implantables que actualmente son comercializados o están en fase de desarrollo es mostrado en la Fig. 1.1.

En la última década los continuos avances en las tecnologías de micro y nanofabricación han hecho de los DEI dispositivos cada vez más versátiles y con un enorme potencial (Vasudev et al., 2013; Barkam, Saraf, and Seal, 2013; Receveur, Lindemans, and De Rooij, 2007; North, 2005). Entre las ventajas aportadas por dichos avances se tienen la reducción de tamaño (Bhunia, Majerus, and Sawan, 2015; Cima, 2011; Receveur, Lindemans, and De Rooij, 2007; Laibow, 1999), característica importante desde el punto de vista de producción, bajo consumo (Yu, Kim, and Meng, 2014; Liu and Lin, 2012; North, 2005), bajo coste (Yu, Kim, and Meng, 2014; Carmo and Correia, 2013; Harsanyi, 2000) y mejor rendimiento (Yu, Kim, and Meng, 2014; Carmo and Correia, 2013; North, 2005; Ziaie et al., 2004). La capacidad de integración con otras ciencias, como por ejemplo la biotecnología (Bêche et al., 2012; Graichen et al., 2007) es otra de sus atractivas características. Sin embargo los DEIs todavía enfrentan una serie de desafíos relacionados con el encapsulado y hermeticidad (Ramsden et al., 2013; North, 2005; Mokwa, 2004), biocompatibilidad (Barkam, Saraf, and Seal, 2013; Ramsden et al., 2013; Neves, 2013), bioestabilidad (Ramsden et al., 2013; North, 2005;

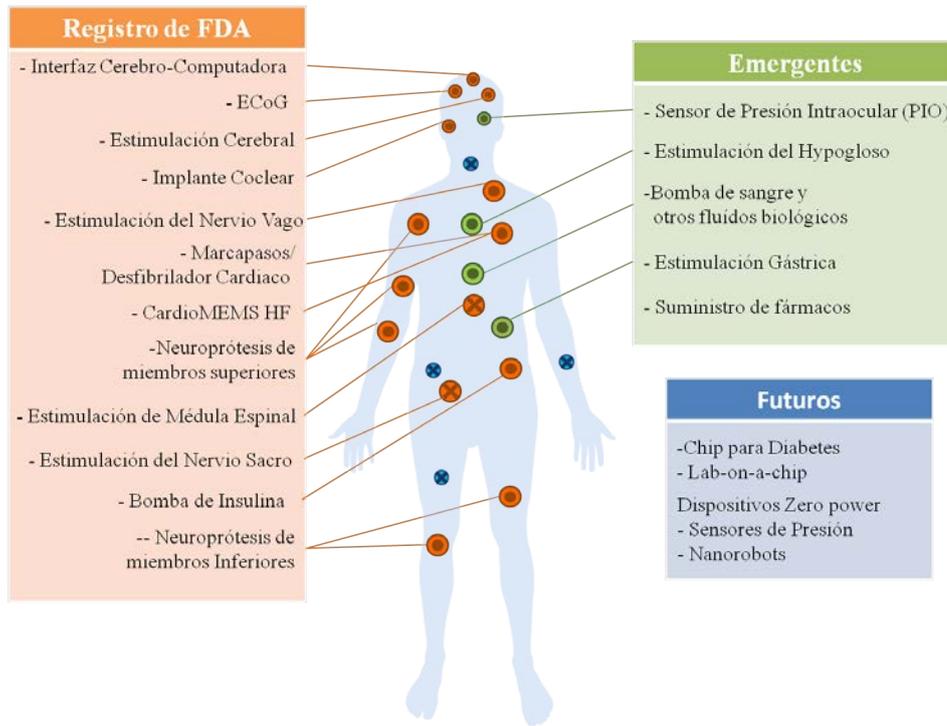


FIGURA 1.1: Mapa conceptual de los diferentes dispositivos implantables tanto comerciales como en desarrollo teniendo en cuenta los problemas de salud más relevantes. \*Esquema modificado de la referencia (Sivard et al., 2004)

Ziaie et al., 2004) y la alimentación del dispositivo (Mahbub et al., 2015; Hannan et al., 2014; Bazaka and Jacob, 2012; Topsakal, Ghovanloo, and Bashirullah, 2012).

Todas las características antes mencionadas son indispensables en el desarrollo de los DEIs por lo que de ellas depende el éxito del implante. En la siguiente sección estas características serán abordadas con un poco más de detalle.

#### 1.1.1.1 Características Generales de los Dispositivos Electrónicos Implantables (DEIs)

Los DEIs se utilizan principalmente como sensores y/o actuadores en periodos largos de tiempo, durante los cuales se requiere que realicen acciones repetitivas, de monitoreo o estimulación, en el cuerpo del paciente. Los individuos pueden estar despiertos, realizando sus actividades cotidianas o incluso dormidos, de modo que se convierten en imprescindibles la movilidad y comodidad. Para que esto sea posible el dispositivo debe ser compacto y no debería obligar al usuario a salir de su zona de confort.

Debido a su específica situación en el interior del cuerpo humano, los DEIs están sometidos a una serie de restricciones de diseño, que son mayores en comparación a otras aplicaciones, especialmente para garantizar la salud del paciente. Todas ellas deben confluir en características generales como tamaño reducido, ligereza, estabilidad a lo largo del tiempo, biocompatibilidad, funcionalidad, bajo coste, bajo consumo y adaptabilidad según la aplicación. Si se mira con más detalle la correlación entre ellas es evidente, por ejemplo el tipo de aplicación condiciona el tamaño y forma del dispositivo y estos a su vez el tipo de procedimiento para la colocación del DEI. Los procesos de diseño y fabricación de los dispositivos van de la mano con tecnologías maduras, sin embargo en cuestiones de encapsulado y hermeticidad todavía supone un desafío importante, al igual que el tipo de alimentación.

Una vez implantado el dispositivo, la generación de tejido neointimal o fibrocelular alrededor del implante es otro factor a considerar. Poco después de la implantación, el fibrinógeno y otras proteínas se unen a la superficie del dispositivo en un proceso conocido como bioincrustación (Joung, 2013; Kenneth Ward, 2008). Los macrófagos se enlazan a los receptores de las proteínas, se unen en células gigantes multinucleadas y liberan el factor de crecimiento transformante  $\beta$  (TGF- $\beta$ ) y otras citocinas inflamatorias (Anderson, Rodriguez, and Chang, 2008a; Kenneth Ward, 2008). Si el material es tóxico, citotóxico o inhibidor de función, la reacción es aún más agresiva lo que pondría en riesgo incluso la vida. En este caso la biocompatibilidad de los materiales del encapsulado debe ser testeada previamente mediante estudios en animales de laboratorio.

Durante los procesos de manufactura y puesta a punto del DEI, la viabilidad debe ser comprobada mediante modelos y pruebas ex-vivo e in-vivo. El uso de modelos phantom y biológicos proveen el entorno propicio para llevar a cabo además de los estudios de biocompatibilidad, otros relacionados con hermeticidad, diseño, proceso de implantación, alimentación, detección y comunicación inalámbrica. Los procesos de fabricación y prueba se han de repetir tantas veces sea posible hasta obtener el dispositivo que más se adecúe a la aplicación.

#### 1.1.1.2 Consideraciones de los DEIs

El cuerpo humano es un sistema complejo operado por un conjunto de procesos mecánicos, químicos y eléctricos provenientes de órganos, tejidos y células. Estos mecanismos están en equilibrio y proveen al cuerpo humano su correcta funcionalidad, sin embargo ante la presencia de un cuerpo extraño el equilibrio de este conjunto viviente, delicado y sensible, puede

verse comprometido. Los DEIs deben ser diseñados tomando en consideración el ambiente agresivo en el que estará inmerso y por tanto deben ser fabricados con materiales adecuados para tal fin. Además ha de lograrse un compromiso entre forma, funcionalidad y tamaño para dicho implante.

Como cualquier otro producto del mercado, los DEIs deben ser desarrollados bajo ciertas consideraciones de entorno y espacio, cumpliendo de este modo los requerimientos de la aplicación y de los futuros usuarios.

**1.1.1.2.1 Biocompatibilidad** Debido a que un DEI estará bajo la acción de fluidos biológicos y de diferentes especies químicas y bioquímicas, uno de los principales requisitos a cumplir es el de su biocompatibilidad. Entre los materiales biocompatibles de fabricación encontramos una gran variedad de metales puros, aleaciones, polímeros, cerámicos y vidrios. Independientemente de que un material sea catalogado como biocompatible es necesario testarlo para determinar los efectos de interacción con el tejido receptor, así que una vez esterilizado con alguno de los métodos conocidos<sup>1</sup>(Bhunja, Majerus, and Sawan, 2015), la seguridad y no toxicidad del implante deben asegurarse antes de que este sea colocado en humanos. Los estudios de biocompatibilidad requieren experimentos tanto in-vitro como in-vivo con el fin de evaluar las reacciones locales y sistémicas del material en contacto con células de cultivo, secciones de tejido y el cuerpo entero (Kahn et al., 2014). Por lo general, para llevar a cabo estos estudios se elige un modelo animal que esté acorde con la aplicación.

**1.1.1.2.2 Encapsulado y Hermeticidad** El encapsulado es la parte más externa del dispositivo y la que está en contacto directo con el ambiente interno. Es una interfase con tres funciones principales: mantener aislados los componentes electrónicos del dispositivo, evitando su degradación, proveer una barrera protectora de los elementos internos del cuerpo tales como células, proteínas y plaquetas y por último evitar la conocida reacción a cuerpo extraño la cual podría llegar a causar tanto molestias como riesgos de infección al paciente, así como también impedir el buen funcionamiento o incluso la anulación completa de la funcionalidad del DEI.

La encapsulación de los DEIs ha pasado por diferentes estadios de desarrollo comenzando por las cajas herméticas hechas de metal, vidrio y cerámica, pensadas para implantes de largo tiempo (Ulrich and Brown, 2006) gracias a que son materiales con excelente impermeabilidad. Las técnicas de sellado van desde la soldadura hasta el sellado en vidrio, todas estas con la

---

<sup>1</sup>Entre los métodos de esterilización más conocidos que encontramos están: calor seco, vapor a presión, óxido de etileno (ETO), formaldehído, plasma de gas ( $H_2O_2$ ), ácido peracético, radiación gamma y haz de electrones.

característica común de requerir altas temperaturas. Si bien es cierto que los encapsulados metálicos ofrecen aislamiento y protección mecánica (debido sus altos módulos de Young), prolongando de esta manera la vida útil de los dispositivos, también es cierto que bloquean las comunicaciones por RF además de que por su rigidez las superficies finales son duras y en algunas ocasiones con terminaciones puntiagudas, lo cual no es deseable en las aplicaciones biomédicas de los DEIs. La oferta de materiales de encapsulado para los DEIs fue bastante restringida décadas atrás, sin embargo una nueva tendencia por encapsulados no herméticos ha abierto la posibilidad para el uso de otros materiales. Este tipo de nuevos encapsulados se conforman por la deposición en capa fina de un material polimérico de baja permeabilidad al vapor<sup>2</sup> (Bhunia, Majerus, and Sawan, 2015; Wang et al., 2015; Wang, Lachhman, and Sun, 2013; Zhang, 2011) y han sido pensados principalmente para su uso en MEMS. Las técnicas de revestimiento de película fina para el encapsulado de implantes ofrecen ventajas de flexibilidad, transparencia al RF, buena biocompatibilidad, ligereza, tiempo corto de fabricación, bajo costo, ajustables en cuanto a tamaño y forma, baja temperatura de sellado y prometen una excelente protección contra iones y humedad, sin embargo algunos de estos materiales no son adecuados para implantaciones de largo tiempo, por esta razón la prolongación de la vida útil del implante sigue siendo objeto de estudio (Bhunia, Majerus, and Sawan, 2015). Una primera aproximación para incrementar la vida útil y la fiabilidad de los encapsulados no herméticos, es usando la técnica de las múltiples capas, la cual consiste en un intercalado de materiales con diferentes propiedades o en la deposición de varias capas del mismo material, reforzando así la funcionalidad del encapsulado final.

Debido a las características no conductoras, los polímeros laminados son generalmente compatibles con las tecnologías de comunicación inalámbrica, un ejemplo de esto lo presenta Li et. al (Li, Rodger, and Tai, 2008) en cuyo trabajo exponen un encapsulado polimérico multicapa, usando parylene-C, para una unidad implantable de telemetría y una bobina de RF integrada con un chip de identificación.

En la actualidad se han reportado desarrollos de dispositivos implantables con encapsulados poliméricos de película fina, que han sido testados en animales lográndose en algunos casos tiempos de implante de hasta 6 meses o en condiciones de laboratorio de 2 a 5 años (Lachhman, 2012; Sun, 2014). En la Tabla 1.1 se muestran algunos ejemplos.

---

<sup>2</sup>Materiales como parylene-C y poliimida en láminas, poliuretanos, epoxis, polímero de cristal líquido (LCP) y polidimetilsiloxano (PDMS) son algunos ejemplos de materiales poliméricos de baja permeabilidad al vapor.

TABLA 1.1: Nonhermetic Packaging

Author	Material	Application	Animal
(Kang et al., 2016a)	Silicone	Intracranial Pressure	Rat
(Wang et al., 2015)	Parylene-C/PDMS	Pressure	Rat
(Sun, 2014)	PDMS	Chronic micro implant systems	Saline solution
(Aceros et al., 2012)	PDMS	Neural	Primate
(Lin et al., 2012)	Parylene-C	Intraocular Pressure	Rabbit
(Lachhman, 2012)	PDMS	MEMS in general	Saline solution
(Tan et al., 2009)	Epoxy+PDMS	Pressure Monitoring	Porcine
(Rubehn et al., 2009)	Epoxy+Polyimide	ECoG	Macaque

**1.1.1.2.3 Energizado** Tratándose de un dispositivo electrónico, la fuente de alimentación es también uno de los temas más relevantes. La condición ideal de la electrónica implantable es evitar el cableado percutáneo porque se han de reducir riesgos de infección y contribuir a la libre movilidad del paciente, de aquí que los DEIs se separen en dos grandes grupos: los que usan baterías (de un solo uso o recargables) y los que prescindan de ellas (Joung, 2013). Las baterías de un solo uso, son regularmente utilizadas en dispositivos para la estimulación de funciones vitales o funcionales, como es el caso de los marcapasos y los estimuladores cerebrales. Estas baterías al tener una vida útil predeterminada deben ser reemplazadas periódicamente, lo que se traduce en la necesidad de nuevas intervenciones quirúrgicas y un incremento en el coste del proceso. Por otro lado están las baterías recargables, como las que se usan en los implantes cocleares, las cuales son recargadas por medio de señales externas como ultrasonidos, RF, radiación infrarroja (Haeberlin et al., 2015; Bazaka and Jacob, 2012), entre otras. Adicional a estas baterías convencionales se han planteado otras de tecnología emergente como las pilas enzimáticas (Pankratov et al., 2016; Cosnier, Le Goff, and Holzinger, 2014).

A pesar de que las baterías han sido empleadas en algunas aplicaciones como única forma de energizar el DEI, por ejemplo en el marcapasos, su uso en otras aplicaciones biomédicas no es siempre posible o conveniente. La limitación radica no solo en su vida útil sino en la restricción de espacio y ubicación en el cuerpo, impuesta por la aplicación. Bajo este contexto la reducción en el tamaño y la baja complejidad son puntos claves, es por esto que el uso de componentes pasivos y tecnologías inalámbricas (Shen et al., 2011) vayan en consonancia con el desarrollo de dispositivos implantables ajustables y sin batería. Regularmente este tipo de dispositivos son usados o concebidos para su uso en diagnóstico y monitoreo en tiempo real de variables fisiológicas (Koutsonas et al., 2015; Cao et al., 2013; Occhiuzzi, Contri, and Marrocco, 2012; Lee and Chen, 2012; Hammond et al., 2012). CardioMEMS™ (Alam et al., 2016) es un claro ejemplo, este dispositivo consiste en un sensor resonante LC, cuyo valor de capacitancia está esta

función de la presión y a su vez la frecuencia de resonancia del sensor, la cual puede ser monitoreada remotamente. El CardioMEMS™ ha sido concebido para el monitoreo de la presión en la arteria pulmonar en algunos pacientes con insuficiencia cardíaca.

Para la alimentación remota de estos dispositivos sin batería las técnicas de acoplamiento inductivo (o de campo cercano) (Nikita et al., 2014; Ho, Kim, and Poon, 2013) y acoplamiento electromagnético (o de campo lejano) son frecuentemente utilizadas (Faul, 2014; Ma, Haider, and Massoud, 2011). Estos son métodos de transferencia discreta, que no incomodan al paciente.

### **1.1.2 La nueva medicina: Dispositivos Inalámbricos Implantables y Vestibles**

La expansión de la industria médica está alcanzando nuevos niveles de desarrollo, principalmente en la prestación de servicios personalizados. Ante este nuevo panorama, todo el mercado como tal se está reajustando para hacer frente a los desafíos tecnológicos que suponen las nuevas aplicaciones. La idea de una medicina personalizada se extiende desde los procedimientos diagnósticos y/o terapéuticos, en la lucha contra las enfermedades, hasta el tratamiento de condiciones médicas. Una de las grandes propuestas para el desarrollo de la nueva medicina, es contar con centinelas electrónicos, para que tanto el profesional de la salud, como el paciente, puedan conocer y monitorear, en tiempo real, el estado de salud del segundo, o incluso contar con una herramienta de estimulación de alguna función en el cuerpo. La idea de una medicina más inclusiva, establece una nueva relación personal clínico/paciente, contribuyendo en el empoderamiento de los pacientes con el fin de que tomen un rol activo en el cuidado de su salud.

#### **1.1.2.1 Procedimientos y dispositivos médicos Invasivos y no invasivos**

Las técnicas usadas para el monitoreo clínico y estimulación de funciones, se dividen en dos grupos: invasivas y no invasivas. Para que una técnica sea considerada invasiva, su procedimiento lleva asociado métodos de inserción, lo que implica una perforación del tejido, músculo o hueso del paciente tratado. Los ejemplos van desde la recolección de muestras sanguíneas, la inserción de un catéter por medio de una incisión en la ingle o el antebrazo, hasta procedimientos que implican la apertura de grandes regiones corporales como el cráneo, el abdomen o el tórax. En el caso de las no invasivas, el procedimiento se realiza sin necesidad de punción o incisión en la piel, como por ejemplo la medida de la presión arterial o la temperatura corporal.

Dentro de estos procedimientos clínicos se encuentra, por ejemplo, el posicionamiento de dispositivos electrónicos, activos o pasivos, dentro o fuera del cuerpo de un paciente. Estos son utilizados para que proporcionen bien sea medidas de una o un conjunto de variables o parámetros físicos y/o fisiológicos o bien para que estimulen la función de un órgano o un tejido. Al estar la técnica relacionada con el uso del dispositivo biomédico (sensor o actuador), estos últimos se definen bajo el mismo concepto de invasivo y no invasivo. En el grupo de los dispositivos invasivos se agrupan los implantables, de los cuales se habló en el Capítulo ?? y en los dispositivos no invasivos aquellos conocidos como vestibles. En referencia a estos dispositivos no invasivos, en la literatura se pueden encontrar diferentes desarrollos, entre ellos, arreglos de sensores para análisis in situ de la transpiración (Gao et al., 2016), o el monitoreo en tiempo real de las condiciones subyacentes del corazón como ayuda en el diagnóstico de enfermedades del corazón y en la rehabilitación de pacientes con enfermedades cardíacas (Kakria, Tripathi, and Kitipawang, 2015), o incluso la aparición de un nuevo concepto de sensores adhesivos llamados sensores epidérmicos (Kim et al., 2015a; Webb et al., 2015). Incluso para una misma aplicación se han desarrollado dispositivos en sus versiones implantable <sup>3</sup> y vestible como es el caso del sensor de glucosa (Kuehn BM, 2016).

El término de procedimiento usado en la colocación de un implante médico, implica la técnica quirúrgica con la cual se ubica el dispositivo dentro del cuerpo y el cuidado del paciente en los días subsiguientes, sin embargo no incluye la remoción del implante. En caso de que esto fuese necesario, la extracción del dispositivo implantable se llevaría a cabo mediante un nuevo procedimiento. Para evitar los riesgos, la incomodidad y los costos que implica un nuevo procedimiento, en los últimos años, diferentes investigadores han desarrollado materiales poliméricos conductores con los que se está avanzando en la electrónica absorbible (Kang et al., 2016b; Luo et al., 2014; Boutry et al., 2013; Boutry et al., 2012; Boutry et al., 2010).

### 1.1.2.2 Dispositivos inalámbricos implantables Activos y Pasivos

La principal ventaja de los dispositivos médicos inalámbricos, es la movilidad aportada al paciente. Una vez el dispositivo se ubica dentro o fuera del cuerpo, este se convierte en una fuente de información constante con la cual se agiliza no solo la monitorización del paciente, sino también el diagnóstico y las opciones de tratamiento para el mismo. Sin embargo, se ha de garantizar que dicha información sea colectada durante diferentes periodos de actividad del paciente de manera rápida, estable, confiable y segura.

<sup>3</sup><https://www.medtronicdiabetes.com/treatments/continuous-glucose-monitoring>

En la consecución de estos objetivos, existen ciertos desafíos que deben ser previamente superados.

Entre la lista de requerimientos se encuentran la biocompatibilidad, para evitar reacciones desfavorables en el tejido receptor (en el caso de los implantables), la baja tasa de degradación del dispositivo, por ejemplo para implantes de largo tiempo (Ejemplos (Casimir Ahn and Delshad, 2016; Valdastri et al., 2011)), o la alta tasa como en el caso de los absorbibles (visto en la sección anterior), selectividad, repetitividad, posibilidad de miniaturización, bajo costo de comercialización y los requerimientos de energía.

Los dispositivos inalámbricos implantables, al igual que cualquier dispositivo electrónico, se clasifican como activos o pasivos dependiendo de si son autónomos en el control del flujo de corriente o si por el contrario son incapaces de controlar la corriente proveniente de una señal eléctrica. Entre los activos se encuentran los dispositivos que pueden operar independientemente usando una batería de larga duración o sin batería y aquellos que aunque su base sea la batería, obtienen de una fuente externa la potencia para alimentar todo el circuito. En el caso de los dispositivos pasivos se encuentran aquellos que almacenan o mantienen la energía recibida en forma de corriente y aquellos que lo hacen en forma de voltaje.

Debido a su condición de implantable, una vez ubicado el dispositivo dentro del cuerpo, este debe comunicarse de manera uni o bidireccional con el dispositivo de lectura localizado en el exterior del cuerpo, por tanto se requiere de una fuente de energía que provea la suficiente potencia para sostener la comunicación inalámbrica, y esto se debe garantizar sin importar la naturaleza activa o pasiva del dispositivo en mención.

Entre los dispositivos médicos inalámbricos activos, uno de los más conocidos es el implante coclear, este utiliza dos bobinas alineadas (una en el implante y otra en la parte externa del cuerpo) por medio de las cuales se establece un link inductivo que sirve para alimentar y transmitir las señales. Este grupo también incluye dispositivos como sensores de glucosa y oxígeno para la su aplicación en el tratamiento de diabetes (Kumosa et al., 2014), sistemas de monitorización de pH o los sensores de presión intraocular (Varel et al., 2016).

Los dispositivos pasivos normalmente están conformados por circuitos resonantes en donde uno de sus componentes cambia su propiedad eléctrica en función del parámetro de interés (tal como permitividad, presión, flujo, por nombrar algunos). Los dispositivos pasivos han sido desarrollados para un amplio rango de aplicaciones biomédicas como por ejemplo los sensores de presión intraocular (Chitnis et al., 2013; Chen et al., 2010; Chen et al., 2008; Rosengren et al., 1999), intracraneal (Orakcioglu et al., 2012;

Kiefer et al., 2012), cardiovascular (Ellozy et al., 2006), sensores para monitoreo de la presión en pacientes de cuidados intensivos (Chen et al., 2014), sensores de flujo sanguíneo (Cheong et al., 2012).

Los dispositivos inalámbricos y pasivos están siendo una solución interesante para el sensado inteligente y el monitoreo de largo tiempo, debido a que dichos estudios requieren de medidas repetitivas, en individuos despiertos o incluso dormidos. Bajo este principio se han desarrollado los dispositivos actualmente conocidos como “Zero Power” (Sin cables, sin baterías). Sin embargo, la disipación de potencia y la distribución de temperatura, continúan siendo un desafío permanente para el diseño y el encapsulado de estos dispositivos en dependencia de sus aplicaciones.

Una de las aplicaciones más recientes de un dispositivo Zero-Power es el CardioMEMS<sup>TM</sup> <sup>4</sup> (Alam et al., 2016; Abraham et al., 2011b). Este sensor uno de los más revolucionarios dispositivos para el monitoreo de la presión en la arteria pulmonar, en pacientes con insuficiencia cardíaca. La eficiencia de este dispositivo se ha probado clínicamente, encontrando que es capaz de reducir en un 33% las admisiones hospitalarias en un promedio de 18 meses. El energizado del CardioMEMS<sup>TM</sup> se realiza por medio de un link transcutáneo de alta frecuencia, una de las técnicas más utilizadas para el energizado de dispositivos implantables, sin embargo existen otras técnicas para el energizado inalámbrico en general de las cuales se hablará en los apartados siguientes.

### 1.1.2.3 Energizado del Dispositivo Implantable

Después de que un dispositivo electrónico implantable haya sido colocado dentro del cuerpo, existe la necesidad de comunicarse con el, por tanto es necesario que se mantenga la energía de la comunicación inalámbrica por el periodo de tiempo que se requiera. Para satisfacer este requisito, diferentes autores han desarrollado distintos métodos para el energizado del dispositivo, estos van desde baterías recargables (Joung, 2013; Algora and Peña, 2009) hasta conceptos en los que la energía es proporcionada desde el exterior basándose en un link inalámbrico (Sun, Xie, and Wang, 2013; Theilmann, 2012; Boutry et al., 2012; Yakovlev, Kim, and Poon, 2012; Valdastri et al., 2011). El uso de baterías recargables incluidas en el receptor (implantable), requiere de un suministro de energía para poner en marcha el dispositivo. Aunque dicho suministro puede ser pertrechado por una fuente externa, como por ejemplo un acoplamiento inductivo, el funcionamiento de estos dispositivos no deja de ser limitado. Durante el energizado

<sup>4</sup><http://www.nasdaq.com/markets/ipos/filing.ashx?filingid=4828527>

de la batería se debe incluir una etapa de control de temperatura, para prevenir el daño de la batería por una sobrecarga, y una etapa de conmutación para desenergizar el dispositivo en el caso de que ya no sea necesario utilizarse (Jeutter, 1982).

Actualmente se proyecta un desarrollo de dispositivos autónomos cuya fuente de energía sea el propio cuerpo, como por ejemplo: la palpitación en las arterias, el calor, o el movimiento de la respiración. Sin embargo esta es una técnica en sus inicios. Hasta que esto no se lleve a cabo, la transferencia de energía más viable será por vía transcutánea, en otras palabras la energía será transmitida desde el exterior hacia el interior del cuerpo sin necesidad de perforar la piel. Este es un método de transferencia discreto, que no incomoda al paciente.

**1.1.2.3.1 Transferencia Inalámbrica de Energía** Las técnicas de transferencia inalámbrica de energía se dividen en dos grupos: las no radiativas o de campo cercano y las radiativas o de campo lejano. La diferencia entre estas dos formas de transferencia está en como cambian las características de los campos electromagnéticos con la distancia, a partir de las cargas y corrientes que los producen (Sun, Xie, and Wang, 2013). En la Fig. 1.2 se muestra la clasificación de ellas tomando como base el principio de funcionamiento.

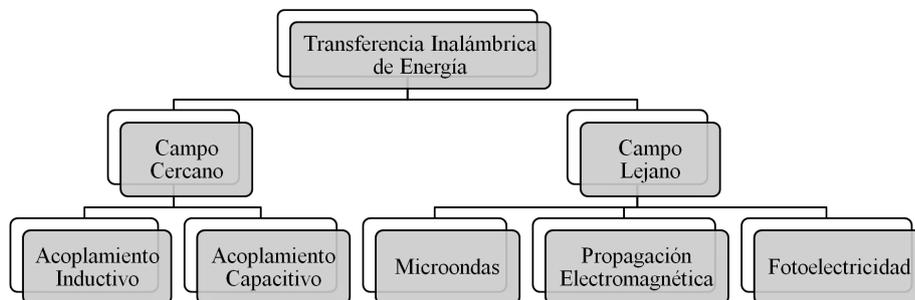


FIGURA 1.2: Técnicas de Transferencia Inalámbrica de Energía. \*Esquema tomado de la referencia (Sun, Xie, and Wang, 2013)

La longitud de onda de una onda electromagnética es la velocidad de dicha onda (velocidad de la luz  $300000 \text{ Km/s}$ ) dividida entre su frecuencia, de aquí que la longitud de onda pueda ser calculada mediante la relación  $\lambda = C/f$ . Dependiendo de la distancia de la fuente de radiación, el campo electromagnético exhibe unas u otras características, por tanto son definidas regiones límite, con las cuales se categoriza el comportamiento de la onda electromagnética en función de dicha distancia. Estos límites están en función de la longitud de onda y definen las regiones conocidas como: "Campo Cercano", "zona de Transición" y "Campo Lejano". En la figura 1.3 se muestra una representación gráfica de la definición de cada una de las regiones.

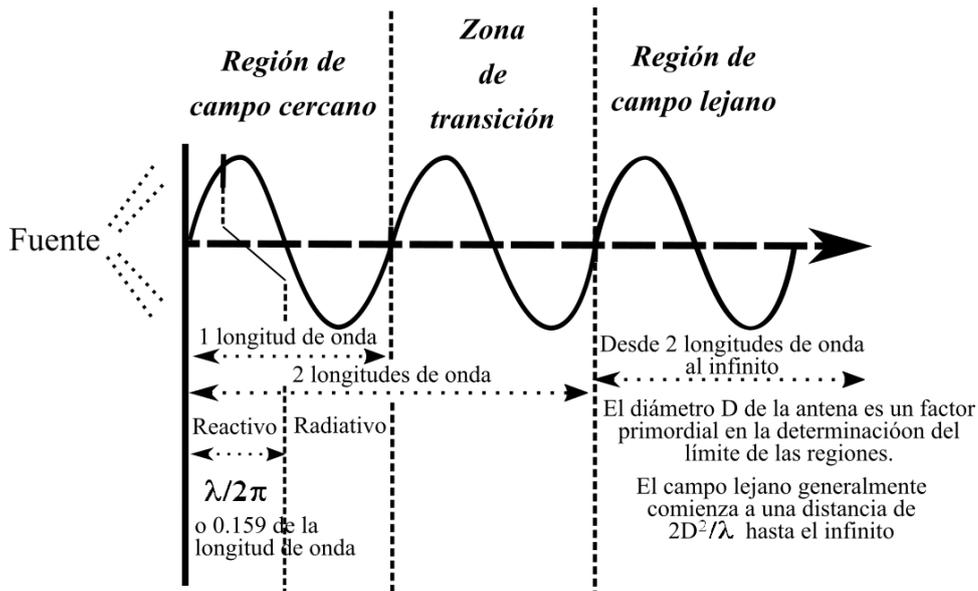


FIGURA 1.3: Representación de las regiones de Campo cercano, zona de transición y campo lejano para una onda electromagnética \*Esquema tomado de la referencia (Center, 1990)

Cuando la frecuencia de resonancia del campo electromagnético oscilante es relativamente baja (del orden de las decenas de MHz) y la distancia de transferencia es relativamente pequeña (en el orden de los cm), la región comprendida en esta transferencia de energía es el campo cercano, en caso contrario la transferencia ser´a de campo lejano (Sun, Xie, and Wang, 2013). El límite entre un tipo de transferencia y otra se conoce como la zona de transición. La particularidad de esta zona es que se encuentran combinadas las características encontradas tanto en el campo cercano como en el campo lejano.

Para transmisores y receptores en diámetros menores que la mitad de la longitud de onda de operación, el campo cercano es la región dentro de un radio de longitud de onda ( $r < \lambda$ ), mientras que el campo lejano es la región fuera del radio de dos longitudes de onda ( $r > 2\lambda$ ). La región del medio, comprendida entre  $\lambda \leq r \leq 2\lambda$ , es conocida como zona de transición, tal y como se observa en la figura 1.3.

Las cinco subcategorías en las que se dividen las dos técnicas de transferencia de energía, cuentan con diferentes características las cuales se encuentran resumidas en la Tabla 1.2.

Como se ha expuesto en el Capítulo ??, la técnica de alimentación del implante debe garantizar una mínima absorción de energía por parte de los tejidos, por tal motivo debe ser eficiente y exhibir una buena penetrabilidad. Comparativamente, la transferencia de energía de campo cercano

TABLA 1.2: Características de las diferentes técnicas de transmisión de energía inalámbrica

Principio de funcionamiento	Frecuencia	$\lambda$	Rango	Penetrabilidad	Eficiencia
Acoplamiento Capacitivo	Hz-MHz	Km-m	Corto	Fuerte	Alta
Acoplamiento Inductivo	Hz-MHz	Km-m	Corto	Fuerte	Alta
*Acoplamiento Inductivo	MHz-GHz	m-cm	Medio	Fuerte	Alta
Propagación Electromagnética	MHz-GHz	m-cm	Medio	Medio	Media
Microondas	GHz-THz	1m-10mm	Largo	Débil	Baja
Fotoelectricidad	>THz	$\mu\text{m}$	Largo	Débil	Baja

tiene una eficiencia mayor que la de campo lejano, debido a que al usar longitudes de onda más largas, es más fácil generar difracción cuando la onda electromagnética choca con el cuerpo humano (Sun, Xie, and Wang, 2013). Al ser señales de rango de transferencia medio/corto, la penetrabilidad es fuerte y la directividad débil, características por las cuales la transferencia de energía en campo cercano es la técnica más idónea para las aplicaciones biomédicas.

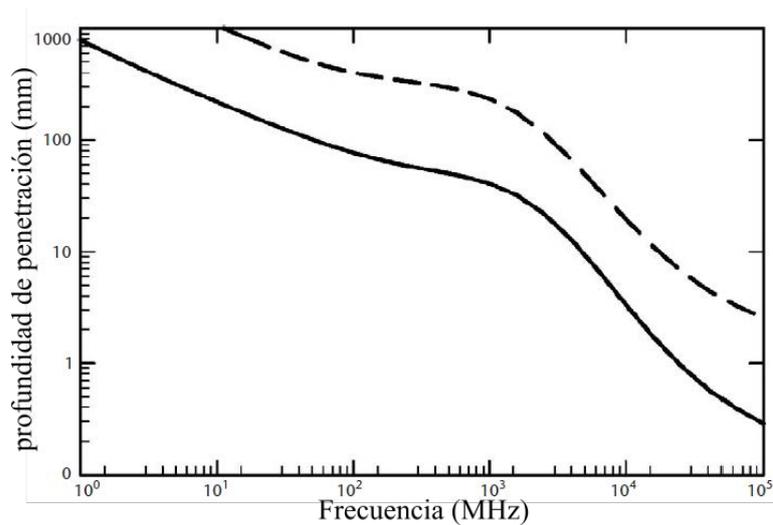


FIGURA 1.4: Profundidad de penetración para tejido adiposo y músculo. Línea sólida: músculo. Línea punteada: Tejido adiposo. \*Gráfico tomado de la referencia (Hall and Hao, 2007)

A frecuencias menores de los 100 MHz las profundidades de penetración son significativas, tanto para el músculo como para el tejido adiposo, tal y como se observa en la figura 1.4, por tanto las frecuencias en este intervalo son adecuadas para las comunicaciones con implantes médicos. A medida que aumenta la frecuencia, la profundidad de penetración se reduce.

**1.1.2.3.2 Métodos de Campo Cercano** Cuando la antena de un dispositivo implantado recoge energía del campo evanescente o cercano de una antena situada fuera del cuerpo, se dice que el implante está acoplado en

campo cercano (Finkenzeller, 2010). Este tipo de comunicación es inherentemente de corta distancia, debido a que el campo solo se extiende hasta  $\sim \lambda/2\pi$  de la antena (ver figura 1.3), donde  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal. Dependiendo de la geometría de las antenas, el acoplamiento se dará con el campo eléctrico o el magnético. La energía suministrada al dispositivo implantado, dependiendo de la naturaleza del mismo, servirá para recargar una batería o para su uso inmediato, como en el caso de un implante completamente pasivo.

El campo cercano se divide en dos subtipos, como bien se dijo en la sección anterior: el acoplamiento capacitivo y el acoplamiento inductivo. La descripción de estos dos métodos de transmisión de energía son los que ocuparán las secciones subsiguientes.

**1.1.2.3.3 Acoplamiento Capacitivo** El acoplamiento capacitivo consiste en generar, a través de una antena transmisora, un campo eléctrico, caso contrario al enfoque inductivo tradicional donde el campo magnético es el que juega un papel clave. La antena de transmisión, en el acoplamiento capacitivo, puede ser un simple dipolo eléctrico, sin embargo, cuando las dos antenas son placas metálicas que forman un condensador de armaduras en paralelo, se consiguen eficiencias más altas.

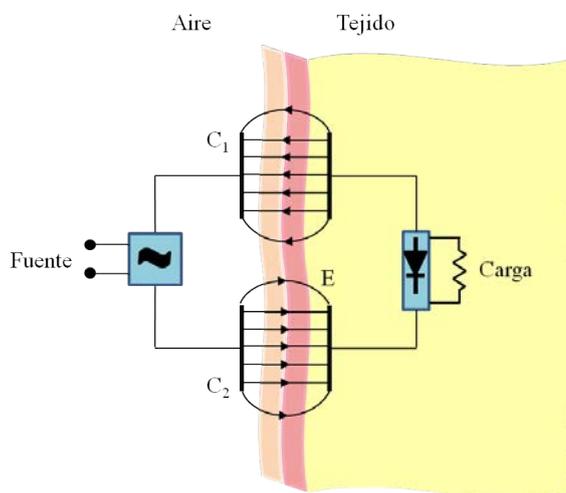


FIGURA 1.5: Diagrama conceptual de un acoplamiento capacitivo usado como fuente de alimentación del implante. \*Tomado de la referencia (Theilmann, 2012)

A pesar de que el concepto de acoplamiento capacitivo ya era usado en aplicaciones tales como comunicación chip-a-chip o de transferencia de energía al nivel de chip, hasta hace un par de décadas nadie había propuesto su uso en el área biomédica. Sodagar y colaboradores (Sodagar and Amiri, 2009) fueron los primeros en realizar estudios de acoplamiento capacitivo para su aplicación en DEIs. Ellos introdujeron la idea de colocar uno de los platos del condensador en

el implante y el otro en la parte externa, cuidando de que estén bien alineados con el fin de conseguir que el área superpuesta sea máxima.

El diagrama representativo del sistema de acoplamiento capacitivo para dispositivos implantables se muestra en la Fig. 1.5. Hasta la fecha muchos otros autores se han sumado a la idea, diversificado así las aplicaciones en el área de los dispositivos implantables (Zhang et al., 2014; Huang et al., 2013; Theodoridis, 2012; Takhti, Asgarian, and Sodagar, 2011).

En el diagrama se observa como la piel y los tejidos actúan como materiales dieléctricos para cada uno de los condensadores, por tanto, el implante funciona en el campo cercano de la antena de transmisión.

En comparación con la técnica de acoplamiento inductivo (Al-Kalbani, Yuce, and Redoute, 2014), el acople capacitivo tiene una transmisión de energía confinada dentro del área de los electrodos, reduciendo de esta manera las interferencias electromagnéticas debidas a circuitos electrónicos en su vecindad. Sin embargo, aunque esta técnica ha sido usada como una alternativa de transferencia de energía para los DEIs, la eficiencia de la misma sigue siendo generalmente menor a la proporcionada por el acople inductivo.

**1.1.2.3.4 Acoplamiento Inductivo** El acoplamiento inductivo es el método más comunmente utilizado para la transferencia inalámbrica de energía en los DEIs. Diferentes autores a lo largo de unas cinco décadas, así lo demuestran (Lin and Tang, 2016; Trigui et al., 2015; Shire et al., 2009; Schuder, Gold, and Stephenson, 1971). El principio de funcionamiento está basado en como la variación del campo magnético en una bobina primaria, induce voltaje en una secundaria. Esta última bobina, localizada en el dispositivo implantable, es la que recibe la energía de radiofrecuencia (RF) transmitida por la bobina primaria ubicada en la parte externa del cuerpo humano. Diferentes tipos de bobinas tanto planares, como de enrollado helicoidal han sido estudiadas y usadas en diferentes aplicaciones (Al-Kalbani, Yuce, and Redoute, 2014). La distancia de separación entre bobinas debe ser relativamente pequeña para que la inducción electromagnética ocurra. Típicamente el rango de lectura en un sistema inductivamente acoplado es de unos pocos centímetros. Un diagrama de bloques típico de un sistema inductivo de transferencia de energía se muestra en la Fig. 1.6.

En este diagrama puede ser utilizado para representar por ejemplo un link inductivo que está alimentando directamente un chip en el implante médico, o recargando una batería del sensor implantado, o incluso excitando directamente un circuito LC que actúa como sensor pasivo. Este último será descrito con más detalle en el Capítulo ?? de esta tesis. El concepto general de un link inductivo es que parte del campo magnético ( $H$ ) generado por

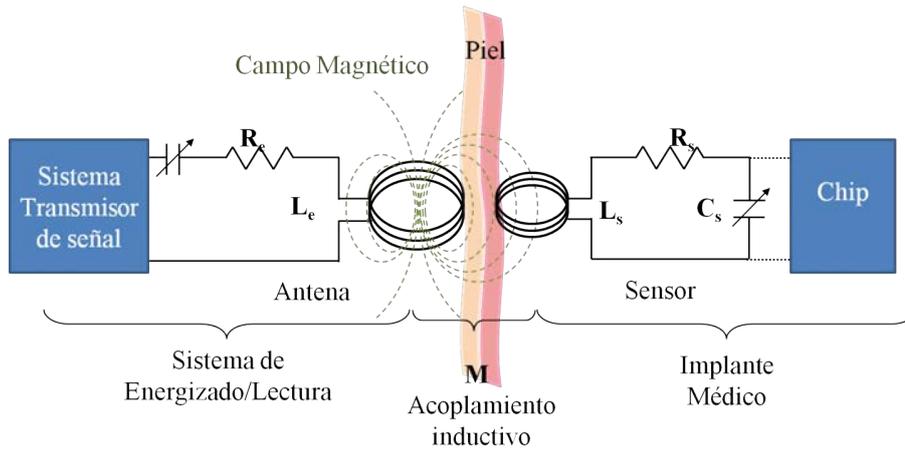


FIGURA 1.6: Diagrama típico de un sistema inductivo de transferencia de energía. \*Modificado de la referencia (Trigui et al., 2015)

la variación de la corriente en  $L_e$  es capturada por  $L_s$  creando una corriente en el implante. La densidad de potencia de la radiación de campo cercano es proporcional a  $1/d$  donde  $d$  es la distancia medida desde la antena.

Como se vió en la sección anterior el acoplamiento capacitivo transfiere energía a través de un campo eléctrico alternante, sin embargo el acoplamiento inductivo utiliza el campo magnético alternante para transferir energía. Comparativamente, el campo magnético causa menores efectos adversos en el cuerpo humano, lo que hace del acoplamiento inductivo la mejor opción a elegir cuando se trata de aplicaciones biomédicas.

El acoplamiento inductivo también ofrece ventajas a los pequeños implantes, debido a que estos pueden acoplarse a bajas frecuencias, donde la interacción tejido/campo se reduce aún más y se pueden transferir grandes cantidades de potencia (Theilmann, 2012). Las eficiencias pueden alcanzar valores superiores al 50% en diseños optimizados (Baker and Sarpeshkar, 2007). En la mayoría de las aplicaciones biomédicas, la frecuencia de operación está en el rango de los 100 kHz a 50 MHz, con una distancia típica de transmisión, entre 1 y 10 cm.

**Acoplamiento Inductivo resonante** El método de acoplamiento inductivo tradicional no es eficiente cuando se requiere transmitir energía a mayor distancia, debido a la gran cantidad de pérdidas resistivas. Sin embargo si las bobinas, primaria y secundaria están sintonizadas, es decir si ellas forman circuitos resonantes con la misma frecuencia de resonancia, la energía que puede transmitirse, en una distancia igual, es mucho mayor y por tanto las pérdidas son menores. El método de acoplamiento inductivo resonante

fue utilizado por Nikola Tesla para sus experimentos de transferencia de energía (TESLA, 1891).

El acoplamiento inductivo resonante ocurre cuando dos circuitos resonantes intercambian energía a través de las oscilaciones de sus campos magnéticos. En este caso, todas las impedancias circundantes tienen un valor mucho mayor comparado con el buen acoplamiento resonante que compensa las reactancias positiva y negativa (Valtchev, Baikova, and Jorge, 2012). En este principio se basa lo que hoy se conoce como witricidad. Esta forma de transferencia de energía es similar a la de los transformadores, excepto en que la bobina del primario y del secundario están físicamente separadas y ajustadas para resonar a una misma frecuencia. Retomando el esquema de la Fig. 1.6, un condensador  $C_e$  conectado con la antena transmisora forma un circuito resonante cuya frecuencia puede ser ajustada mediante la variación de la capacitancia de dicho condensador, de tal manera que se ajuste la frecuencia de transmisión a la del otro circuito resonante.

WiTricity<sup>5</sup> es uno de los ejemplos prácticos y comerciales del uso de la transmisión inalámbrica de energía de campo cercano. Esta es una tecnología que permite una mayor distancia entre la fuente y el dispositivo que se quiere alimentar, además de que proporciona una mayor eficiencia energética en comparación al acople inductivo tradicional. Esta tecnología emergente fue demostrada por Eric Giler, director ejecutivo de la empresa Estadounidense WiTricity, en el año 2009, en una de las conferencias TEDGlobal<sup>6</sup> realizada en Boston.

Las aplicaciones para esta fuente de energía abarcan la electrónica de consumo, los automotores (vehículos eléctricos), industria y la medicina. En el área médica las aplicaciones más inmediatas son los dispositivos médicos implantables, los dispositivos médicos portátiles y las herramientas quirúrgicas. Lo más revolucionario de la witricidad es que brinda la posibilidad de entregar niveles sustanciales de potencia, con una alta eficiencia que es independientemente de la posición del dispositivo o herramienta que se quiere energizar.

#### 1.1.2.4 IoT y los Links de Radiofrecuencia

En los últimos años un concepto revolucionario se está abriendo paso, cada vez con pasos más firmes, el internet de las cosas o IoT (por el acrónimo de Internet of Things) promete una nueva era de comunicación y transmisión efectiva de datos en tiempo real, trayendo una avalancha de aplicaciones nuevas e innovadoras en diferentes sectores industriales, entre ellos

<sup>5</sup><http://witricity.com/>

<sup>6</sup>[http://www.ted.com/talks/eric\\_giler\\_demos\\_wireless\\_electricity](http://www.ted.com/talks/eric_giler_demos_wireless_electricity)

los relacionados con biomedicina y la salud en general (Tafazoli, 2013). El gran número de posibilidades que se ofrecen en el bienestar, el envejecimiento y muchos otros, que justifican la importancia de IoT relacionados con las aplicaciones de la salud (Kamel Boulos and Al-Shorbaji, 2014; Gubbi et al., 2013; Kamel Boulos et al., 2011; Atzori, Iera, and Morabito, 2010). Siguiendo esta idea, se han desarrollado varios sensores habilitados para IoT (estacionarios, portátiles, implantables o ingeribles) que ofrecen un nuevo nivel de diagnóstico, monitoreo y métodos de entrega médica. En la figura 1.7 se muestran algunas de las empresas relacionadas con el IoT y sus áreas de aplicación.

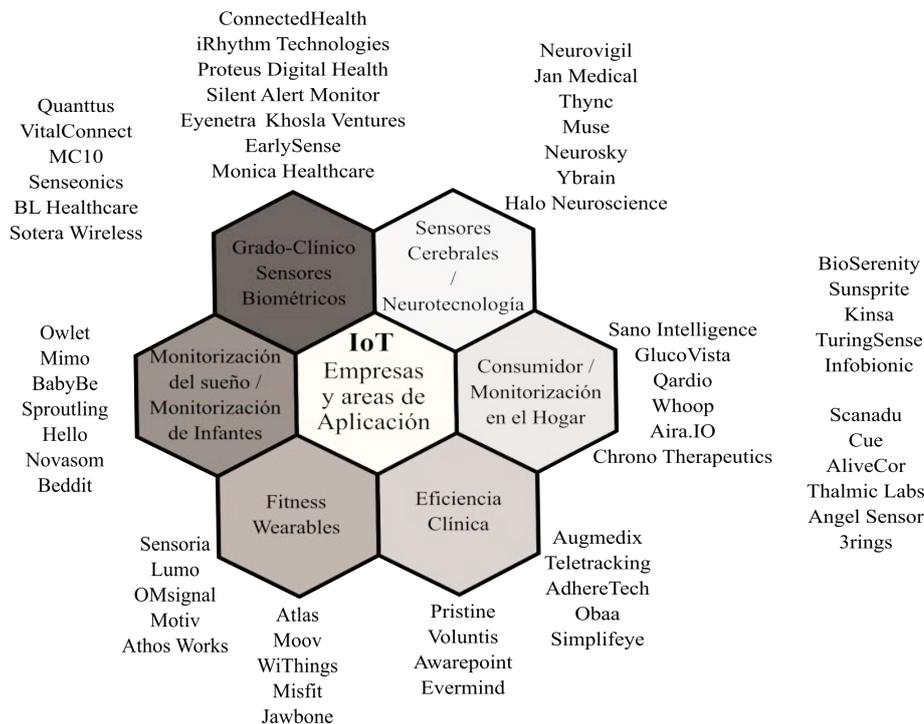


FIGURA 1.7: Aplicaciones de IoT en la salud: Mapa de empresas

Los sensores de RF pueden desempeñar un papel crucial en las aplicaciones IoT relacionadas con el cuidado de la salud (Kim et al., 2015b; Catarinucci et al., 2015; Mukhopadhyay and Suryadevara, 2014; Amendola et al., 2014). La tecnología consiste en una bobina inductiva transmisora y un Tag-LC pasivo basado en un circuito tanque formado por un condensador y una bobina conectados en paralelo. Los Tags-LC resonantes inalámbricos y pasivos han sido ampliamente estudiados, principalmente para su uso en entornos hostiles (Li et al., 2015), tales como: altas temperaturas (Tan et al., 2015), medios corrosivos (Galindo-Romera et al., 2016; LARBI et al., 2015; Ong et al., 2002) o aplicaciones biomédicas (especialmente de tipo implantable) (Kiourti, 2010; Sezen, 2006; Coosemans, Catrysse, and Puers,

2004). La baja complejidad, adaptabilidad y bajo coste son algunas de las características más llamativas de este tipo de sensores pasivos.

El principio de funcionamiento para los sensores LC inalámbricos se basa en que un cambio de la capacitancia o inductancia del Tag, genera un cambio en el valor de amplitud resonante, frecuencia o factor de calidad, del circuito tanque. Una bobina secundaria, acoplada inductivamente a la bobina del Tag permite la medición a distancia de la variación de las características eléctricas del Tag (Dong, Wang, and Huang, 2016; Cerón-Hurtado and Aguiló Llobet, 2014; Kiourti, 2010). La sencillez, la poco costo y la robustez de estos sensores en operación e implementación los hacen muy atractivos y populares para aplicaciones de telemetría pasiva (Sajeeda and Kaiser, 2006; Peng et al., 2014). La integración entre las tecnologías de sensado dentro de los Tags pasivos permitirán una gran cantidad de aplicaciones completamente nuevas en el contexto IoT, especialmente en el área de la e-health ().

La comunicación y/o transmisión de datos entre el lector y el Tag puede ser llevada a cabo en diversas bandas de frecuencia, comenzando desde las bajas frecuencias (LF, por sus siglas en inglés) a 124–135 kHz hasta las frecuencias ultra-altas (UHF, por sus siglas en inglés) a 860–960 MHz, lo que ha contribuido a la proliferación de las tecnologías inalámbricas de RF.

Debido a que existen diferentes maneras con las que el lector de RF puede comunicarse con el Tag pasivo, estos dispositivos pueden ser clasificados de acuerdo con su forma de acoplamiento, en dispositivos de rango cercano, remoto y lejano (ver Tabla 1.3). Los acoplamientos de tipo magnético y capacitivo se utilizan normalmente en para los enlaces de proximidad

(rango cercano), el acoplamiento inductivo para enlaces remotos y para los de largo alcance, el acoplamiento por retrodispersión de RF. Tanto el acople capacitivo como el inductivo ya fueron descritos en apartados anteriores, entre las técnicas de campo cercano, sin embargo queda aún por describir el acoplamiento por retrodispersión en RF.

TABLA 1.3: Clasificación en RF

<b>Rango</b>	
Cercano	1 cm
Remoto	1 cm - 1 m
Lejano	$\geq 1$ m

**1.1.2.4.1 Acoplamiento de retrodispersión de radiofrecuencia** Este tipo de acoplamiento en RF usualmente opera fuera de la región de campo cercano y la señal de radio se propaga lejos del lector de RF, sin embargo hay algunas excepciones cuando se utilizan las bandas de LF/HF. Dependiendo del diseño y la funcionalidad del Tag, este se comunica con el lector de una

forma u otra, por ejemplo retornando un número de identificación, alguna información de telemetría o cualquier otro flujo de datos, incluso en los Tags más simples, la comunicación inalámbrica se lleva a cabo por la caída de potencial en la antena transmisora (Vinko, Švedek, and Žagar, 2014; Aubert, 2011), cuando los dos sistemas están acoplados.

La idea de utilizar los Tags de RF como sensores ha surgido no solo debido a las ventajas económicas que estos pueden ofrecer, sino también por el potencial tecnológico y lo rápido que resulta adaptarlos a las plataformas inalámbricas de vanguardia como las de redes de sensores o aplicaciones IoT (Meng and Li, 2016; Seemann and Huemer, 2005). Los Tags pueden ser activos, semi-pasivos o pasivos.

El sistema más básico de comunicación por retrodispersión de RF es el conformado por un Tag pasivo y un lector. Cuando la señal de RF, radiada por el lector, alcanza el Tag pasivo, este colecta la energía por medio de un acoplamiento inductivo o capacitivo, por tanto hay una interacción con la señal entrante y parte de esta energía es reflejada hacia el lector a través del fenómeno retrodispersión pasiva. Esencialmente, el Tag refleja parte de la potencia transmitida por el lector, cambiando algunas propiedades. Estos cambios son interpretados por el lector como la información requerida. El Tag al ser accionado directamente por la señal de RF, no requiere de ningún componente activo para llevar a cabo la medición y enviar la respuesta al lector, por tanto dicho dispositivo de lectura es el que contiene todo un conjunto completo de componentes convencionales de RF, para la transmisión/recepción de señal. Al utilizar la energía de la onda electromagnética tanto para alimentar el sensor como para conocer la magnitud de la variable, física o fisiológica (presión, temperatura, etc), que se está midiendo, no se hace necesario el uso de rectificadores de señal u otro circuito integrado dentro del sensor, por lo que se minimizan las pérdidas totales del dispositivo RF.

### 1.1.3 El mundo 2020: perspectiva de mercado de los nuevos dispositivos electrónicos inalámbricos implantables

Para el mundo 2020 según el reporte de la BCC Research<sup>7</sup>, el mercado global para las tecnologías emergentes de dispositivos médicos deberían alcanzar los \$90.8 billones para el año 2021 arrancando desde los \$55.9 billones en el 2016 a una tasa de crecimiento anual compuesto (TCAC o CAGR, Compound annual growth rate, en inglés) de 10.2% (*Global Markets for Emerging Medical Device Technologies 2016*), entre estas tecnologías se encuentran los nuevos avances en dispositivos implantables y bioreabsorbibles, los cuales

<sup>7</sup><http://www.bccresearch.com/>

han ampliado la industria de dispositivos médicos y de diagnóstico en los últimos veinte años.

En el caso de los dispositivos médicos inalámbricos, según el reporte (*Wireless Medical Devices: A Global Technology, Industry and Market Analysis 2016*) realizado por la IRAP (Innovative Research and Products Inc.)<sup>8</sup>, esta es una industria en continuo crecimiento. Se espera que el mercado mundial de este tipo de dispositivos exhiba un crecimiento de aproximadamente el 25.1% durante los próximos años. Esto significa que el mercado mundial podría expandirse desde los 3.6 billones en el 2015, hasta unos 11 billones en el 2020. En lo que concierne solo a Europa, se espera que el mercado experimente un crecimiento estimado de un 24.7% entre el periodo 2015-2020.

Todo esta perspectiva de crecimiento está basada en la creciente demanda en los dispositivos para el cuidado del paciente, tanto en centros hospitalarios como clínicos y en un futuro cercano también desde casa. El gran impacto por parte de las innovaciones en tecnologías de sensores, implantes y comunicaciones inalámbricas, convertirá la industria de la tecnología médica inalámbrica en una de las industrias más diversificada en el mundo 2020, desde el punto de vista de las aplicaciones y servicios.

Entre estas dos grandes industrias se mueve el desarrollo de los dispositivos electrónicos inalámbricos implantables. En la última década, gracias a la introducción de tecnologías inalámbricas de bajo costo, la investigación, puesta a punto y comercialización de dispositivos electrónicos inalámbricos, se han abierto diferentes nichos para aplicaciones que aporten nuevas soluciones relacionadas con la salud y el bienestar de las personas. Estos dispositivos tendrán que cumplir con los requerimientos de bajo costo, robustez, portabilidad, siendo amigables con el paciente, especialmente aquellos utilizados para el monitoreo clínico y la atención médica personalizada.

#### 1.1.4 Implantes Protésicos

Dentro del área de los implantes médicos también se encuentran aquellos de uso protésico, los cuales deben cumplir con los mismos requisitos de biocompatibilidad y diseño estructural que se ajusten a la aplicación y necesidad del paciente. Este tipo de implantes protésicos están destinados a sustituir una parte del cuerpo humano o complementarla y como cualquier implante, estos pueden ser permanentes o removibles una vez hayan cumplido su función.

Debido a su condición per se de implantabilidad estos elementos mecánicos son susceptibles de combinarse con otro tipo de dispositivos implantables

---

<sup>8</sup><http://www.innoresearch.net/>

con el fin de potenciar o diversificar su funcionalidad inicial. Con esta posibilidad, el acoplar los DEIs a los implantes protésicos, surge una alternativa atractiva para el estudio del implante en condiciones reales de funcionamiento y cuyos resultados servirán para determinar el grado de adaptación del mismo. Aprovechando el implante protésico como punto de sujeción o anclaje para el DEI, pueden ser establecidas además correlaciones entre las variables biológicas y/o fisiológicas del paciente intervenido, y la respuesta eléctrica del sensor. A partir de esta idea se comenzará a desarrollar la línea de esta tesis de investigación.

## Capítulo 2

# Motivación y Objetivos

*¿Quién puede decir que no es lo que vemos  
con los ojos abiertos lo que está  
distorsionado y que lo que se describe aquí  
no es la verdadera esencia de las cosas?  
-¿Nunca has oído a los viejos suspirar que  
la vida es un sueño?.*

---

Ismail Kadaré, El palacio de los sueños

### 2.1 Motivación

Las hernias abdominales son una de las condiciones médicas más frecuentes (Pawlak, Bury, and Śmietański, 2015). Se estima que anualmente más de 20 millones de hernias abdominales son reparadas en todo el mundo (Dabbas et al., 2011). En el año 2012, tan solo en los Estados Unidos, fueron intervenidos quirúrgicamente cerca de unos 700000 pacientes a causa de hernias abdominales (Wier, Steiner, and Owens, 2015) y alrededor de 140000 en el Reino Unido (). Las estadísticas apuntan a que entre un 10 y 15% de estos pacientes sufren recidivas, lo que implica un sobre coste anual de aproximadamente 9 Billones de USD solo en los Estados Unidos.

Hasta finales de los 50s las hernias abdominales eran reparadas con la sutura simple del tejido, sin embargo terminando la década Usher publicó una novedosa técnica en la que empleaba una especie de malla de poli-propileno (Usher, 1962). Este cambio en el tratamiento de los defectos herniarios fue validado con resultados reportados por el grupo de Lichtenstein (Lichtenstein et al., 1989) en cuyo trabajo se describe además el método de reparación "sin tensión".

En la actualidad, cerca de 1 millón de mallas abdominales son usadas por año en el mundo (Brown and Finch, 2010). El empleo de materiales protésicos con fines reparativos en la patología herniaria ha contribuido a proporcionar una comodidad al paciente operado y una menor estancia en el centro hospitalario (Bellón, 2014; Rappoport, 2006; Leber et al., 1998).

Todo procedimiento quirúrgico lleva asociado sus riesgos. El dolor, enrojecimiento, hinchazón y moretones en el lugar intervenido son las molestias esperadas. Una vez implantada la malla abdominal es normal que se desarrolle fibrosis en el tejido receptor, sin embargo esta es causante de rigidez y puede llegar al punto de obstrucción del buen funcionamiento del material protésico, frente a esta situación los cirujanos apuestan por el uso de mallas macroporosas y por tanto de baja densidad, que coadyuven a la baja presencia de fibrosis. Complicaciones posteriores como recidiva de la hernia (Hidalgo et al., 2001) y/o la aparición de dolores o molestias abdominales, son consecuencia de causas como una deficiente adaptabilidad mecánica entre la prótesis y los tejidos (Hernández Gascón, 2013) o del uso de una técnica quirúrgica inadecuada o incluso de procesos infecciosos de alto riesgo como la sepsis abdominal postquirúrgica (Carlos and González, 2011). Frente a este panorama, estos escenarios podría ser contrarrestado con un adecuado conocimiento anatómico y de la dinámica de la pared abdominal.

Debido a las oscilaciones de la presión intraabdominal, la pared abdominal es una estructura dinámica (Cobb et al., 2005) y anisotrópica, por lo que la malla implantada debe comportarse de manera armónica, en conjunto con el tejido receptor, además de permitir una movilidad homogénea ante esfuerzos de carácter puntual (tos, vómitos, etc) o permanente (presión positiva Intraabdominal) (Bellón, 2014). Desde el primer momento en que la malla se instala en el abdomen de un paciente, ésta queda sometida a esfuerzos mecánicos principalmente de tracción, por lo que es necesario saber si el material protésico será capaz de soportar dicha carga mecánica y que sucede con él una vez es implantado.

Existen estudios previos *ex vivo* del comportamiento de las prótesis reticulares (Hernandez-Gascon et al., 2011), del comportamiento pasivo del conjunto tejido-prótesis (Hernández-Gascón et al., 2012) y estudios de la respuesta mecánica, tanto de las mallas como del músculo, por medio de modelado numérico (Grasa et al., 2012), sin embargo estas técnicas no permiten determinar en tiempo real e *in situ* el comportamiento de la malla en condiciones reales de implantación.

Debido a la ausencia de técnicas para tal fin, el desarrollo de un dispositivo para el monitoreo inalámbrico surge como una vía para el estudio evolutivo tanto de la integración de la malla en el abdomen del paciente operado

como del estado real de carga en la misma. Para este fin se propone un esquema de monitoreo inalámbrico pasivo como se muestra en la Fig. 2.1

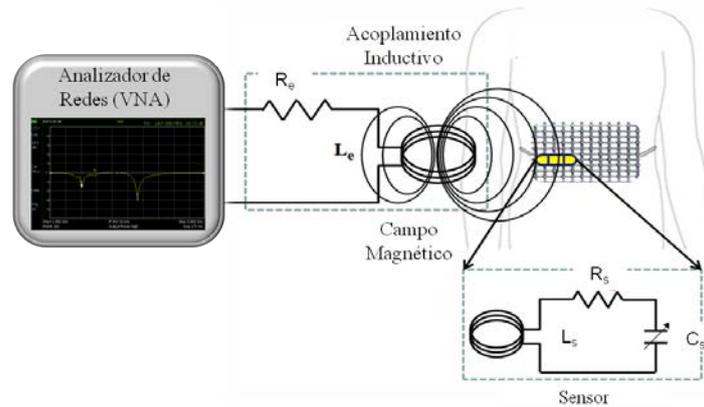


FIGURA 2.1: Esquema representativo del sensado inalámbrico pasivo propuesto.

El sistema está constituido por un sensor resonante LC (bobina-condensador) y un dispositivo de lectura inalámbrica, que permita monitorear la condición actual de esfuerzo/deformación de la malla a través de la medida de la deformación en el sensor. Este monitoreo se basa en el seguimiento del pico de resonancia del circuito tanque. El sensor estará encapsulado y unido a la malla como se observa en la figura 2.1, de manera que este conjunto sea esterilizado e implantado al mismo tiempo. El componente principal del sensor es el condensador. Este consiste en un par de placas paralelas interdigitadas (IPPs), superpuestas y separadas por un dieléctrico de espesor  $d$ , de forma que una deformación de la malla produzca el desplazamiento relativo de una de las placas. La variación de la capacitancia vendrá dada por la modificación del área superpuesta lo que en el sensor LC se traduce en un corrimiento de la frecuencia de resonancia del mismo.

El sistema planteado entraría a formar parte de los DEIs de prevención y seguimiento. El objetivo será el de proporcionar un monitoreo inalámbrico de la malla abdominal implantada con el fin de identificar predictores que sirvan para la determinación de problemas postoperatorios, como el aumento de la presión intraabdominal y por tanto riesgo de recidiva, o el mal funcionamiento de la malla o incluso en casos extremos la rotura del implante. Además que sería una fuente de información en el estudio de la dinámica de la pared abdominal del paciente operado.

Si bien es cierto que el trabajo aquí reportado hace referencia a las aplicaciones biomédicas que podría tener, el mismo concepto de principio de funcionamiento y medición puede ser transferido a otras áreas de aplicación como podría ser por ejemplo la medida de dilataciones mecánicas en un tanque o en una cuba, por nombrar alguna inmediata.

## 2.2 Objetivos

El objetivo general de esta tesis es proponer un esquema de monitoreo pasivo inalámbrico de la respuesta mecánica de una malla protésica, una vez haya sido implantada en el abdomen de un paciente a quien se le ha practicado una corrección de hernia abdominal. El demostrador debe permitir una medida continua, inalámbrica y en tiempo real de la variable mecánica y a su vez debe cumplir con condiciones como biocompatibilidad, bajo consumo, tamaño ajustable, bajo coste y que pueda ser utilizado durante un periodo de tiempo según el requerimiento de la aplicación. Como consecuencia, se propone una nueva línea experimental para la caracterización de la respuesta de la pared abdominal animal y humana tras la cirugía de corrección de defectos herniarios, en ensayos exvivo y/o invivo mediante ensayos uniaxiales y/o de inflado.

Para conseguir este objetivo se plantean los siguientes objetivos específicos

- Diseñar y desarrollar un sensor pasivo resonante capaz de realizar la medida de pequeños desplazamientos y que a su vez pueda transmitir la respuesta eléctrica de manera inalámbrica.
- Obtener resultados experimentales que demuestren la correlación entre la deformación uniaxial y la respuesta en frecuencia del sensor.
- Testar el esquema de monitoreo pasivo en condiciones ex-vivo e invivo usando phanton de tejido y conejos como modelos respectivamente.

## 2.3 Consideraciones y Requerimientos del Diseño de Sistemas Implantables

Las diferentes especificaciones para un DEI son provistas por la aplicación sin embargo todas comparten un conjunto de restricciones en tamaño, tipo de alimentación y funcionalidad, la interacción entre estos factores son los que determinan el ancho de banda de la comunicación, los materiales, el consumo de energía y la tecnología electrónica. El tamaño por ejemplo determina las dimensiones de la antena y por tanto limita el consumo de energía, debido a que la eficiencia de radiación esta en relación directa con las dimensiones de la antena (Nikita et al., 2014).

Para la alimentación de los DEIs generalmente se emplea un acople inductivo de baja frecuencia, debido a que de esta manera se minimiza la absorción de energía por parte de los tejidos (Nikita et al., 2014). Algunas

aplicaciones hacen uso de este mismo acople para establecer una comunicación como en el caso de los sensores pasivos resonantes. A través del mismo conjunto de bobinas se alimenta el circuito y se "lee" la respuesta del dispositivo sensor.

En este caso particular y en cuanto a los requerimientos se refiere, el sistema a diseñar deberá presentar las siguientes características:

- Debe ser pequeño y adaptable a la aplicación.
- Debe ser fabricado empleando materiales biocompatibles debido a su condición de implantabilidad.
- De bajo consumo y que preferiblemente dicho consumo de energía sea bajo demanda.
- De fácil adaptación al entorno de aplicación, con esto se busca que sea ajustable y flexible.
- Incorporado en la malla abdominal puesto que la idea principal es que siga la dinámica de la malla una vez haya sido implantada.
- Zero power, para evitar la necesidad de alimentación en la parte implantable del sistema sensor, con lo que se prescinde del uso de complicados mecanismos de transmisión de energía y datos entre el dispositivo implantable y el externo.
- sensibilidad en el orden de las micras.

A parte de estos requerimientos impuestos por la aplicación, el desarrollo de los DEIs también está supeditado a normativas en lo que respecta a la frecuencia de operación y a condiciones de implantación en lo que concierne a la experimentación animal y humana. Tales normativas se describen en el siguiente apartado.

### ***Banda Frecuencial***

La comunicación entre los DEI, basados en circuitos resonantes, y el sistema de lectura/alimentación generalmente es de corto rango. El acoplamiento magnético entre bobinas es el tipo de comunicación más empleada. Estas comunicaciones están reguladas y han de tenerse en cuenta a la hora del diseño del sistema de monitoreo inalámbrico.

Las reglamentaciones en cuanto al uso del espacio electromagnético son implementadas y reguladas en los Estados Unidos bajo la Federal Communications Commission (FCC) (Richardson, 2013), y en Europa bajo el European Telecommunications Standards Institute (ETSI) (Report et al., 2013).

Según la normativa, las bandas ISM (por sus siglas en inglés Industrial, Scientific and Medical) son 8 bandas de frecuencia que pueden ser usadas con fines Médicos, Industriales o Científicos (ver Tabla 2.1).

TABLA 2.1: Bandas ISM

<b>Banda</b>	<b>Rango de Frecuencia (MHz)</b>
ISM 1	13.553 - 13.567
ISM 2	26.957 - 27.283
ISM 3	40.660 - 40.700
ISM 4	433.050 - 434.790
ISM 5	2400 - 2500
ISM 6	5725 - 5875
ISM 7	24000 - 24250
ISM 8	61000 - 61500

Todas las frecuencias dentro de las bandas ISM se denominan de uso común y por tanto no necesitan una licencia en particular para ser usadas, sin embargo no están exentas de cumplir con las normativas de límite de radiaciones establecidas en el Real Decreto 444/1994, del 11 de marzo, sobre los requisitos de protección relativos a compatibilidad electromagnética. Dentro de estas 8 bandas, los usos de acoplamiento inductivos se reducen a las ISM 1 y 2.

Otras bandas de frecuencia comúnmente utilizadas en sistemas de telemetría biomédica incluyen las WMTS (siglas en inglés Wireless Medical Telemetry Servic) y UWB (ultrawide band > 500MHz). Además de estas bandas, existe otro espectro menos explotado, conocido como MICS (siglas en inglés Medical Implant Communications Service). Gracias a un estándar global armonizado propuesto por el ETSI desde el 2004, en consonancia con las normas de la FCC, las bandas MICS aparecen como una nueva posibilidad para desarrollar aplicaciones implantables en el rango de frecuencia entre los 402 y 405 MHz. Independientemente de la banda utilizada se deben respetar las regulaciones para reducir la probabilidad de interferencias con otros dispositivos de transmisión.

### ***Pérdida de Energía en Entornos Biológicos***

El cuerpo humano no es un medio ideal para transmitir ondas de RF debido a la presencia de diferentes condiciones que modifican la respuesta, por ejemplo algo tan cotidiano como los cambios de postura o incluso el envejecimiento de los tejidos. La propagación de las ondas RF depende de las características de permeabilidad, permitividad y conductividad del medio (Dove, 2014).

Cada parte del cuerpo tiene una constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) diferente y una conductividad ( $\sigma$ ) característica, en la Tabla 2.2 se muestran algunos valores típicos calculados a partir de un programa<sup>1</sup> desarrollado por el Instituto de Física Aplicada Nello Carrara (IFAC-CNR, Florencia-Italia). Una constante dieléctrica alta reduce la longitud de onda de una señal de RF por  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ . Es por esto que es necesario la compensación de pérdidas o ganancias cuando se transmite a través del cuerpo.

TABLA 2.2: Valores típicos del cuerpo humano en transmisión de RF

Frecuencia (MHz)	Músculo		Tejido Adiposo	
	$\epsilon_r$	$\sigma$ ( $S m^{-1}$ )	$\epsilon_r$	$\sigma$ ( $S m^{-1}$ )
13.56	138.8	0.63	11.85	0.030
100	66.0	0.71	6.07	0.036
400	58.0	0.82	5.58	0.041
900	56.0	0.97	5.60	0.051

El modelado de las interacciones entre el campo cercano y los tejidos es más complejo que en el campo lejano, no solo por debido a las pérdidas por la presencia de tejido sino también por la forma y tamaño de la antena (bobina). Debido al acoplamiento inductivo entre bobinas, estas necesitan estar mas próximas por lo que hay una mayor interacción con el tejido lo que afecta considerablemente el funcionamiento de las mismas.

Cuando una bobina se coloca muy cerca de un medio dieléctrico con pérdidas, como es el caso de los tejidos, la capacitancia resultante entre la bobina y el tejido afecta la impedancia de la propia bobina, lo que modifica la frecuencia de resonancia del sistema LC (Theilmann, 2012). Las pérdidas a causa del tejido reducen el factor de calidad (Q) de la bobina afectando la eficiencia del sistema.

### *Desafíos de los materiales In-body material challenges*

La biocompatibilidad juega un papel clave en el desarrollo de dispositivos implantables y es un requerimiento en términos de diseño. Todos los componentes en un DEI han de ser fabricados o encapsulados en materiales biocompatibles para de esta manera preservar la salud del paciente y prevenir el rechazo del implante.

La antena de comunicación del DEI con el exterior no es la excepción, por lo que debe cumplir con las condiciones de no toxicidad y en cuanto a dimensiones, estas particularmente pequeñas son limitadas por el reducido

<sup>1</sup><http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>

espacio en su condición de implantabilidad. Una antena pequeña requiere ser fabricada con metales de baja resistividad, como oro, cobre recubierto o plata, para aumentar así su rendimiento efectivo en RF con baja potencia (Nikita et al., 2014).

Además de la biocompatibilidad, la prevención de corto circuitos indeseables es un factor a considerar especialmente en aquellos DEIs que deban estar implantados por largos periodos de tiempo.

## 2.4 Contribución y marco de la Tesis

La mayor contribución del presente trabajo es el desarrollo de una propuesta para el monitoreo inalámbrico en tiempo real de pequeños desplazamientos, cuya aplicación va dirigida hacia aplicaciones biomédicas implantables que puedan utilizar el mismo principio de funcionamiento. En este estudio en particular se ha seleccionado la aplicación en mallas abdominales.

Para la medida inalámbrica de la deformación uniaxial en mallas abdominales implantables se ha logrado por medio del desarrollo de un sensor LC, que consiste en una bobina circular y un condensador de placas paralelas interdigitadas (IPPC) acoplado inductivamente a una bobina exterior, de geometría circular y núcleo de aire, la cual proporciona tanto la alimentación como la lectura del dispositivo sensor. Todo el trabajo hecho hasta la obtención del demostrador ha sido realizado desde la concepción de la idea, el diseño, la fabricación, la caracterización y validación del principio de funcionamiento del sistema de monitoreo. El sensor ha sido fabricado en tecnología planar sobre un substrato flexible y biocompatible. La validación experimental se ha hecho mediante un estudio en el rango de la frecuencia, en ambientes aerobios y en condiciones *ex-vivo* e *in-vivo*.

Este trabajo ha sido desarrollado en el marco del proyecto intramural BIOMIMESH: New abdominal biomimetic prostheses to improve adaptation to host tissue properties - Application in hernia repair del CIBER-BBN. Este proyecto involucra tres grupos de investigación en tres Universidades distintas. El Grupo de Investigación Traslacional en Biomateriales e Ingeniería Tisular (GITBIT-UAH), de la Universidad de Alcalá, dirigido por Juan Manuel Bellón, el grupo de Mecánica estructural y Modelado de Materiales (GEMM-I3A), en la Universidad de Zaragoza, dirigido por Begoña Calvo y el grupo de biomonitorización (GBIO-CNM), en la Universidad Autónoma de Barcelona, dirigido por Jordi Aguiló. Los objetivos del proyecto son los siguientes:

- Diseño y fabricación de nuevas prótesis poliméricas para la reparación de defectos grandes en la pared abdominal.
- Validación de los implantes mediante estudios experimentales in-vitro e in-vivo.
- Desarrollo y validación de un dispositivo para la medida inalámbrica de pequeños desplazamientos correlacionados con la fuerza abdominal y/o la presión intraabdominal. Este dispositivo será incorporado en la malla abdominal con el fin de proveer información de la dinámica del abdomen para la prevención de la recurrencia.

Las tareas abordadas en el desarrollo de esta tesis van ligadas estrictamente al último objetivo.

## 2.5 Esquema de la Tesis

La memoria de esta tesis está organizada en 8 capítulos y 5 Anexos, los cuales son resumidos como sigue:

En el Capítulo 1 - Introducción, se exponen los conceptos básicos de los DEIs. Primero se presentan los principios fundamentales de los dispositivos electrónicos implantables, cuales han sido sus avances y los diferentes dispositivos que existen actualmente, para seguir con los requerimientos y las condiciones a la hora de desarrollar este tipo de dispositivos. Luego se da una visión desde la búsqueda de una medicina personalizada a través de los dispositivos inalámbricos implantables y vestibles, para luego dar paso a las perspectivas de mercado los mismos. Por último se presenta una breve descripción de lo que es un implante protésico, específicamente una malla abdominal. Todo esto hasta aquí se ha resumido con el fin de que potenciales lectores no familiarizados con la temática puedan contextualizarse rápidamente.

En el Capítulo 2 - Motivación y Objetivos, se presenta la motivación para el desarrollo de sensores para aplicaciones biomédicas, en este caso particular para la medida de la deformación uniaxial en mallas abdominales. Además de esto se presta especial atención a los principios de diseño y metodología porque de aquí se establece la base conceptual de todo el desarrollo técnico del sistema.

Los conceptos asociados para el desarrollo de un sistema inalámbrico pasivo, cuyo objetivo principal es la comunicación entre el DEI y el sistema de lectura externo a través de un link transcutáneo se estudian en el Capítulo 3.

En el capítulo 4 se definen los parámetros de diseño para los dos componentes del sensor LC (condensador y bobina), a partir de su principio y mecanismo de funcionamiento. Se especifican las características de tamaño y forma del sensor de microdesplazamientos tanto para una aplicación en general como para la aplicación biomédica implantable elegida. Se definen dos tipos de geometrías para identificar los sensores, una circular y la otra rectangular. Se describe en detalle el proceso de fabricación de los sensores conjuntamente con la descripción de los materiales utilizados para tal fin. Se definen la forma y los materiales del encapsulado y las diferentes configuraciones de las mesas de ensayo para la caracterización de los sensores.

La caracterización del dispositivo fabricado se divide en tres partes, la primera en el estudio del condensador de placas paralelas interdigitadas (IPPC), puesto que es el elemento que da lugar al principio de funcionamiento del sensor, la segunda al Tag-LC y la tercera corresponde a la aplicación. El análisis del condensador se realiza a partir de los resultados obtenidos por un LCRMeter y cuya variable eléctrica a analizar es la variación de la capacitancia debida al desplazamiento de las placas interdigitadas y los resultados junto con la discusión se encuentran en el Capítulo 5.

En el estudio de la respuesta en frecuencia del sensor LC, para aquellos de geometría circular, la frecuencia de resonancia no supera los 300 MHz, mientras que para los de geometría rectangular las frecuencias no superan los 20 MHz. En particular el capítulo 6 se dedica al estudio del link inductivo entre la bobina del sensor y la bobina de lectura, así como al seguimiento del pico de resonancia que es la variable dependiente del desplazamiento. Además de que se estudia la respuesta del sensor en medios dispersivos, tales como silicona y phantom. El estudio del sensor, de geometría rectangular, en el rango de la frecuencia y en condiciones simuladas, utilizando phantom líquido como modelo ex-vivo, se llevó a cabo en la Universidad de Alberta en el grupo de Microwave to Millimetre-wave Micro/Nano Technology (M2M-MNT), en Canadá.

Finalmente en el Capítulo 7 se habla de la aplicación implantable para el link inalámbrico pasivo. Se estudian los efectos de la desalineación de las bobinas, así como el impacto de los tejidos en la malla abdominal y en la respuesta del sensor. Se describen los estudios mecánicos para validar el principio de funcionamiento del sensor y el estudio preclínico, para hacer la caracterización in-vivo del sistema en condiciones reales de operación. Estos estudios se han desarrollado en conjunto con los grupos GITBIT-UAH y GEMM-UniZar.

Las conclusiones del presente trabajo de investigación, así como el resumen de contribuciones y las posibles directivas para un posterior trabajo, son

encontradas en el Capítulo 8.

En los Anexos se recoge toda información adicional, como por ejemplo la descripción de las máscaras fotolitográficas, en el Anexo A, las técnicas de caracterización empleadas en este trabajo de investigación así como los programas de simulación en el Anexo B, el diseño de los útiles para la prueba de concepto del IPPC y para la caracterización de los Tags-LC en el Anexo C, en el Anexo D algunos modelos teóricos para los condensadores interdigitados tipo peine y por último en el Anexo E el protocolo de experimentación animal.

En cuanto a las referencias se hace una recopilación bibliográfica global, organizadas por nombre de autor.

Por último se listan las actividades científicas y una lista de palabras técnicas a modo de glosario.



## Capítulo 3

# Sistema Pasivo Inalámbrico: Link Transcutáneo

*...para que nadie pueda olvidar que nunca  
se está lo bastante lejos para encontrarse,  
nunca.*

---

Alessandro Baricco, Océano Mar

El primer reporte que se tiene de un circuito pasivo resonante, tipo LC, desarrollado para medir parámetros fisiológicos, data del 1957 y fue reportado por Mackay (Mackay and Jacobson, 1957). Desde ese momento y bajo este concepto, se han propuesto métodos alternativos para la realización de estudios fisiológicos y exámenes diagnósticos. Lo que hace popular a la telemetría pasiva es el sencillo esquema de funcionamiento (Peng et al., 2014; Sajeeda and Kaiser, 2006). Por medio del acople inductivo entre la bobina del sensor y una bobina externa, se consigue tanto la alimentación del sensor cómo la lectura del mismo en el dominio de la frecuencia (Kiourti, Psathas, and Nikita, 2014; Kiourti, 2010). Sin duda la posibilidad de ser alimentados externamente y únicamente durante la lectura, los convierte en una alternativa atractiva para aplicaciones IoT (Costanzo and Masotti, 2015), particularmente en el área del monitoreo clínico.

Como se mencionó en el capítulo ??, históricamente, la técnica de transferencia de energía y lectura inalámbrica más popular, para implantes biomédicos, ha sido el acoplamiento magnético de campo cercano o inductivo. Esta forma de telemetría pasiva será descrita en este Capítulo.

### 3.1 Principio de Operación

La telemetría pasiva de detección inalámbrica se basa en que la variable a medir modifica, de manera conocida, alguna propiedad en el sensor: comúnmente la capacitancia (Kiourti, Psathas, and Nikita, 2014; Chen et al.,

2014; Coosemans, Catrysse, and Puers, 2004) o la inductancia eléctrica (Ali et al., 2014). Estas variaciones a su vez producen un cambio en el pico de resonancia del sensor. El desplazamiento en frecuencia del pico de resonancia es detectado de manera inalámbrica por una segunda bobina acoplada a la bobina del sensor LC, conocida como bobina de lectura.

El acoplamiento inductivo casi siempre es operado pasivamente, por tanto la energía necesaria para la operación del sensor, debe ser provista por el lector. Siendo este el caso, la antena (bobina) de lectura genera un campo electromagnético fuerte y de alta frecuencia, que penetra el área transversal del área de la bobina y el área alrededor de ella. Debido a que la longitud de onda del rango de frecuencia utilizado es varias veces mayor que la distancia entre la antena de lectura y el sensor, el campo electromagnético entre ellas puede ser tratado como un simple campo magnético alternante afectado por la distancia entre las mismas.

## 3.2 Sensores Inalámbricos Pasivos tipo LC

Un sensor pasivo LC es típicamente construido por un inductor en espiral conectado a un condensador formando de esta manera un circuito resonante, conocido también como circuito tanque LC. El principio de funcionamiento para este tipo de sensores inalámbricos se basa en el cambio de capacitancia o inductancia del circuito tanque, en respuesta a un cambio de la variable física de interés. Estas variaciones inducen un cambio en la amplitud resonante, la frecuencia de resonancia o en el factor de calidad del circuito resonante. Una segunda bobina acoplada inductivamente a la bobina del sensor, permite la medida inalámbrica de la variación de las características eléctricas en el mismo (Dong, Wang, and Huang, 2016; Kiourti, Psathas, and Nikita, 2014) a través de la monitorización de la impedancia o la pérdida en el retorno de la señal enviada desde la bobina lectora. La sencillez, lo poco costosos y la robustez en cuanto a rendimiento e implementación de estos sensores, los convierten en alternativas muy atractivas y populares para aplicaciones de telemetría pasiva (Peng et al., 2014; Sajeeda and Kaiser, 2006). Un esquema representativo de este tipo de telemetría es mostrado en la figura 3.1.

### 3.2.1 Análisis del sensor pasivo LC y su sistema de lectura

Tomando como punto de partida la ley de Kirchhoff, el modelo analítico de un circuito LC acoplado inductivamente con la bobina de lectura, como se

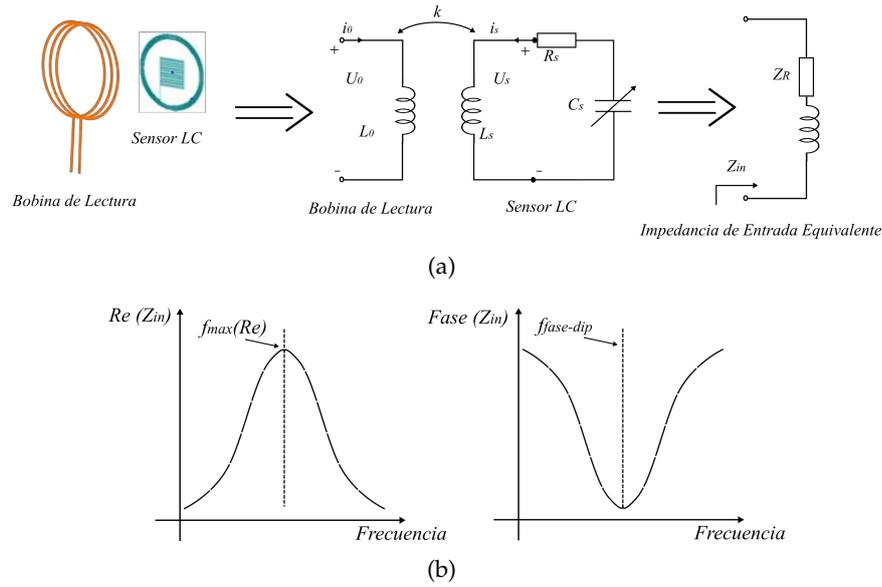


FIGURA 3.1: Representación esquemática de un sistema de telemetría pasiva (a) Representación gráfica y circuito equivalente de un sistema interrogativo de sensores tipo LC. (b) Curvas características de magnitud  $Re(Z_{in})$  y fase.

mostró en la figura 3.1a, puede ser representado por las siguientes expresiones

$$U_0 = j\omega L_0 i_0 + j\omega M i_s \quad (3.1)$$

$$U_s = j\omega L_s i_s + j\omega M i_0 = -R_s i_s - \frac{i_s}{j\omega C_s} \quad (3.2)$$

donde  $\omega$  es la frecuencia de resonancia,  $U_0$ ,  $U_s$ ,  $i_0$  e  $i_s$  son definidas como en la figura 3.1a y  $M$  corresponde a la inductancia mutua, de las bobinas acopladas, representada por la ecuación 3.3

$$M = k\sqrt{L_0 L_s} \quad (3.3)$$

$L_0$  y  $L_s$  son los valores de inductancia de las bobinas del lector y el sensor respectivamente, y  $k$  es el coeficiente de acoplamiento el cual toma valores entre 0 y  $\pm 1$ . El primer valor define que las bobinas no están acopladas, caso contrario del segundo valor que indica que aquellas bobinas están en estado de acoplamiento máximo. Una vez planteado el modelo analítico del circuito lector-sensor y conocida la expresión para  $M$ , se puede definir la variable de interés, que en este caso es la impedancia del circuito equivalente ( $Z_{in}$ ), tal y como fue esquematizada en la figura 3.1a.

La impedancia  $Z_{in}$ , en los terminales de la bobina de lectura, puede ser calculada de forma análoga a como se calcula la resistencia en un circuito de corriente directa, esto es por medio de la Ley de Ohm. Siguiendo esta

analogía la impedancia será entonces la relación entre la tensión y la intensidad de corriente, tal como se muestra en la ecuación 3.4. Mientras que la ley de Ohm está restringida a circuitos en corriente directa (DC), la ecuación 3.4 es su equivalente para los circuitos en corriente alterna (AC), con la diferencia de que la impedancia contiene, no solo la información de la magnitud (como es el caso de la resistencia) sino también la de la fase. Debido a que la corriente es variable en el tiempo, la impedancia es un magnitud compleja, cuya parte real es la resistencia y su parte imaginaria la reactancia.

$$Z_{in} = \frac{U_0}{i_0} = j\omega L_0 + \frac{j\omega M i_s}{i_0} = j\omega L_0 + Z_R \quad (3.4)$$

Siguiendo con el análisis, despejando  $i_s$  de la ecuación 3.2 se tiene que

$$i_s = \frac{-j\omega M i_0}{j\omega L_s + R_s + \frac{1}{j\omega C_s}} \quad (3.5)$$

Por tanto la impedancia  $Z_{in}$  será definida por la ecuación 3.6

$$Z_{in} = j\omega L_0 + \frac{\omega^2 M^2}{R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s}} \quad (3.6)$$

Usando la sustituciones siguientes

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (3.7)$$

$$Q = \frac{1}{R_s} \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \quad (3.8)$$

donde  $f_s$  es la frecuencia de resonancia del sensor y  $Q$  el factor de calidad del circuito LC, las partes real  $Re(Z_{in})$  e imaginaria  $Im(Z_{in})$  de la impedancia pueden ser escritas como sigue

$$Re(Z_{in}) = 2\pi f L_0 k^2 Q \frac{\frac{f}{f_s}}{1 + Q^2 \left(\frac{f}{f_s} - \frac{f_s}{f}\right)^2} \quad (3.9)$$

$$Im(Z_{in}) = 2\pi f L_0 \left[ 1 + k^2 Q^2 \frac{1 - \left(\frac{f}{f_s}\right)^2}{1 + Q^2 \left(\frac{f}{f_s} - \frac{f_s}{f}\right)^2} \right] \quad (3.10)$$

Y por tanto la impedancia máxima será

$$Z_{max} = Re(Z_{in})_{max}|_{f=f_0} = 2\pi f_s L_0 k^2 Q \quad (3.11)$$

A efectos prácticos de la medición, cuando las frecuencias de operación del sistema están en el orden de las decenas de mega-hertz, el efecto de línea de transmisión, producido por la conexión entre el equipo y la bobina de

lectura, en la impedancia de entrada es pequeño, caso contrario a lo que sucedería si se trabajara a frecuencias mayores. Para resonancias altas el factor de calidad  $Q$ , detectado por el equipo, puede ser calculado aplicando el procedimiento de Ginzton's el cual considera el efecto de las pérdidas de acoplamiento (Kajfez and Hwan, 1984)

$$Q_L = \frac{Q}{1 + \kappa} \quad (3.12)$$

donde  $\kappa$  es el factor de acoplamiento de la línea de transmisión.

La frecuencia de resonancia  $f_s$ , puede ser obtenida del máximo de  $Re(Z_{in})$  con respecto a  $f$  tal y como se observa en la figura 3.1b

$$f_{max}(Re) = \sqrt{\frac{2Q^2}{2Q^2 - 1}} f_s \approx \left(1 + \frac{1}{4Q^2}\right) f_s \quad (3.13)$$

a partir de la ecuación 3.13 se observa que la  $f_{max}$  depende unicamente de los parámetros intrínsecos ( $Q$  y  $f_s$ ) del sensor LC, en circunstancias normales el término  $\frac{1}{4Q^2} \ll 1$ , por lo que  $f_{max}$  es aproximadamente  $f_s$ .

Para representar el módulo y la fase de la impedancia de entrada se utilizan las expresiones de la parte real e imaginaria de esta, por tanto las ecuaciones 3.9 y 3.10

$$|Z_{in}| = \sqrt{Re^2(Z_{in}) + Im^2(Z_{in})} \quad (3.14)$$

$$\angle Z_{in} = \arctan \frac{Im(Z_{in})}{Re(Z_{in})} \quad (3.15)$$

De aquí que resolviendo la ecuación se tiene que

$$\frac{\partial \angle Z_{in}}{\partial f} = 0 \quad (3.16)$$

por tanto la frecuencia a la cual la fase es mínima estará representada por la ecuación 3.17 y se denomina  $f_{phase-dip}$

$$f_{phase-dip} \approx \left(1 + \frac{1}{4}k^2 + \frac{1}{8Q^2}\right) f_s \quad (3.17)$$

de aquí que la  $f_{phase-dip}$  no sólo depende de los parámetros intrínsecos del sensor LC,  $Q$  y  $f_s$ , sino que también depende del coeficiente de acoplamiento entre bobinas, el cual es afectado tanto por la distancia entre bobinas como por el ángulo o desalineamiento entre ellas.

### 3.2.1.1 Análisis considerando $R_0$

Hasta ahora se ha descrito analíticamente el sistema completo de telemetría en términos generales, sin embargo dicho análisis puede ser aún más preciso si se considera por aparte la resistencia en serie  $R_0$  correspondiente a las pérdidas en la bobina de lectura. La figura 3.2 muestra la red equivalente del sensor LC inductivamente acoplado, considerando  $R_0$

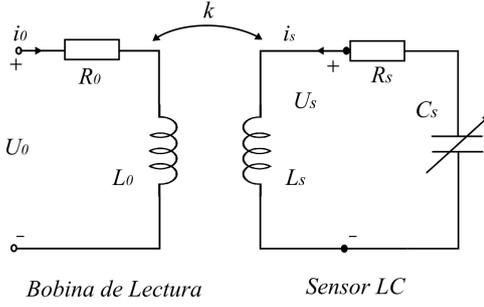


FIGURA 3.2: Red equivalente de un sensor LC inductivamente acoplado.

En primer lugar se derivan las expresiones simples del modelo analítico, con las cuales se podrán calcular los parámetros del sistema  $k$ ,  $Q$  y  $f_s$  a partir de los datos medidos. La inductancia  $L_0$  y la resistencia en serie  $R_0$  de la bobina de lectura pueden ser leídas directamente de la respuesta en frecuencia medida, retirando el sensor LC. Las expresiones que describen  $L_0$  y  $R_0$  son las siguientes:

$$L_0 = \frac{1}{2\pi} \left. \frac{\partial \text{Im}(Z_{in})}{\partial f} \right|_{(f \approx 0) \vee (k=0)} \quad (3.18)$$

$$R_0 = \text{Re}(Z_{in}) \Big|_{(f \approx 0) \vee (k=0)} \quad (3.19)$$

La frecuencia de resonancia  $f_s$  puede ser obtenida igual que en la ecuación 3.13 y si el factor de calidad  $Q$  del sensor es grande comparado con la unidad, la frecuencia máxima  $f_{max} \approx f_s$ .

El valor máximo de  $\text{Re}(Z_{in})$  a  $f = f_{max}$  es  $Z_{R_0,max}$  y la expresión será

$$Z_{R_0,max} = \text{Re}(Z_{in})_{max} \Big|_{f=f_{max}} = R_0 + \frac{8\pi f_s L_0 k^2 Q^3}{4Q^2 - 1} \quad (3.20)$$

$$\approx R_0 + 2\pi f_s L_0 k^2 Q \quad (3.21)$$

la ecuación 3.20 puede ser simplificada a la ecuación 3.21 si el factor de calidad  $Q$  del sensor es grande comparado con la unidad (Nopper, Niekrawietz, and Reindl, 2010). Para obtener  $Q$ , los valores límites del ancho de banda de la anchura a media altura (FWHM)  $f_{FWHM1,2}$  es calculada como

$$\frac{\text{Re}(Z_{in}) \Big|_{f=f_{FWHM1,2}} - R_0}{Z_{R_0,max} - R_0} = \frac{1}{2} \quad (3.22)$$

La diferencia absoluta entre  $f_{FWHM1}$  y  $f_{FWHM2}$  es el ancho de banda FWHM  $\Delta f_{FWHM}$ , la cual viene dada por

$$\Delta f_{FWHM} = |f_{FWHM2} - f_{FWHM1}| \quad (3.23)$$

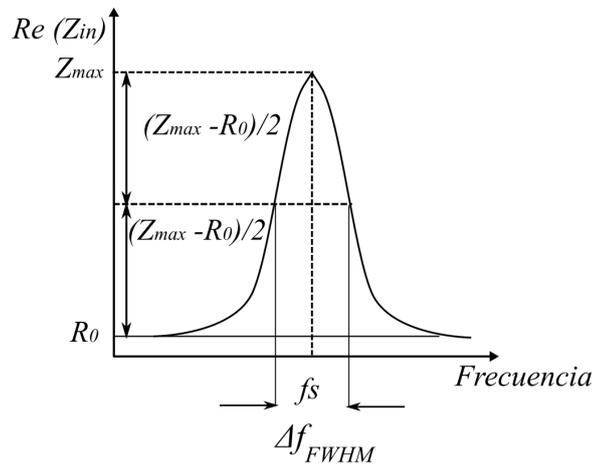
Asumiendo que  $Q$  es grande, comparado con la unidad,  $Q$  puede ser calculado resolviendo la ecuación 3.22 para  $\Delta f_{FWHM}$  usando las ecuaciones 3.9 (agregando el término  $R_0$ ) y 3.20

$$Q \approx \frac{f_s}{\Delta f_{FWHM}} \quad (3.24)$$

Si  $Q$ ,  $f_s$ ,  $L_0$ , y  $R_0$  son conocidas entonces  $k$  puede ser calculado empleando la ecuación 3.21

$$k \approx \sqrt{\frac{Z_{R_0, max} - R_0}{2\pi f L_0 Q}} \quad (3.25)$$

La figura 3.3 resume todos los parámetros que pueden ser extraídos de la curva de impedancia de entrada  $Z_{in}$ , en la bobina de lectura, los cuales fueron descritos analíticamente en las ecuaciones 3.9 y 3.10 (adicionando la  $R_0$  correspondiente) y en las ecuaciones 3.22 a 3.25.



La curva de la figura 3.3 relaciona la parte real de la impedancia, correspondiente a la componente resistiva de la bobina, versus la frecuencia, en donde  $R_0$  es la impedancia cuando la frecuencia de resonancia es aproximadamente 0 (muy bajas frecuencias), en este punto el valor  $R_0$  es la resistencia parásita en serie de la bobina de lectura.

FIGURA 3.3: Parámetros de la curva de impedancia  $Re(Z_{in})$  para la bobina de lectura.\*Esquema modificado de la referencia (Nopper, Niekrawietz, and Reindl, 2010)

### 3.2.2 Principio de detección

El principio de detección de un sensor LC varía de acuerdo a la variación del parámetro eléctrico que esté en función de la variable física a medir. De aquí que este pueda estar basado en los cambios de la capacitancia, resistencia, inductancia o incluso la distancia de acoplamiento entre bobinas. Estos

cambios serán detectados por un "lector" que es el encargado de monitorear bien sea la frecuencia de resonancia  $f_s$ , el factor de calidad  $Q$  o la impedancia de entrada  $Z_{max}$ . Utilizando el método del diferencial total, como lo sugieren Huang, Dong, and Wang, 2016, las variaciones de estas características debidas a los parámetros de interés se pueden representar como sigue

$$\Delta f_s = -\frac{1}{4\pi(L_s C_s)^{\frac{3}{2}}}(C_s \cdot \Delta L_s + L_s \cdot \Delta C_s) \quad (3.26)$$

$$\Delta Q = \frac{1}{2R_s C_s} \sqrt{\frac{C_s}{L_s}} \cdot \Delta L_s - \frac{1}{2R_s C_s^2} \sqrt{\frac{C_s}{L_s}} \cdot \Delta C_s \quad (3.27)$$

$$(3.28)$$

$$\Delta Z_{max} = 2\pi L_0 k^2 Q \cdot \Delta f_s + 2\pi L_0 k^2 f_s \cdot \Delta Q + 4\pi L_0 k f_s Q \cdot \Delta k \quad (3.29)$$

$$= [2\pi L_0 k^2 Q + 2\pi L_0 k^2 f_s + 4\pi L_0 k f_s Q] \begin{bmatrix} \Delta f_s \\ \Delta Q \\ \Delta k \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

De acuerdo a la ecuación 3.27, las pérdidas en el factor de calidad de los sensores LC es atribuída a la resistencia del metal, las pérdidas megnéticas por el núcleo de la bobina y la permitividad compleja del dieléctrico en el condensador. Por tanto se han de elegir materiales que presenten alta conductividad eléctrica para así reducir una parte de la pérdidas naturales de este tipo de circuitos.

Tanto el condensador como el inductor del sensor LC pueden ser los elementos sensibles del sistema de telemetría pasiva, como también lo pueden ser el coeficiente de acoplamiento  $k$ . Depende del principio de funcionamiento los sensores pueden ser detección capacitiva, inductiva o de distancia de acoplamiento. El método de la diferencial total también es aplicable en el análisis relacionado con el principio de detección, tal y como se muestra en las subsecciones siguientes.

### 3.2.2.1 Detección capacitiva

En la mayoría de aplicaciones en las que se utiliza un condensador como elemento de sensado, la fórmula básica para calcular la capacitancia, de un condensador de placas paralelas, está definida como la relación entre la permitividad relativa del dieléctrico  $\epsilon_r$ , el área de las placas  $A$  y la separación entre ellas  $d$ .

$$C_i = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d} \quad (3.31)$$

La ecuación 3.31 representa la forma más sencilla de calcular la capacitancia, sin embargo cuando la configuración de los electrodos cambia o cuando una de sus dimensiones geométricas disminuye en gran manera en comparación con otra, se requiere un análisis más riguroso de los efectos en el condensador y por tanto se ha de modificar la expresión 3.31 para el cálculo de la capacitancia.

En términos generales la variación de la capacitancia puede ser expresada como

$$\Delta C = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0}{d} \cdot \Delta A - \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 A}{d^2} \cdot \Delta d + \frac{\varepsilon_0 A}{d} \cdot \Delta \varepsilon_r \quad (3.32)$$

la variación de la permitividad relativa  $\varepsilon_r$  causa una variación lineal en la capacitancia, sin embargo la variación de  $d$  no produce una variación lineal. En el caso de la variación del área compartida entre placas  $A$ , la capacitancia exhibe linealidad bajo una condición limitada a la ecuación 3.31, caso contrario la respuesta eléctrica pierde su característica linealidad. En principio todos los sensores capacitivos pueden ser implementados en combinación con una bobina, resultando en sensores pasivos inalámbricos tipo LC.

Aquellos sensores basados en  $\Delta \varepsilon_r$  son sensibles a los cambios de la permitividad del dieléctrico entre electrodos. Este principio de operación se aplica tanto en condensadores convencionales como en interdigitados planares (condensadores fabricados sobre un mismo sustrato). Este tipo de sensores son comúnmente utilizados para temperatura, humedad, gases, determinación y monitoreo de especies químicas o incluso biológicas (Li et al., 2015; Sanz et al., 2013; Coosemans, Catrysse, and Puers, 2004; Ong et al., 2002; Ong and Grimes, 2000).

Los sensores capacitivos basados en  $\Delta d$  usualmente son utilizados para el monitoreo fuerza/presión, por su característica manera de deformarse cuando se ejerce una presión sobre una de sus placas. Entre sus aplicaciones está el monitoreo de variables fisiológicas como la presión Intraocular o la presión Intracraneal (Chen et al., 2014; Xue, Chang, and Lee, 2012; Chen et al., 2008). Con esta metodología de sensado también se han utilizado los condensadores interdigitados, sin embargo estos requieren de una estructura móvil y un sustrato flexible que permita acompañar la deformación (Matsuzaki and Todoroki, 2007).

Por último los sensores capacitivos basados en  $\Delta A$  son un poco más difíciles en su implementación porque están basados en configuraciones de interdigitados y por tanto necesitan una estructura móvil. La ventaja relativa que estos condensadores ofrecen en contraste con los condensadores convencionales, es que presentan un  $\Delta C$  mayor, para una misma cantidad de área compartida, lo que resulta en un incremento de la sensibilidad. Entre los

condensadores interdigitados de desplazamiento se encuentran dos tipos de configuraciones como se muestran en la figura 3.4: los de tipo peine (Comb-type) o los de placas paralelas interdigitadas o también definidos como de tipo peine de configuración horizontal.

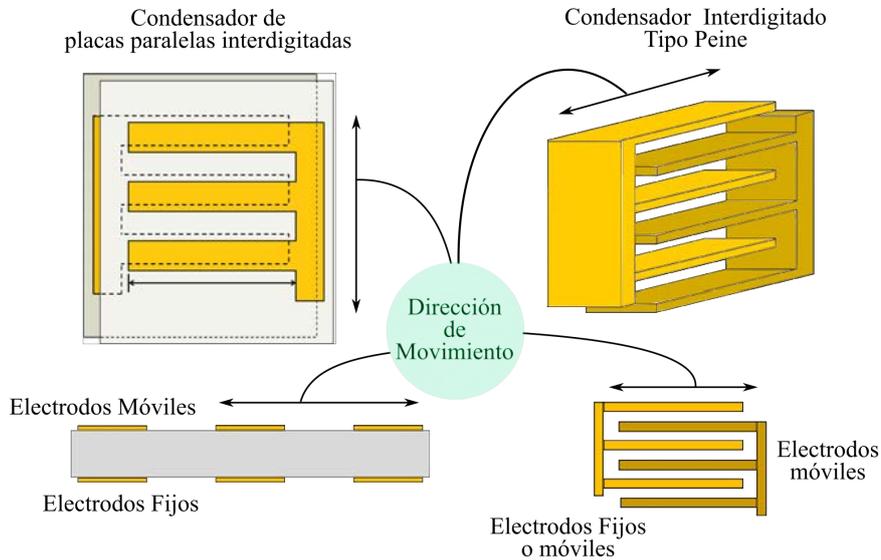


FIGURA 3.4: Configuraciones de los condensadores interdigitados de área variable

La bibliografía que se encuentra en relación a sensores inalámbricos LC que utilicen condensadores de este tipo, es bastante escasa y mucho menos si se trata de aplicaciones biomédicas. En el trabajo reportado por Andò et al., 2011, se muestra una aplicación para el monitoreo inalámbrico de la temperatura ambiente. Sin embargo estudios de sensores de desplazamiento capacitivo han sido ampliamente reportados. Un pequeño resumen de ellos es mostrado en el párrafo siguiente.

**3.2.2.1.1 Sensores capacitivos interdigitados de desplazamiento** Su principio de funcionamiento se basa en la variación de la capacitancia debido a un desplazamiento relativo de uno de los platos, en dirección paralela a su superficie. Un cambio en la cantidad de área superpuesta resulta en un cambio en la respuesta eléctrica del condensador.

En base al principio de funcionamiento (cambio de capacitancia por cambio en la cantidad de área superpuesta), varios autores han propuesto diferentes configuraciones y diseños de electrodos (Yu, Zhang, and Shen, 2015; Kang and Moon, 2013; Kim et al., 2006; Pedrocchi et al., 2000; A.A et al., 1999; Zhu, Spronck, and Heerens, 1991), con el fin de medir desde pequeños hasta grandes desplazamientos. Las aplicaciones expuestas son diversas y están comprendidas en el área de la medicina, la tecnología microelectrónica y la fabricación de precisión. Debido a la unívoca relación

entre geometría/principio de funcionamiento, el estudio de los parámetros geométricos son pieza fundamental en la optimización de los diseños de sensores capacitivos. En esta tesis se hace especial hincapié en el estudio de la respuesta eléctrica de sensores capacitivos de microdesplazamientos. Esta elección va ligada al interés por desarrollar sensores para aplicaciones wearables y/o implantables, de bajo coste, bajo consumo y fácil ensamblaje, que sean adaptables según el principio de operación y que al mismo tiempo sean escalables por lo menos a tamaños de aproximadamente 1 cm. Considerando las características de adaptabilidad deseadas, el entorno en el que estará inmerso el sensor y el área de aplicación (biomedicina), es deseable el uso de materiales biocompatibles y flexibles que permitan una fabricación de baja complejidad y bajo coste, sin embargo todas las consideraciones de diseño y fabricación serán expuestas en los capítulos subsiguientes. El objetivo futuro es establecer una correlación entre una determinada variable física y/o fisiológica y la respuesta eléctrica del sensor. En la tabla 3.1 se muestra un estado del arte resumido de condensadores interdigitados para medir desplazamientos.

TABLA 3.1: Sensores Capacitivos de desplazamiento: Condensadores Interdigitados

Autor	Aplicación/ Correlación	Electrodo Parámetros (mm)	Resolución ( $\mu\text{m}$ )
(Yu, Zhang, and Shen, 2015)	Condensador de desplaz. V vs Despl.	$w: 0.508, l: 16.41,$ $d: 0.200-0.400$	508 -
(Kang and Moon, 2013)	Encoder lineal de contacto Cap vs Despl.	$w: 30, l: 20,$ $d: > 0.001$	
(Kim et al., 2006)	Encoder lineal Cap vs Despl.	$w: 1, l: 12.2, s: 2,$ $d: > 0.020$	$0.9 \times 10^{-3}$
(Pedrocchi et al., 2000)	Microsensor de posición $\Delta V$ vs Despl.	$w: 0.125, s: 0.125$ $d: 0.050, \text{area: } 1\text{cm}^2$	$63.5 \times 10^{-3}$
(A.A et al., 1999)	Medida de desplazamiento Cap vs Despl.	$w: \text{var}, s: \text{var}$ $l: 50, d: 4$	-
(Zhu, Spronck, and Heerens, 1991)	Muestreo espacial/Técnicas de medición Doppler	$w: 0.200, s: 0.050$ $w_r: 1, s_r: 1, l: 25, d: 0.250.$	1

Como se observa en la tabla, las dimensiones de los parámetros de los electrodos van desde el orden de las micras hasta los centímetros con un área de ocupación en  $\text{cm}^2$ . En el diseño de este tipo de condensadores, la definición del tamaño estará en función de la aplicación final, teniendo en cuenta el espacio ocupable y la resolución o sensibilidad requerida.

En cuanto a la elección del dieléctrico, tal y como lo muestra la literatura, las opiniones se han dividido en dos partes, en el caso de los sensores reportados por Yu, Zhang, and Shen, 2015, Pedrocchi et al., 2000 y Zhu, Spronck, and Heerens, 1991, los autores han elegido el aire como material dieléctrico, sin embargo esto implica tener un control preciso sobre el espesor del gap, aportando complejidad al dispositivo final, lo que se traduce en alto coste y baja adaptabilidad. Por otro lado Kang and Moon, 2013 y Kim

et al., 2006 proponen condensadores de contacto, colocando un material dieléctrico diferente al aire, opción que se tomará en cuenta en el presente estudio.

Todos los autores coinciden en que, especialmente en la configuración de electrodos tipo peine (comb-type), la fluctuación del gap de aire entre placas debe ser considerada con cautela, por tanto ha de ser un parámetro a considerar en el análisis de la respuesta eléctrica del condensador. Los autores también concluyen que el valor de la capacitancia depende de múltiples factores y no solo de la geometría.

Finalmente A.A et al., 1999 propone un método de optimización en el diseño por medio de la maximización del  $\Delta C$ , sin embargo se ha de tener especial cuidado en generalizar dicha optimización debido a que esta será válida solamente en un rango acotado que está estrechamente ligado a la relación entre el espacio ocupable, el ancho de finger y la separación entre los electrodos, tres condiciones que a su vez vienen determinadas por el tipo de aplicación.

### 3.2.2.2 Detección inductiva

Los inductores usados en los sensores pasivos LC inalámbricos son de dos tipos: inductor planar en espiral e inductor solenoidal. Para un inductor planar, las variaciones de la inductancia están dadas como (Huang, Dong, and Wang, 2016)

$$\Delta L_p = K_1 \mu_0 \frac{N^2 d_{Avg}}{1 + K_2 \rho} \cdot \Delta \mu_r + K_1 \mu_0 \mu_r \frac{N^2}{1 + K_2 \rho} \cdot \Delta d_{Avg} - K_1 \mu_0 \mu_r \frac{N^2 K_2 d_{Avg}}{(1 + K_2 \rho)^2} \cdot \Delta \rho \quad (3.33)$$

Quizás el parámetro más importante es la variación de la permeabilidad magnética  $\mu_r$  debido a que los otros dos factores no se pueden variar tan fácilmente de una manera controlada. En el caso de un inductor tipo solenoide las expresiones están dadas por la ecuación 3.34

$$\Delta L_{sl} = k \mu_0 \frac{N^2 \pi r^2}{l} \cdot \Delta \mu_r + k \mu_0 \mu_r \frac{2 N^2 \pi r}{l} \cdot \Delta r - k \mu_0 \mu_r \frac{N^2 \pi r^2}{l^2} \cdot \Delta l \quad (3.34)$$

La aplicación más común para este tipo de inductancia es la detección de campo magnéticos y para esto pueden ser insertados en el núcleo del solenoide núcleos de ferrita o de algún otro material ferromagnético.

### 3.2.2.3 Detección de la distancia de acoplamiento

Como fue observado de las ecuaciones 3.11, 3.20 y 3.30, el coeficiente de acoplamiento  $k$  afecta la impedancia máxima de entrada  $Z_{max}$ . Este coeficiente depende a su vez de la configuración de las bobinas, la distancia, el ángulo y el desalineamiento entre ellas. A pesar de que el método de acoplamiento inductivo es sencillo, también se ha de tener en cuenta que es susceptible a las variaciones de las condiciones antes mencionadas.

Para un análisis inicial, la expresión más sencilla que representa el coeficiente de acoplamiento entre dos bobinas  $L_1$  y  $L_2$  perfectamente alineadas coaxialmente

$$k = \frac{1}{\left[1 + 2^{\frac{2}{3}} \left(\frac{z_{12}}{\sqrt{r_1 r_2}}\right)^2\right]^{\frac{3}{2}}} \quad (3.35)$$

y aplicando el método de la diferencial total utilizado por Huang, Dong, and Wang, 2016 se tiene que

$$\Delta k = \frac{3}{2 \left(1 + \frac{2^{2/3} z_{12}^2}{r_1 r_2}\right)^{\frac{5}{2}}} \left( \frac{2^{2/3} z_{12}^2}{r_1^2 r_2} \cdot \Delta r_1 + \frac{2^{2/3} z_{12}^2}{r_1 r_2^2} \cdot \Delta r_2 - \frac{2 \cdot 2^{2/3} z_{12}^2}{r_1 r_2} \cdot \Delta z_{12} \right) \quad (3.36)$$

Donde  $r_1$  y  $r_2$  son los radios de las bobinas y  $z_{12}$  es la distancia de separación entre ellas. El trabajo propuesto por Lu et al., 2016 usa la variación del coeficiente de acoplamiento para monitorear la deformación de una bobina de serpentín elástica para aplicaciones en el reconocimiento de gestos de la mano.

### 3.2.3 Análisis mediante Parámetros S

Como se ha hablado hasta aquí por medio del estudio en frecuencia y observando la información de la magnitud y la fase, de la señal detectada, en la bobina de lectura, se puede evaluar la impedancia reflejada del sensor tipo LC y por tanto identificar el punto de resonancia (ver figuras 3.1b y 3.3). En la mayoría de las investigaciones se reportan resultados mediante el análisis de la impedancia de entrada, sin embargo otra forma de estudiar los circuitos resonantes es a través de los parámetros de dispersión, llamados parámetros S. Si en lugar de utilizar un analizador de impedancia se opta por utilizar un analizador vectorial de redes (VNA por sus siglas en inglés) los parámetros a ser analizados serán los de dispersión. En la figura 3.5 se muestra la terminología utilizada.

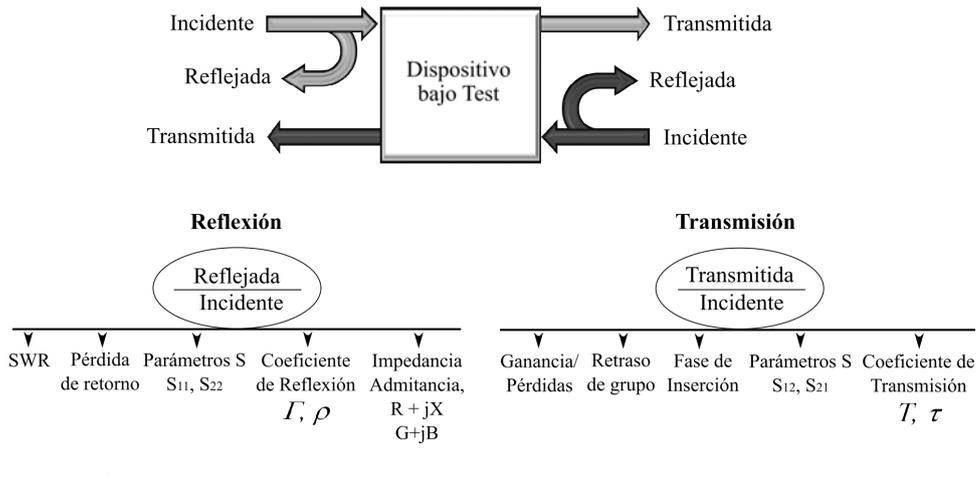


FIGURA 3.5: Terminología del analizador de redes

El razonamiento es parecido al análisis de la impedancia, puesto que los parámetros S también varían de acuerdo a la frecuencia. Tomando de nuevo el esquema mostrado en la figura 3.2 el retorno de las pérdidas  $S_{11}$  en las terminales de la bobina de lectura  $L_0$  estará definida como

$$S_{11} = \frac{Z_{R_0} - Z_0}{Z_{R_0} + Z_0} \quad (3.37)$$

Los parámetros S son cantidades complejas que representan la magnitud y la fase de las ondas. Por ejemplo los coeficientes de reflexión de entrada y salida de una red de dos puertos son  $S_{11}$  y  $S_{22}$  respectivamente. Representan la magnitud y la fase de las ondas reflejadas desde el puerto 1 y 2.

$$\Gamma = |S_{11}| \quad (3.38)$$

$$\Gamma = |S_{22}| \quad (3.39)$$

Las mediciones de los coeficientes de reflexión son expresadas en dB y denominan las pérdidas de retorno, estas a su vez están definidas por  $L_{return}$

$$L_{return} = -20 \log(\Gamma) \quad (3.40)$$

Análogo a los coeficientes de reflexión se tienen los coeficientes de transmisión  $S_{21}$  y  $S_{12}$ , que corresponden al coeficiente de transmisión directa o ganancia con la tensión y al coeficiente de transmisión o ganancia con la tensión inversa, respectivamente.

$$T = |S_{21}| \quad (3.41)$$

$$T = |S_{12}| \quad (3.42)$$

Tal y como el coeficiente de reflexión, los coeficientes de transmisión son expresados en dB y representan la ganancia

$$G = 20\log(T) \quad (3.43)$$

En un sistema de telemetría pasivo, como el aquí propuesto, la bobina de lectura conectada a un analizador de redes provee la señal para energizar el sensor LC y al mismo tiempo lee la respuesta del mismo. Según el esquema de la figura 3.5 el dispositivo bajo test será el sistema bobina de lectura - sensor, cuya frecuencia en la cual la magnitud  $S_{11}$  alcanza el mínimo valor es aproximadamente igual a la frecuencia de resonancia  $f_s$  del sensor.

### 3.2.4 Estudio analítico de la inductancia mutua de dos bobinas concéntricas

#### 3.2.4.1 Acoplamiento de una bobina con núcleo de aire

Como se mencionó en el Capítulo 1 y en los inicios de este Capítulo, la transferencia de energía entre la bobina del sensor y la de lectura se lleva a cabo mediante el acople entre bobinas. Esta técnica tan popular ofrece ventajas de baja complejidad y bajo costo, sin embargo se han de tener en cuenta las características iniciales del acople entre bobinas. La inductancia mutua es el parámetro sensible y depende tanto de la geometría de las bobinas, como de su posicionamiento relativo, este último corresponde al desalineamiento lateral y/o angular y a la distancia de separación entre dichas bobinas. En la figura 3.6 están representados las diferentes configuraciones y en la tabla 3.2 un resumen de los parámetros junto con su descripción

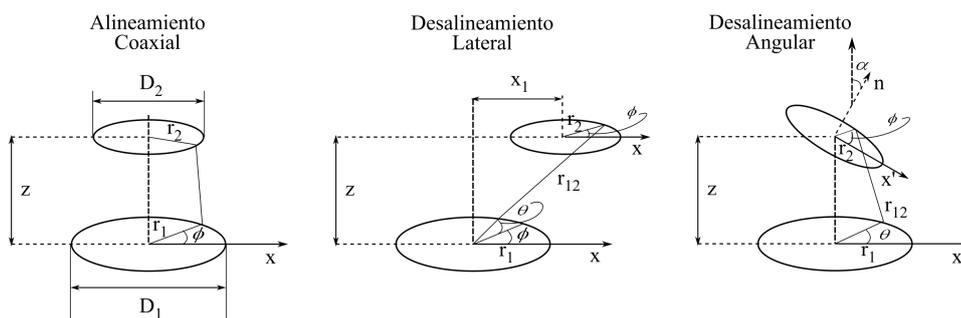


FIGURA 3.6: Configuraciones de las bobinas

La primer configuración a considerar es el alineamiento coaxial. En el caso ideal este representa la condición cuando las bobinas están perfectamente alineadas y es el caso más sencillo con el cual establecer las convenciones

TABLA 3.2: Parámetros y configuraciones de bobinas

Parámetro	Descripción
$z$	Separación entre bobinas
$r_1$ y $r_2$	Radios de las bobinas
$D_1$ y $D_2$	Diámetros de las bobinas
$x_1$	Desalineamiento lateral
$\alpha$	Desalineamiento angular
$M_i$	Inductancia Mutua (Alineamiento perfecto)
$M_L$	Inductancia Mutua (Desalineamiento lateral)
$M_a$	Inductancia Mutua (Desalineamiento angular)
$M$	Inductancia Mutua (caso general)
$\mu_0$	Permeabilidad magnética en el espacio libre ( $4\pi \times 10^{-7} H/m$ )

matemáticas correspondientes al fenómeno de acoplamiento. La configuración coaxial permite tener la máxima condición de acoplamiento magnético puesto que al ubicar la bobina del sensor perpendicularmente a las líneas de campo magnético incidente, la energía recibida es máxima. Tal como lo describe la referencia (Soma, Galbraith, and White, 1987), la inductancia mutua en la condición ideal está definida en la ecuación 3.44

$$M_i = \mu_0 \sqrt{r_1 r_2} \left[ \left( \frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \right] \quad (3.44)$$

donde  $K(k)$  y  $E(k)$  son las integrales elípticas de primer y segundo tipo respectivamente. Usualmente la expresión dentro de las llaves se conoce como  $G(r)$ , por lo que la ecuación 3.44 puede ser reescrita como

$$M_i = \mu_0 \sqrt{r_1 r_2} G(r) \quad (3.45)$$

Esta ecuación es la base de todo el análisis del acoplamiento entre dos bobinas.

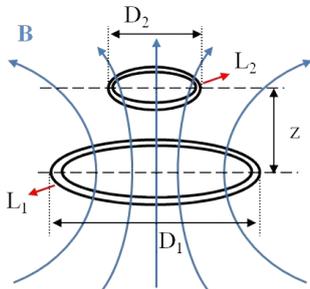


FIGURA 3.7: Esquema de la transferencia de energía entre dos anillos

El campo magnético disminuye en un factor de  $z^{-3}$ , siendo  $z$  la distancia entre bobinas, por tanto  $z$  es un parámetro crucial para la detección del sensor, además que junto con la relación geométrica entre diámetros define la eficiencia del link inalámbrico. Basándonos en el principio básico de un sistema de transferencia de energía, como el que se muestra en la figura 3.7, se puede determinar la eficiencia de dicha transferencia.

El esquema de la figura 3.7 muestra las líneas de campo entre un par de bobinas  $L_1$

y  $L_2$ , transmisora y receptora respectivamente, acopladas magnéticamente.  $L_1$  genera un campo magnético e induce un voltaje en  $L_2$ . La eficiencia de la transferencia de energía depende tanto del factor de acoplamiento ( $k$ ) entre los inductores como del factor de calidad ( $Q$ ).  $k$  está determinado por la distancia entre los inductores ( $z$ ) y el tamaño relativo del anillo ( $D_2/D_1$ ).

En el caso de  $Q$ , una mejora en este factor de calidad da como resultado un incremento en el valor de  $Re(Z_{in})$  y por tanto un incremento en la distancia de detección comparativamente con otro de bajo  $Q$  para una misma señal de entrada. Este fenómeno es mostrado en la figura 3.8. A medida que la  $Q$  incrementa, el pico de resonancia se va estrechando,

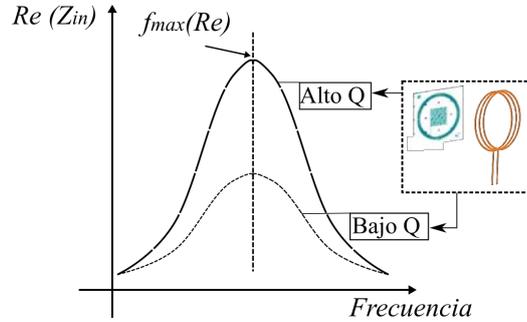


FIGURA 3.8: Sensor LC con alto y bajo factor de calidad

por lo que la relación señal ruido disminuye y la sensibilidad se incrementa, mejorando así la distancia de interrogación. En la práctica un circuito resonante tipo LC en la banda de los 13.56 MHz presenta un factor de calidad alrededor de los 40.

**3.2.4.1.1 Análisis de desalineamiento: Angular y lateral** Teniendo en cuenta que el acoplamiento entre bobinas también es sensible a la orientación de las mismas, se han de considerar las otras dos configuraciones, desalineamiento lateral y angular (ver figura 3.6).

En el caso del desalineamiento lateral la inductancia mutua se estima entre un límite máximo (cuando  $x_1 > r_2$ ) y un mínimo (cuando  $x_1 < r_2$ ) determinados por las ecuaciones

$$M_{L(min)} = \frac{\mu_0 r_1 r_2}{\sqrt{r_1(r_2 + x_1)}} G(r_{min}) \quad (3.46)$$

$$r_{min} \equiv \left[ \frac{4r_1(r_2 - x_1)}{(r_1 + r_2 - x_1)^2 + d^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.47)$$

$$M_{L(max)} = \frac{\mu_0 r_1 r_2}{\sqrt{r_1(r_2 - x_1)}} G(r_{max}) \quad (3.48)$$

$$r_{max} \equiv \left[ \frac{4r_1(r_2 + x_1)}{(r_1 + r_2 + x_1)^2 + d^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.49)$$

el promedio aritmético entre  $M_{L(max)}$  y  $M_{L(min)}$  es una excelente aproximación para calcular la inductancia mutua entre dos bobinas inclusive con

considerables desalineamientos laterales, por tanto la ecuación para la  $M_L$  puede ser calculada de las ecuaciones 3.46 y 3.48

$$M_L = \frac{M_{L(max)} + M_{L(min)}}{2} \quad (3.50)$$

El otro caso a considerar es el desalineamiento angular (ver configuraciones de la figura 3.6). Para este caso de desalineamiento, según la bibliografía (Soma, Galbraith, and White, 1987), una de las aproximaciones para el cálculo de la inductancia mutua  $M_a$  consiste en suponer que los desalineamientos estarán por debajo de los  $25^\circ$ . Para esta condición la expresión se define como

$$M_a = \frac{M_i}{\sqrt{\cos \alpha}} \quad (3.51)$$

donde  $M_i$  es la inductancia mutua en el caso ideal ( $\alpha = 0$ ).

Las configuraciones antes mencionadas, hacen parte de la caracterización de las bobinas en un sistema de telemetría pasivo basado en el acoplamiento inductivo.

### 3.3 Comunicación desde el interior del cuerpo humano empleando un Link pasivo Inalámbrico

En apartados previos ha sido introducido tanto el concepto como el principio de funcionamiento de un link inalámbrico pasivo. Cuando el sensor es colocado en las proximidades de la antena de lectura, el acople entre las dos bobinas ocurre siendo posible detectar la frecuencia de resonancia desde la impedancia de entrada o bien desde la energía reflejada por el sensor, por medio de la medición del parámetro de dispersión  $S_{11}$  en la bobina de lectura. Sin embargo cuando el sensor es encapsulado y además está circundado por un medio biológico, la inductancia mutua  $M$  entre bobina varía, provocando un corrimiento en la frecuencia de resonancia. Por tanto se ha de considerar no solo el comportamiento del sensor en el espacio libre, sino también en medios dieléctricos y dispersivos. En los apartados siguientes se dará una breve descripción en relación a las pérdidas debidas al encapsulado, los tejidos y se hablará un poco de los materiales phantom como simuladores de tejido biológico en orden de sustituir, en primera instancia, al tejido vivo.

### 3.3.1 RF en medios dieléctricos y dispersivos: Materiales de encapsulado, Simuladores de tejido (Materiales Phantom) y tejidos

En un sensor wearable o implantable activado por RF, los materiales de encapsulado y el medio circundante juegan un papel importante en la eficiencia de radiación de la antena. El encapsulado cumple la función fundamental de aislar los componentes del medio de pérdidas al que quedará expuesto el sensor y en el caso de los implantables, también es el encargado de proveer un entorno biocompatible. Sea cual sea su aplicación, el tamaño, la forma y el espesor del encapsulado tendrán una incidencia en las características radiativas de la antena y en el caso de los implantables además del encapsulado, se habrán de considerar los tejidos y fluidos biológicos debido a que también inciden en la eficiencia radiativa de la antena. Para ejemplificar los distintos medios de pérdidas en la eficiencia de una antena implantable, diferentes autores han propuesto modelos simplificados para representar un implante localizado en el cuerpo (Skrivervik, 2013; Merli et al., 2011). En la figura 3.9 se muestra uno de los modelo con ciertas modificaciones.

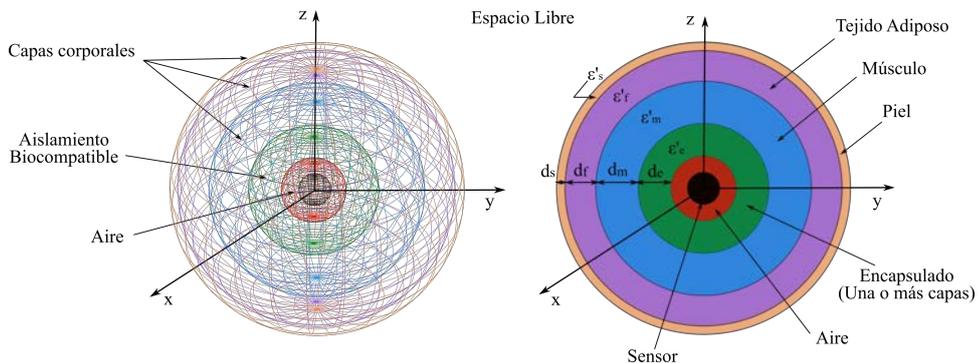


FIGURA 3.9: Modelo simplificado de un implante en el cuerpo humano.\*Esquema modificado de la referencia (Merli et al., 2011)

Como se observa en la figura, los materiales de encapsulado juegan un papel importante en las propiedades electromagnéticas, biológicas y mecánicas de cualquier dispositivo implantable. El encapsulado provee al sensor de un aislamiento, para prevenir el desgaste de los componentes a causa de ambientes corrosivos (por ejemplo fluidos biológicos), sin embargo dicho aislamiento afecta la radiación electromagnética con la que interactúa el sensor. Por una lado atenúa la señal y por otro reduce el acoplamiento en campo cercano, afectando de forma directa la eficiencia de la antena implantada. Por otro lado los tejidos biológicos también tienen una incidencia

sobre la respuesta del sensor, la cual se refleja por el corrimiento del pico de resonancia del sensor.

### 3.3.1.1 Materiales Electromagnéticos Phantom

Básicamente un material Phantom es un modelo físico que simula las características de los tejidos biológicos. El objetivo principal que sucedió la aparición de este tipo de materiales fue la necesidad de explorar la interacción entre el tejido humano y los campos electromagnéticos, sin necesidad de emplear un modelo vivo, por tanto una de las áreas donde se han usado más ampliamente es en las aplicaciones médicas. Estos materiales se han convertido en una herramienta muy útil y prácticamente esencial en las últimas décadas. Una de las mayores ventajas de los materiales Phantom es que proveen un ambiente de propagación controlable, lo cual es difícilmente realizable en sujetos humanos.

Un material electromagnético Phantom es un dieléctrico con pérdidas capaz de emular las complejas características de un determinado entorno biológico a una temperatura y rango de frecuencia determinados. La ecuación 3.52, conocida como ecuación de Debye, es la forma como se representa la permitividad compleja de un medio

$$\varepsilon = \varepsilon_{\infty} + \left[ \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_{\infty}}{(1 + j\omega\tau)^{1-\alpha}} \right] - \frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} \quad (3.52)$$

donde  $\varepsilon_{\infty}$  es la constante dieléctrica del material a una frecuencia infinita,  $\varepsilon_s$  la constante dieléctrica estática del material,  $\varepsilon_0$  que es la permitividad eléctrica en el vacío ( $8,854 \times 10^{-12}$  faradios/metro),  $\omega$  que es equivalente a  $2\pi f$  ( $f$  en Hertz),  $\tau$  es el tiempo de relajación en segundos,  $\alpha$  es un parámetro empírico y por último  $\sigma$  la conductividad iónica del material (*siemen/metro*).

De acuerdo con la ecuación 3.52 un material Phantom tendrá que exhibir las mismas propiedades dieléctricas.

Existen diferentes tipos de materiales Phantom y para clasificarlos se cuenta con diferentes criterios, entre los más comunes están, el rango de frecuencia y el tipo de tejido que ellos representan. Los tejidos pueden ser de dos tipos: de bajo o alto contenido de agua. Al primer grupo pertenecen los huesos y el tejido adiposo cuyas características son baja permitividad eléctrica y baja pérdida y al el segundo grupo, el cerebro, los músculos y la piel, cuyas características son alta permitividad y pérdidas. Después se hace una segunda clasificación según el estado final del material. Siguiendo un proceso determinado de manufactura se obtienen materiales phantom sólidos, semisólidos o líquidos. Los sólidos pueden ser secos o húmedos en

cuanto los semisólidos son simplemente geles. En el siguiente párrafo se describirá un poco más el Phantom líquido puesto que es un material de interés en esta tesis.

**3.3.1.1.1 Phantom líquido** El Phantom líquido fue el primer simulador de tejido biológico y aún sigue siendo utilizado principalmente en el test de dispositivos pequeños. Este Phantom es una solución salina, una mezcla de agua y NaCl, aunque también es posible diseñar el Phantom agregando otras sales como por ejemplo  $CuSO_4$ . El test con este tipo de material se realiza llenando un recipiente con el líquido Phantom el cual tendrá las mismas características eléctricas que el tejido del cuerpo humano que se quiera estudiar o a través del cual se requiera medir, en un rango de frecuencias definido. Este tipo de líquidos se utilizan ampliamente en el estudio de la tasa de absorción específica conocida como SAR (por sus siglas en inglés Specific Absorption Rate). Estos estudios son llevados a cabo para determinar la potencia máxima con la que una determinada radiación electromagnética (tipo RF) es absorbido por el tejido. Es usada para estudios realizados entre los 100 kHz y los 100 GHz (radiación no ionizante) y tiene unidades de vatios por kilogramo (W/kg). Las instituciones que regulan la medida del valor SAR así como los sus máximos admisibles son ANSI<sup>1</sup>, IEEE<sup>2</sup> y la ICNIRP<sup>3</sup>.

### 3.3.1.2 Tejidos

El campo electromagnético interactúa con los tejidos de dos formas distintas. En la primera los campos eléctrico y magnético ejercen fuerza sobre las partículas cargadas del tejido, alterando de esta manera los patrones de carga preexistentes. En la segunda, los patrones de carga alterados producen campos eléctrico y magnético adicionales (Stavroulakis and Markov, 2013).

El resultado de la interacción con el campo electromagnético define las propiedades eléctricas del tejido. En este apartado la permitividad relativa y la conductividad de algunos tejidos serán descritas brevemente. En la figura 3.10 se muestra el comportamiento eléctrico del músculo y el tejido adiposo en un rango de frecuencia entre 1 y  $10^5$  MHz (Hall and Hao, 2007).

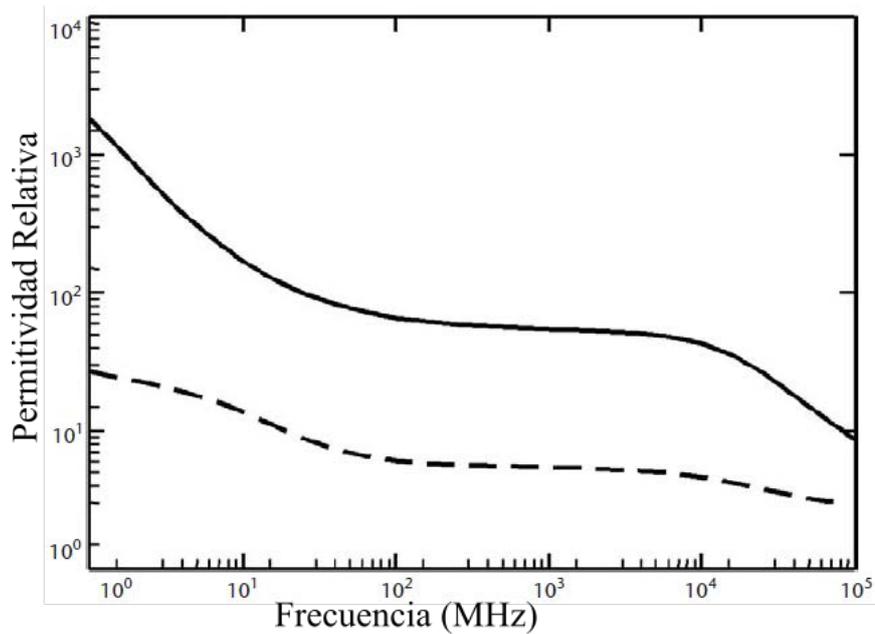
La permitividad de los tejidos biológicos es función de la frecuencia a la cual están expuestos (ver figura 3.10a) y es característica de cada uno de

---

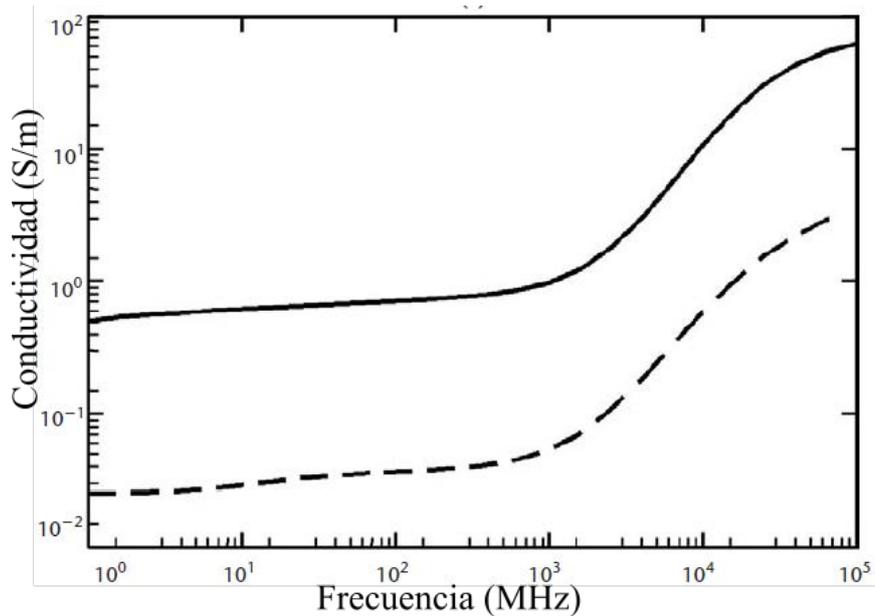
<sup>1</sup>American National Standards Institute (<https://www.ansi.org/>)

<sup>2</sup>Institute of Electrical and Electronics Engineers (<https://www.ieee.org/index.html>)

<sup>3</sup>International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (<http://www.icnirp.org/>)



(a)



(b)

FIGURA 3.10: Características eléctricas de los tejidos (a) Permittividad Relativa del músculo (Línea sólida) y del tejido adiposo (Línea punteada) (b) Conductividad eléctrica del músculo (Línea sólida) y del tejido adiposo (Línea punteada). \*Gráfico tomado de la referencia (Hall and Hao, 2007)

ellos, por tanto se tiene un valor de  $\epsilon'$  por tejido y por frecuencia (ver figura 3.9). El valor dieléctrico generalmente decrece con el incremento de la frecuencia. Este decremento es debido a la inhabilidad de las cargas en el tejido para responder a las altas frecuencias.

Se dice que es un material con pérdidas cuando este absorbe una cantidad

significativa de energía del campo incidente. Eso mismo sucede en los tejidos biológicos debido a que el campo incidente pierde energía al interactuar con ellos. La medida de la pérdida de un material o tejido es  $\epsilon''$ . Cuanto más grande sea el valor de  $\epsilon''$ , más pérdidas tendrá dicho material. Esta característica suele ser encontrada como tangente de pérdidas (o también llamado factor de disipación) y se define por medio de la ecuación 3.53

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (3.53)$$

Esta tangente de pérdidas también varía con la frecuencia.

Dado que los tejidos biológicos están constituidos por células las cuales poseen un alto contenido de agua, dichos tejidos se comportan como un material dieléctrico con pérdidas debido a poseen tanto conductividad con permitividad, tal como fue definido anteriormente.

### 3.3.2 Impacto en los Tejidos: Absorción de energía

Desde el punto de vista de un campo electromagnético de RF el cuerpo puede ser visto como un medio de pérdidas, un material dieléctrico con una permeabilidad igual a la del espacio libre (Stavroulakis and Markov, 2013). La interacción entre la radiación electromagnética y el tejido biológico produce movimiento en las partículas y por tanto la transferencia de energía está en la energía cinética de las partículas cargadas o polarizadas. Estos movimientos en la partículas causan a nivel macroscópico un aumento en la temperatura como consecuencia de la absorción de energía por parte del tejido.

#### 3.3.2.1 Límites de Seguridad

De acuerdo a los estándares de seguridad, la potencia transmitida al cuerpo humano no debe superar los  $10 \text{ mW}/\text{cm}^2$ . Entre más alta sea la frecuencia en el rango de RF (3 kHz a 300 GHz), el calentamiento del tejido ocurre más rápido. Tomando como referencia los estándares de la IEEE (Ieee C95.1-2005, 2006), por encima de los 100 kHz, las ondas de RF causan sensación de calentamiento, sin embargo a frecuencias  $< 100 \text{ kHz}$  dominan los efectos de electroestimulación.



## Capítulo 4

# Diseño, Fabricación, Encapsulados y Bancos de Ensayo

*No vamos en círculos, vamos hacia arriba.  
El camino es una espiral; ya hemos subido  
muchos escalones.*

---

Hermann Hesse, Siddhartha

En los capítulos previos se establecieron los requerimientos y parámetros de diseño en general para dispositivos implantables y vestibles. Además de las restricciones en cuanto a forma y tamaño se deben sumar otras características como son biocompatibilidad y flexibilidad de los materiales, así como un bajo coste de producción, especialmente en los dispositivos de un solo uso como es el caso de los implantables.

En este Capítulo se hablará del diseño final, la elección de los materiales de fabricación y su proceso, así como de los requerimientos para implementar el sensor en una aplicación implantable. En el último apartado se hará una pequeña descripción de los bancos de pruebas, para la correspondiente caracterización de los sensores conformados.

### 4.1 Diseño de sensores LC

Los primeros pasos a seguir, en el diseño de los sensores LC propuestos en esta Tesis, corresponden a la elección de la geometría y posterior diseño de cada uno de los componentes del sensor, bobina y condensador.

### 4.1.1 Elección de la Geometría

Dos tipos de geometrías fueron escogidas, una rectangular y la otra circular, esta última con el fin de aprovechar la superficie libre dentro de la bobina planar a fin de ahorrar espacio. Los diseños finales se pueden ver en el Anexo A. Si bien es cierto, las geometrías han sido elegidas considerando la funcionalidad de los sensores según su principio básico de funcionamiento, que consiste en detectar muy pequeños desplazamientos. En esta tesis, el desarrollo de los sensores LC en estas geometrías también está relacionado con las aplicaciones biomédicas wearables o implantables, de las cuales se hablará más adelante.

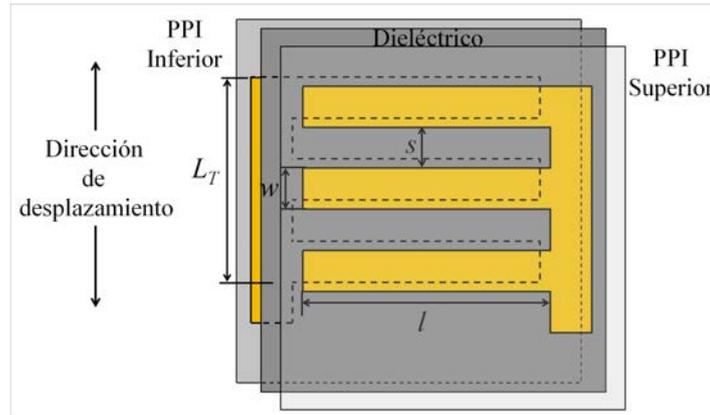
### 4.1.2 Componentes del Sensor LC: Condensador

Es menester comenzar describiendo el condensador puesto que este será el componente principal del LC. La razón radica en que el principio de funcionamiento del sensor se define como la respuesta eléctrica en función de un determinado desplazamiento. Esto se consigue por medio de un sensor que tenga su base, por ejemplo, en el desplazamiento capacitivo. Como ya se había definido anteriormente, esta Tesis se centrará en el diseño de un condensador interdigitado de área variable debido a que exhibe una mayor variación de la capacidad por área desplazada en comparación a la que se conseguiría con un condensador de placas paralelas convencional. Por tanto se espera una mayor sensibilidad.

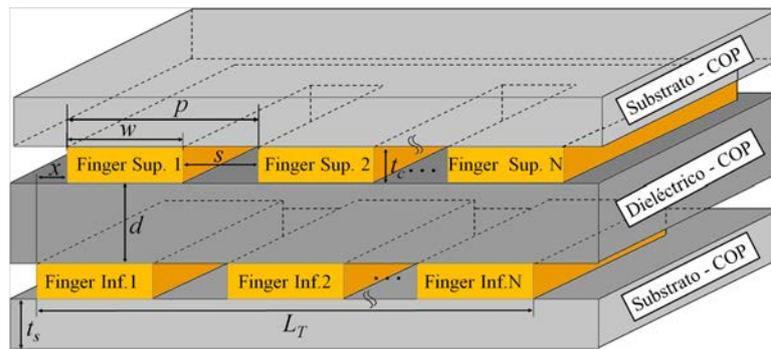
#### 4.1.2.1 Condensador de Placas Paralelas Interdigitadas (CPPI)

El condensador interdigitado es la parte central del dispositivo sensor. Está formado por dos superficies enfrentadas de material flexible en el que se han dispuesto un cierto número de "fingers o electrodos" ( $N$ ) separados entre sí una cierta distancia ( $s$ ) tal como se representa en el esquema de la Fig. 4.1. Los fingers se corresponden con un conjunto de patrones paralelos y rectangulares, regularmente espaciados, de igual anchura ( $w$ ) y longitud ( $l$ ). Se pensó en este tipo de diseño de electrodos puesto que la variación de área con respecto al desplazamiento horizontal, desde la posición de solapamiento total hasta el desalineamiento total, es una variación lineal. Lo que facilita mucho más la relación entre las dos variables (desplazamiento y capacitancia).

En un CPPI, deslizando una de las placas, debido al desplazamiento horizontal, cambia la posición relativa de los "fingers o electrodos" y en consecuencia también lo hace la capacitancia. Por construcción, la capacidad del



(a)



(b)

FIGURA 4.1: Esquema representativo de un condensador de placas paralelas Interdigitadas (CPPI). Vista (a) 2D y (b) 3D.

condensador es igual a la suma de las capacidades de todos los pares de fingers, sin embargo lo que hace aún más interesantes a este tipo de condensadores son sus efectos de borde, puesto que estos también contribuyen en el valor de la capacitancia total. Nótese que con esta construcción, la capacidad del condensador será máxima cuando los fingers estén totalmente enfrentados y será mínima cuando estén totalmente desalineados. Cabe notar también que si pudiéramos despreciar los efectos de borde, la capacidad sería 0 cuando los fingers estuvieran totalmente desalineados y por tanto el diseño ideal correspondería a un espaciado entre fingers igual al ancho de estos.

Otra razón por la que se comienza con el diseño del condensador es debido a que en un CPPI la capacitancia, en función de la variación de área, no se comporta de manera ideal, por tanto se hace necesario estudiar en detalle la respuesta eléctrica del condensador por separado. Debido a que la frecuencia de resonancia de un circuito LC depende tanto de la capacitancia como de la inductancia y teniendo en cuenta que la bobina aporta un valor fijo en este estudio, es correcto analizar primero el elemento que varía

TABLA 4.1: Parámetros de diseño del Condensador

Símbolo	Descripción	Valor/Rango	
		Circular	Rectangular
$w$	Ancho del Finger	5 - 50 $\mu\text{m}$	50 - 300 $\mu\text{m}$
$l$	Longitud del Finger	5000 $\mu\text{m}$	5000 $\mu\text{m}$
$s$	Espaciado entre fingers	$\mu\text{m}$	100 - 1400 $\mu\text{m}$
$N$	Número de pares de fingers	Variable	Variable
$d$	Espesor de dieléctrico	188 $\mu\text{m}$	20 - 180 $\mu\text{m}$
$p$	Tamaño del Pitch ( $w + s$ )	Variable	Variable
$L_T$	Longitud Total del Condensador $N * (w + s)$	5000 $\mu\text{m}$	Variable
$x$	Distancia de no superposición entre fingers	Variable	Variable
$\epsilon_r$	Constante Dieléctrica (COP)	2.3	2.3
$t_c$	Espesor del Conductor	0.2 $\mu\text{m}$	0.2 $\mu\text{m}$
$t_s$	Espesor del Substrato	188 $\mu\text{m}$	100 $\mu\text{m}$

la propiedad eléctrica en el sistema, para luego ajustar dicha frecuencia de resonancia con el valor del inductor.

**Parametrización** Una vez seleccionado el tipo de sensor, el principio de funcionamiento del mismo, las geometrías y el concepto del condensador en si, se han de definir las relaciones geométricas entre los parámetros de diseño del mismo.

Como el sensor ha de adecuarse a la aplicación, deben definirse los parámetros geométricos y tecnológicos, junto con su valor o rango de variación. Un resumen del conjunto de parámetros elegidos para este estudio se muestra en la Tabla 4.1. Como es sabido, las propiedades eléctricas del condensador dependen de los parámetros geométricos, sin embargo cuando se disminuyen las dimensiones del condensador otros efectos también juegan un papel importante, este es el caso de los efectos de borde. La distribución del campo eléctrico entre los electrodos al no ser homogéneo en toda la región ocupada por los electrodos hace aún más complejo el proceso de fijación de un modelo estándar para el diseño de sensores de este tipo, por tanto es común recurrir a simulaciones finas para conseguir aproximaciones que permitan la optimización del mismo.

Puesto que los efectos de bordes son más importantes cuanto más pequeño es el ancho del finger, un cambio en la relación ancho/espaciado entre fingers producirá una variación máxima de capacitancia para un determinado desplazamiento, así pues, para una resolución y una sensibilidad definidas por la aplicación, el diseño será optimizado simplemente mediante un ajuste de esta relación. Por tanto la idea principal con el diseño de condensadores interdigitados es encontrar relaciones de optimización

como  $w/s$  o la relación óptima entre el  $\Delta C$  y el espacio a ocupar,  $N(w + s)$  (impuesto por la aplicación). Para conseguir aproximaciones válidas para dichas relaciones es necesario validar las simulaciones con los resultados experimentales. Un amplio estudio de la influencia de los parámetros geométricos y tecnológicos será mostrado en el Capítulo 5.

### 4.1.3 Componentes del Sensor LC: Bobina

Para el diseño de las bobinas se tuvieron en cuenta las regulaciones para aplicaciones de carácter inductivo, establecidas por el Electronic Communications Committee (Report et al., 2013). Se diseñaron dos tipos de bobinas, unas de núcleo de aire y las otras planares para ser fabricadas en la misma tecnología que los condensadores. Los rangos de frecuencias esperados entre unos y otros varía sensiblemente debido a que no es lo mismo diseñar para un sensor implantable que para uno wearable.

#### 4.1.3.1 Embobinado de hilo de cobre

Para las bobinas de hilo de cobre se consideraron radios entre los 5 y los 7 mm, grosores de hilo entre 0.25 y 0.5 mm y diferente relación de vueltas, con el fin de conseguir circuitos resonantes entre los 11 y los 16 MHz de frecuencia de resonancia. Tal y como lo reporta Jow. et al (Jow et al., 2008), las pérdidas en frecuencia debidas al tejido circundante pueden ser desestimadas para frecuencias de operación por debajo de los 20 MHz, lo que también justifica la elección del rango de frecuencia.

#### 4.1.3.2 Bobinas planares

En el diseño de bobinas planares, al igual que en los condensadores, nos encontramos con dos tipos de parámetros: los parámetros tecnológicos y los parámetros de diseño. Los primeros son los responsables de la eficiencia de la bobina, pero sobre los cuales el diseñador tiene una influencia limitada. Estos se relacionan con la tecnología utilizada, tipo de materiales, metodología, entre otros. Los segundos, de los cuales se tiene un mayor control, la inductancia es el parámetro con mayor afectación. Los parámetros de diseño son:

- Ancho de pista.
- Espaciamiento entre espiras (gap).
- Diámetro interior.
- Diámetro exterior.
- Número de Vueltas.

De acuerdo con el espacio utilizable, como se vió al inicio de este Capítulo, el diámetro externo de las bobinas no debe superar los 15 mm. Las características de diseño de las microbobinas se muestran en la tabla 4.2.

TABLA 4.2: Características generales de las bobinas planas diseñadas

Código	Ancho ( $\mu m$ )	Espaciado ( $\mu m$ )	Número de vueltas	Diámetro externo ( $\mu m$ )	Diámetro interno ( $\mu m$ )
B50/25n15	50	25	15	8000	5800
B50/25n17	50	25	17	8000	5500
B50/25P	50	25	6	5000	4150
B20/20P	20	20	25	5000	3040
B100/50	100	50	6	13700	12000
B50/25	50	25	11	13500	11900
B25/25	25	25	15	13450	12000

En tabla 4.2 las cuatro primeras bobinas (B50/25n15, B50/25n17, B50/25P y B20/20P) están pensadas para los sensores de geometría rectangular, en donde la bobina bajo el código B20/20P es la única de espiras cuadradas. Las otras tres bobinas (B100/50, B50/25 y B25/25) fueron pensadas para su aplicación en la geometría circular. Estas tres últimas bobinas son múltiplos entre si considerando el ancho de la pista, los modelos fueron pensados así para tener un rango en frecuencia de tres y tienen un diámetro mayor para garantizar el espacio para los interdigitados.

Como bien se sabe las propiedades eléctricas de la microbobina planar dependen de la autoinductancia  $L$ , la resistencia del conductor  $R_s$ , la capacitancia parásita  $C_p$ , y la resistencia del aislante  $R_p$ , donde a su vez la autoinductancia  $L$  depende del tamaño, forma y número de espiras, como se citó anteriormente, además de las propiedades magnéticas del medio y de la ausencia o presencia de materiales en el núcleo. Por tanto cuando se disminuye el tamaño de una bobina se aumenta el factor de calidad  $Q$ , pero se disminuye la inductancia.

Por tanto uno de los parámetros a ser calculado y tenido en cuenta de aquí en más es la inductancia de la bobina. Este es una de las variables en la frecuencia de resonancia del circuito LC. Para el cálculo teórico de la inductancia, se utilizaron tres aproximaciones. La primera está basada en una modificación de la expresión desarrollada por Wheeler (Wheeler, 1928), La segunda es derivada de principios electromagnéticos, y una tercera que es una representación monomial resultante del fiteo de una base de datos de inductores (y sus valores exactos de inductancia). Estas aproximaciones proveen resultados con un error entre el 2 y 3 %, según como lo reporta Mohan et al., 1999.

Un problema importante a considerar con las microbobinas es el decremento de la inductancia debido a la pequeña área que posee. Intuitivamente este efecto podría compensarse aumentando el número de vueltas, pero esta acción aumentaría la resistencia debido a que una longitud relativamente larga de un conductor en espiral produce un mayor número de resistencias en serie (Neagu et al., 1997), al mismo tiempo se vería aumentada la capacidad parásita de la bobina. Por tanto fue necesario encontrar un concilio entre el número de vueltas, el espaciamiento entre ellas, el diámetro externo y el interno, que a su vez está relacionado con el espacio utilizable.

En la tabla 4.3 se muestran los valores de inductancia de las bobinas. Existen diferentes recursos en internet<sup>1,2</sup> con los que se puede calcular este parámetro eléctrico automáticamente. Estos programas se basan en la solución de los tres tipos de ecuaciones mencionados anteriormente. Cada una de ellas arroja un resultado particular, que si bien no son tan distantes uno del otro, en este trabajo se utilizarán los resultados de Wheeler modificado (WM). Por último cabe agregar que no solo el compromiso entre los pa-

TABLA 4.3: Inductancia calculada a partir de los parámetros geométricos

Código	Factor de llenado ( $p_L$ )	Diámetro Medio ( $\mu m$ )	Inductancia ( $nH$ )		
			WM*	CS**	MF***
B50/25n15	0.159	6900	2806.8	2674.2	2768.5
B50/25n17	0.185	6750	3335.5	3178.7	3267.2
B50/25P	0.093	4575	349.5	339.2	362.4
B20/20P	0.244	4020	4422.9	4392.0	4384.9
B100/50	0.066	12850	1055.5	1051.3	1136.5
B50/25	0.063	12700	3537.5	3539.4	3761.8
B25/25	0.057	12725	6705.3	6774.8	7314.9

\* Wheeler Modificado

\*\* Current Sheet

\*\*\* Monomial Fit

rámetros geométricos contribuye a la variación positiva de la inductancia, también lo hará el tipo de material que se elija para la fabricación de la bobina. En este caso tendrá que elegirse un material de baja resistividad (Ricardo, 2009).

#### 4.1.4 Layout

Una vez definidas todas las dimensiones y la geometría del sistema completo, se procede a dibujar por medio del software Clewin 4.0, el layout final con el que se fabricará la máscara y posteriormente los componentes

<sup>1</sup>[http://www.circuits.dk/calculator\\_planar\\_coil\\_inductor.htm](http://www.circuits.dk/calculator_planar_coil_inductor.htm)

<sup>2</sup><http://smirc.stanford.edu/spiralCalc.html>

del sensor. Sin embargo antes de comenzar a utilizar cualquier herramienta para la definición del layout, es necesario tener en cuenta las siguientes recomendaciones:

- Colocar la parte de mayor interés en el centro del diseño, con esto se evitan los defectos que pueden quedar cerca de los bordes.
- Reserve un espacio de más o menos un 20% para los motivos de alineamiento (en este caso cruces)<sup>3</sup>.

Finalmente se realizaron los diseños correspondientes a los elementos del sensor. Para ver las diferentes máscaras que se realizaron a lo largo de todo el estudio de los sensores ver el Anexo A. En la figura 4.2 se observa una pequeña de las dos geometrías.

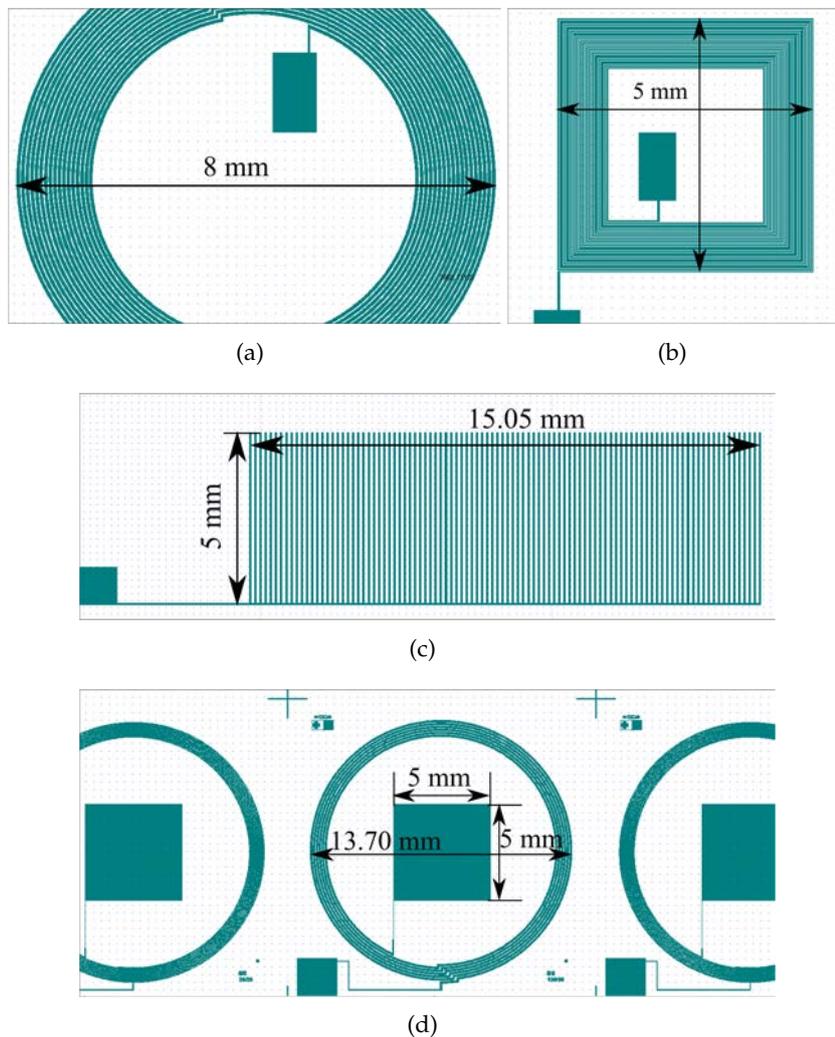


FIGURA 4.2: Layout (a) Bobina circular, (b) bobina cuadrada, (c) Interdigitado y (d) Sensores LC de geometría circular.

<sup>3</sup>Los patrones de alineamiento van ubicados en las esquinas de las cuadrículas junto con las marcas de identificación como se observa en la parte superior de la figura 4.2d

## 4.2 Especificaciones en el diseño del Sensor LC para una aplicación biomédica implantable: Deformación en mallas abdominales

En el Capítulo 1 fue descrita la motivación para desarrollar un sensor pasivo para la medida de pequeños desplazamientos y su potencial aplicación en el área biomédica. El circuito LC propuesto es básicamente un sensor de desplazamiento capacitivo unido a una bobina que será la encargada de captar la energía proveniente del sistema externo de alimentación y a su vez proveer el canal de comunicación con la bobina de lectura.

En los Capítulos 1 y 3 se discutió acerca del uso de acoplamiento magnético de campo cercano como método de transferencia de energía y lectura inalámbrica para dispositivos implantables. En el Capítulo 3 se hizo especial hincapié en el análisis del circuito equivalente de un sistema de telemetría pasivo junto con la influencia, en la inductancia mutua, de las propiedades dieléctricas de los diferentes materiales (encapsulado y tejidos) a través de los cuales la antena de lectura debe detectar los cambios en el sensor. También fueron comentadas las regulaciones para aplicaciones implantables en el rango de RF así como el impacto en y por parte de los tejidos circundantes al sensor implantable.

En esta sección se expondrá el diseño de un sensor pasivo tipo LC orientado hacia una aplicación biomédica, *la medida de la deformación uni-axial de una malla abdominal*. El sistema de comunicación del sensor, basado en un link inalámbrico pasivo, se completa con una bobina de lectura conectada a un analizador de impedancias o a un VNA, según el estudio de respuesta en frecuencia que quiera realizar. En el primer estudio se toma como fuente de información el parámetro de impedancia o admitancia y en el segundo estudio el parámetro de dispersión  $S_{11}$ .

### 4.2.1 Consideraciones de la aplicación

El objetivo principal cuando se corrige un defecto herniario con una malla abdominal, es asegurar que dicha prótesis presenta una correcta integración tisular siendo capaz no solo de reproducir los movimientos naturales de la pared abdominal sino también de soportar la carga mecánica a la que está sometida después del implante. Como se dijo en el Capítulo 1, la pared abdominal funciona como una estructura dinámica sujeta a las oscilaciones de la presión intraabdominal en un rango muy variado. La malla protésica, una vez integrada al tejido, tiene que soportar la carga mecánica de la forma

más fisiológica posible (Bellón, 2015). Debido a que dicha carga varía según el índice de masa corporal del paciente y el estilo de vida del mismo, conocer la dinámica de la malla abdominal es un parámetro fundamental. Debido a que la hernia es una patología médica bastante común, diferentes científicos han centrado su atención tanto en el estudio clínico como en el biomecánico.

En el mercado existe una gran variedad de mallas protésicas las cuales exhiben diferentes propiedades mecánicas. Estas se dividen en tres grupos: las de alta ( $> 80g/m^2$ ), media ( $50 - 80g/m^2$ ) y baja ( $< 50g/m^2$ ) densidad el cual hace referencia al peso protésico (Bellón, 2014). La clasificación se hace en función del tamaño de poro con la salvedad de algunas excepciones. En general las mallas de alta densidad presentan una mayor resistencia a la tracción sin embargo generan una reacción tisular que produce cicatrices densas debido a la alta densidad del material. Caso contrario, el uso de mallas de baja densidad coadyuva a la reacción de cuerpo extraño y por tanto tiene mayor capacidad de integración, sin embargo se han reportado casos de rotura de malla después de la reparación de la hernia.

La elección de una malla "ideal" sumado a una buena praxis en la cirugía de hernia disminuirá los riesgos asociados tales como la mala adaptabilidad entre el tejido receptor y la prótesis a causa de diferencias significativas en cuanto a rigidez (Schmidbauer et al., 2005) o recidivas, las cuales conforman una de los problemas más importantes en la cirugía herniaria junto con la fibrosis. Otra de las preocupaciones que ocupan al cirujano de hernia son los cambios drásticos en la malla, debido a que estos sugieren fallas mecánicas como el colapso de poros bajo condiciones de carga uniaxial, rotura central o desprendimiento de los bordes de sutura. Este tipo de cambios drásticos contribuyen a las recidivas y por tanto llevan asociado un riesgo para el paciente.

En la actualidad no existe un protocolo definitivo en el que se defina cual es la malla más adecuada en dependencia del tipo de paciente, así como tampoco se cuenta con un método para determinar la integración de la malla y el estado actual de la misma. La elección del tipo de malla así como su ubicación en el abdomen, es una decisión que queda a merced de la experiencia del cirujano. Para abordar esta problemática, estudios como el reportado por Hernández Gascón, 2013 plantea un análisis basado en el modelado computacional del músculo abdominal y de la respuesta tanto de la prótesis como de la pared abdominal con la malla implantada, con el fin de dar una aproximación del comportamiento biomecánico del abdomen que permitan la elección de la malla abdominal ideal. A pesar de todos los estudios que hay sobre la caracterización experimental del músculo abdominal, no existe ningún estudio que arroje datos sobre las propiedades mecánicas del

conjunto malla-tejido en condiciones reales de carga. Esta temática es un campo abierto para investigar y proponer alternativas que permitan monitorear la malla dentro del abdomen.

#### 4.2.1.1 Consideraciones técnicas

Los músculos, considerados como tejidos blandos, evidencian una respuesta mecánica no lineal para grandes deformaciones debido a que para bajos niveles de carga se generan grandes desplazamientos, caso contrario a los altos niveles de carga puesto que el tejido se rigidiza (Hernández Gascón, 2013). Se cree que las deformaciones de la malla en el abdomen de un paciente en reposo no superan el 2%, sin embargo dependerá de la presión intra-abdominal y la condición inicial de la pared abdominal. Todavía no está bien establecido qué es lo que sucede con las mallas después de la implantación en diferentes condiciones anatómicas en función del tamaño de la hernia, de la posibilidad de cerrar o no la hoja anterior, de la obesidad del paciente o de otras situaciones (como pueden ser la expectoración frecuente o el ejercicio físico extremo) (Blázquez Hernando et al., 2015). Otro de los grandes interrogantes después de la implantación de la malla es hasta que punto esta mantiene la suficiente fuerza tensil, independientemente de la dinámica de la pared abdominal y de la PIA. Se han hecho aproximaciones de que la máxima fuerza tensil de la pared abdominal es aproximadamente  $16 \text{ N/cm}^2$ , por lo que una malla que soporte esta fuerza sería suficiente siempre y cuando se pueda cerrar la fascia, caso contrario se espera que la fuerza tensil sea de al menos  $32 \text{ N/cm}^2$ . Según estudios mecánicos uniaxiales llevados a cabo por Hernández Gascón, 2013 las máximas deformaciones que puede soportar una malla antes de romperse están alrededor del 10%, aunque este parámetro variará de acuerdo al tipo de material protésico y densidad de la malla.

Considerando que la implantación de malla se llevará a cabo mediante un emplazamiento pre-musculoaponeurótico, que es el emplazamiento más superficial, se espera que la profundidad del implante no supere los XX cm en pacientes sin comorbilidades.

Debido a que se busca detectar tanto la integración de la malla en el tejido receptor como los cambios drásticos en la misma, lo que se propone en esta tesis es un sensor pasivo que sea capaz de detectar microdesplazamientos uniaxiales, los cuales puedan ser correlacionados con las deformaciones en la malla abdominal. Para esto se propone el diseño de un sensor pasivo e inalámbrico, del tipo LC (bobina + condensador), que varíe su frecuencia de resonancia en función de la variación del área compartida entre las placas del condensador debido a un desplazamiento relativo de las mismas.

La longitud total del dispositivo debe estar comprendida entre 2 y 4 cm y el ancho entre 1 y 1.5 cm, debido a que los primeros demostradores se colocarán sobre mallas abdominales de 5 x 7 cm.

A continuación se muestran las especificaciones del diseño así como los parámetros geométricos del sensor a desarrollar.

#### **4.2.2 Especificaciones en el diseño del Sensor LC**

Idealmente los sensores o dispositivos electrónicos implantados deben estar en el rango de 1 a 15 mm de diámetro o ancho, por una longitud entre los 5 y los 35 mm, para coadyuvar el procedimiento quirúrgico.

Debido a las condiciones impuestas por la aplicación como espacio limitado, biocompatibilidad, flexibilidad, que permita medir muy pequeños desplazamientos (del orden de las micras), que sea de bajo coste, ajustable, "zero-power", que tenga la posibilidad de "lectura" inalámbrica, entre otras, se ha de considerar desde los inicios tanto el principio de funcionamiento como la geometría y por consiguiente la viabilidad de fabricación del diseño en los materiales que cumplan con los requerimientos mecánicos y de biocompatibilidad. A parte de estas consideraciones que atañen al sensor también se han de definir aquellas relacionadas con el link inalámbrico pasivo.

Antes de comenzar a diseñar un sensor que pueda comunicarse inalámbricamente en el campo cercano, algunas restricciones de diseño deben ser consideradas. Para el demostrador desarrollado en esta tesis teniendo en cuenta la aplicación biomédica las restricciones para el link pasivo se establecieron de la siguiente manera:

- La bobina del sensor no debe superar los 15 mm de diámetro
- La distancia entre la bobina del sensor y la bobina de lectura:  $\sim 3$  mm, debido a las condiciones en el modelo animal (ver Anexo E) sin embargo la comunicación debe poderse efectuar por lo menos por encima del centímetro.
- La frecuencia de operación debe estar alrededor de la banda RF de 13.56 MHz.

Los sistemas RF, que usan frecuencias entre aproximadamente 100 kHz and 30 MHz, operan usando un acoplamiento inductivo (Finkenzeller, 2010). Para aplicaciones de carácter inductivo, el Electronic Communications Committee (Report et al., 2013) establece las banda de los 13.56 MHz. Tal y como lo reporta Jow. et al (Jow et al., 2008), las pérdidas en frecuencia debidas al tejido circundante pueden ser desestimadas para frecuencias de operación

por debajo de los 20 MHz, lo que también justifica la elección del rango de frecuencia.

## 4.3 Fabricación

### 4.3.1 Proceso de Microfabricación: Una visión General

En el proceso de microfabricación una de las técnicas generalmente utilizada para obtener dispositivos con dimensiones micrométricas es la fotolitografía, la cual consiste en la transferencia de patrones geométricos a un material de soporte, mediante técnicas de impresión directa. Entre estas técnicas se encuentran las de haz de electrones o iones. A pesar de que no se utilicen máscaras de vidrio durante el proceso, si son requeridos dibujos geométricos que servirán como guías del haz y bajo este escenario tales dibujos también reciben el nombre de máscaras.

La fotolitografía trabaja de manera análoga a la litografía empleada en trabajos de impresión y comparte algunos principios con los procesos fotográficos. El proceso consiste en transferir un motivo, diseñado en una fotomáscara (denominada retícula), a la superficie del material de elección, el cual ha sido previamente colocado sobre una oblea de silicio. Cada implementación del proceso fotolitográfico tiene sus requerimientos específicos, sin embargo existe un flujo de acciones característico equivalente para todas, los cuales se describen a continuación:

- *Limpieza de la superficie* : Usualmente se realiza en un baño de 2 a 5 min acetona y metanol por agitación en ultrasonido y luego un secado con un flujo de DI H<sub>2</sub>O
- *Recubrimiento del sustrato* : Se recubre la superficie con resina fotosensible, la cual es una sustancia que cambia sus características químicas con la exposición a la luz (generalmente radiación ultravioleta).
- *Alineación de la máscara* : la máscara se coloca alineadamente sobre la oblea con el fin de conseguir una reproducción exacta de los motivos geométricos previamente plasmados en ella. Los motivos están representados por zonas claras y oscuras.
- *Insolación* : Se hace incidir radiación ultravioleta sobre el conjunto formado por la oblea, la fotorresina y la máscara, con el fin de sensibilizar o desensibilizar, según sea el caso, las partes de la resina expuestas a la luz (las cuales no están protegidas por la máscara).
- *Revelado* : Se retira la máscara y se revela la fotorresina. Este proceso consiste en introducir la oblea en un líquido de revelado, el cual

disuelve las partes sensibilizadas o desensibilizadas de la fotorresina según sea su tipo.

- *Grabado de la capa* : Esta etapa consiste en atacar la superficie no recubierta por la fotorresina. Después de cierto tiempo en este medio, la capa que se quiere grabar ha desaparecido completamente en las áreas no protegidas, y permanece en las que está cubierta con la fotorresina.
- *Eliminación de la resina* : La última etapa consiste en eliminar la fotorresina que ha protegido a la capa atacada en la etapa anterior.

En la primera fase del proceso se prepara el sustrato, en la segunda se transfieren los motivos geométricos mediante insolación para posteriormente depositar la película metálica y en la última se elimina la fotorresina dejando únicamente el metal correspondiente al diseño final. En la Fig. 4.3 se puede ver un esquema del proceso.

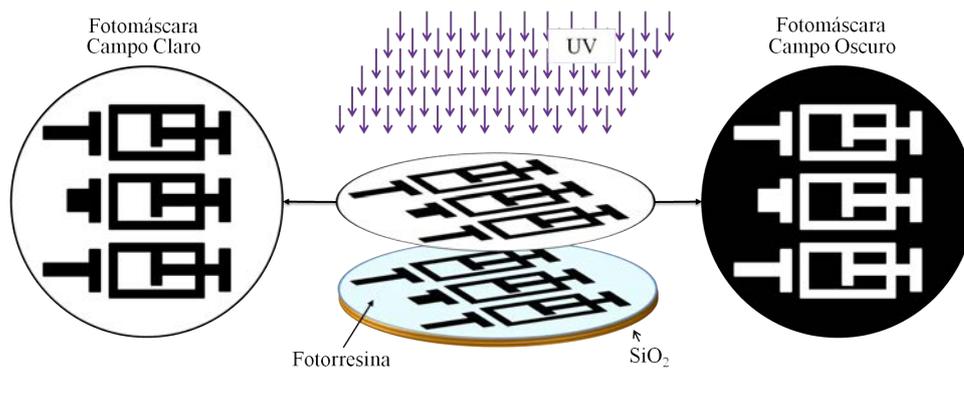


FIGURA 4.3: Esquema general del proceso fotolitográfico

Por último cabe resaltar que la calidad de la fotograbación depende fuertemente de la resolución de impresión y de la calidad del fotolito, al mismo tiempo que de la técnica utilizada para hacer dicho grabado en la oblea. Las técnicas comúnmente utilizadas son las de contacto y proyección.

#### 4.3.1.1 Substrato

En el proceso de microfabricación existen diferentes tipos de sustratos que pueden ser utilizados de acuerdo con la aplicación final, como silicio, cuarzo, metales, cerámicas, vidrio y polímeros<sup>4</sup>. A la hora de realizar la elección del sustrato es necesario tener en cuenta además de la aplicación las características listadas en la Tabla 4.4

<sup>4</sup>Entre los polímeros se encuentran: polimetilmetacrilato, polietileno, polidimetilsiloxano, polimida, poliamida, polietileno tereftalato, policarbonato, poliuretano, entre otros.

TABLA 4.4: Características del sustrato

Ópticas	: Transparencia a la radiación UV < 300 nm y ausencia de fluorescencia
Eléctricas	: Aislante eléctrico
Térmicas	: Aislante térmico
Mecánicas	: Adecuación al proceso de microfabricación
Químicas	: Inercia química
Financieras	: Bajo Costo

#### 4.3.1.2 Fotorresina

Una fotorresina o resina fotosensible es una sustancia cuyas propiedades fisicoquímicas cambian al recibir radiación ultravioleta, típica en procesos fotolitográficos. Sus principales componentes son: un polímero (resina base), un sensibilizador (también llamado inhibidor), y un solvente. El polímero cambia su estructura cuando es expuesto a una radiación; el solvente permite su aplicación y formación de una fina película sobre la superficie de la oblea; los sensibilizadores controlan las reacciones fotoquímicas en la fase polimérica.

Existen dos tipos de fotorresinas (ver Fig. 4.4 ):

##### *Fotorresina positiva*

- La solubilidad en un solvente revelador es mucho mayor para las regiones expuestas a la radiación que para las no expuestas.
- El resultado es una imagen positiva de la máscara.

##### *Fotorresina negativa*

- Se presenta justo el caso contrario a la resina positiva, es decir las regiones expuestas a la radiación son mucho menos solubles que las regiones no expuestas.
- El resultado es una imagen negativa de la máscara.

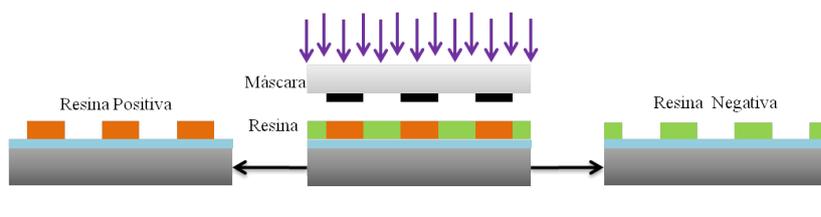


FIGURA 4.4: Tipos de Resina

### 4.3.1.3 Máscara

La máscara hace referencia a la plantilla usada para generar repetitivamente un modelo deseado sobre obleas en las que se ha depositado la fotorresina. El diseño de la máscara está definido de acuerdo con el tipo de resina a utilizar, por ejemplo si se tiene una resina negativa la máscara será de campo claro en cambio si la resina utilizada es positiva la máscara será de campo oscuro. La máscara se ubica arriba de la oblea que posee la fotorresina tal como se mostró en la Fig. 4.3.

## 4.3.2 Materiales

Teniendo en cuenta la aplicación final el sensor, este debe ser fabricado completamente con materiales biocompatibles, desde el sustrato hasta el metal para el interdigitado, bobina y conexiones así como las capas aislantes exterior e intermedia.

Como sustrato se eligió un copolímero conocido como COP (por sus siglas en inglés Cyclo Olefin Polymer) y oro para las placas interdigitadas y las bobinas planares, por ser un material biocompatible y de baja resistividad. Actualmente el COP se comercializan bajo los nombres comerciales Zeonor<sup>®</sup>, Zeonex<sup>®</sup>, Topas<sup>®</sup>, Apel<sup>®</sup> y Arton<sup>®</sup>. Sus espesores varían desde 20 $\mu\text{m}$  hasta las 188 $\mu\text{m}$ .

### 4.3.2.1 COP (Cyclo Olefin Polymer) ZF<sup>®</sup> 14

El COP es un polímero termoplástico flexible, transparente, que se puede presentar en láminas delgadas. Este polímero presenta alta estabilidad química a solventes polares orgánicos, lo cual es un requisito fundamental en las técnicas de litografía y lift-off (Illa et al., 2010; Illa et al., 2009). El COP elegido como sustrato ha sido el ZeonorFilm<sup>®</sup> ZF 14-100, cuyas características<sup>5</sup> se resumen en la Tabla 4.5.

TABLA 4.5: Propiedades del COP ZF<sup>®</sup> 14-100

Grado	Espesor ( $\mu\text{m}$ )	Temperatura de Transición ( $^{\circ}\text{C}$ )	Permitividad Eléctrica
ZF14-100	100	138	2.3

<sup>5</sup>Especificaciones son suministradas por Zeon Corporation

### 4.3.2.2 Fotorresina Positiva AZ<sup>®</sup>

El tipo de fotorresina utilizada en el proceso fue la AZ<sup>®</sup> 5214E (*Data Sheet Photoresist AZ 5214E*). Sus propiedades físicas y químicas se encuentran resumidas en la Tabla 4.6

TABLA 4.6: Propiedades de la fotorresina AZ<sup>®</sup> 5214E

Contenido sólido (%)	Viscosidad cSt 25°C	Absorción (l/g * cm) a 377nm	Solvente	Máximo Contenido de agua (%)	Sensibilidad Espectral (nm)
28.3	24.0	0.76	PGMEA <sup>6</sup>	0.50	310-420

El proceso de lift-off llevado a cabo con la resina se muestra esquemáticamente en la Fig. 4.5

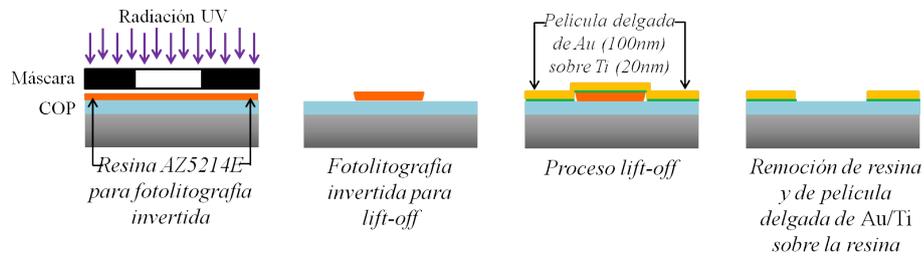


FIGURA 4.5: Representación gráfica de una lámina de COP, en corte lateral, sometida a un proceso fotolitográfico invertido para el proceso de lift-off

### 4.3.3 Fabricación del Dispositivo

La fabricación de los componentes del sensor se llevó a cabo en la sala limpia del Centro Nacional de Microelectrónica (CNM-IMB) usando el método fotolitográfico desarrollado por Illa et al., 2010 para otra aplicación. En éste proceso se utilizaron los materiales citados anteriormente. El oro se deposita sobre una capa de titanio de 20 nm, con el fin de promover la adhesión de este metal y el sustrato tal como lo reporta Lee et al., 2005 y como se observa en la Fig. 4.5. Para la impresión de los componentes del sensor, fueron usadas máscaras de cromo. El diseño de los diferentes patrones geométricos fue hecho en Clewin<sup>®</sup> 4.0 (Ver Anexo A). En el esquema de la Fig. 4.6 se presenta el proceso completo de fabricación.

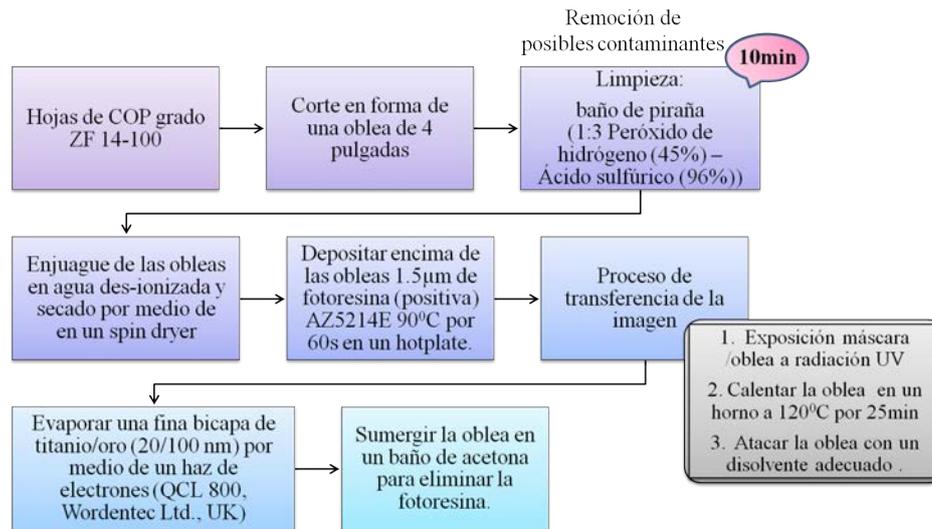


FIGURA 4.6: Esquema general del paso a paso del proceso fotolitográfico para la fabricación de los componentes del sensor

#### 4.3.3.1 Dispositivos Finales

Para la fabricación de un cierto número de sensores con distintas geometrías se han procesado 20 obleas, es decir, se han realizado un total de 5 procesos fotolitográficos de 4 obleas de 4 pulgadas cada una, 2 para obtener sensores de geometría circular y 3 correspondientes a la geometría rectangular. Los componentes de la primera oblea han sido fabricados sobre COP de  $188\ \mu\text{m}$  de espesor y para el resto de obleas se ha elegido COP de  $100\ \mu\text{m}$ . Los diseños de las máscaras se encuentran en el Anexo A, junto con la descripción y los objetivos para elaborar cada una de ellas.

Una vez concluido el proceso de lift-off, se individualizan los sensores, sometiendo la oblea a un proceso de corte. Este procedimiento se realiza colocando un recubrimiento adhesivo sobre la oblea para evitar que los componentes salgan despedidos en cualquier dirección. En la Fig. 4.7 se presentan las fotografías de los componentes del sensor LC en sus dos geometrías, circular y rectangular. La imagen (Fig. 4.7a) muestra una de las obleas antes del corte, mientras que la imagen (Fig. 4.7b) muestra una oblea después de él.

En dependencia del objeto de estudio se emplearon diferentes relaciones entre los parámetros geométricos tales como  $w/s$  y  $N/L_T$ , para obtener sensores con diferentes características.

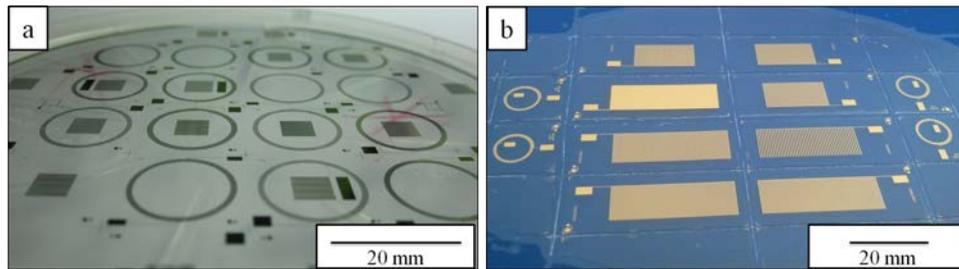


FIGURA 4.7: Componentes del sensor de geometría (a) circular y (b) rectangular.

#### 4.3.3.2 Revisión Final por Microscopía Óptica

Se realizó la inspección óptica de cada una de las obleas con el fin de asegurar, en lo posible, la integridad de los sistemas fabricados y así descartar fuentes de error antes de la caracterización de los dispositivos. Con ello se evitan pérdidas de tiempo, ensamble, montaje y caracterización del dispositivo sensor, puesto que los componentes defectuosos se han desechado previamente. Para ello se utilizó un microscopio óptico (Leica de la serie DM4000 del CNM-IMB). En la Fig. 4.8 puede observarse una composición de imágenes obtenidas por Microscopía óptica (Fig. 4.8a), junto con tres imágenes adicionales que muestran en detalle algunas partes específicas de la placa interdigitada y la microbobina (Fig. 4.8b, c y d).

En las imágenes de la Fig. 4.9a y f, puede observarse que los fingers de la placa interdigitada y las pistas de la microbobina se muestran continuos, sin embargo al examinar el resto de área la aparición de defectos evidencia una realidad muy distinta tales como terminaciones incompletas en los fingers (Fig. 4.9b y c) y pistas cortadas (Fig. 4.9d y e).

#### 4.3.4 Bobina del Tag

Para la fabricación de las bobinas del Tag se emplearon dos técnicas diferentes, la primera por procesos de microfabricación, de la misma manera que como se obtuvieron las placas del condensador, y la segunda por enrollado de hilo de cobre esmaltado. De acuerdo con las condiciones de diseño consideradas al inicio de este Capítulo, el espacio utilizable restringe el diámetro externo de las bobinas por tanto no deben superar los 7.5 mm de radio.

Empleando la primera técnica se obtuvieron bobinas planares en espiral de geometría circular y una de geometría cuadrada. En el caso de los Tags de geometría circular, las bobinas, considerando el ancho de pista, son múltiples de tres y sus radios oscilan entre los 6.7 y 6.85 mm y número de vueltas

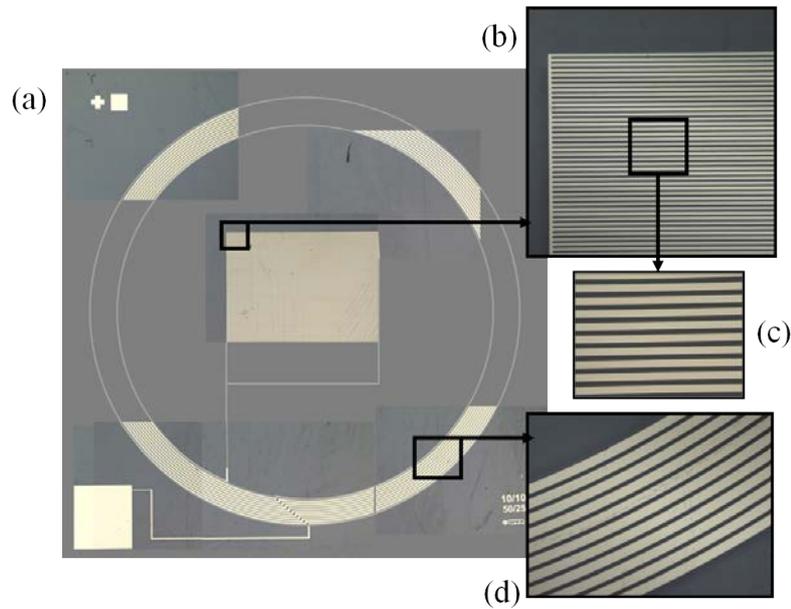


FIGURA 4.8: Imágenes de microscopía óptica de una placa interdigitada con fingers de  $10\ \mu\text{m}$  de ancho y espaciado, junto con una bobina de  $50\ \mu\text{m}$  de pista y un espacio (entre pistas) de  $25\ \mu\text{m}$ . (a) Composición de imágenes de microscopía obtenidas con un lente de magnificación 5x, (b) Imagen ampliada (10x) de una porción del interdigitado, (c) detalle (50x), (d) pistas de la bobina (10x)

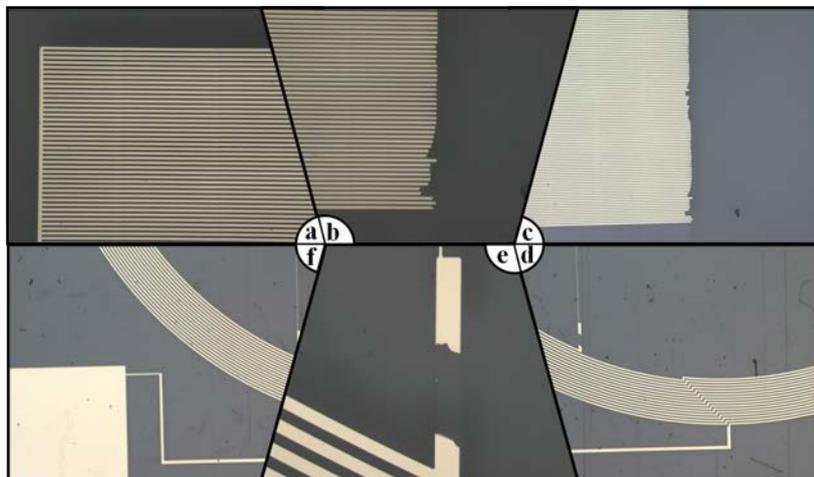


FIGURA 4.9: Imágenes de microscopía óptica de una placa interdigitada con fingers de  $5\ \mu\text{m}$  de ancho y espaciados de  $5\ \mu\text{m}$  junto con una bobina de pista  $25/25\ \mu\text{m}$ . (a) Interdigitado sin defectos (magnificación 20x), (b) Detalle del interdigitado con defectos de fabricación (20x), (c) Imagen general del interdigitado defectuoso (10x), (d) Pistas en la bobina (5x), (e) detalle (20x) de la pista cortada y (f) Pistas de la bobina unas micras mas adelante (5x).

entre 15 y 17. Para los Tags de geometría rectangular se fabricaron bobinas de 4 mm de radio externo, con 15 y 17 vueltas.

Con la segunda técnica se fabricaron bobinas circulares de núcleo de aire, con radios entre los 3.5 y 7.5 mm, y número de vueltas entre 7 y 31. Los diámetros del hilo de cobre utilizado están comprendidos entre 0.10 y 0.5 mm.

#### 4.3.5 Bobina de Lectura

Se fabricaron 3 bobinas cada una con características distintas en cuanto a tamaño y número de espiras. El material utilizado para la fabricación de las bobinas fue hilo de cobre con diámetros comprendidos entre 0.5 y 0.9 mm (Wire Copper Enamelled). Para una de ellas se diseñó en AutoCAD® 2012 un soporte cilíndrico, posteriormente fabricado por impresión 3D. En la Fig. 4.10 se muestran las bobinas fabricadas.

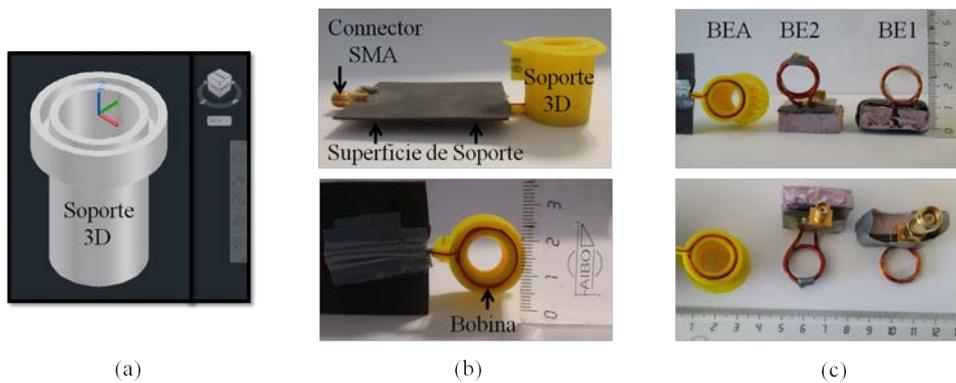


FIGURA 4.10: (a) Soporte para la bobina de lectura BE con un diámetro medio de 15 mm, (b) Bobina BE terminada puesta en su soporte y conectada a un conector SMA compatible con los conectores del VNA y (c) Bobinas de lectura.

Cada una de las bobinas sirve para establecer un enlace inductivo con el sensor LC. El sistema completo está conformado por una bobina lectora y un sensor con una frecuencia de resonancia característica. El desplazamiento de una de las placas del condensador interdigitado respecto a la otra, producirá cambios en la frecuencia de resonancia detectables.

## 4.4 Encapsulados

### 4.4.1 Encapsulado Primario

Para el ensamblaje del condensador ha sido necesario disponer de un encapsulado primario. Las placas del condensador fueron alineadas y puestas en un sobre de polímero transparente y flexible, abierto en los extremos, con el fin de proporcionar una guía de desplazamiento, tal y como se ilustra en la Fig. 4.11. El tamaño del encapsulado varía en función del CPPI y de la magnitud de desplazamiento del PPI. Esta forma de ensamblaje las IPPs se traduce en un proceso sencillo y de bajo coste.

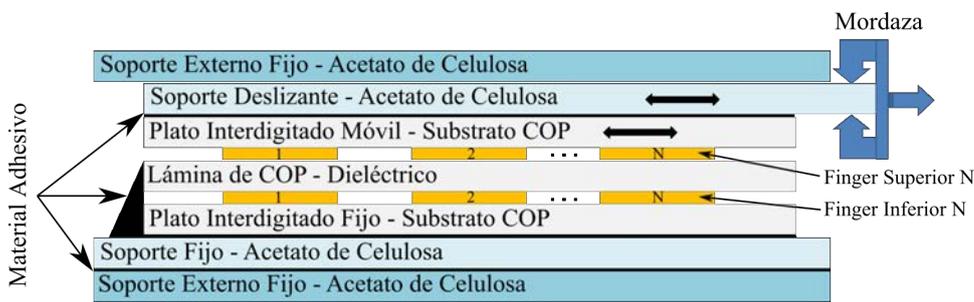


FIGURA 4.11: Esquema del encapsulado primario, vista transversal.

### 4.4.2 Encapsulado Final

Para las pruebas in-vivo la necesidad de un encapsulado secundario es de suma importancia, debido a que el sensor debe estar aislado de los fluidos corporales. Para esto se eligieron láminas de silicona adhesiva, flexibles y elásticas que facilitan el desplazamiento de la placa móvil.

En la Fig. 4.12 se observan las fotografías de algunos sensores con el encapsulado final, unidos a las mallas abdominales con las que se hacen las pruebas de funcionamiento del sensor una vez implantado y las pruebas mecánicas en un equipo de tracción uniaxial. Los resultados de estas pruebas se presentan en el Capítulo 7.

## 4.5 Bancos de Pruebas

El diseño y la fabricación de los bancos de ensayo son parte fundamental para llevar a cabo los experimentos de caracterización eléctrica tanto de los componentes del sensor como del sensor en su conjunto. En este trabajo se han desarrollado dos soportes para deslizamiento uniaxial, uno de los

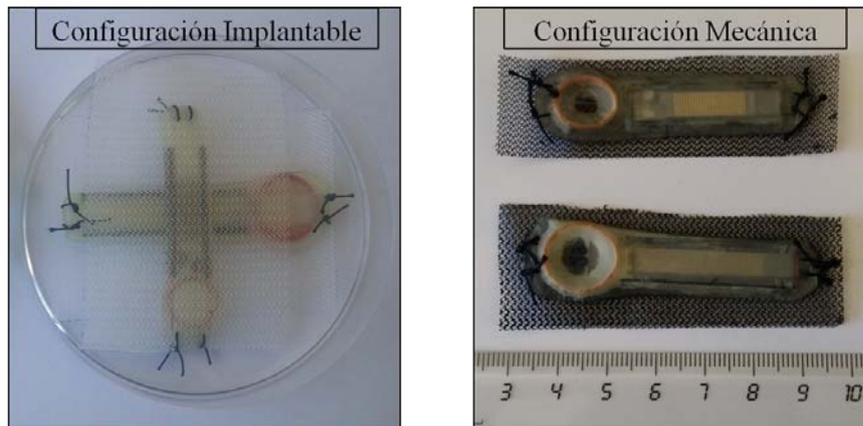


FIGURA 4.12: Vista transversal de un CPPI.

cuales permite el acople a un posicionador de tres ejes, y un soporte en impresión 3D para un de las bobinas de lectura.

Para la caracterización de los IPPCs, es necesario mantener los platos alineados y en contacto (conservando  $d$ ) y controlados los microdesplazamientos. El setup diseñado consiste en una guía de posicionamiento y deslizamiento acoplada a un micrómetro. La fabricación se llevó a cabo en las instalaciones del CNM-IMB empleando una lámina de acrílico y una fresadora (Step four) que traduce las coordenadas del diseño por medio de su software de control. La respuesta eléctrica del condensador fue medida usando un LCRMeter 4284A del mismo centro.

En el caso del sistema completo: circuito LC + Bobina de lectura con conector SMA, el montaje empleado se muestra en la Fig. 4.14. Este consiste en un posicionador de tres ejes (Ver Fig. 4.14a), un soporte para el sensor (Ver Fig. 4.14b), diseñado y fabricado a medida, un microscopio portátil para verificar los desplazamientos de las placas del condensador y un analizador de redes VNA NI PXIe 1075 embedded controller 8135 de 300 KHz a 8 GHz de National Instruments<sup>®</sup> conectado a la bobina de lectura. En el caso de las medidas con el simulador de tejido, Phantom, este se colocó en una caja de petri entre el sensor y la bobina de lectura (Ver Fig. 4.14c). Los niveles del líquido salino utilizados fueron 3 y 6 mm para simular el tejido en la caracterización ex-vivo.

Los bancos de pruebas fueron diseñados en AutoCAD<sup>®</sup> 2012 (Ver Anexo C), donde se tuvieron en cuenta el tamaño, forma y espesor de los elementos, además de los sistemas de desplazamiento que se utilizarán en el test, un micrómetro de profundidad y un posicionador de tres ejes. En el Anexo C también se muestran los planos de diseño para las dos mesas de ensayos, así como las vistas esquemáticas para el segundo montaje y el detalle del



FIGURA 4.13: Banco de pruebas para la caracterización de la respuesta eléctrica de los IPPCs utilizando un LCRMeter

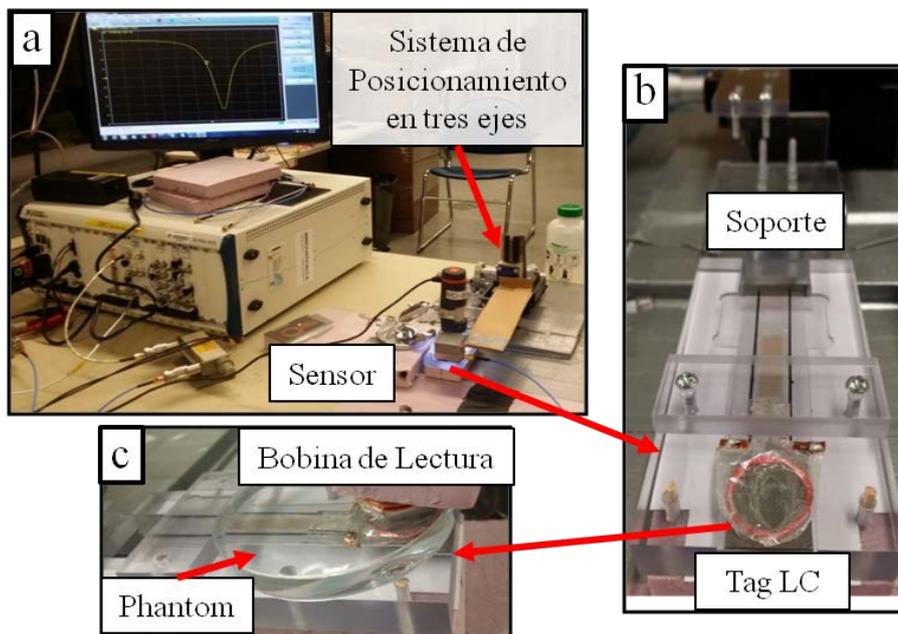


FIGURA 4.14: Configuración de la mesa de pruebas (a) Configuración del sistema completo, (b) montaje del sensor LC y (c) Configuración para las pruebas ex-vivo.

soporte empleado para las medidas en aire y phantom, utilizado en la caracterización del sensor en el rango de la frecuencia.

## Capítulo 5

# Condensador de Placas Paralelas Interdigitadas (CPPI)

*Lo más extraño en la adquisición del saber es que, cuanto más avanzo, más me doy cuenta de que ni siquiera sabía que lo que no conocía existía pese a todo. Hace poco tiempo pensaba tontamente que podía aprenderlo todo...adquirir todo el saber del mundo. Ahora espero solamente llegar a saber la existencia de lo que no sé, e intentar comprender algo.*

---

Daniel Keyes, Flores para Algernon

Una vez completados los pasos de diseño y fabricación, los elementos que conforman el sensor están listos para ser caracterizados. Dado que el elemento clave que da lugar al principio de funcionamiento del sensor LC es el condensador, en este capítulo se presenta un análisis detallado de las características del mismo utilizando un LCRMeter para tal caracterización. Los resultados experimentales se contrastan con los obtenidos mediante modelos teórico y de simulación que han sido planteado en el marco de esta tesis.

El objetivo de este capítulo es mostrar como afectan los diferentes parámetros geométricos y estructurales en la respuesta del condensador, a fin de obtener un criterio de optimización que permita hacer un reescalado de las dimensiones del sensor conservando la relación de la máxima variación de la capacitancia en función del espacio a ocupar. En otras palabras como conseguir una cierta sensibilidad dados los requerimientos de la aplicación final.

Al mismo tiempo se presenta el análisis y la justificación de porque en este tipo de CPPIs los efectos de borde deben ser considerados. En la literatura

se pueden encontrar diferentes ecuaciones, como resultado de refinar el cálculo de la capacitancia en los CPPIs y en este capítulo se estudian algunas de ellas.

Se comenzará por la descripción analítica y la visualización de la respuesta del condensador, para luego pasar a los resultados del parámetro eléctrico en función de la variación de los diferentes parámetros geométricos, así como también los resultados obtenidos de comparar la respuesta de un CPPI y un condensador convencional. Finalmente, se define la respuesta al criterio de optimización planteado y se aportan algunas conclusiones preliminares.

Partes de este capítulo han sido publicadas en el IEEE Sensors Journal en un artículo titulado *Flexible Microdisplacement Sensor for Wearable/Implantable Biomedical Applications* (Cerón-Hurtado et al., 2016) y en una comunicación también de la IEEE titulada *Wireless Zero-Power Small Displacement Sensors* (Cerón-Hurtado and Aguiló Llobet, 2014).

## 5.1 Respuesta Eléctrica del CPPI: Aproximaciones Teóricas

Para el estudio del comportamiento eléctrico del condensador, se han revisado diferentes modelos teóricos con el fin de calcular la capacitancia del mismo. El condensador está formado por un arreglo de placas paralelas interdigitadas (Ver figura 4.1) con una longitud total  $L_T$ . Cada placa tiene igual cantidad de fingers  $N$ , de longitud  $l$  y ancho  $w$ . El espaciado entre fingers es definido como  $s$  y la separación entre placas, que es igual al ancho del dieléctrico, definido como  $d$ .

Para modelar el CPPI se parte de la consideración de un arreglo en paralelo de múltiples condensadores cuya capacitancia total es la suma algebraica de sus capacitancias individuales, por tanto, para  $N$  pares de fingers la capacitancia estará dada por la ecuación 5.1

$$C_i = NC'_i = N \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d} \quad (5.1)$$

en donde  $C'_i$  es la capacitancia ideal para un condensador de placas paralelas convencionales (CPPC) de superficie  $A = lw$ . La ecuación representada en 5.1 es válida cuando  $A$  es bastante grande y  $d$  relativamente pequeño situación en la cual los efectos de borde son despreciables (Pedrocchi et al., 2000), por esta razón el comportamiento eléctrico no es automáticamente

escalable cuando se reducen las dimensiones de la estructura del condensador. Si los parámetros geométricos son disminuidos en tamaño, los efectos de borde dejan de ser despreciables. La ecuación 5.1 puede ser empleada bajo la condición de un campo eléctrico homogéneo y esta se cumple en todo espacio distinto de los bordes. A medida que nos movemos cerca de los bordes de las placas del condensador, las líneas de campo dejan su característica linealidad, tal como se muestra en la figura 5.1a. Las líneas de campo en el centro se representan mediante líneas rectas que van desde una placa a otra del condensador, el resto de líneas se ven distorsionadas a medida que nos acercamos a los bordes de las placas. Sin embargo cuando la separación entre platos es mucho menor que la longitud de onda, el campo eléctrico se considera uniforme casi en toda el área de las placas con una presencia disminuida del efecto de borde en los extremos de las placas. Ahora si un dieléctrico es colocado encima de una de las placas, como se muestra en la figura 5.1b, las líneas de campo atraviesan esta capa dieléctrica deformándose en su paso a través de esta. Este efecto incrementa la permitividad efectiva y en consecuencia el valor de la capacitancia, sin embargo en un CPPI este efecto puede llegar a ser despreciable debido a que la contribución de bordes y la interacción de estos con los de los fingers adyacentes es mucho mayor.

En resumen, el campo eléctrico distribuido entre las placas determina el valor de la capacitancia, sin embargo debido a las dimensiones del sensor (y de cuyo impacto se hablará en los apartados siguientes), los efectos de borde no pueden ser despreciados.

Con el fin de obtener una mejor aproximación en el cálculo de la capacitancia total, en esta tesis se han agregado los términos correspondientes a la capacitancia debida a la existencia de los bordes transversales y longitudinales de cada par de fingers, así como el efecto de la interacción con los fingers adyacentes. Tomando en cuenta estas consideraciones se ha planteado un modelo teórico el cual exhibe la dependencia entre capacitancia y efectos de borde. Es así como, en términos generales, la ecuación para el cálculo

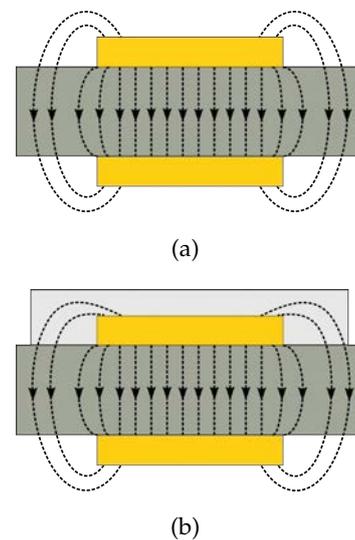


FIGURA 5.1: Representación de la distribución del Campo eléctrico entre un par de electrodos (a) en aire y (b) en presencia de un dieléctrico

de la capacitancia total del CPPI está definida como

$$C_i = \sum_{i=1}^N (C_{in} + C_{fn}) + C_p \quad (5.2)$$

Donde  $C_T$  es la capacitancia total del condensador,  $C_{in}$  la capacitancia ideal o capacitancia geométrica, de un par de fingers,  $C_{fn}$  la capacitancia fringe total, considerando un par de fingers con sus bordes propios y las interacciones de los fingers adyacentes, y  $C_p$  la capacitancia propia del sistema, esta última será la que experimente las variaciones menos significativas, por tanto no se tendrá en cuenta en este análisis. En la figura 5.2 se muestra un esquema representativo de las capacitancias consideradas.

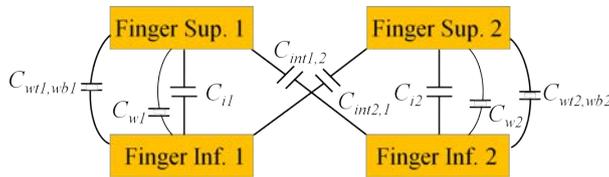


FIGURA 5.2: Vista esquemática de dos pares de fingers en la condición de superposición para un CPPI.

En el esquema de la figura 5.2 se detalla la contribución de las diferentes capacitancias aportadas por los bordes y que por tanto hacen parte de  $C_f$  en la ecuación 5.2.  $C_w$  representa la contribución de

los bordes transversales (a lo largo de  $w$ ),  $C_{wt,wb}$  la de los bordes longitudinales (a lo largo de  $l$ ) y  $C_i$  corresponde al efecto que experimentan los pares de fingers debido a la existencia de los pares adyacentes.

Para hacer un cálculo más aproximado de la  $C_T$  en condensadores interdigitados o en líneas microstrip (líneas de transmisión eléctrica sobre superficies dieléctricas), diferentes autores han planteado distintos métodos de aproximación basados en el método de mapeo conforme (Zhanshe et al., 2011; Bansal, Paul, and Roy, 2006; Chang, 1976) o en soluciones empíricas o analíticas usando funciones racionales (Nishiyama and Nakamura, 1990; Ruehli and Brennan, 1975; Sakurai and Tamaru, 1983), con el fin de ajustar el comportamiento no lineal de la capacitancia. Un resumen detallado de algunas aproximaciones teóricas se presenta en el Anexo D.

Para el cálculo teórico de la capacitancia por efecto fringe se propone la ecuación 5.3 que sale como resultado de combinar diferentes análisis reportados en la bibliografía. Los tres términos involucrados en la expresión fueron tomados y modificados de los modelos propuestos por Zhanshe et al., 2011, Bansal, Paul, and Roy, 2006 y Thomson, 2011, respectivamente.

Esta aproximación provee resultados con errores inferiores al 10%.

$$\begin{aligned}
C_{fN} = & \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r w 2N}{\pi} \left\{ 1 + \ln \left[ 1 + \frac{\pi l}{d} + \ln \left( 1 + \frac{\pi l}{d} \right) \right] \right\} \\
& + \frac{2l \varepsilon_0 \varepsilon_r t_c \beta N \left[ \ln \left( 1 + \frac{2t_c}{d} \right) + e^{\left( \frac{-d+w}{3d} \right)} \right]}{t_c \pi \beta + (S+w) \left[ \ln \left( 1 + \frac{2t_c}{d} \right) + e^{\left( \frac{-d+w}{3d} \right)} \right]} \\
& + \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r l d N}{\pi} \left[ 1 + \log \left( \frac{2\pi(S/d)}{d} \right) \right] \\
& + \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r 2L_T}{\pi} \left\{ 1 + \ln \left[ 1 + \frac{\pi w}{d} + \ln \left( 1 + \frac{\pi w}{d} \right) \right] \right\}
\end{aligned} \tag{5.3}$$

En donde  $S$  es la distancia de no solapamiento entre un par de fingers y  $\beta$  está representado por la siguiente expresión (Bansal, Paul, and Roy, 2006):

$$\beta = e^{\left( \frac{-(S+w)}{d+t_c} \right)} \tag{5.4}$$

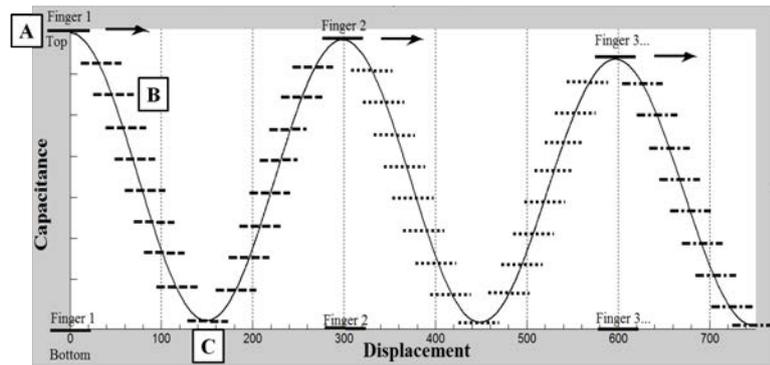
La descripción de los demás parámetros se encuentra en la tabla 4.1 en el capítulo 3.

En la ecuación 5.3, la primera expresión considera el aporte de los bordes transversales,  $C_w$  (a lo largo de  $w$ ), la segunda los bordes longitudinales debido a espesor de los fingers  $C_{wt,wb}$  (a lo largo de  $l$ ), la tercera corresponde al efecto que experimentan los pares de fingers debido a la existencia de los pares adyacentes  $C_l$  y la última es la capacidad  $C_{L_T}$  aportada por las líneas de conexión entre los peines (a lo largo de  $L_T$ ). Tales aproximaciones aportan flexibilidad al modelo, así como los conocimientos para la optimización y el diseño de condensadores de este tipo. Cabe resaltar que esta ecuación es válida únicamente en la condición de superposición total.

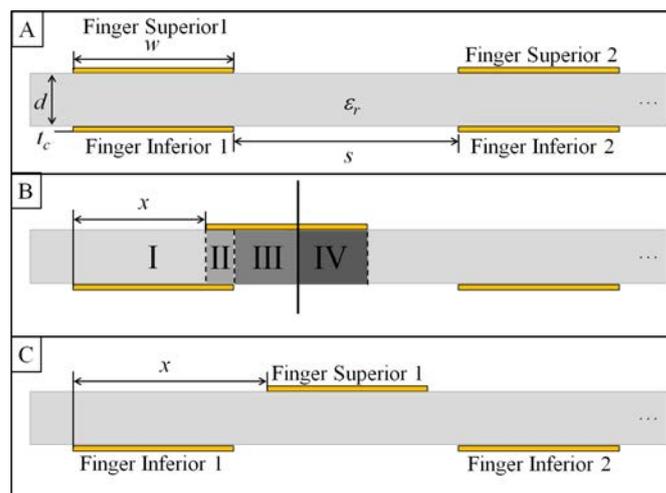
El comportamiento característico de los CPPIs, va ligado a su relación  $w/s$  y al principio de funcionamiento, en el que cada desplazamiento produce un cambio en la capacitancia. En el momento en que una de las placas comienza a desplazarse debido a una acción externa, la nueva variable de desplazamiento aporta una complejidad adicional a la ecuación 5.2.

En la figura 5.3a, se muestra una aproximación de la respuesta eléctrica esperada para un CPPI que ha sufrido un desplazamiento continuo de una de sus placas desde la posición  $x = 0$  hasta una posición arbitraria que en este caso se ha definido como  $x = 5(w + s)/2 = 5p/2$ . Las posiciones iniciales de los fingers están representadas por las líneas sólidas y en líneas punteadas las posiciones de desplazamiento.

La periodicidad de la respuesta eléctrica está determinada por el pitch size ( $p$ ) o patrón de repetición conformado por un ancho de finger ( $w$ ) y un



(a)



(b)

FIGURA 5.3: (a) Respuesta eléctrica de un CPPI considerando el desplazamiento longitudinal entre platos y (b) Posición de los interdigitados en las tres posiciones posibles de los interdigitados (A) Superposición total, (B) a un desplazamiento  $x$  y (C) Desalineamiento total.

espaciado ( $s$ ) (Ver tabla 4.1). Al representar el conjunto de puntos, estos describen una trayectoria armónica que decrece en amplitud, la razón es debida a que de una posición de superposición total a la siguiente, las armaduras tendrán un área compartida menor y equivalente a  $wl(N - 1)$ . Debido a la variación del área compartida entre placas interdigitadas, el valor de la capacitancia es diferente y va decreciendo desde un máximo hasta un mínimo, cuya posición está determinada por la relación entre  $w$  y  $s$ .

En la figura 5.3b se muestra un esquema que representa las diferentes posiciones de los fingers en función del desplazamiento y cómo estas se corresponden con la respuesta mostrada en la figura 5.3a. En el esquema A y C (Ver figura 5.3b) los fingers están en sus condiciones extremas, superposición ( $x = 0$  o  $x = w + s = p$ ) y desalineamiento total ( $x = (w + s)/2$ ), respectivamente, sin embargo el esquema B representa el típico caso de la placa en movimiento, en donde se han diferenciado las regiones según la

condición de solapamiento. Se ha colocado un eje de simetría en el finger superior para poder discriminar las regiones. La región II es la única que se encuentra en superposición con la placa inferior. Desde que el desplazamiento comienza y en la medida que este continúa van apareciendo las regiones I, III y IV siendo estas dos últimas exactamente iguales, en respuesta eléctrica y superficie, cuando los fingers de arriba se hallan desplazado tanto como para estar en la condición de desalineamiento total.

Si se pudieran despreciar los efectos de borde, la capacitancia en efecto sería 0 cuando los fingers estuvieran totalmente desalineados y por tanto el diseño ideal de un CPPI correspondería a un espaciado entre fingers igual al ancho de estos. Puesto que los efectos de bordes son más importantes cuanto más pequeño es el ancho del finger, un cambio en la relación  $w/s$  producirá una variación máxima de capacitancia para un determinado desplazamiento, así pues, para una resolución y una sensibilidad definidas por la aplicación, el diseño será optimizado mediante el ajuste de esta relación.

La sensibilidad del condensador puede ser determinada de dos maneras distintas, la primera considerando la variación de la capacitancia en función del desplazamiento (ver ecuación 5.5) o también puede ser definida como la razón entre la variación de la capacitancia y su valor medio (ver ecuación 5.6)

$$\frac{dC}{dx} = \frac{C_{0,max} - C_x}{|x_0 - x|} \quad (5.5)$$

$$S_c = \frac{(C_{max} - C_{min})}{C_{mid}} \quad (5.6)$$

donde  $x_0$  y  $x$  son la posición inicial y final de los electrodos móviles, respectivamente,  $C_{0,max} = C_{max}$  so las capacitancias cuando los fingers están en superposición total,  $C_{min}$  es el mínimo valor de capacitancia, por tanto cuando los fingers están totalmente desalineados y  $C_{mid}$  es el valor medio del cambio de la capacitancia (ecuación 5.7).

$$C_{mid} = \frac{(C_{max} - C_{min})}{2} \quad (5.7)$$

### 5.1.1 Criterio de Optimización

Para  $L$ ,  $d$  y  $x$  dadas, encontrar los valores de  $w$  y  $s$  que maximicen la variación de la capacitancia  $\Delta C = C_0 - C_x$  para un desplazamiento  $x$  donde  $C_0$  es la capacitancia cuando las PPIs están perfectamente enfrentadas y  $C_x$  es la capacitancia cuando la PPI superior se ha desplazado hasta la posición  $x$  tal que ( $w < x < w + s$ ).

Las condiciones generales están definidas como:  $L \gg w$ ;  $L \gg s$ ;  $l \gg w$ ;  $l \gg s$ ;  $L \gg d$ ;  $l \gg d$ ;  $N = L/(w + s)$

## 5.2 Caracterización del condensador

Una vez realizado el estudio analítico de la respuesta eléctrica del CPPI con y sin desplazamiento de sus placas, y establecidas las relaciones teóricas, se procede a estudiar en detalle su respuesta eléctrica en condiciones tanto simuladas como experimentales, con la finalidad de ir ajustando los modelos y de esta manera obtener las relaciones de optimización para condensadores de este tipo.

### 5.2.1 Set-Up de medida

Para llevar a cabo la caracterización eléctrica de los CPPIs es necesario mantener los platos alineados, en contacto y que al mismo tiempo sean controlados los microdesplazamientos. Para esto se diseñó y fabricó un sobre de polímero transparente (acetato de celulosa) y flexible, abierto en los extremos, con el fin de proporcionar una guía de desplazamiento, tal y como se ilustra en la figura 5.4a. En la figura 5.4b se muestra la ubicación del sensor, en su encapsulado primario, soportado sobre una pieza de acrílico. El soporte provee un anclaje para el sensor en su encapsulado al mismo tiempo que facilita su acople con el micrómetro. La respuesta eléctrica del condensador fue medida usando un 4284A LCRMeter (Ver Anexo B para mayor detalle del equipo de medida).

El setup completo consiste en la guía de posicionamiento y deslizamiento, fabricada en acrílico (ver figura 5.4b), acoplada a un micrómetro. Para ver el esquema del set-up final, puede dirigirse a la figura C.6 en el Anexo C.

### 5.2.2 Modelo de simulación

Para llevar a cabo la simulación de los CPPIs se eligió un software de simulación multifísica, COMSOLMultiphysics 4.3 (Ver Anexo B para ampliar información). Cabe resaltar que la simulación puede ser hecha tanto en 2 como en 3 dimensiones, esto dependerá de la complejidad del diseño y los parámetros multifísicos que quieran analizarse.

En los ítems siguientes se detalla cual fue el proceso y los criterios empleados para conseguir el modelo de simulación.

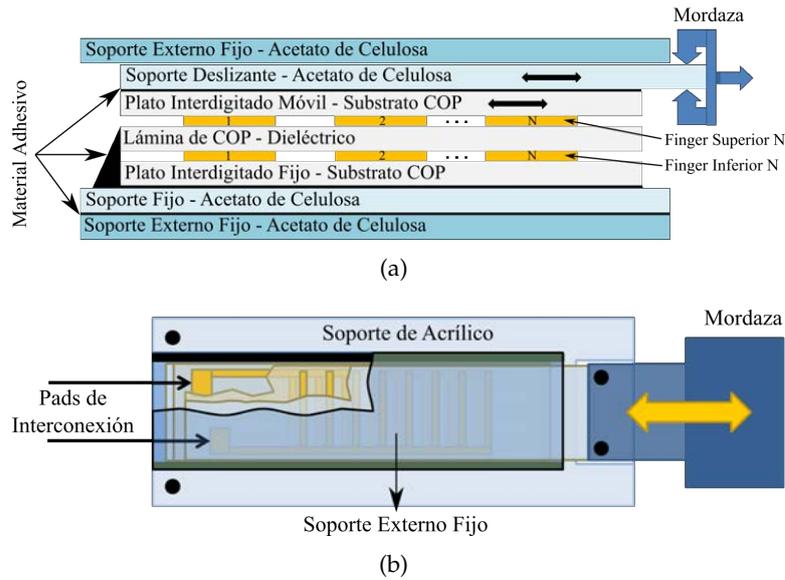


FIGURA 5.4: (a) Vista transversal de un CPPI en su soporte de deslizamiento y (b) Configuración del set-up mecánico.

- Elegir el módulo de simulación. En este caso como se requiere simular el comportamiento eléctrico del condensador se puede hacer tanto con el módulo de AC/DC o el de currents.
- Asignar un nombre y un valor a cada uno de los parámetros de la configuración. Por ejemplo el ancho de pista, la longitud del finger, el número de fingers, entre otros que han sido previamente definidos en el capítulo 3 (Ver tabla 4.1). Esto da la ventaja de poder hacer una simulación paramétrica donde dichos parámetros pueden ser constantes o variables.
- Designar el espacio de trabajo. Generalmente una esfera para las simulaciones en 3D y un rectángulo para las 2D.
- Dibujar el esquema físico en 2 o 3D. Este paso se lleva a cabo por medio de la unión de formas básicas, en este caso rectángulos. También se hace uso de las funciones booleanas que permiten unir las regiones de interés.
- Asignar el material de las regiones de interés y determinar los terminales, tierra y Vcc. Usualmente el aire es elegido como entorno circundante.
- Enmallar la configuración. Este paso es fundamental para el método de elementos finitos. Por medio del mallado el programa calcula el valor del parámetro eléctrico entre las terminales. Este proceso puede ser automático o manual y se han de definir tanto la geometría de los elementos del mallado como la finura del mismo.

TABLA 5.1: Propiedades de los materiales: conductores y dieléctricos

Material	Permitividad Relativa	Conductividad ( $S/m$ )	Tangente de pérdidas
Oro	–	$4.15 \times 10^7$	
COP	2.3	–	0.0005
Acetato de Celulosa	3.5	–	0.03

- Por último se simula por medio de la opción "solve" y se introducen las ecuaciones que se quieren resolver.

Además de las consideraciones geométricas, para completar la definición del modelo de simulación se han de tener en cuenta las propiedades de los materiales utilizados, como conductores y dieléctricos. Algunas de estas propiedades se han consignado en la tabla 5.1

En esta tesis se plantearon diferentes modelos de simulación tanto en 2D como 3D, comenzando por el modelo más simple (ver parte superior de la figura 5.5). Luego de simular los diferentes modelos, se graficaron los datos obtenidos estableciendo de esta manera una comparación entre ellos, con la salvedad que en el modelo en 3D el mínimo espesor del conductor que logró ser simulado fue de  $2 \mu m$ . Debido a la existencia de discrepancias evidentes, en cuanto al valor de la capacitancia, los resultados de simulación fueron comparados con los obtenidos por medio del modelo teórico propuesto (ecuación 5.2). Como conclusión se decidió utilizar los modelos 2D en los cuales el espesor del conductor se considera como una magnitud despreciable debido a que su dimensión (200 nm) tiene poca incidencia en comparación con el resto de parámetros geométricos (un orden de magnitud mayor).

Como se dijo anteriormente el primer modelo planteado es el mostrado en la figura 5.5 (parte superior), por tanto el más sencillo de implementar y simular. Los resultados obtenidos de este modelo ciertamente son los más ideales, sin embargo como se buscaba un modelo que representara lo más fielmente la respuesta eléctrica de los CPPIs, se decidió tener otras consideraciones en cuenta. Como se mostró en la figura 5.1b, la presencia de materiales dieléctricos tiene una incidencia en el valor de la capacitancia del condensador, se decidió considerar todas las capas dieléctricas en las que estará envuelto el condensador, al menos las correspondientes a su encapsulado primario. Este nuevo modelo se muestra en la figura 5.5 (parte inferior). Sin embargo otras modificaciones se llevaron a cabo en este modelo, pero son más de configuración que de concepto y de las cuales se hablará oportunamente en los apartados subsiguientes.

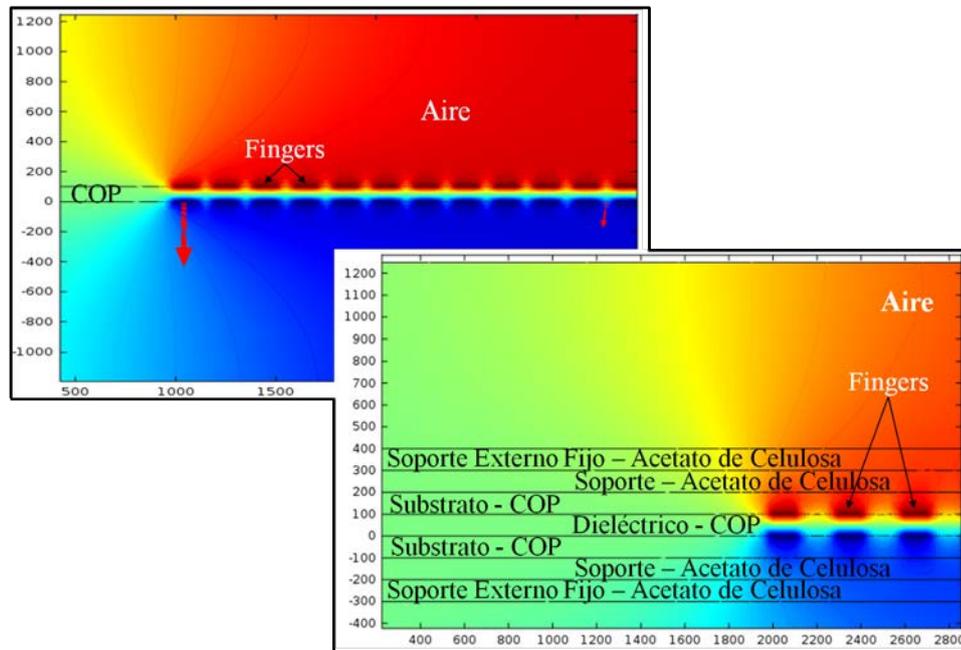


FIGURA 5.5: Imágenes en detalle de los modelos de simulación en 2 dimensiones

### 5.2.3 Caracterización del desplazamiento mediante Microscopía Óptica

Antes de comenzar con las mediciones eléctricas, uno de los aspectos estudiados fue la relación entre el movimiento del micrómetro y el desplazamiento real de los fingers, en donde el posicionamiento de las placas interdigitadas y el seguimiento del desplazamiento de las mismas fue hecho por medio de la técnica de Microscopía óptica. Para esta caracterización se eligió un interdigitado de  $20\ \mu\text{m}$  de ancho de finger y  $20\ \mu\text{m}$  de espaciado entre un finger y otro. Las imágenes más adecuadas para este análisis son aquellas monocromáticas porque presentan un mayor contraste entre los interdigitados superpuestos. Estas son mostradas en la figura 5.6.

Las imágenes obtenidas, de la figura 5.6, se corresponden como sigue: (a) Estado inicial de las capas de fingers, (b) desplazamiento de  $10\ \mu\text{m}$ , (c) desplazamiento de  $30\ \mu\text{m}$ , (d) desplazamiento de  $70\ \mu\text{m}$  (e) desplazamiento de  $150\ \mu\text{m}$  y (f) giro completo del tambor micrométrico que equivale a un desplazamiento de  $500\ \mu\text{m}$ , todos los desplazamientos fueron hechos teniendo en cuenta el estado inicial como punto de partida. En las imágenes es observable que todos estos movimientos tienen una leve desviación del valor real indicado, en la lectura directa de micrómetro. Con el fin de hacer más intuitivo este análisis observe con detalle la figura 5.6f, en esta última imagen, se ven 12 fingers desplazados junto con sus 12 espacios lo cual representa un desplazamiento de  $480\ \mu\text{m}$  cuando en la lectura aparece uno de  $500\ \mu\text{m}$ ,

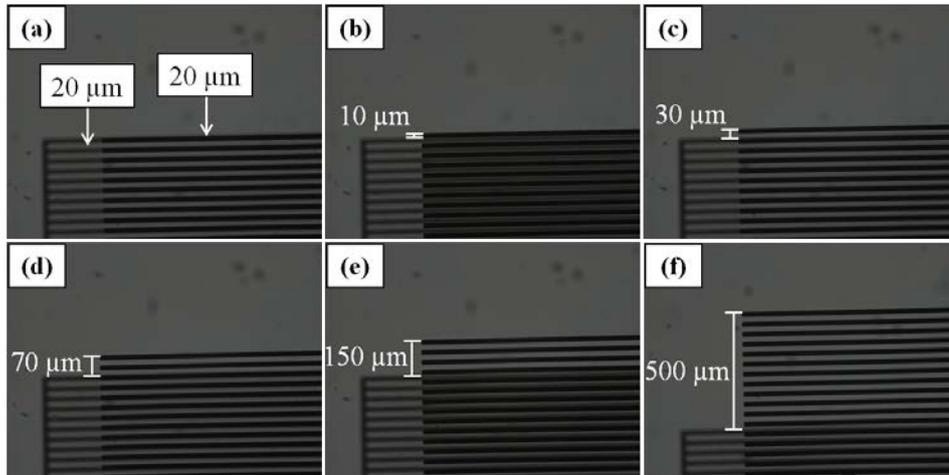


FIGURA 5.6: Imágenes obtenidas por Microscopía óptica correspondientes a diferentes desplazamientos de una PPI sobre una PPI fija.

si hacemos la equivalencia el porcentaje de error es de un 4%. Con esto se tiene una idea del margen de error en medición que presenta el micrómetro utilizado.

## 5.2.4 Estudio de la respuesta eléctrica del condensador: Resultados experimentales, teóricos y de simulación

### 5.2.4.1 Capacitancia y la contribución de los efectos de borde: Espaciado entre fingers

Teniendo en cuenta que la capacitancia medida entre las armaduras interdigitadas depende no solo de los parámetros geométricos y de fabricación sino también de los efectos que se presentan a lo largo de cada finger, es de esperarse que la capacitancia medida sea mayor que la capacitancia ideal. Para encontrar una aproximación para la contribución de la capacitancia fringe en la capacitancia total del condensador, se calcula la  $C_i$  (ecuación 5.1) y se sustrae dicho valor del obtenido experimentalmente. Para este análisis se han considerado condensadores de espaciado  $s$  diferente, con el mismo número de fingers, de longitud y ancho iguales, con el fin asegurar la misma cantidad de área superpuesta. La separación de los fingers se ha variado en un rango de 100 a 1400  $\mu m$ . Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 5.2.

Como se observa en la tabla 5.2 la capacitancia ideal es la misma en todos los casos, como se aseguró anteriormente. La superficie superpuesta en cada condensador corresponde al área compartida por 45 pares de fingers

TABLA 5.2: Resultados Experimentales

Parámetros Fijos	ID Iw/s	s ( $\mu\text{m}$ )	w/s	$C_{exp}$ (pF)	$C_i$ (pF)	$C_f$ (pF)	$C_f$ (%)
I100/Var	I100/100	100	1.00	6.63		2.49	37.5
	I100/200	200	0.50	7.62		3.44	45.1
N=45	I100/500	500	0.20	8.32	4.18	4.14	49.8
w=100 $\mu\text{m}$	I100/700	700	0.14	8.49		4.31	50.8
d=100 $\mu\text{m}$	I100/1000	1000	0.10	8.66		4.48	51.7
$L_T$ = Variable	I100/1400	1400	0.07	8.83		4.65	52.7

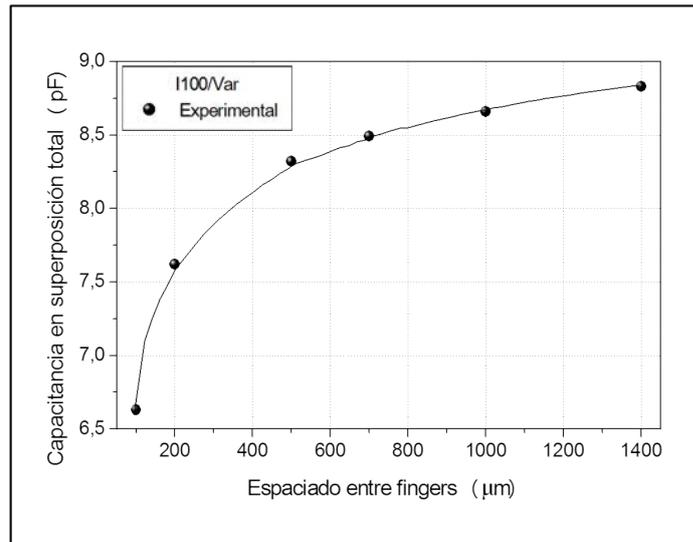
de ancho  $w = 100\mu\text{m}$  y longitud  $w = 5000\mu\text{m}$ , utilizando como dieléctrico una lámina de COP de  $100\mu\text{m}$ .

A medida que la relación  $w/s$  se hace más pequeña, el aporte de capacitancia debido al campo fringe aumenta. Es decir que cuando el espaciado entre fingers aumenta, el campo generado por cada par de electrodos es menos perturbado por el campo de los electrodos adyacentes, figura 5.7. Al debilitarse las interacciones entre unos y otros, prevalecen las interacciones entre cada par aislado. En el caso contrario, cuando el espaciado entre fingers se hace muy pequeño, el resultado es una disminución considerable del efecto total de la capacitancia fringe, por tanto entre más juntos estén los fingers este efecto va decreciendo hasta hacerse despreciable, cuando esto sucede se puede aproximar al caso de un PPC convencional y la capacitancia a considerar solo será la ideal. Cabe notar que  $C_f$  en todos los casos estudiados supera el 35% de contribución, lo cual ratifica la importancia de su aporte a  $C_T$ . En la figura 5.7 se observa la curva de variación de la capacitancia en función del espaciado entre fingers, junto con la distribución del potencial eléctrico, obtenida por simulación multifísica, en el caso de los interdigitados identificados como I100/100 e I100/500.

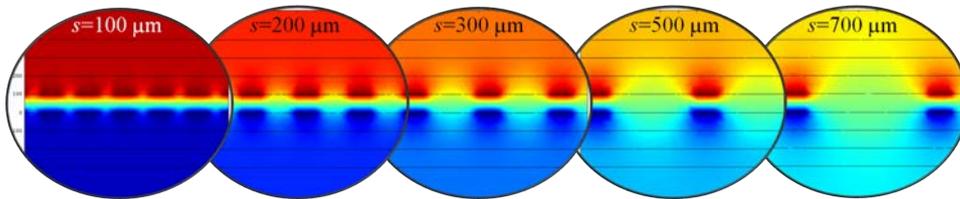
A diferencia del CPP convencional, con este tipo de condensadores es posible obtener un mayor valor de capacitancia con la misma cantidad de área compartida, solo basta con cambiar la relación  $w/s$ , por tanto este será un parámetro de diseño a la hora de definir la resolución del condensador. Este resultado demuestra que el pitch de los electrodos también juega un rol importante en la determinación de la respuesta del sensor.

#### 5.2.4.2 Efectos del espesor del dieléctrico: Capacitancia vs $d$

Para determinar experimentalmente el valor de la variación de la capacitancia con respecto al espesor del dieléctrico se eligió el condensador I100/500. Se utilizó como material dieléctrico láminas de COP con espesores entre 20 y  $188\mu\text{m}$ .



(a)



(b)

FIGURA 5.7: (a) Resultados experimentales para la condición ideal de superposición de condensadores de 45 fingers de ancho  $100 \mu\text{m}$  cuyo espaciado varía entre  $100$  y  $1400 \mu\text{m}$ . (b) Resultados de la distribución del campo eléctrico en relación a la variación del espaciado entre fingers.

Las curvas de la figura 5.8 son obtenidas como resultado de la evaluación de la ecuación 5.2, del modelo de simulación y de las ecuaciones propuestas por Chang, 1976 y Sakurai and Tamaru, 1983. El modelo teórico propuesto, así como el de simulación, planteados en esta tesis (ver figura 5.5 y ecuación 5.2), ha sido verificados y validados comparativamente con los resultados obtenidos principalmente por las ecuaciones propuestas por Sakurai and Tamaru, 1983, en la condición de los fingers superposición.

Tomando como curva de análisis, la obtenida por simulación, cuando el espesor del dieléctrico se incrementa 5 veces la capacitancia decrece solo tres veces, lo que significa que la reducción en la capacitancia es menor en estos condensadores que en un CPPC. Una vez más se evidencia que el efecto de borde modifica los valores de capacitancia, acentuando su efecto cuanto menor es el espesor del dieléctrico. Por tanto la figura 5.8 representa la curva característica de este tipo de condensadores.

Debido a los efectos de borde alrededor de los fingers, la sensibilidad del

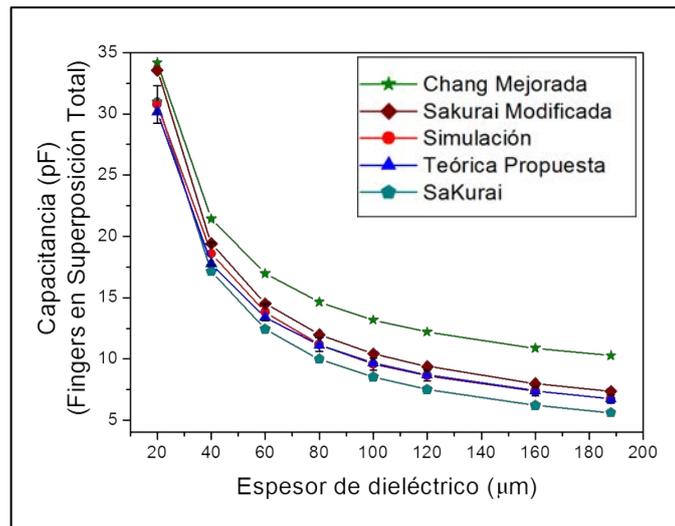


FIGURA 5.8: Valores de capacitancia calculados (ecuación 5.2), obtenidos por simulación comparados con los calculados utilizando las ecuaciones mostradas en las referencias (Chang, 1976) y (Sakurai and Tamaru, 1983). El condensador evaluado es el I100/500 de 45 fingers y espesor de dieléctrico variando entre 20 y 188  $\mu\text{m}$  (considerando la posición inicial de todos los fingers superpuestos).

sensor es inherentemente dependiente de la distancia de separación entre placas, en este caso el espesor del dieléctrico. Es claro entonces que para incrementar la sensibilidad del dispositivo, el espesor del dieléctrico debe ser lo menor posible, sin embargo por limitaciones tecnológicas en esta tesis se ha empleado como mínimo valor, el menor espesor comercial del COP: 20  $\mu\text{m}$ . Al tratarse de espesores pequeños, del orden de las micras, es difícil mantener las placas perfectamente juntas. Debido a que la superposición de las PPIs es por simple contacto, no hay manera de asegurar que entre dichos interdigitados no se sitúe una pequeña capa de aire, por tanto la hipótesis de un segundo dieléctrico (el aire) ha sido tomada en cuenta. A esta hipótesis se le atribuye que los resultados experimentales obtenidos, difieran sensiblemente tanto de los resultados de simulación, como de los obtenidos aplicando el modelo teórico (ecuación 5.2). Debido a que las diferencias encontradas se atribuyen a la forma de ensamble del condensador, la hipótesis del segundo dieléctrico ha sido tomada trasladada a los modelos teórico y de simulación con el fin de ajustarlos a la respuesta del condensador en condiciones reales de operación. Dicho ajuste a los modelos se ha hecho tomando en consideración dos condensadores en serie, tal y como se observa en la parte superior derecha de la figura 5.9.

Para que los resultados obtenidos de modelos se ajusten lo mejor posible

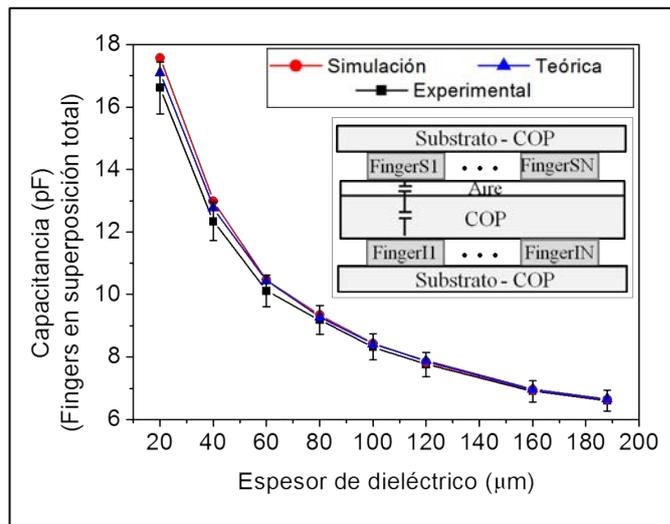


FIGURA 5.9: Comparación entre los resultados experimentales, teóricos y de simulación ajustados bajo la hipótesis de presencia de aire entre placas, para el condensador I100/500 de 45 fingers. Espesor de dieléctrico (COP) variando entre 20 y 188  $\mu\text{m}$ .

a los resultados experimentales, se han trazado diferentes curvas de calibración, capacitancia vs espesor de aire, para los dos modelos y se han obtenido curvas promedio entre las mismas. De aquí que el valor del espesor de aire se obtiene de interpolar el valor experimental en la curva promedio. Los valores de ajuste se obtienen de la proyección del mismo hacia las curvas de calibración para cada modelo. En la figura 5.10 se observan las curvas de calibración obtenidas con el modelo de simulación.

Todas estas curvas exhiben una caída en el valor de la capacitancia a medida que el espesor de la capa de aire incrementa, siendo aún más pronunciada cuanto menor sea el espesor del dieléctrico inicial COP, por tanto en dependencia de las condiciones iniciales de diseño y de puesta a punto del sensor es necesario considerar o desestimar la capa de aire.

En la figura 5.10 se muestra como los puntos de la curva experimental han sido correlacionados con los valores de ajuste en cada una de las curvas obtenidas mediante la simulación y el cálculo teórico (ecuación 5.2), considerando la hipótesis del segundo dieléctrico.

Los resultados experimentales junto con los obtenidos del ajuste de modelos, de la dependencia del valor de la capacitancia con el espesor de dieléctrico y de los errores entre cada modelo, se muestran en la tabla 5.3.

Por los resultados observados, los modelos planteados se corresponden con errores inferiores al 6%, por tanto serán un referente en la optimización de

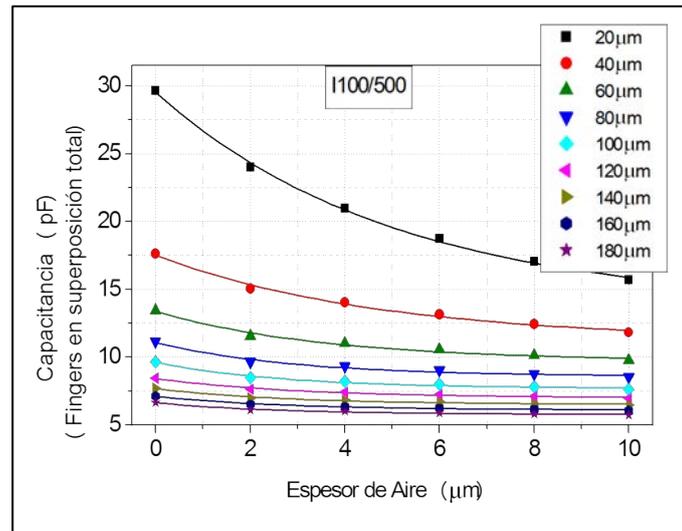


FIGURA 5.10: Gráficos de ajuste obtenidos por simulación, para el condensador I100/500 de 45 fingers y con espesor de dieléctrico COP variando entre 20 y 188  $\mu\text{m}$ .

TABLA 5.3: Resultados: Efecto del espesor del dieléctrico

ID	$d$ ( $\mu\text{m}$ )	$w/d$	$C_{exp}$ (pF)	$C_{sim}$ (pF)	Error (%)	$C_{Teo}$ (pF)	Error (%)
I100/500	20	5.00	16.61	17.57	5.78	17.20	3.55
	40	2.50	12.34	12.99	5.26	12.77	3.49
	60	1.66	10.12	10.47	3.46	10.44	3.18
$N=45$	80	1.25	9.19	9.34	1.63	9.28	0.99
$d=100 \mu\text{m}$	100	1.00	8.32	8.43	1.32	8.40	0.97
$s=500 \mu\text{m}$	120	0.83	7.76	7.85	1.15	7.86	1.01
$L_T=26500 \mu\text{m}$	160	0.62	6.90	6.99	1.30	6.97	0.96
	188	0.53	6.60	6.68	1.21	6.65	0.87

este tipo de condensadores.

De las curvas de la figura 5.10 queda claro que para incrementar la sensibilidad del sensor el espesor del dieléctrico debe ser lo más pequeño posible, sin embargo por limitaciones tecnológicas en este estudio hemos empleado como mínimo valor, el menor espesor comercial del COP: 20  $\mu\text{m}$ . Referente al incremento de la sensibilidad, ya se han realizado estudios previos a nivel de simulación, considerando otros materiales para ser utilizados como dieléctrico entre las PPI. Los resultados se encuentran en el apartado de trabajos futuros, en el capítulo 8 (Ver figura 8.1).

Cabe resaltar que, independientemente de que en la junta entre las placas del condensador se presente o no un gap de aire, es posible determinar cuál será la sensibilidad del condensador, apoyados en las curvas de calibración obtenidas por medio del modelo de simulación.

TABLA 5.4: Resultados Experimentales y de simulación:  
Variación del ancho de finger

Fixed Parameters	ID	$w/s$	$p$ ( $\mu\text{m}$ )	$C_i$ (pF)	$C_{exp}$ (pF)	$C_{sim}$ (pF)	Error (%)
$N=45$ $d=100 \mu\text{m}$	I100/200	0.5	300	4.18	7.58	7.95	4.6
	I200/400	0.5	600	8.36	12.22	12.78	4.4
	I300/600	0.5	900	12.54	17.48	18.21	4.0
	I100/500	0.2	600	4.18	8.32	8.73	4.7
	I200/500	0.4	700	8.36	12.46	13.00	4.2

### 5.2.4.3 Ancho de finger

Otro de los parámetros que se ha variado es el ancho de los fingers. En la tabla 5.4 se muestran los resultados obtenidos por simulación, junto con los resultados experimentales para diferentes condensadores. En todos los casos se trabajó con 45 fingers de igual longitud y se utilizó COP de  $100 \mu\text{m}$  como dieléctrico. En los primeros tres condensadores se ha conservado la relación  $w/s$  y en los dos últimos el valor del espaciado.

En términos generales los resultados muestran que la capacitancia no varía de manera proporcional con la variación del área compartida entre placas en los CPPIs, cómo si sucede en el caso de los CPPs convencionales, lo que indica una vez más que los efectos de borde no deben ser desestimados en este tipo de condensadores.

Para estimar cuanto es la contribución de los efectos fringe, se subtrae el valor calculado  $C_i$  del valor de capacitancia experimental. Para los condensadores cuya relación  $w/s$  es 0.5 ( $s = 2w$ ), I100/200, I200/400 e I300/600, se obtiene que la contribución de los bordes es de 3.4, 3.86 y 4.94 pF respectivamente. Estos resultados muestran que a pesar de que la  $C_i$  aumenta proporcionalmente con el aumento de  $w$  ( $C_{i100}$ ,  $2 * C_{i100}$ ,  $3 * C_{i100}$ , la  $C_T$  no lo hace de la misma manera. La causante de este comportamiento es la  $C_f$ , debido a que sus relaciones de aumento son:  $1.13 * C_{f100}$  para el I200/400 y  $1.45 * C_{f100}$  para I300/600.

Los resultados de la tabla 5.4 exhiben que un aumento en la  $C_T$ , es consecuencia no solo de un incremento en  $p$  sino también del incremento en la relación  $w/s$ . En el caso de los dos últimos CPPIs, al compararlos se observa que para un  $p$  y  $w/s$  mayores la  $C_T$  es mayor, sin embargo la contribución por efectos de borde no sigue esta misma tendencia. Se tiene un valor de 4.14 pF para I100/500 y de 4.05 pF para I200/500, en este caso  $C_f$  disminuye cuando aumenta  $w$  manteniendo un  $s$  constante. Esto debido a que al incrementar el área, el valor de  $C_i$  aumenta mucho más rápido, en comparación al incremento de  $C_f$  debido a la dimensión  $w$ , por tanto la capacitancia

TABLA 5.5: Capacitancia/Desplazamiento

Parámetros Fijos	ID	$C_{max}$ (pF)	$C_{min}$ (pF)	$\Delta C_{max}$ (pF)	$x$ ( $\mu\text{m}$ )	Sensibilidad (pF/50 $\mu\text{m}$ )
$N=45$	I100/200	7.62	7.43	0.19	150	0.04
$d=100 \mu\text{m}$	I100/500	8.32	7.20	1.12	300	0.30
	I200/400	12.22	10.19	2.03	300	0.44
	I300/600	16.48	11.42	5.06	450	0.85

fringe no depende fuertemente del ancho del finger. Este resultado también fue evidenciado por Meijs and Fokkema, 1984, después de comparar los resultados numéricos de las fórmulas de Chang, 1976, Sakurai and Tamaru, 1983 y Ruehli and Brennan, 1975.

El valor de la capacitancia de los CPPIs dependerá pues de cómo estén relacionadas las dimensiones  $w$  y  $s$  en el espacio a ocupar  $L$ , el cual será limitado por la aplicación.

#### 5.2.4.4 Incremento del número de superficies superpuestas: Capacitancia vs número de fingers

Cuando se incrementa únicamente el número de fingers en el arreglo de placas interdigitadas, la cantidad de superficies superpuestas aumenta y por consiguiente también lo hace el valor de la capacitancia del condensador. La  $C_T$  presenta un comportamiento lineal. La cantidad de bordes a considerar incrementa proporcionalmente en la medida del aumento de superficies superpuestas.

#### 5.2.4.5 Variación del área compartida entre las PPIs: Capacitancia vs desplazamiento

Cómo último análisis se expone la dependencia más importante que constituye el principio de funcionamiento del sensor. Para establecer la relación entre desplazamiento y capacitancia, una vez conocidas las características iniciales, se ha diseñado un demostrador en el cual los desplazamientos micrométricos se realizaron por medio de un set-up en acrílico anclado a un micrómetro. El esquema utilizado es el mostrado en las figuras 5.4 y C.6 en el Anexo C.

Los resultados experimentales, para algunos de los condensadores estudiados, son reportados en la tabla 5.5 y las curvas experimentales son observadas en la figura ???. La tabla 5.5 muestra la comparación entre la capacitancia máxima y mínima para diferentes diseños de condensador. Los valores fueron obtenidos experimentalmente bajo dos condiciones, la primera

cuando los fingers están totalmente solapados y la segunda cuando están totalmente desalineados, la diferencia entre estas dos capacitancias será el  $\Delta C_{max}$ . En el diseño de estos condensadores lo ideal será que tal diferencia sea lo mayor posible, ya que de esta manera sensibilidad del sensor se afecta positivamente. Dicha diferencia depende fuertemente del espesor del dieléctrico y de la óptima relación entre  $w$  y  $s$ .

En los CPPIs la variación  $\Delta C_{max}$  aparece cuando el desplazamiento es igual a  $(w + s)/2$ , es decir, cuando la placa móvil está completamente desplazada respecto a la fija (como se vió esquemáticamente en la figura 5.3). Por ejemplo en el CPPI I200/400, se tiene

$$\Delta C_{max} = C_{max} - C_{min} = (12.22 - 10.19)pF = 2.03pF \quad (5.8)$$

Sin embargo, para calcular la máxima sensibilidad del condensador, hemos considerado las regiones de cambios más abruptos y por tanto las de mayor pendiente (ver figura 5.11). De esta manera los valores de sensibilidad, para un desplazamiento de  $50 \mu m$ , están comprendidos entre los 0.04 y los 0.85 pF (ver tabla 5.5). Como se dijo anteriormente, una de las variables

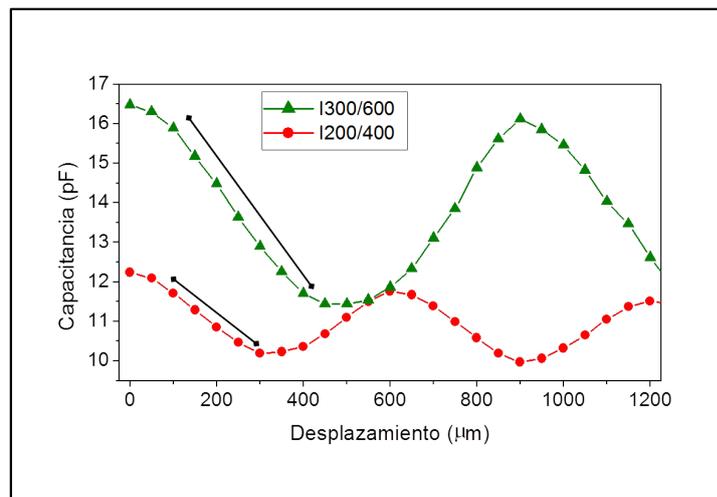


FIGURA 5.11: Gráficos de capacitancia vs desplazamiento para los condensadores I300/600 e I200/400.

que condiciona la sensibilidad del sensor es la distancia de separación entre placas ( $d$ ). Reduciendo el espesor del dieléctrico y garantizando una juntura perfecta entre placas (sin aire en medio de ellas), se obtienen los valores máximos de sensibilidad.

En la tabla 5.6, se presentan los resultados obtenidos de simular el CPPI I100/500 en condiciones ideales, para diferentes espesores de dieléctrico COP. Tan pronto como la relación  $w/d$  comienza a disminuir, el  $\Delta C_{max}$  aumenta rápidamente, sin embargo esta variación no es lineal, como si lo es en

TABLA 5.6: Capacitancia/Desplazamiento: Resultados de Simulación

<b>Parámetros Fijos</b>	$d$ ( $\mu\text{m}$ )	$w/d$	$\Delta C_{max,300\mu m}$ (pF)	<b>Sensibilidad</b> (pF/50 $\mu\text{m}$ )
I100/500	20	0.2	23.50	6.19
	40	0.4	11.34	2.16
	60	0.6	7.07	1.08
$N=45$	80	0.8	4.75	0.64
$d=100 \mu\text{m}$	100	1.0	3.49	0.33
$s=500 \mu\text{m}$	120	1.2	2.35	0.24
$L_T=26500 \mu\text{m}$	160	1.6	1.28	0.13
	200	2.0	0.60	0.04

los PPC convencionales. Comparando los resultados para los espesores de 100 y 20  $\mu\text{m}$ , se evidencia que la sensibilidad, en 50  $\mu\text{m}$  de desplazamiento, es de 0.33 pF para el primero y de 6.19 pF para el segundo, siendo 19 veces mayor, en el caso de un CPP sería tan solo 5 veces. Esto deja en evidencia, una vez más que los efectos de borde hacen que la respuesta eléctrica de los CPPIs no sea lineal. Para estudiar el efecto fringe o de borde, en un solo par de fingers, cuando la placa se está desplazando, se ha de tener en cuenta tanto la influencia de los bordes propios como las interacciones del campo con los vecinos. Para esto los resultados de simulación del CPPI I100/500 (en condiciones ideales), han sido limitados a la contribución de un solo par de fingers. La figura 5.12 muestra las curvas de variación de la capacitancia, en un rango de desplazamiento de 0 a  $x = (w + s)/2$ , con intervalos de  $\pm 50\mu\text{m}$ .

Se observa que las curvas están representadas como una distribución normal. En el rango de variación del espesor del dieléctrico, de 20 a 200  $\mu\text{m}$ , la capacitancia central varía entre 0.69 y 0.15 pF, lo que indica que la amplitud se atenúa a medida que el espesor del dieléctrico aumenta, esto ocurre en una relación no lineal, tal como se observó en la figura 9a. A medida que la placa móvil se desplaza, a derecha o a izquierda del punto central, el valor de la capacitancia decrece hasta alcanzar un nivel mínimo distinto de cero, este nivel corresponde a la  $C_{min}$  y su posición en el eje de las abscisas es  $p/2$ . En este CPPI la variación  $\Delta C_{max}$  tendrá un periodo de 300  $\mu\text{m}$ . En esta posición los valores de capacitancia se mantienen entre los 0.16 y 0.14 pF. Como ya lo habían reportado Yu, Zhang, and Shen, 2015 y Kim et al., 2006, la capacitancia mínima corresponde a una capacitancia residual que se mantiene en un nivel por encima del cero. Por otra parte se confirma la simetría y continuidad del principio de variación de la capacitancia. Por último, en la figura 5.13, se muestra una secuencia de imágenes de simulación donde se observa la variación del campo alrededor de los fingers

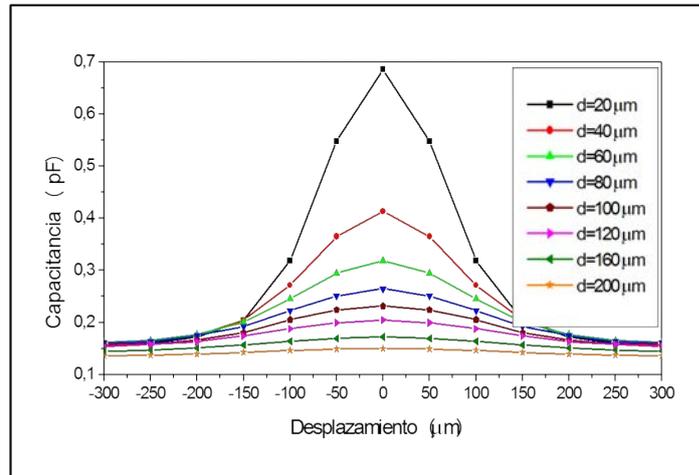


FIGURA 5.12: Curvas Capacitancia vs desplazamiento obtenidas por simulación, normalizadas a un solo par de fingers, del CPPI I100/500 con diferentes espesores de dieléctrico en condiciones ideales.

en diferentes condiciones, por ejemplo cuando se disminuye el espesor del dieléctrico, cuando se incrementa el espaciado entre fingers y cuando se desplaza la PPI móvil desde su condición de superposición total hasta la posición de desalineamiento total.

#### 5.2.4.6 Comparativa entre la variación del área compartida de un CPPI y un CPP convencional

Cuanto más fina sea la capa de dieléctrico entre las PPIs, más sensible será el condensador, como se concluyó en el apartado 5.2.4.2. Sin embargo, esta también es una característica intrínsecamente relacionada con la particular geometría y distribución de electrodos. Es de esperarse que un CPPI sea mucho más sensible en comparación con un condensador convencional.

La sensibilidad de un condensador de desplazamiento capacitivo se determina por la variación de la capacitancia,  $\Delta C$ , en función del desplazamiento, por tanto en un CPPI, la diferencia entre el valor máximo (en la condición  $x = 0$ , fingers totalmente superpuestos) y el mínimo de valor de capacitancia (en la condición  $x = (w + s)/2$ , fingers totalmente desalineados), permite obtener la máxima variación posible para este tipo de condensadores.

La figura 5.14a muestra la respuesta del condensador I100/700 de 45 pares de fingers, como función del desplazamiento lateral de la placa interdigitada móvil. La curva ha sido obtenida del modelo de simulación para un desplazamiento de  $2400 \mu m$ . La capacitancia varía con un periodo de  $800$

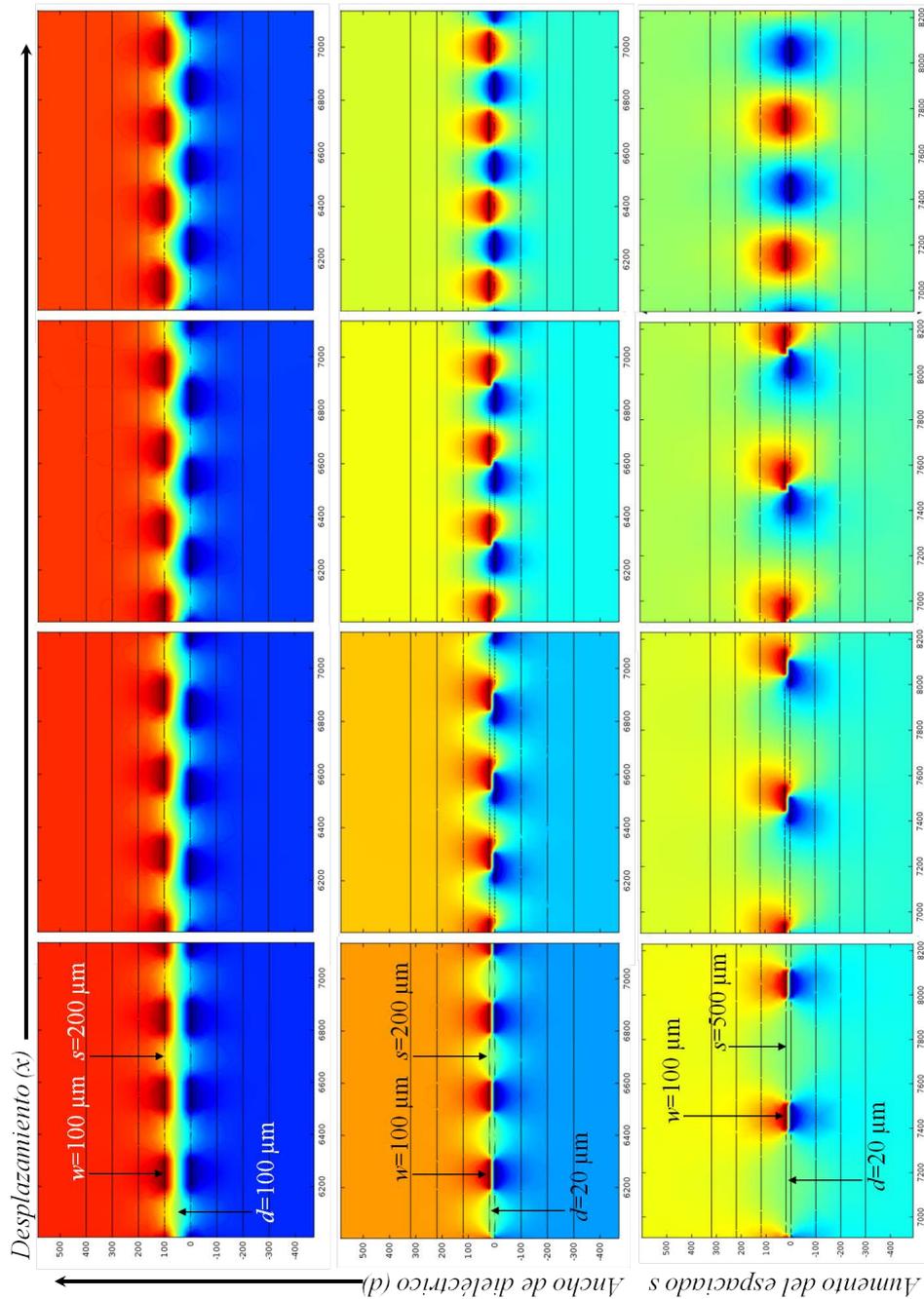


FIGURA 5.13: Secuencia de imágenes de simulación para un condensador I100/500 en diferentes condiciones de desplazamiento, cambiando el espesor del dieléctrico y el espaciado entre fingers

$\mu\text{m}$  y presenta un máximo de variación cada  $400 \mu\text{m}$  esto debido a la relación entre  $w$  y  $s$ . La curva exhibe un comportamiento cuasi-senoidal con un periodo igual a  $p$ . A medida que la placa móvil se desplaza un periodo completo, el área total compartida se disminuye en  $w * l$ , por tanto cada uno de los máximos subsiguientes tendrá un valor de capacitancia cada

vez menor. Para este condensador, la pérdida de capacitancia se corresponde con aproximadamente un 2 % por cada periodo de desplazamiento, sin por el contrario lo que se quiere es conservar la misma amplitud basta con disminuir el número de fingers de la placa móvil.

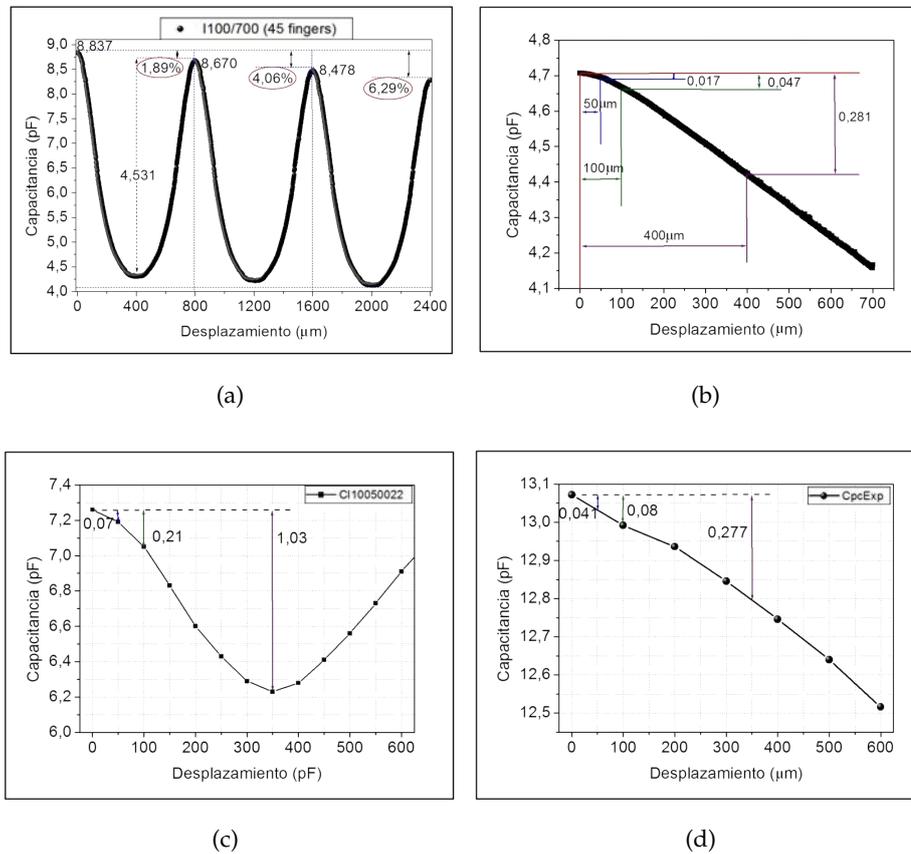


FIGURA 5.14: Capacitancia vs desplazamiento para condensadores con espesor de dieléctrico  $d = 100 \mu\text{m}$ . Resultados obtenidos con el modelo de simulación para un condensador (a) I100/700 y (b) uno de placas paralelas convencional, con la misma cantidad de área compartida. Resultados obtenidos experimentalmente para un condensador (c) I200/500 y (d) uno de placas paralelas convencional, con la misma relación de espacio ocupado.

Una de las ventajas de los CPPIs con respecto a los PPCs convencionales radica en que con la misma cantidad de área compartida se puede obtener no solo una capacitancia mayor sino también mayores cambios en el valor de la misma cuando ocurra un desplazamiento. Comparando los resultados para un condensador I100/700 (ver 5.14a) y para uno de placas convencionales (ver 5.14b), los dos con una cantidad de área superpuesta igual a  $2.25 \times 10^7 \mu\text{m}^2$ , se tiene que para un  $\Delta x$  de  $400 \mu\text{m}$ , idealmente un CPPI tendría un  $\Delta C$  de 4.72 pF, caso contrario del CPPC que tan solo presentaría un cambio de 0.28 pF en las mismas condiciones ideales, lo que corresponde

a una razón de  $\Delta C_{CPPI}/\Delta C_{CPPC} \approx 17$ . Por otro lado también se han comparado los resultados experimentales para un condensador I200/500 con 22 fingers de  $l = 5000\mu m$  y  $w = 100\mu m$ , espaciados una distancia  $s = 500\mu m$  (ver 5.14c) y un condensador convencional de  $w = 5000\mu m$  y  $l = 14900\mu m$  (ver 5.14d). En los dos casos el área total ocupada es de  $5000 \times 14900 \mu m^2$ . El área compartida en el CPPC es mayor y por tanto la capacitancia en superposición total es mayor no obstante el  $\Delta C$  para medio periodo de desplazamiento es apenas un 0.277, caso contrario al CPPI que exhibe un  $\Delta C$  de 1.03 pF. En esta comparación queda claro que la variación en condiciones normales de ensamblaje y funcionamiento el CPPI presenta una relación de  $\approx 4\Delta C_{CPPC}$ .

### 5.2.5 Resumen

Los condensadores interdigitados propuestos en esta tesis han sido fabricados y caracterizados como demostradores de laboratorio los cuales permiten establecer la resolución en decenas de micras.

Con el objetivo de estudiar y caracterizar la respuesta eléctrica de los CPPIs fabricados, fueron planteados un modelo de simulación y otro teórico que fueron validos mediante la comparación con resultados teóricos reportados en la bibliografía.

De acuerdo con los resultados experimentales, los valores calculados por medio de la ecuación 5.2 y aquellos obtenidos por simulación han sido ajustados, tomando en cuenta la hipótesis planteada de aire como segundo dieléctrico entre placas, permitiendo de esta manera tener dos modelos validados para este tipo de sensores.

Los resultados experimentales determinan que  $50 \mu m$  de desplazamiento produce cambios en la capacitancia en el rango entre 0.04 y 0.18 pF para los condensadores con espesores de dieléctrico de 100 y  $20 \mu m$  respectivamente. La respuesta fue detectada por medio de un LCRMeter (para ver en mayor detalle la técnica de caracterización ver el Anexo B).

La amplitud en la variación de la capacidad está determinada por las relaciones  $w/p$  y  $d/p$ . Para lograr un diseño optimizado, la distancia entre electrodos debe ser la más estrecha posible pero al mismo tiempo lo suficientemente amplia para que los efectos de borde permitan obtener un  $\Delta C_{max}$ , para esto el ancho de finger debe estar entre el 22 y 25% de  $p$ . Dando respuesta al criterio de optimización se encontró que la relación óptima  $w/s$  para los CPPCIs diseñados es 0.28.

La ventaja de los CPPIs sobre los PPC convencionales es que se pueden obtener valores de capacitancia más altos con la misma área compartida,

TABLA 5.7: Variación de los parámetros

	$d$	$w$	$e$	$w/e$	$w/d$	$N$	$d/p$	$p$	$L_T$	$C_T$	$\Delta C_{max}$
	cte	↑	$e \geq 2w$	↑	↑	cte	↓	↑	↑	↑	↑
	↑	cte	$e \geq 2w$	cte	↓	cte	↑	cte	cte	↓	↓
	↓	cte	$e \geq 2w$	cte	↑	cte	↓	cte	cte	↑	↑
	cte	↓	$e \geq 2w$	↓	↓	cte	↓	↓	↓	↓	↑
	cte	cte	↑	↓	cte	cte	↓	↑	↑	↑ $\forall \frac{w}{e} < 0.1$	↑
	cte	↑	↑	cte	↑	cte	↓	↑	↑	↑	↑
	cte	cte	cte	cte	cte	↑	cte	cte	↑	↑	↑
Optimizado	cte	$0.22p$ $0.25p$	$\frac{w}{0.28}$	0.28	-	$\frac{L_T}{(w+e)}$	-	cte	cte	-	máx

además mayores variaciones de la capacitancia una vez producido el desplazamiento. La sensibilidad  $S_c$  (ver ecuación 5.6) se incrementa exponencialmente cuando el valor  $d/p$  se aproxima a 0, por tanto, para un mismo  $d$ ,  $S_c$  se incrementa cuando  $p$  también lo hace, esto sucede cuando  $w$  o  $e$  se hacen más grandes, sin embargo también se ha de considerar que para incrementar la sensibilidad el espesor del dieléctrico  $d$  debe ser lo más pequeño posible, tal y como se mostró en el apartado 5.2.4.2. En la tabla 5.7 se muestra un resumen de las relaciones entre los parámetros geométricos y la variable eléctrica.

Los condensadores aquí presentados son de fácil ensamblaje de piezas y de capacidad de ajuste, debido a la modelización de los mismos en condiciones reales de operación. Además ofrecen ventajas en términos de costos, personalización y simplicidad en su proceso de fabricación en comparación con otras técnicas de microfabricación.

El condensador propuesto es económico, flexible, personalizable y versátil que puede ser utilizado como un sensor de contacto para aplicaciones en las que se requieran sensibilidades del orden de las décimas de micra. El principio de funcionamiento del sensor y el concepto del mismo es extrapolable a otras aplicaciones tanto en biomedicina, debido a la biocompatibilidad de los materiales de fabricación, así como en otras áreas tecnológicas. Uno de los usos más inmediatos podría ser la medida de dilataciones mecánicas.

De todo este estudio queda claro cómo los parámetros geométricos afectan en la respuesta del sensor y se concluye que tanto el espesor del dieléctrico  $d$  como la relación  $w/s$  y el espacio a ocupar  $L_T$ , son los parámetros más importantes para determinar la sensibilidad y resolución del sensor que se propone. Además cabe resaltar que la capacitancia frínge es un efecto a tener muy en cuenta, especialmente si se quiere escalar el diseño a dimensiones más pequeñas.

## Capítulo 6

# Detección inalámbrica de microdesplazamientos: Respuesta en frecuencia del sensor LC

*Las cosas tienen vida propia (...), todo es cuestión de despertarles el ánimo.*

---

Gabriel García Márquez, Cien años de Soledad

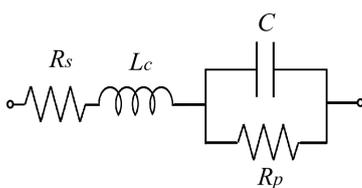
Como se discutió en los capítulos 1 y 3, la transferencia inalámbrica de energía es uno de los puntos claves en el monitoreo sin contacto. La telemetría pasiva de detección inalámbrica es una de las más empleadas. Los sensores pasivos son frecuentemente utilizados en aplicaciones biomédicas o en general cuando el entorno de operación es un ambiente hostil o de difícil acceso, gracias a la simplicidad de su estructura, bajo costo y bajo consumo de potencia en comparación con los sensores activos. Tal y como fue descrito en el Capítulo 3 (ver sección 3.1) este tipo de sensores pasivos se basan en el principio de resonancia LC. Mediante el seguimiento del pico de resonancia es posible detectar los cambios de la variable física a medir.

En este capítulo se estudian sensores resonantes tipo LC, conformados por los condensadores antes caracterizados (ver Capítulo 5) y las bobinas fabricadas empleando dos metodologías distintas (ver sección 4.1.3). Además se presenta la caracterización tanto de las microbobinas planares como de los embobinados del sensor y las bobinas de lectura. El seguimiento del pico de resonancia del sensor o Tag-LC (términos que se utilizarán indistintamente de aquí en adelante) se realizará mediante el acople con una bobina de lectura. Esta "lectura" se corresponderá con la variación en frecuencia como respuesta del cambio en la capacitancia del condensador debido al desplazamiento lateral de una de las placas del condensador.

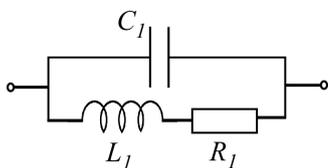
Partes de este capítulo han sido publicadas en el IEEE Sensors Journal en el artículo titulado *Flexible Microdisplacement Sensor for Wearable/Implantable Biomedical Applications* (Cerón-Hurtado et al., 2016), en una comunicación también de la IEEE titulada *Wireless Zero-Power Small Displacement Sensors* (Cerón-Hurtado and Aguiló Llobet, 2014) y en un artículo que está en proceso de escritura cuyo enfoque es el monitoreo inalámbrico de la deformación de una malla abdominal.

## 6.1 Caracterización del sensor

Debido a que no es posible construir componentes perfectos, en la práctica no hay componentes ideales. La no idealidad es debida a los efectos parásitos, que pueden ser tanto extrínsecos como intrínsecos, los primeros relacionados con la calidad del proceso de fabricación y los materiales empleados, y los segundos se relacionan con las conexiones finales del componente. Para el modelado de los componentes reales se han de tener en cuenta tales efectos indeseables, puesto que estos adicionan pérdidas y limitan el rango de frecuencia sobre el cual dichos componentes funcionan correctamente. El modelo se consigue insertando las pérdidas resistivas y los parásitos al circuito equivalente con el objetivo de que la respuesta final se asemeje al comportamiento real de componente. en la figura 6.1 a y b se muestran los circuitos equivalentes propuestos para modelar el comportamiento real de los componentes pasivos en estudio.



(a) Condensador real



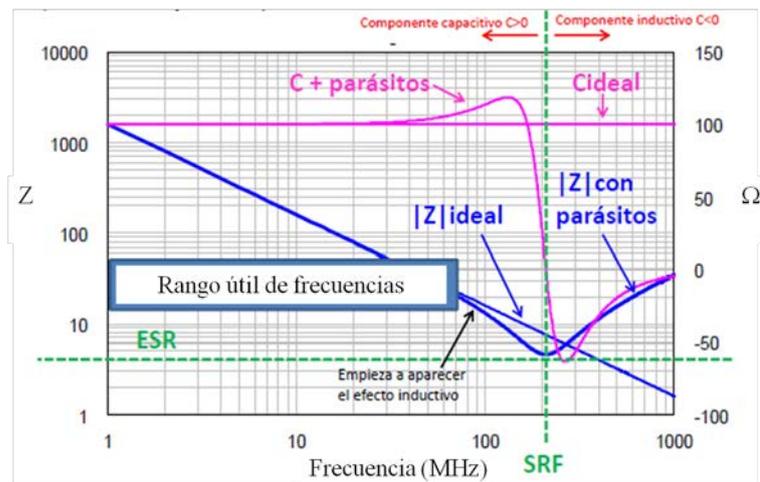
(b) Inductor real

FIGURA 6.1: Modelo eléctrico equivalente (a) de un condensador y (b) de un inductor.

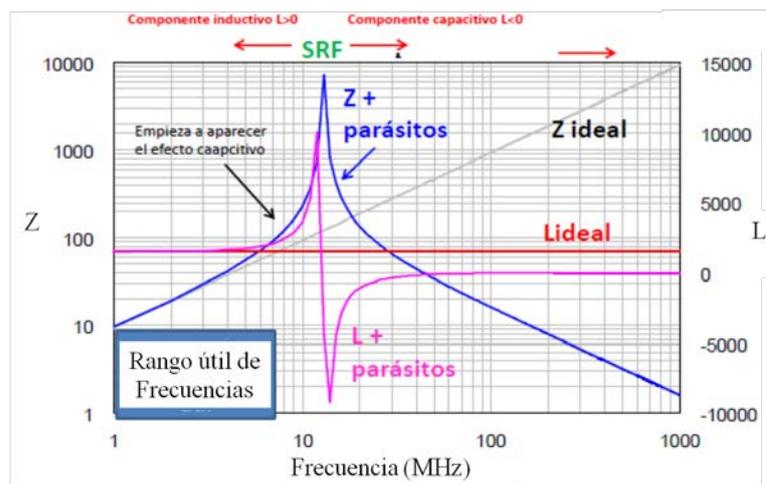
En el caso del condensador el modelo incluye tanto las pérdidas resistivas,  $R_s$  o ESR (Equivalent Series Resistance), una resistencia de fugas  $R_p$ , como una inductancia parásita ( $L_c$ ). En el caso de la bobina, entre sus espiras se tiene una resistencia parásita distribuída al igual que un valor de capacitancia asociado, por tanto el circuito equivalente de un inductor se representa con elementos concentrados (ver 6.1b), en donde  $L_1$  es la autoinductancia,  $R_1$  la resistencia en serie que depende del conductor, con el que se ha fabricado la bobina, y de los factores geométricos, y finalmente  $C_1$  que es la capacidad distribuida de la bobina, la cual se forma en cada uno de los segmentos compartidos entre espiras.

espiras.

En la figura 6.2 a y b se muestran los gráficos de la respuesta en frecuencia de un condensador y un inductor ideal, respectivamente, en contraste con la respuesta de los mismos componentes, una vez han sido incluidos los efectos parásitos. Las líneas en magenta corresponden a la capacitancia o inductancias, según sea el caso y las líneas en azul representan la impedancia de los componentes. En estos gráficos se hace evidente el efecto de los componentes parásitos.



(a)



(b)

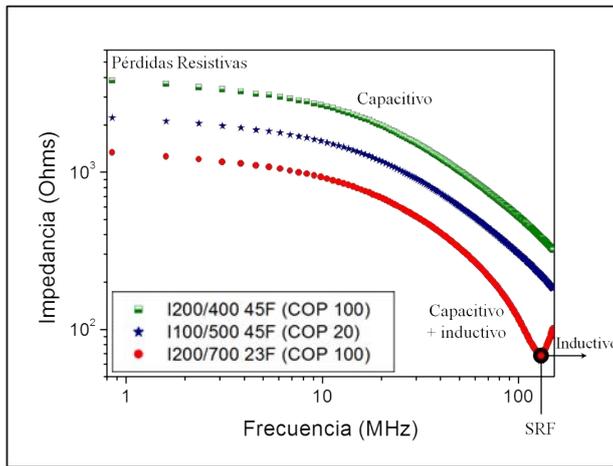
FIGURA 6.2: Respuesta en frecuencia de (a) un condensador y (b) una bobina ideales, en contraste con el modelo real para estos componentes.\*Las imágenes son cortesía del Dr. Arturo Mediano Heredia del GPEM - Group of Power Electronics and Microelectronics, I3A-Universidad de Zaragoza.

En la figura 6.2a, se observa como la línea de impedancia se curva hasta formar un pico cuyo mínimo representa el punto SFR (Self Resonant Frequency), que supone ser el punto desde el cual el condensador pasa a tener un comportamiento inductivo. Este punto es crucial en el diseño del condensador puesto que limita el rango de frecuencia en el que este puede ser usado por

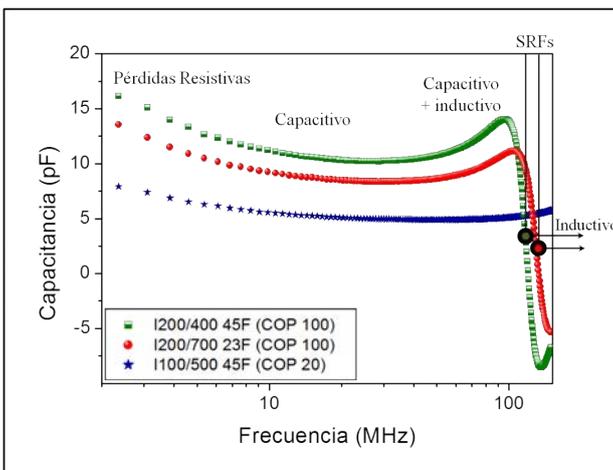
sus características capacitivas, por tanto el SFR debe ser superior a la frecuencia de trabajo. Caso contrario es el de la bobina cuyo efecto parásito es capacitivo y su respuesta se puede ver en la figura 6.2b.

### 6.1.1 Respuesta en frecuencia de los CPPIs

En el Capítulo 5 se analizó la respuesta eléctrica del condensador a un valor de frecuencia constante, sin embargo en este Capítulo se estudiará la respuesta de algunos condensadores en un rango más amplio de frecuencia con el fin de establecer los puntos SRF y ESR. Para este análisis se han utilizado únicamente los condensadores que conforman los Tags de geometría rectangular.



(a)



(b)

FIGURA 6.3: (a) Curvas de Impedancia y (b) curvas de capacitancia para los CPPIs I200/400, I200/700, con un dieléctrico de  $100 \mu m$  e I100/500, con un espesor de dieléctrico de  $20 \mu m$ .

En la figura 6.3 a y b se muestran las curvas de impedancia y capacitancia para los CPPIs I200/400, I200/700, con un dieléctrico de  $100 \mu m$  e I100/500, con un espesor de dieléctrico de  $20 \mu m$ . En las dos figuras se muestran las diferentes regiones en las que se dividen las curvas. Tomando como ejemplo la respuesta del CPPI I200/700 ( $N = 23$ ,  $d = 100 \mu m$ ), a bajas frecuencias se observan pérdidas resistivas, para  $f > 7$  MHz todos los CPPIs exhiben su comportamiento capacitivo, en el intervalo  $80 < f < 110$  MHz la influencia de la parte inductiva se hace evidente y finalmente a frecuencias mayores a 125 MHz el efecto es puramente inductivo. Para

este condensador la SRF está alrededor de los 125 MHz y el ESR aproximado es  $70 \Omega$ . Una de las causas de que aparezcan pérdidas resistivas que dominan en baja frecuencia y las cuales son evidentes en todas las curvas, es la diminuta sección de la conexión entre fingers. Para modelar estas pérdidas en baja frecuencia se adiciona una resistencia en paralelo como se mostró en la 6.1a.

Estos resultados muestran que a fines prácticos, las características capacitivas de los condensadores pueden ser utilizadas en el intervalo de frecuencias comprendidas entre  $7 < f < 80$  MHz.

### 6.1.2 Microbobinas planares

Pensando en la siguiente generación de sensores tipo LC y en la necesidad de contar con mejores prestaciones en cuanto a rendimiento, alta precisión en el diseño y por tanto en la geometría, así como control de pérdidas y un alto potencial de integración en chips, las bobinas fabricadas por medio de procesos fotolitográficos son las más opcionadas gracias a su estructura planar y a la posibilidad de ser impresas en sustratos rígidos y flexibles.

Las características intrínsecas de una microbobina planar permiten no solo comprender la influencia que tienen los efectos parásitos sobre ella, sino también brindar un futuro aporte en la optimización del diseño de las mismas. La repercusión más inmediata será el mejoramiento de la transferencia de energía.

La bobinas planares microfabricadas normalmente consisten en un espiral de sección de hilo rectangular. En el caso de esta tesis se han elegido dos geometrías, cuadrada y circular. Un esquema representativo de este tipo de bobinas en espiral es

mostrado en la figura 6.4a, junto con lo que sería la sección transversal de

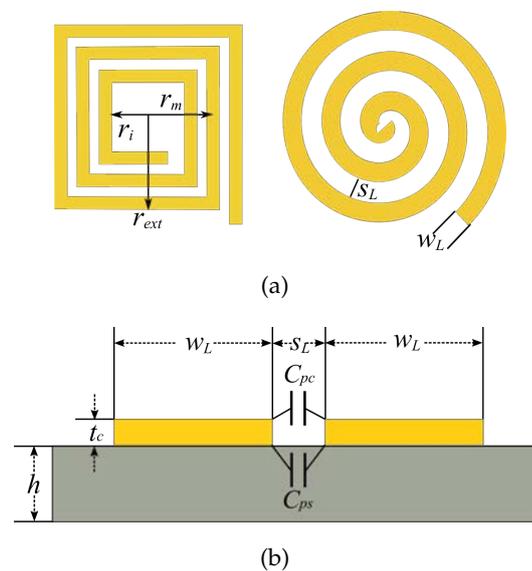


FIGURA 6.4: Parámetros geométricos para las bobinas planares en espiral (a) vista superior y (b) Sección transversal \*Esquema modificado de la referencia (Jow et al., 2008)

las mismas, figura 6.4b. En este segundo esquema se observa como se forman los condensadores parásitos,  $C_{pc}$  y  $C_{ps}$ , entre las paredes laterales del conductor, a lo largo del espaciado entre espiras ( $s_L$ ). Para el cálculo de  $C_{pc}$  se toma en cuenta el aire u otro material aislante depositado sobre las pistas, como medio dieléctrico, y para el cálculo de  $C_{ps}$  el dieléctrico es el sustrato. La suma de estas dos capacitancias dará como resultado una  $C_{pT}$ . La expresión para esta capacitancia parásita total está dada por la ecuación 6.1 (Uei-Ming Jow and Ghovanloo, 2007)

$$C_{pT} \approx (\alpha\epsilon_{rc} + \beta\epsilon_{ps})\epsilon_0 \frac{t_c}{s_L} l_c \quad (6.1)$$

En donde  $\epsilon_{rc}$  y  $\epsilon_{ps}$  son las constantes dieléctricas relativas al aire u otro material aislante, y al sustrato, respectivamente,  $l_c$  es la longitud del conductor,  $s_L$  es el espaciado entre las espiras de la bobina,  $t_c$  el espesor del conductor y  $\alpha$  y  $\beta$  son constantes empíricas. Para bobinas encapsuladas el análisis será el mismo, adicionando el efecto de la capa extra de dieléctrico.

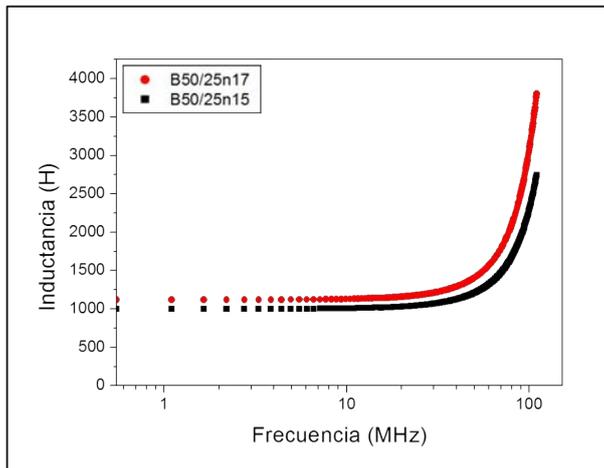
Según el modelo eléctrico para un inductor real mostrado en la figura 6.1, además del condensador parásito se tiene una resistencia en serie  $R_s$ , la cual es dominada por la resistencia DC ( $R_{DC}$ ) del trazado conductor con el que se conforma la bobina. Esta resistencia se calcula con la expresión 6.3 (Uei-Ming Jow and Ghovanloo, 2009)

$$R_{DC} = \rho_c \frac{l_c}{w_L t_c} \quad (6.2)$$

$$R_s = R_{skin} = R_{DC} \left[ \frac{t_c}{\delta \cdot (1 - e^{t_0/\delta})} \cdot \frac{1}{1 + \frac{t_c}{w_L}} \right] \quad (6.3)$$

En donde  $\delta$  es la profundidad de penetración (*skin depth*)

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_c}{\pi\mu f}} \quad (6.4)$$



La frecuencia de auto-resonancia de las microbobinas, o bien de un inductor cualquiera, esta determinada por los parásitos en la estructura de la misma. Como se vió en la figura 6.1b el circuito equivalente de un inductor real incluye un condensador

FIGURA 6.5: Curvas de Inductancia vs frecuencia para las bobinas planares B50/25n17 y B50/25n15.

TABLA 6.1: Características intrínsecas de las microbobinas

Código Bobinas	$f_r$ (MHz)	Inductancia (nH)		Capacitancia (pF)		Resistencia ( $\Omega$ )	
		$L_{exp}$	$L_{Teo}$	$C_{exp}$	$C_{Teo}$	$R_{exp}$	$R_{Teo}$
B50/25n15	> 100	2992.1	2806.8			1.35	1.525
B50/25n17	> 100	3500.0	3335.7			1.41	1.689
B50/25P	> 100	360.2	349.5				0.343
B20/20P	> 100		4422.9				3.697
B100/50	261	–	1055.5	0.377		0.323	0.569
B50/25	187	–	3537.5	0.224		1.880	2.054
B25/25	> 100	–	6705.3			5.604	5.420

en paralelo, de aquí que aparezca una frecuencia de resonancia, tal y como se ejemplificó en la figura 6.2.

Se realizó la caracterización eléctrica para analizar la respuesta en frecuencia de las bobinas planares identificadas con los códigos B100/50, B50/25, B25/25, B20/20P, B50/25P, B50/25n15 y B50/25n17, con el fin de determinar sus parámetros eléctricos. En la caracterización de las bobinas se utilizó un analizador de impedancia Agilent 4395A (para los detalles del equipo ver Anexo B).

En la figura 6.5 se muestran las curvas de impedancia para dos microbobinas planares, B50/25n17 y B50/25n15, sin barrer todo el rango de la frecuencia puesto que particularmente estas bobinas han sido pensadas para aplicaciones en bandas de frecuencias menores a 100 MHz.

Un resumen de los resultados para todas las bobinas se muestran en la tabla 6.1

### 6.1.3 Embobinados

Entre los embobinados se tienen aquellos que irán acoplados a los CPPIs y por otro lado los que constituyen las bobinas de lectura.

En el caso de los embobinados para el sensor, estos han sido recubiertos con un cianocrilato de cadena corta (material utilizado en ciertos procedimientos quirúrgicos de baja complejidad (Vásquez et al., 2012)), debido a su posterior condición de implantable. El equipo utilizado fue un analizador de redes NI PXIe-5632, cuya descripción se puede encontrar en el Anexo B.

TABLA 6.2: Características intrínsecas de los embobinados de hilo de cobre

<b>Bobinas</b>	$n$	$f_r$ (MHz)	$L_1$ (nH)	$C_1$ (pF)	$R_1$ ( $\Omega$ )
BBn7	7		1358.42		0.40
BBn21	21		9284.22		0.90
BBn31	31		7619.58		1.5

TABLA 6.3: Características intrínsecas a las frecuencias de interés: Bobinas de lectura

<b>Código</b>	$f_{op1}$ (13.56 MHz)		$f_{op2}$ (27 MHz)		$f_{op3}$ (40.6 MHz)	
	$L_{f_{op1}}$ (nH)	$R_{f_{op1}}$ ( $\Omega$ )	$L_{f_{op2}}$ (nH)	$R_{f_{op2}}$ ( $\Omega$ )	$L_{f_{op3}}$ (nH)	$R_{f_{op3}}$ ( $\Omega$ )
BEA	652.57	55.35	672.11	97.14	761.17	191.30
BE1	370.49	31.43	372.80	54.00	389.36	97.89
BE2	174.66	14.82	173.92	25.18	177.69	44.67

En la tabla 6.2 se muestra un resumen de los resultados obtenidos para todas las bobinas utilizadas.

## 6.2 Respuesta en frecuencia de los Tags-LC: Seguimiento del pico de Resonancia

En esta sección se analiza la respuesta en frecuencia de los sensores LC conformados por las diferentes combinaciones de interdigitados y bobinas.

En el diseño de sistemas de transmisión inalámbrica de energía, tanto la bobina transmisora como la receptora juegan un rol importante en el enlace inductivo en donde los factores de calidad  $Q_1 = \omega L_1 / R_{s1}$  y  $Q_2 = \omega L_2 / R_{s2}$ , respectivamente, y la inductancia mutua ( $M$ ) son los parámetros que más afectan la eficiencia de transmisión de energía,  $\eta_{12}$ . También es sabido que tanto  $M$  como las inductancias  $L_1$  y  $L_2$  (ver sección 3.2.4, Capítulo 3) son afectadas por los parámetros geométricos, el número de vueltas y los factores relacionados con la posición relativa de las bobinas.

Para analizar la respuesta en el rango de la frecuencia, se ha establecido una comunicación entre una bobina de lectura (bobina transmisora o primaria) y los sensores LC conformados, por medio de un link pasivo inalámbrico. Este link se basa en el principio de acoplamiento electromagnético de campo cercano entre el Tag-LC resonante y una bobina externa conectada a un VNA o un analizador de impedancias. Para caracterizar los dispositivos, fueron empleados los montajes experimentales mostrados en las figuras C.3 y C.5, del Anexo C.

### 6.2.1 Acoplamiento inductivo entre bobinas

En la sección 3.2.4.1 se había planteado una forma de estudiar el acoplamiento inductivo por medio de la relación entre las integrales elípticas representadas por  $K(k)$  y  $E(k)$  (ver ecuaciones 3.44 y 3.45). Sin embargo, es posible recurrir a otro enfoque más simple para determinar la inductancia mutua entre las dos bobinas, como demuestra la siguiente ecuación:

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \quad (6.5)$$

En la ecuación 6.5  $k$  representa el factor de acoplamiento magnético del canal inductivo formado por las dos bobinas, y su valor puede ser calculado de la ecuación 3.35 (ver sección 3.2.2.3, capítulo 3). El valor de este factor sólo puede variar entre 0 y 1, siendo que el valor 1 corresponde a un acoplamiento perfecto entre las dos bobinas, es decir, todo el flujo magnético generado en la bobina emisora es captado por la bobina receptora.

En la figura 6.6 se muestran los resultados teóricos obtenidos para todas las bobinas, centrándolo el análisis en el acoplamiento entre estas y la bobina externa codificada como BE1. Los resultados relacionan el coeficiente de acoplamiento y la inductancia mutua con la distancia de separación entre bobinas. Los datos fueron obtenidos bajo la condición de alineamiento coaxial perfecto.

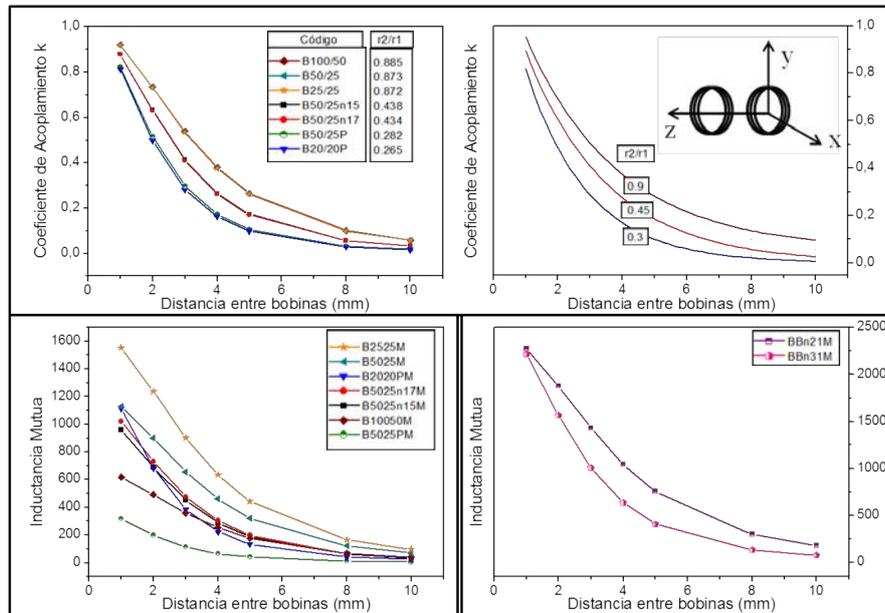


FIGURA 6.6: Coeficiente de acoplamiento en función de la distancia de separación entre bobinas,  $z$

TABLA 6.4: Relación entre las bobina del sensor

<b>Código Bobinas</b>	$l_c$ (cm)	$r_{2med}/r_1$	$r_{2ext}/r_1$	$k$ ( $z = 5mm$ )	$M$ (nH) ( $z = 5mm$ )
B50/25n15	32.6	0.438	0.471	0.172	187.862
B50/25n17	36.1	0.434	0.471	0.170	202.653
B50/25P	8.6	0.282	0.294	0.106	40.709
B20/20P	31.7	0.265	0.294	0.098	135.025
B100/50	24.3	0.885	0.913	0.266	177.863
B50/25	43.9	0.873	0.900	0.262	321.823
B25/25	60.0	0.873	0.897	0.262	442.702
BBn7	31.1	0.824	0.824	0.309	234.702
BBn21	93.4	0.824	0.824	0.309	753.232
BBn31	69.1	0.412	0.412	0.161	409.040

La distancia entre bobinas,  $z$ , fue variada entre 1 y 10 mm y como es de esperarse a medida que esta distancia se incrementa el acople entre ellas es cada vez menor, hasta el punto de desaparecer la interacción entre ellas. El cociente  $r_2/r_1$  representa la relación entre los radios externos de la bobina del sensor  $r_2$  y la bobina de lectura  $r_1$ . Entre más semejantes sean los radios, mayor es el coeficiente de acoplamiento. A medida que el radio de la bobina del sensor disminuye menor es el coeficiente de acoplamiento y más rápido decrece su valor. Esto mismo sucede en la inductancia mutua para la bobina BBn31 cuyo radio es  $\approx 40\%$  del radio de la bobina de lectura. En el caso de las bobinas planares la inductancia mutua disminuye en dependencia de la longitud del conductor.

Con respecto al coeficiente de acoplamiento existe un valor para el cual la ganancia en el enlace es máximo y a este se le conoce como el coeficiente de acoplamiento crítico  $k_c$  (Donaldson and Perkins, 1983)

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \quad (6.6)$$

Por ejemplo en el caso de los implantes biomédicos esta expresión es fundamental puesto que esta determina que en la condición de resonancia y acoplamiento crítico, la potencia transferida mediante el enlace es máxima. En términos de la eficiencia, en el acoplamiento crítico,  $\eta$  es igual a 50 %. La eficiencia se calcula utilizando la ecuación 6.7 (Donaldson and Perkins, 1983)

$$\eta = \frac{k^2}{k_c^2 + k^2} \quad (6.7)$$

en donde si las bobinas están mal acopladas se obtienen valores de  $k < 0.1$  bajos y por tanto se sabe que el acoplamiento es débil. Especialmente en una aplicación biomédica, el acoplamiento débil está asociado con el requerimiento de que las bobinas han de tener tamaños pequeños y al hecho

de que estas deben estar por debajo de la capa de piel. En estos casos sólo una fracción del flujo generado en la bobina emisora es captada por la otra bobina, contribuyendo de manera menos eficiente a la transmisión de potencia entre los dos dispositivos. Por tanto en la transmisión de potencia se ha de maximizar dicho flujo. Como bien se dijo anteriormente el factor de acoplamiento  $k$  es influenciado por la distancia entre las dos bobinas, por su tamaño y forma, y por su respectiva alineación. Así, si las bobinas están alineadas, su factor de acoplamiento y por tanto su eficiencia en la transferencia de potencia es superior en comparación con el caso en que exista cualquier tipo de desalineamiento. Como se vió en el Capítulo 3, sección 3.2.4.1 existen dos tipos de desalineamiento, lateral y angular, y los cuales se estudiarán en detalle en el Capítulo 7.

A continuación se estudia la variación en el acoplamiento inductivo en función de  $z$ , para los sensores LC de geometría circular y rectangular.

### 6.2.2 Estudio de la distancia de separación entre bobinas

Como se vió en el Capítulo 3 (ver sección 3.2.4), la distancia entre la bobina de lectura y el Tag-LC,  $z$ , es uno de los parámetros que determina la inductancia mutua del sistema completo. Esto indica que existe una relación entre la distancia a la que el sensor será alimentado, por la bobina externa, y la eficiencia del link inalámbrico.

Debido a que el campo magnético disminuye en un factor de  $z^{-3}$ , donde  $z$  es la distancia desde la bobina transmisora, la bobina del sensor debe colocarse a una distancia que permita el logro de un buen acoplamiento inductivo, y que al mismo tiempo se ajuste a la aplicación final. Para llevar a cabo la caracterización la bobina de lectura debe colocarse perpendicularmente a las líneas

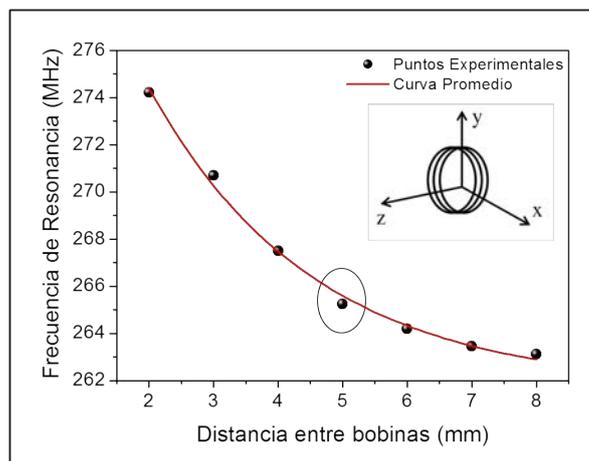


FIGURA 6.7: Variación de la frecuencia de resonancia en relación a la distancia de separación entre las bobinas, para el tag-LC de geometría circular .

de campo magnético, de manera que la energía recibida se maximice.

Utilizando un analizador de impedancia Agilent 4395A se realizó la caracterización eléctrica de los sensores circulares en función de la distancia de separación entre bobinas. En la figura 6.7, se observa la pérdida de acoplamiento en la medida que separación entre bobinas aumenta. De los puntos mostrados en el gráfico, se eligió una distancia de trabajo de 5 mm (señalada con un círculo), en la cual las bobinas están acopladas a una frecuencia de 265 MHz. Debido a que este tipo de sensores circulares están pensados como dispositivos wearables el rango de frecuencias a utilizar es mucho mayor que para aquellos implantables, por lo que esta frecuencia no supone un impedimento para dichas aplicaciones.

Por otro lado, la caracterización de los sensores de geometría rectangular se utilizó el analizador de redes NI PXIe-5632, por tanto se utilizó el parámetro de dispersión  $S_{11}$ . Las máximas distancias de detección fueron alcanzadas a los 15 y 20 mm por los Tags con IPPCs I100/s e I200/s, respectivamente, sin embargo el prototipo provee la posibilidad de modificar los parámetros geométricos y de fabricación del sensor con el fin de incrementar la distancia de sensado según las especificaciones impuestas por la aplicación final.

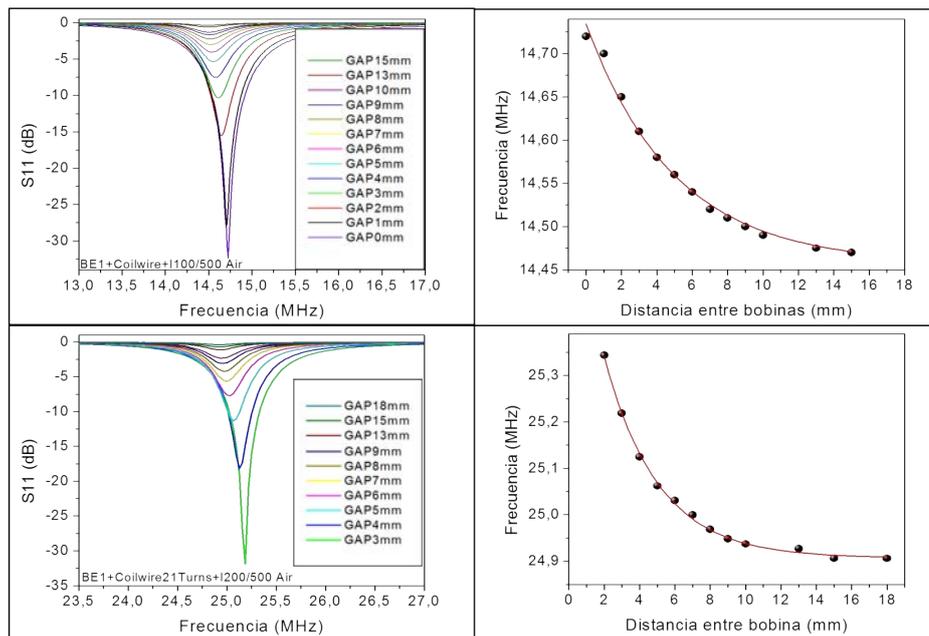


FIGURA 6.8: Variación de la frecuencia de resonancia en función de la distancia de separación entre las bobinas,  $z$ , para los tags-LC de geometría rectangular, BBn21+I100/500 y BBn21+I200/500.

Los gráficos de la figura 6.8 muestran las curvas de acoplamiento entre la bobina externa BE1 (4 vueltas) y los sensores conformados por una bobina BBn21 y los condensadores I100/500, e I200/500, los dos con un dieléctrico

COP de  $100\ \mu\text{m}$  y 45 PPIs de 45 fingers. Como se observa de los gráficos  $S_{11}$  vs frecuencia, a medida que se separan las bobinas, las curvas van reduciendo su amplitud, comenzando en un valor de  $S_{11} = -38\text{dB}$  para el par BBn21 + I100/500 en  $z = 0$  y de  $S_{11} = -32\text{dB}$  para el par BBn21 + I200/500 en  $z = 3\text{mm}$  hasta llegar a valores tan pequeños de  $S_{11} \approx -0.3\text{dB}$  para  $z = 15\text{mm}$  y  $z = 18\text{mm}$  respectivamente. Como es de esperarse, a medida que la distancia de separación entre bobinas aumenta el coeficiente de acoplamiento disminuye al mismo tiempo que la frecuencia de resonancia como es observable en los gráficos de la derecha. Los límites de operación están determinados entonces por las curvas de frecuencia vs distancia de separación.

Debido a las condiciones de operación del sensor, se ha elegido un  $z = 8\text{mm}$  cómo la distancia más adecuada para hacer la caracterización en frecuencia de los sensores, puesto que se espera comunicar con el sensor implantado a una distancia menor que aquella. Esto se verá en detalle en el Capítulo 7 en donde se describe la aplicación como tal.

## 6.2.3 Frecuencia de resonancia en el espacio libre en función del desplazamiento

### 6.2.3.1 Sensores de geometría circular

Una vez caracterizadas las bobinas se realiza el correspondiente montaje como se observa en la figura C.3 (Ver Anexo C). Los resultados muestran que la frecuencia de resonancia inicial, correspondiente a la bobina de lectura, aumenta debido a que al aproximar el sensor se adiciona una capacitancia en serie, tal y como se mostró en el esquema de telemetría pasiva en la figura 3.1 (sección 3.2, Capítulo 3).

Teniendo en cuenta que cada uno de los elementos fabricados tiene un pad de conexión, el contacto eléctrico entre los componentes fue hecho utilizando pintura de plata y cables finos. Se utilizó un analizador de impedancias Agilent 4395A (ver detalles del equipo en el Anexo B). El montaje experimental utilizado se muestra en la figura C.3 (sección C.3 del Anexo B).

Para estos sensores de geometría circular se ha elegido el método de análisis por impedancia ( $\text{Admitancia} = 1/Z$ ). Los resultados obtenidos para el par B100/50 + I10/10 se muestran en la figura 6.9. La bobina de lectura utilizada fue la BE1.

Como se observa en la figura 6.9 cada valor en admitancia se corresponde con la frecuencia de resonancia del sistema  $B_{Lectura} + B_{sensor} + C_{sensor}$ , comenzando con un valor inicial de 265.2 MHz y siendo evidente el corrimiento del pico por cada desplazamiento de la placa móvil del condensador.

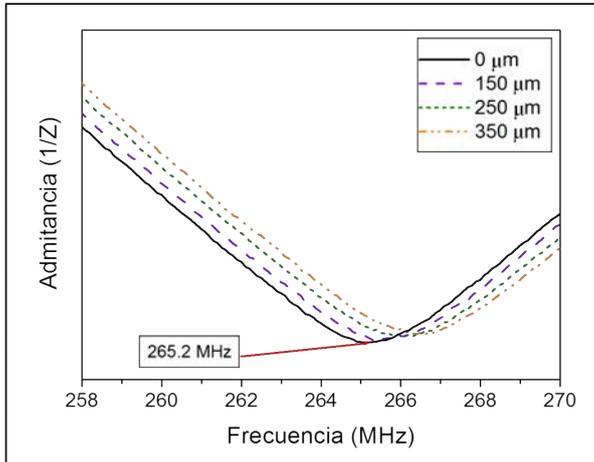


FIGURA 6.9: Admitancia vs frecuencia, en relación con el desplazamiento, para el tag-LC de geometría circular conformado por una bobina B100/50 y un Interdigitado I10/10.

Este resultado muestra que en efecto el acoplamiento es sensible al desplazamiento y la  $B_{lectura}$  es capaz de detectar dichos cambios. En estos sensores circulares la magnitud de los cambios es del orden los kHz. En la figura 6.9 se muestra que para un desplazamiento de  $150 \mu m$ , la frecuencia de resonancia pasa de un valor de 265.2 MHz a 265.5 MHz lo que indica un cambio de 300 kHz. Estos sensores llegaron

a su punto de saturación para desplazamiento  $< 5 \mu m$ .

### 6.2.3.2 Sensores de geometría rectangular

Estos sensores rectangulares están conformados por los elementos IPPC y los embobinados de hilo de cobre y por algunos inductores planares. Sin embargo, el estudio de aquí en adelante se centrará únicamente en los sensores con las bobinas de hilo de cobre, debido a las altas pérdidas resistivas que presentaron las bobinas planares. En la tabla 6.6 se encuentran resumidas las diferentes combinaciones de componentes con las que se ha trabajado en esta Tesis.

Un condensador de ancho de finger de  $100 \mu m$  y  $500 \mu m$  de espaciado, con dos espesores de dieléctrico ( $20$  y  $100 \mu m$ ), junto a una bobina circular identificada como BBn21 (ver Tabla 6.6), fueron los componentes elegidos para conformar el circuito LC y llevar a cabo este estudio. El lector fue una bobina circular de cobre conectada a un VNA por medio de un conector SMA. Para caracterizar el sensor completo se emplearon los set-ups mostrados en la figuras C.7 y C.8 (ver Anexo C, sección C.5).

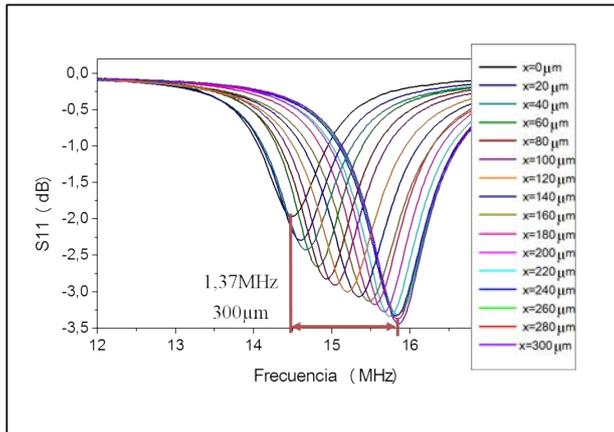
Como la idea principal de la aplicación es la medida de microdesplazamientos a través de un link inaámbrico pasivo, las variaciones en frecuencia en el Tag-LC, a causa del deslizamiento relativo de una de las placas del CPPI, serán detectadas desde una bobina de lectura. En la práctica este sistema puede ser caracterizado mediante la medida del parámetro de dispersión  $S_{11}$ . En el Capítulo 3, sección 3.2.3 se mostraron las generalidades del análisis por medio de los parámetros  $S$ , también conocidos como parámetros de dispersión. El  $S_{11}$  representa la cantidad de energía que se refleja desde la antena (en este caso la bobina de lectura), por lo que también se le conoce como coeficiente de reflexión. Cuando la medida se hace en dB los siguientes valores pueden ser utilizados como referencia:

- $S_{11} = 0dB$ : toda la energía de RF está siendo reflejada, lo que corresponde a tener un circuito abierto o corto ideal, equivalente a  $VSWR = \infty$ .
- $S_{11} = -3dB$ : La mitad de la energía de RF está siendo reflejada, y por tanto la mitad de la energía está siendo recibida por el dispositivo. Esto es equivalente a un VSWR de 5.8.
- $S_{11} = -10dB$ : 1/10 de la energía se refleja. Este punto es conocido como el umbral y en el que la mayoría de los dispositivos se consideran sintonizados y tienen una adaptación de impedancia razonablemente buena. Esto equivale a un VSWR de 1.9.
- $S_{11} = -20dB$ : En este caso se refleja un 1/100 de la energía de RF. Esta es una muy buena razón de reflexión especialmente en el diseño de filtros. Esto es equivalente a un VSWR de 1.2.
- $S_{11} = -30dB$  o menos: Indica una reflexión de 1/1000 o menos, y es una condición excepcionalmente buena. Esto equivale a tener un  $VSWR \leq 1.07$ .

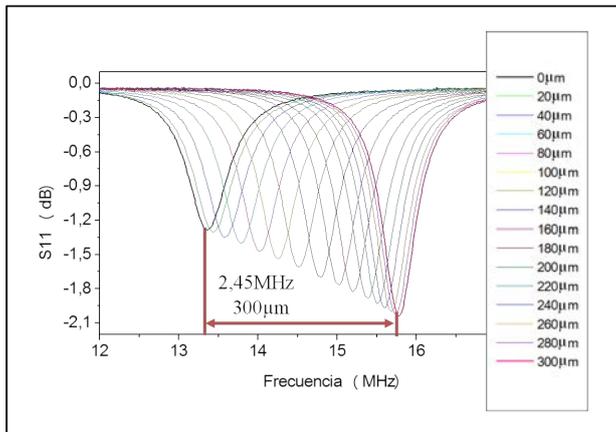
En la figura 6.10 se observa la respuesta en frecuencia del sensor, una vez iniciado el desplazamiento longitudinal de la placa interdigitada móvil. El parámetro de dispersión medido fue el  $S_{11}$ . El pico de resonancia fue detectado a una distancia de 8 mm por medio de una bobina con núcleo de aire.

Los cambios de desplazamiento fueron detectados mediante la monitorización del corrimiento del pico de resonancia, considerando como posición inicial la superposición total de los fingers del condensador. Los microdesplazamientos se realizan tirando de un extremo de la placa deslizante (por medio de abrazaderas, ver figuras C.7 y C.8). El rango de desplazamiento máximo es determinado por el tamaño del pitch ( $0 \leq x \leq p$ ). Tan pronto

como se desliza la placa móvil, el área compartida entre las PPIs se reduce, dando como resultado una disminución en el valor de la capacitancia y en consecuencia la frecuencia de resonancia del circuito aumenta; esto es fácilmente observable por el desplazamiento, hacia la derecha, de las curvas mostradas en la figura 6.10a y b.



(a)



(b)

FIGURA 6.10: Medida del parámetro  $S_{11}$  en función de la frecuencia para un sensor conformado por el par I100/500 + BBn21, en relación al desplazamiento en  $300 \mu m$  de una de las placas del condensador. Dieléctrico de espesor (a)  $100 \mu m$  y (b)  $20 \mu m$ .

Tomando el valor de cada pico de resonancia, la respuesta en frecuencia del sensor puede ser representada de la forma en que se muestra en la figura 6.11.

Comparativamente, al disminuir el espesor del dieléctrico, el condensador aumenta el valor de su capacitancia y por tanto la frecuencia inicial disminuye. A medida que la razón de  $w/d$  se reduce, los mínimos se desplazan más rápidamente hacia la derecha, lo que se traduce en una sensibilidad mayor. Es así como  $300 \mu m$  de desplazamiento en el IPPC I100/500 ( $d = 100 \mu m$ ) generan un  $\Delta f$  de 1.37 MHz y por tanto la sensibilidad es de  $\approx 230$  kHz/ $50 \mu m$ , en el caso del condensador con un espesor de dieléctrico,

$d$ , de  $20 \mu m$ , el  $\Delta f$  es de 2.45 MHz y la sensibilidad es  $\approx 410$  kHz/ $50 \mu m$ .

En la tabla 6.5 se muestra una comparativa entre tres diferentes configuraciones de Tag-LC. Los tres sensores fueron conformados por una bobina de hilo de cobre BBn21 y los CPPIs I100/500, I200/500 e I200/400, manteniendo constante el número de fingers, el espesor de dieléctrico y empleando la misma bobina de lectura codificada como BE1. Como se observa en

TABLA 6.5: Tags-LC de geometría rectangular y su variación en frecuencia

Parámetros Fijos	Tag-LC	$w/s$	$x_{\Delta f_{mx}}$ ( $\mu m$ )	$\Delta f_{mx}$ (MHz)
$N = 45$	BBn21+I100/500	0.2	300	1.37
$d = 100\mu m$	BBn21+I200/500	0.4	350	1.12
BE1	BBn21+I200/400	0.5	300	1.09

la tabla, a medida que la relación  $w/s$  aumenta el  $\Delta f_{mx}$  disminuye, lo que hace que la sensibilidad del sensor también disminuya.

Desde que se analizó la respuesta eléctrica de CPPIs en el capítulo 5, la relación  $w/s$  juega un papel importante no solo en la sensibilidad del condensador sino también del sensor, por tanto, en términos generales, la razón entre el ancho de finger y el espaciado es un parámetro de optimización.

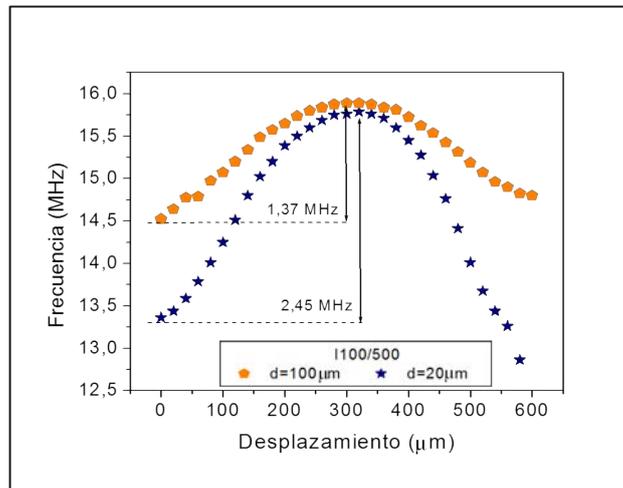
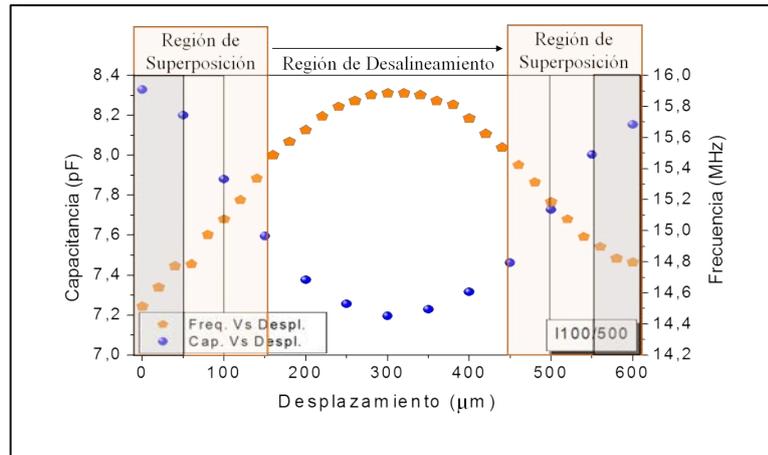


FIGURA 6.11: Respuesta del sensor I100/500 + BBn21 en el rango de la frecuencia para los dos espesores de dieléctrico  $d = 100\mu m$  y  $d = 20\mu m$ .

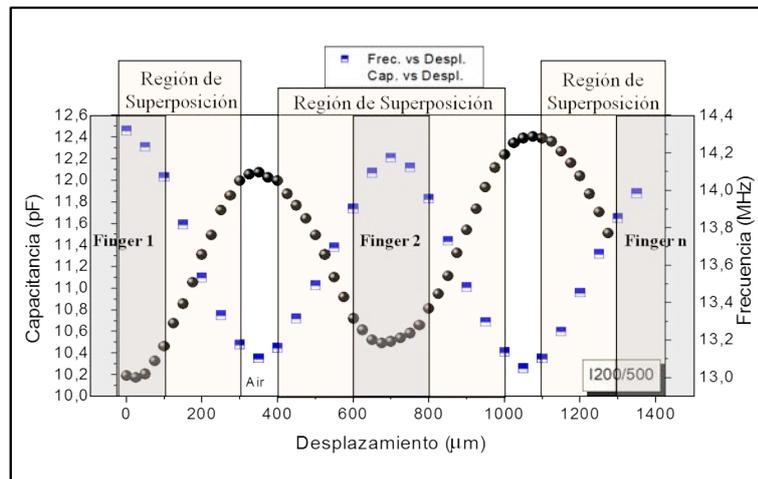
Por último se representa el resultado más relevante y significativo en este estudio que es la correlación entre la capacitancia y la respuesta en frecuencia del Tag-LC, en función del desplazamiento micrométrico entre las placas del CPPI. Los resultados experimentales son ubicados en un gráfico de tres ejes, como se observa en la figura 6.12. Las regiones que se corresponden con el solapamiento de los fingers han sido resaltadas con rectángulos sombreados. El área de estas regiones están determinadas por las características geométricas de los CPPIs. La figura 6.12a representa la respuesta del sensor I100/500 + BBn21 y la figura 6.12b al sensor I100/500 + BBn21. En los dos casos el dieléctrico utilizado fue una lámina de COP de  $100\mu m$ .

Como se observa en los gráficos de la figura 6.12, la respuesta global del sensor describe un comportamiento armónico, tal como se mostró en la figura 5.3a, tanto en frecuencia como en capacitancia. Cuando se superponen las dos respuestas se puede obtener la correspondencia directa entre

dichas variables eléctricas y la variable independiente, el desplazamiento  $x$ .



(a)



(b)

FIGURA 6.12: Relación entre la respuesta eléctrica del condensador y la respuesta en frecuencia de los Tags-LC (a) I100/500-BBn21 para un desplazamiento de  $600 \mu\text{m}$  y (b) I200/500-BBn21 para un desplazamiento de  $1400 \mu\text{m}$ .

## 6.2.4 Estudio de la respuesta del Tag-LC en materiales dispersivos: Detección inalámbrica de microdesplazamientos

### 6.2.4.1 Encapsulado secundario: Silicona autoadhesiva

Para conformar el encapsulado secundario, con el cual el sensor será implantado en el modelo animal, se han elegido hojas de silicona autoadhesiva, de grado médico, de 0.5 mm de espesor. Una vez listo el encapsulado los sensores fueron caracterizados a una distancia  $z =$ . El parámetro de

dispersión  $S_{11}$  fue utilizado para hacer el seguimiento del pico de frecuencia. El montaje experimental utilizado se muestra en la sección C.5 del Anexo C.

En la figura 6.13 se muestra una comparativa entre la respuesta del sensor I100/500 + BBn21, en aire y con el encapsulado de silicona, a medida que la placa móvil del condensador va siendo desplazada desde una posición inicial  $x = 0$  (PPIs totalmente solapadas) hasta recorrer una distancia de  $x = w + s$ , que para este caso corresponde a  $600 \mu\text{m}$ . En otras palabras, las placa se ha desplazado relativamente una distancia suficiente para que alcance la siguiente posición de superposición.

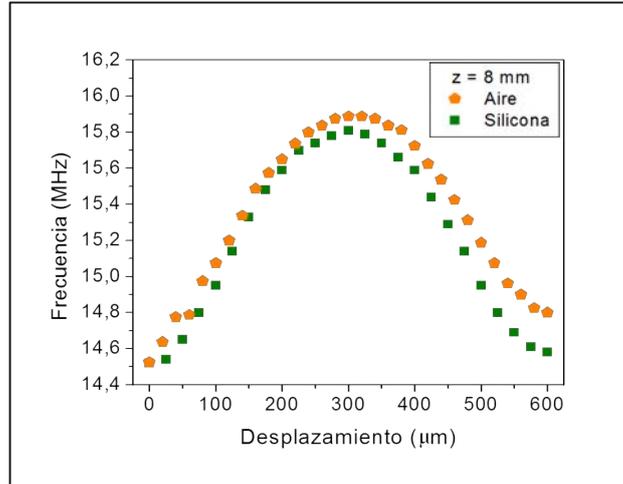
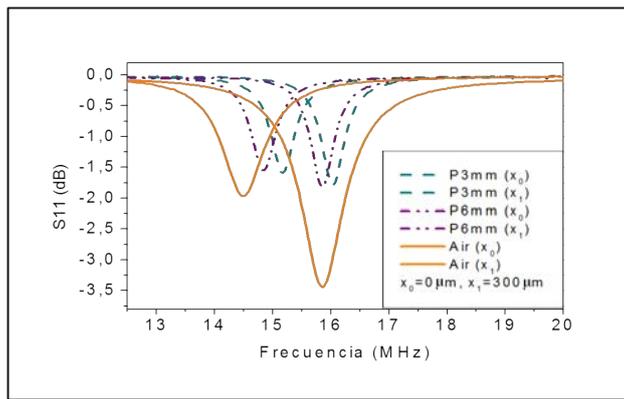


FIGURA 6.13: Variación de la amplitud de la respuesta en frecuencia del sensor I100/500 + BBn21 caracterizado en aire y en el encapsulado final a una distancia  $z = 8\text{mm}$ .

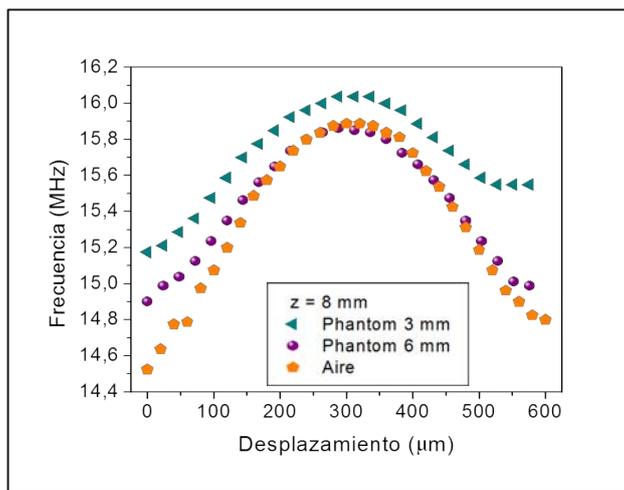
Las curvas de frecuencia *vs* desplazamiento muestran una pequeña disminución en el  $\Delta f$  de menos del 5%, por lo que a efectos prácticos se puede considerar una variación despreciable. En este estudio también se observó que el valor del parámetro de dispersión se atenúa en un 10%, por tanto bajo esta condición, la inductancia mutua del sistema lector + sensor disminuye debido a que el medio encapsulante cambia las propiedades radiativas de la bobina del Tag.

#### 6.2.4.2 Ensayos en Phantom

Debido a las características de la aplicación futura que se plantea para el sensor: mallas abdominales implantadas, es necesario realizar la caracterización previa en un medio de pérdidas. Teniendo en cuenta que el cuerpo humano se comporta como un medio líquido, se ha emplea phantom (3.90 g/L  $\text{NaCl}$  y 1.96 g/L  $\text{CuSO}_4$ ) como simulador de tejido. Se colocó una placa Petri con el Phantom entre el sensor y la bobina de lectura. Los niveles de altura con los que se trabajó fueron de 3 y 6 mm de altura, simulando de esta manera el espesor de la piel (para ver los detalles ver Anexo C, sección C.5).



(a)  $S_{11}$  vs Frecuencia ( $x = 0$  y  $x = 300 \mu\text{m}$ )



(b) Frecuencia vs desplazamiento

FIGURA 6.14: Respuesta del sensor I100/500 + BBn21 en el rango de la frecuencia para medios diferentes.

En la figura 6.14 se muestra la respuesta en frecuencia del sensor LC (I100/500 + Bwire21) caracterizado en aire, silicona y phantom, a medida que una de sus placas va desplazándose desde la posición inicial  $x = 0$  hasta una distancia de  $x = w + s$ . En otras palabras, la placa móvil recorrerá desde su posición cero hasta la siguiente posición de superposición, en este caso dicha distancia es de  $600 \mu\text{m}$ .

La amplitud de la señal se atenúa cuando se varía el medio entre el sensor y la bobina de lectura, figura 6.14a. En el caso del phantom (niveles de 3 y 6 mm), comparado con los valores en aire, dicha atenuación en promedio está alrededor del 21% (reducción de 0.4dB) en solapamiento y 48 % en desalineamiento. La atenuación promedio entre los picos de resonancia en las posiciones de solapamiento ( $x = 0$ ) y desalineamiento total ( $x = 300 \mu\text{m}$ ) es aproximadamente 15% (0.26dB). En el caso de la silicona la atenuación está alrededor del 37% en superposición y 4% en desalineamiento. La resolución del sensor en aire está alrededor de MHz.

Como ocurre típicamente en los sensores pasivos y como se desprende de las graficas anteriores, en algunos casos el porcentaje de atenuación de la señal es muy alto, cerca del 50%. Un sistema de lectura diseñado para compensar dichas pérdidas, mejorar la comunicación con el sensor e incrementar la sensibilidad, se plantea cómo un objetivo a futuro. El punto de partida será el incremento del coeficiente de acoplamiento entre las bobinas.

Como ocurre típicamente en los sensores pasivos y como se desprende de las graficas anteriores, en algunos casos el porcentaje de atenuación de la señal es muy alto, cerca del 50%. Un sistema de lectura diseñado para compensar dichas pérdidas, mejorar la comunicación con el sensor e incrementar la sensibilidad, se plantea cómo un objetivo a futuro. El punto de partida será el incremento del coeficiente de acoplamiento entre las bobinas.

Con esto queda demostrado que utilizar la variación de la capacidad para rastrear micro desplazamientos con un sensor inalámbrico a través de tejido

simulado. Además, las medidas en tiempo real son posibles gracias a la bobina de lectura. Sin embargo, el trabajo futuro debe centrarse en la optimización del lector. El punto de partida será aumentar el coeficiente de acoplamiento entre las bobinas. Se requeriría algún método de compensación de pérdidas para el sistema telemétrico final.

### 6.3 Resumen

En este Capítulo se muestra la caracterización de sensores tipo LC flexibles e inalámbricos pensados para ser utilizados en aplicaciones biomédicas wearables o implantables. El sustrato utilizado es un copolímero flexible.

Los sensores de geometría circular debido a sus características de frecuencias altas están pensados para aplicaciones wearables empleando la banda ISM4 (ver tabla 2.1), en tanto los de geometría rectangular están pensados para trabajar en las bandas ISM1, ISM2 e ISM3, principalmente en la ISM1 los de carácter implantable.

Las diferentes configuraciones de los sensores rectangulares conformados y caracterizados se muestra a continuación.

TABLA 6.6: Tags-LC

$B_{Lectura}$	$B_{Sensor}$	CPPI	$f_i$ (MHz)	$\Delta f_{mx}$ (MHz)	$S_p$ (kHz/50 $\mu m$ )
BE1	BBn21	I100/500*	14.50	1.37	230
BE1	BBn21	I100/500**	13.35	2.45	410
BE7	BBn21	I100/500*			
BE7	BBn21	I200/500*			
BE1	BAn7	I200/500*			
BE1	BBn21	I200/500*	13.01	1.12	160
BE7	BBn21	I200/500*			
BE1	BBn21	I200/400*	12.26	1.09	182

\*  $d = 100 \mu m$

\*\*  $d = 20 \mu m$

La capacidad mínima (cuando las placas están completamente desalineadas) en contraste con la capacidad máxima (cuando las placas se solapan) permite obtener la máxima variación esperada de capacitancia para este tipo de condensadores y por tanto una mayor variación en la frecuencia de resonancia. Esto demuestra la congruencia completa entre la simulación y los valores experimentales de capacitancia.

La distancia de detección máxima se caracteriza entre 15 y 20 mm para las etiquetas con CPPIs I100/s e I200/s, respectivamente, sin embargo el prototipo diseñado proporciona la posibilidad de modificar los parámetros del sensor para aumentar la distancia de detección según las especificaciones de monitorización requeridas.

Los picos resonantes se detectan a una distancia de 8 mm de una única bobina de lectura en un entorno aerobio. El cambio de frecuencia resonante de los sensores valida la metodología de diseño presentada. La distancia esperada en la detección inalámbrica práctica será de 8 a 14 mm.

Podemos concluir que a medida que la relación  $d/w$  decrece, un mismo desplazamiento provoca una mayor variación de la frecuencia,  $\Delta f$ , es decir, incrementa la sensibilidad del sensor.

El rango de medición para el cual están diseñados los Tags-LC está entre 2 y 10 mm. Este rango está determinado por la aplicación, de la cual se hablará en el Capítulo 7. Teniendo en cuenta que la resolución mínima es de  $1 \mu m$ , y que el rango dinámico se define como una relación entre el máximo desplazamiento medible y la resolución del sensor, dicho rango dinámico para los Tags-LC, caracterizados en esta tesis, estará alrededor de  $2 \times 10^3$  y  $1 \times 10^4$ .

Después de todo este análisis se puede concluir que este tipo de sensores pasivos son una alternativa para la medida inalámbrica de microdesplazamientos.

## Capítulo 7

# Link inalámbrico pasivo y su aplicación en la medida de la deformación en mallas abdominales

*Quizá no estaba seguro de lo que me interesaba realmente, pero en todo caso, estaba completamente seguro de lo que no me interesaba. Y, justamente, lo que él me decía no me interesaba.*

---

Albert Camus, El extranjero

En este Capítulo se presentan las primeras pruebas de un prototipo sensor LC, para monitorear inalámbricamente la deformación sufrida por una malla abdominal, a la que se le ha aplicado una tracción mecánica. Se ha caracterizado el sensor empleando diferentes modelos ex-vivo e in-vivo, mecánicos y biológicos, con los cuales se ha validado el principio de funcionamiento del sensor en la aplicación real. Se han tenido en cuenta diferentes factores que reducen la eficiencia del link inalámbrico como los medios dispersivos en los cuales actuará el sensor, encapsulado y tejidos, así como aquellas condiciones de posicionamiento del sensor y la bobina de lectura.

Para llevar a cabo este estudio se han elegido tres Tags-LC rectangulares, con diferentes características los cuales se han codificado como S1, S2 y S3. Estos sensores están conformados por los componentes BBn31 + I200/400 (CPPI de 23 fingers), BBn21 + I200/400 (CPPI de 45 fingers) y BBn21 + I100/500 (CPPI de 45 fingers) respectivamente (ver código de las bobinas en la tabla 6.6)

Debido al espacio limitado impuesto por la aplicación, la longitud total de los dispositivos está entre 2 y 4 cm y la anchura de 1 a 1.5 cm. Estas medidas

se han seleccionado de acuerdo al tamaño de las mallas abdominales con las que se trabajó 5 cm x 7 cm.

Los parámetros de diseño de las bobinas del sensor, se han elegido para que el sistema completo cumpla con las regulaciones para aplicaciones inductivas establecidas por el Electronic Communications Committee (Electronic communication Committee, 2014). Los radios de las bobinas están entre 5 y 7 mm, los espesores de alambre de cobre entre 0.133 y 0.25 mm, con las que se consiguieron frecuencias de resonancia entre 11 y 16 MHz. El estudio realizado en el capítulo 6 concluyó que las características capacitivas de los condensadores están presentes para el rango de frecuencia entre 7 a 80 MHz, por tanto queda habilitado el uso de los mismos en las bandas ISM1, ISM2 e ISM3 (ver tabla 2.1). La bobina de lectura empleada ha sido la BE1 y el analizador de redes Agilent 5061B.

Partes de este capítulo han sido publicadas en el IEEE Sensors Journal en el artículo titulado *Flexible Microdisplacement Sensor for Wearable/Implantable Biomedical Applications* (Cerón-Hurtado et al., 2016).

## **7.1 Impacto de los medios dispersivos y la orientación entre bobinas en un Link inalámbrico pasivo**

Como se discutió en el Capítulo 3, sección 3.3.1 para el estudio de los sensores inalámbricos implantables se deben considerar los diferentes medios dispersivos en los que están inmersos. Debido a su condición de implantabilidad, el sensor debe estar encapsulado en un material biocompatible para reducir la reacción de cuerpo extraño, aquella que el cuerpo humano exhibe ante el objeto implantado, por tanto será el primer medio dispersivo a evaluar. Por otro lado, dependiendo de la profundidad del implante, la bobina del sensor y la del lector estarán separadas por una capa de piel, músculo o tejido o una combinación de las tres (ver figura 3.9), por lo que estas capas corporales se consideran como el segundo medio dispersivo. Estos dos medios modificarán las características radiativas de la bobina y por tanto la respuesta en frecuencia del sensor.

Al mismo tiempo y debido a que el cuerpo es un sistema dinámico, se han de considerar otros factores que influyen en el acoplamiento de las bobinas, como por ejemplo la orientación de una respecto a la otra. En el Capítulo 3, sección 3.6 se mostraron las posibles configuraciones de un enlace inductivo para una aplicación real, en el Capítulo 6, sección 6.2.2 se estudió el efecto de la separación entre la bobina del Tag-LC y la bobina de lectura, para una configuración coaxial ideal y en lo que se refiere a esta sección se consideran los desalineamientos entre bobinas que pueden ocurrir debido

al movimiento del implante o de la bobina del lector. En conjunto con este estudio se analiza la incidencia del encapsulado en la respuesta del sensor.

### 7.1.1 Estudio de la orientación entre la bobina del Tag-LC encapsulado y la bobina de lectura

Como se expuso en el Capítulo 3, sección 3.2.4, en un sistema pasivo inalámbrico tanto la alimentación del sensor como la lectura del mismo se hacen por medio del enlace inductivo. Este enlace depende de la eficiencia en el acoplamiento, que a su vez es afectado por el posicionamiento relativo de las bobinas (ver figura 3.6). Dicha eficiencia, relacionada con el coeficiente de acoplamiento, en una configuración coaxial perfecta, depende de la separación entre bobinas en un factor de  $z^{-3}$ , sin embargo en una aplicación implantable existen otras condiciones que modifican el posicionamiento entre bobinas y por tanto afectan su coeficiente de acoplamiento.

Las posibles condiciones de desalineamiento estudiadas son tres

- Desalineamiento lateral
- Desalineamiento angular
- Desalineamiento mixto (Combinación de los dos anteriores)

El análisis del desalineamiento está basado en la determinación de los límites para los cuales el coeficiente de acoplamiento,  $k$ , será máximo o mínimo, estableciendo una relación de compromiso entre la distancia de detección, el ancho de banda y magnitud de la respuesta, sin sacrificar en gran manera la resolución del sistema sensor. Incluir los límites de acoplamiento provee una herramienta de diseño para optimizar el sensor teniendo en cuenta su respuesta en un escenario real.

#### 7.1.1.1 Distancia de separación entre bobinas

Como se vió en el Capítulo 3 (ver sección 3.2.4) y como fue estudiado en el Capítulo 6 (ver sección 6.2.2), la distancia entre la bobina de lectura y el Tag-LC,  $z$ , es uno de los parámetros que determina la inductancia mutua del sistema completo y por tanto debe ser analizado en cada uno de los pasos del proceso de conformado del sensor. Al encapsular el Tag-LC se adiciona una nueva capa de material dieléctrico, por lo que las líneas de campo se verán afectadas tal y como se mostró en la figura 5.1b (ver sección 5.1). En este apartado será omitido el efecto del encapsulado secundario, puesto que este será analizado más adelante en la subsección 6.2.4.

En la figura 7.1 se muestran los resultados del estudio en frecuencia de los Tags-LC S1, S2 y S3. En todos los sensores el dieléctrico utilizado fue una

lámina de COP de  $100 \mu\text{m}$ . La bobina codificada como BE1 fue utilizada para el acople con los Tags-LC (ver código de las bobinas de lectura en la figura 4.10).

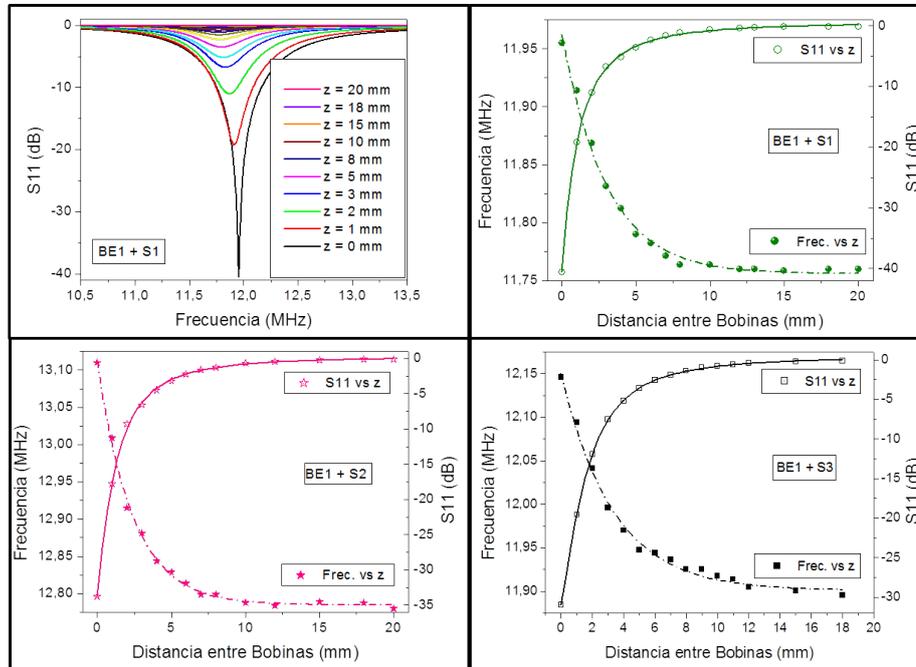


FIGURA 7.1: Variación de la frecuencia de resonancia y de la magnitud en función de la distancia entre bobinas,  $z$ , para los Tags-LC de geometría rectangular S1, S2 y S3.

Como se observa en el gráfico  $S_{11}$  vs frecuencia para el sensor S1, o de los gráficos complementarios  $S_{11}$  vs  $z$ , a medida que se separan las bobinas, las curvas se van reduciendo en amplitud, comenzando en un valor de  $S_{11} = -41\text{dB}$  para un  $z = 0$  y llegando a valores  $S_{11} < -0.5\text{dB}$  para distancias  $z > 15\text{mm}$ . Como es de esperarse, a medida que la distancia de separación entre bobinas aumenta, el coeficiente de acoplamiento disminuye, por lo que el link inductivo se debilita hasta llegar a ser nulo para distancias  $z > 18\text{mm}$ . La frecuencia de resonancia es otro de los parámetros afectado por el distanciamiento entre bobinas tal como se observa de las curvas frecuencia vs  $z$ . De estos resultados se establece que el límite máximo de operación para estos sensores, una vez encapsulados, es de  $15\text{mm}$ .

### 7.1.1.2 Desalineamiento lateral entre bobinas

Los resultados han sido obtenidos del promedio de mediciones repetidas con desplazamientos a derecha e izquierda, entre 0 y 10 mm, manteniendo fija la bobina de lectura BE1. Para este estudio se ha elegido una distancia

de separación entre bobinas de 5 mm. Los resultados se muestran en la figura 7.2

En las curvas de la figura 7.2 se observa que en la medida de que una de las bobinas se desplaza relativamente a derecha e izquierda, la amplitud del parámetro de dispersión va disminuyendo, comenzando en valores entre los -3 y -4.1 dB para una alineación en  $x = 0$  y llegando a valores por debajo de los 0.5 dB para distancias por encima de los 8 mm. También se observa que cuando la distancia de desplazamiento es equivalente al radio de la bobina del sensor, la respuesta en frecuencia ya habrá perdido el 50% de su amplitud.

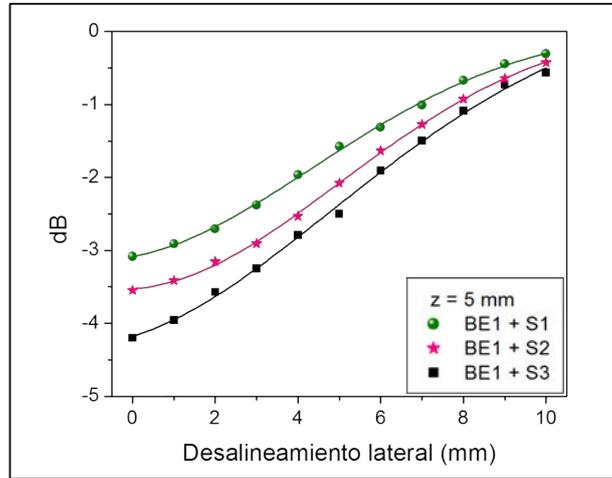


FIGURA 7.2: Variación del parámetro  $S_{11}$  en relación al desalineamiento lateral entre bobinas (con  $z = 5\text{mm}$ ), para los Tags-LC de geometría rectangular S1, S2 y S3, con su encapsulado final.

### 7.1.1.3 Desalineamiento angular entre bobinas

Una vez el sensor sea implantado este será afectado por la dinámica del abdomen. Los movimientos voluntarios o involuntarios tendrán una incidencia en la alineación entre las bobinas y por tanto sobre el acoplamiento entre las mismas. Debido a esta condición, es concerniente realizar un estudio para modelar los efectos que el cambio de ángulo pueda acarrear a la respuesta final del sensor.

Los resultados han sido obtenidos del promedio de mediciones repetidas con desalineamientos angulares a derecha e izquierda, entre 0 y  $56^\circ$ , manteniendo fija la bobina de lectura BE1. Para este estudio se ha mantenido la distancia entre bobinas en 5 mm. La figura 7.3 muestra los resultados experimentales para los sensores S1, S2 y S3, en su encapsulado de silicona. Con los puntos experimentales han sido obtenidas curvas resultantes, las cuales se han aproximado a un modelo polinomial de tercer grado.

Al igual que las curvas para el desalineamiento lateral, la variación más evidente está relacionada con la disminución de la amplitud del parámetro de

TABLA 7.1: Coeficientes del polinomio

Sensor	Coeficientes				
	A	B <sub>1</sub>	B <sub>2</sub>	B <sub>3</sub>	σ*
B1 + S1 (BBn31+I200/400)	-2.997	2.799x10 <sup>-4</sup>	0.0013	-1.147x10 <sup>-5</sup>	0.00638
B1 + S2 (BBn21+I200/400)	-3.944	-0.002	0.0011	-5.590x10 <sup>-6</sup>	0.014
B1 + S3 (BBn21+I100/500)	-3.972	-0.018	0.0015	-7.502x10 <sup>-6</sup>	0.060

\* σ = desviación estándar

TABLA 7.2: Inductancia mutua

Sensor	M <sub>i(σ=0)</sub> (nH)	M <sub>a(σ=25º)</sub> (nH)
BE1 + BBn31	409.039	410.851
BE1 + BBn21	613.584	616.301
BE1 + BBn7	234.702	235.741

dispersión S<sub>11</sub>, no tanto así con la frecuencia de resonancia cuya variación no es significativa.

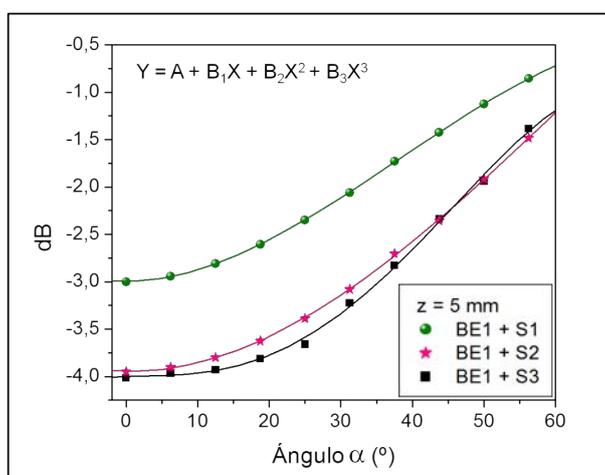


FIGURA 7.3: Variación de la magnitud en relación al desalineamiento angular entre bobinas (con z = 5mm), para los Tags-LC de geometría rectangular S1, S2 y S3, con su encapsulado final.

En la tabla 7.1 se muestran los valores de los coeficientes del polinomio de tercer grado que representa la variación de la magnitud en función del ángulo de desorientación.

En la tabla 7.2 se muestran los valores para la inductancia mutua (M<sub>i</sub>) calculados en un alineamiento perfecto y aquellos en un ángulo máximo de 25°. Tal como se vió en el Capítulo 3, para ángulos no mayores de 25°, la inductan-

cia mutua, M<sub>a</sub>, puede ser calculada por medio de la ecuación 3.51. En la figura 7.4 se muestran las curvas de la inductancia mutua calculada para ángulos de α = 0° y α = 25°.

Como se observa los resultados teóricos muestran que no hay variaciones

significativos en la inductancia mutua en dependencia del cambio de ángulo, para ángulos menores que  $25^\circ$  y considerando frecuencias por debajo de los 20 MHz.

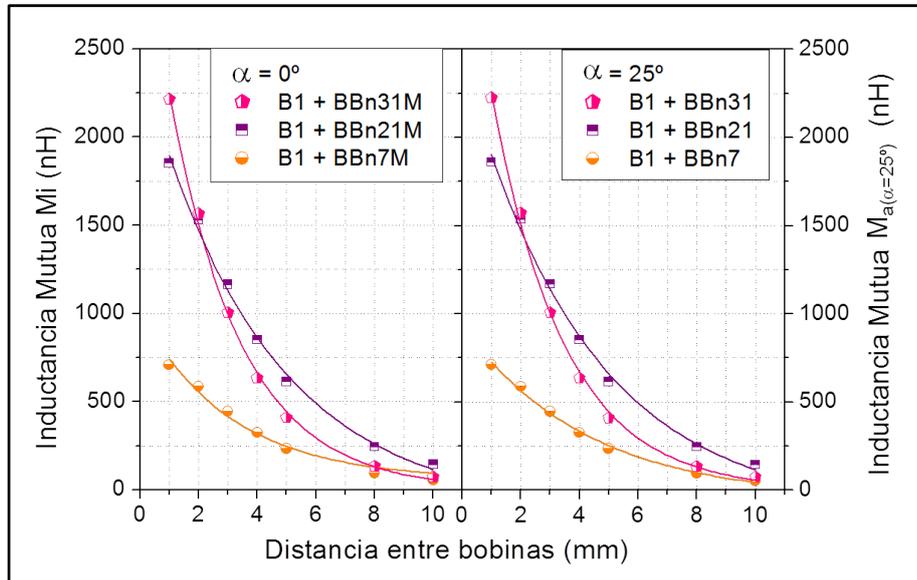


FIGURA 7.4: Curvas de inductancia mutua vs distancia de separación entre bobinas, para los Tags-LC de geometría rectangular S1, S2 y S3, en posiciones coaxial y de desalineamiento angular ( $\alpha = 25^\circ$ ).

### 7.1.2 Impacto de los tejidos y del tiempo de implantación, en la malla abdominal y el link inalámbrico transcutáneo: Ensayos In-vivo

El impacto de los tejidos debe estudiarse considerando dos perspectivas, una desde la malla y la otra desde la comunicación inalámbrica sensor/lector.

En el Capítulo 1 (ver sección 2.1) se habló del uso de las mallas protésicas y la importancia de las mismas en la corrección de defectos herniarios de la pared abdominal. En la actualidad una gran variedad de mallas, con diferentes propiedades mecánicas, están disponibles en el mercado (Deeken and Lake, 2017; Rastegarpour et al., 2016). En esta tesis se han elegido mallas protésicas de polipropileno (PP), puesto que presentan una considerable estabilidad y durabilidad en contacto con los tejidos. Las mallas PP se clasifican según su tamaño de poro o densidad tal como fue descrito en la sección 4.2.1. Para llevar a cabo estos estudios se han seleccionado dos tipos de mallas comerciales: una liviana (Optilene®) y una pesada (Surgipro®).

Dado que las mallas comerciales son de tipo genérico se hace difícil seleccionar la mejor prótesis en dependencia del tipo de defecto herniario y de paciente. El criterio de selección está condicionado únicamente a la experiencia del cirujano. Tal y como lo determinó Conze and Klinge, 1999, los buenos resultados clínicos en la cirugía de hernia abdominal dependen fuertemente de la semejanza que exista entre las propiedades mecánicas del biomaterial protésico y las de la pared abdominal, por lo que se espera una vez integrada la malla en el tejido huésped, este conjunto reproduzca el comportamiento del tejido sano. Una vez implantada la malla, el cuerpo recurre al mecanismo natural de cicatrización de la herida, haciendo que el material implantado experimente un fenómeno conocido como compresión, el cual será el punto de partida de la siguiente subsección (ver 7.1.2.1).

Por el otro lado se tiene el impacto del tejido en la comunicación con el sensor implantado, no solo por la presencia de compresión de la malla sino también por la cantidad de tejido cicatricial que puede crecer sobre el encapsulado del sensor, sumado a las propiedades dispersivas del medio semiacuoso que representan los tejidos. Los resultados de este estudio se muestran en la subsección 7.1.2.2.

#### 7.1.2.1 Efecto de la compresión de malla abdominal

Durante el proceso de cicatrización, las fibras de la malla implantada se contraen y por tanto los poros de la misma reducen su tamaño en algunos casos hasta un 20 % (Conze and Klinge, 1999).

En la figura 7.5 se muestra el proceso de adaptación de la malla al tejido receptor a 0, 14 y 180 días, en donde se observa el fenómeno de contracción protésica.



FIGURA 7.5: Imágenes de la evolución del tejido sobre una malla Optilene implantada en un estudio preclínico de 180 días.\*Las imágenes son cortesía del grupo de Investigación Traslacional en Biomateriales e Ingeniería Tisular (GITBIT-UAH), Universidad de Alcalá.

Estas imágenes y el estudio de la malla Optilene implantada, son cortesía del grupo de Investigación Traslacional en Biomateriales e Ingeniería Tisular (GITBIT-UAH), Universidad de Alcalá. Este estudio fue realizado en conejos de Nueva Zelanda siguiendo un protocolo parecido al descrito en el Anexo E. Los conejos blancos de Nueva Zelanda son un modelo animal bastante conocido y ampliamente utilizado para el estudio de la pared abdominal y mallas implantables (Pascual et al., 2017; Calvo et al., 2016; Hernández Gascón, 2013; Pascual et al., 2008; Nilsson, 1982b; Nilsson, 1982a).

El porcentaje de compresión de la malla depende tanto del tipo de malla como de la acción del tejido receptor (Hernández Gascón, 2013). Este proceso contribuye a las recidivas, y es el responsable de la molestias postoperatorias. Con el fin de avanzar hacia una tasa de cero recidivas y la reducción del dolor crónico en pacientes con corrección de hernia abdominal, a través de la selección de la malla ideal, se ha de avanzar primero en estudios ex-vivo e in-vivo del comportamiento mecánico, a largo plazo, de las mallas abdominales con el fin de definir los parámetros que garanticen el éxito del implante.

Los estudios llevados a cabo por Hernández Gascón, 2013 indican que las mallas Optilene®, sufrieron contracciones preferencialmente en la dirección longitudinal del defecto, mientras que con la malla Surgipro®, los estudios arrojaron que esta siempre sufrió la misma cantidad de contracción en las dos direcciones, longitudinal y transversal.

A pesar de que la compresión en la malla es algo inevitable, se puede corregir usando una pieza de malla lo suficientemente grande para asegurar que el material protésico conserve parte de su distensibilidad y permita el movimiento normal de la pared abdominal. Por tanto y debido a que el posicionamiento final del sensor será sobre la malla, la compresión es un parámetro a considerar.

Uno de los datos a tener en cuenta es que en el proceso de integración de la malla en el tejido, una vez transcurridos 60 días, el riesgo de que esta presente fallos por incompatibilidad mecánica es muy bajo. Siendo así, los primeros 2 meses del implante cruciales para garantizar la buena adaptación del mismo y por tanto sería el tiempo máximo en el que el sensor debería estar adherido a la malla.

#### 7.1.2.2 Respuesta en frecuencia del Tag implantado

En el Capítulo 6 fue estudiado el impacto de un simulador de tejido (líquido Phantom) en la comunicación entre el Tag-LC y la bobina de lectura. En esta

sección se llevará a cabo un estudio similar pero esta vez en un modelo In-vivo.

Los Tags-LC encapsulados, en silicona autoadhesiva de grado médico, fueron adheridos a las mallas surgipro® mediante puntos de sutura con hilo monofilamentoso, de absorción a mediano plazo (polidioxanoma) con un calibre 2-0 , y posteriormente enviados para su esterilización.

En la figura 7.6a y b se muestra parte del montaje experimental en el quirófano y los sensores encapsulados y esterilizados con óxido de etileno, respectivamente.

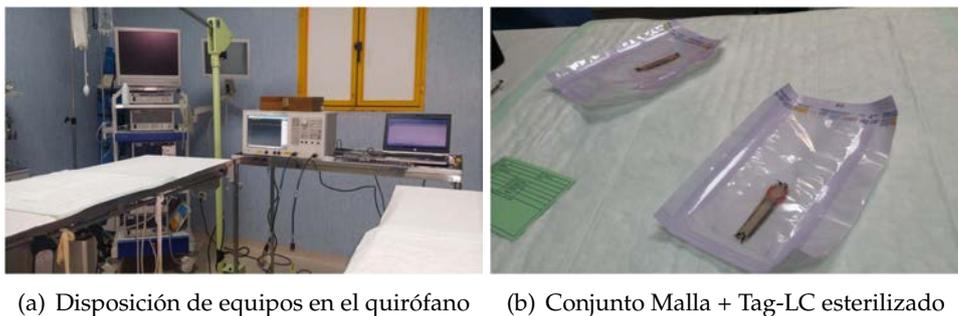


FIGURA 7.6: (a) Quirófano y equipos de medida para caracterizar el sensor en el modelo de experimentación animal y (b) sensores esterilizados listos para su implantación.

Para llevar a cabo los ensayos in-vivo se utilizó como modelo animal dos 2 conejos blancos machos de Nueva Zelanda, de un peso medio de 2500 g. El protocolo experimental del implante (malla + Tag-LC) fue aprobado por el Comité de Ética de Experimentación Animal de la Universidad de Alcalá (CEI2011021). Todos los procedimientos fueron realizados en el Centro de Experimentación Animal de la Universidad de Alcalá. El protocolo puede consultarse en el Anexo E. El conjunto malla + Tag-LC ubicado en su posición final se observa en la figura 7.7.



FIGURA 7.7: Modelo de experimentación animal con uno de los sensores implantado.

Una vez implantado, el Tag-LC queda embebido en un sistema dinámico, por lo que la impedancia reflejada en la bobina primaria (bobina de lectura) pasa a ser un coeficiente de acoplamiento funcional puesto que varía debido al movimiento frecuente del abdomen del conejo. Los movimientos continuos de la pared abdominal voluntarios e involuntarios están en función de los movimientos

del torso, de la dinámica de la respiración y de la variación de la presión intraabdominal, los cuales cambian la posición relativa de la bobina del sensor implantada respecto de la bobina del lector y por tanto el coeficiente de acoplamiento cambia. En el estudio mostrado en la sección 7.1.1 se observó que para estos sensores el parámetro con mayor incidencia es la posición relativa entre bobinas,  $z$ . Sin embargo existe un factor más que ha de considerarse en los sistemas implantables y es el estudio de los mismos a lo largo del tiempo. Para esto se ha diseñado un estudio preclínico en conejos blancos de Nueva Zelanda, por un periodo de 7 días.

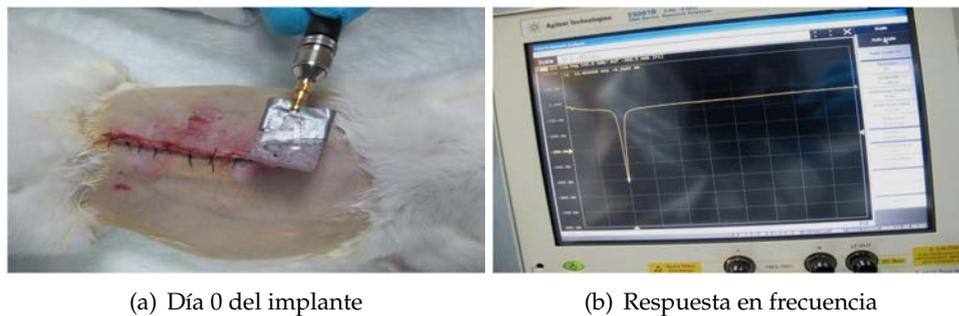


FIGURA 7.8: (a) Modelo de experimentación animal en el día del implante y (b) de la respuesta en frecuencia del sensor implantado.

Para llevar a cabo esta caracterización se utilizó la bobina de lectura BE1 conectada al analizador de redes Agilent 5061B. Para ver las características del equipo de medición y los detalles de la experimentación se puede consultar los Anexos B y E, secciones B.1.2.2. En la figura 7.8a y b se muestran el posicionamiento de la bobina de lectura en el abdomen del conejo y la correspondiente respuesta en frecuencia. Las medidas fueron tomadas repetidas veces en dos ocasiones del día, mañana y tarde, sin exceder el minuto en cada una de las mediciones.

El impacto del tejido biológico en la respuesta del sensor es ahora estudiado. Para el tejido adiposo la permitividad dieléctrica relativa,  $\epsilon_r$ , varía entre 11.85 y 6.07, y la conductividad entre  $0.03 S/m$  y  $0.036 S/m$  para un rango en frecuencia entre 13.56 MHz y 100 MHz, mientras que para ese mismo rango de frecuencia la permitividad dieléctrica relativa,  $\epsilon_r$ , del músculo varía entre 138.8 y 66, y la conductividad entre  $0.63 S/m$  y  $0.71 S/m$  (ver Tabla 2.2). Como se observa las propiedades dieléctricas del tejido cambian en función de la frecuencia.

La comunicación entre la antena y el sensor implantado debe realizarse a bajas frecuencias debido a las altas pérdidas experimentadas por la onda una vez que esta penetra en el cuerpo humano (Nikita et al., 2014), lo que

TABLA 7.3: Respuesta en frecuencia del sensor S1 implantado

$f_{r(\text{aire})}$ (MHz)	$f_{r(Da0)}$ (MHz)	$f_{r(Da1)}$ (MHz)	$f_{r(Da3)}$ (MHz)	$f_{r(Da7)}$ (MHz)
11.0	10.82	6.90	4.20	4.21

hace ideal el uso de acople inductivo en frecuencias por debajo de los 20 MHz.

De acuerdo con el estándar C95.1-2005 de la IEEE (IEEE, 2006), para un rango de frecuencias entre 1-30 MHz, la exposición máxima permitida es de  $16.3/f$  (A/m). Por su parte el Comité Europeo de Normalización electrotécnica (CENELEC) especifica los límites SAR en 0.08 W/kg para todo el cuerpo y de 2 W/kg para la radiación localizada en el rango de frecuencias de 100 kHz a 10 GHz.

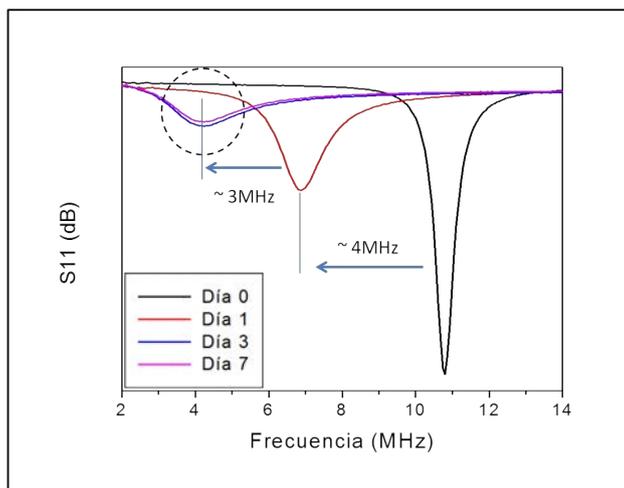


FIGURA 7.9: Respuesta del sensor S1 implantado en un estudio preclínico de 7 días.

los días, tal y como se ve en el resumen de resultados de la tabla 7.3. El resultado para el día 0, confirma lo que ya se habría predicho desde el estudio con Phantom en el Capítulo 6 (ver sección 6.2.4.2). En ese estudio se concluyó que las variaciones en frecuencia no son tan significativas en comparación al cambio de amplitud de la señal que se detecta, por tanto a frecuencias menores de 20 MHz el parámetro más relevante es la eficiencia del link pasivo inalámbrico, puesto que esta disminuye a causa de la presencia de los tejidos.

En este estudio in-vivo el resultado más interesante está relacionado con el corrimiento del pico de resonancia en función del día de implantación. Como se observa en las curvas de la figura 7.9, comparando la respuesta

En la figura 7.9 se muestra el parámetro de reflexión  $S_{11}$  en función de la frecuencia de resonancia del par bobina de lectura + Tag-LC, para diferentes tiempos de implantación del Tag, 0, 1, 3 y 7 días.

En el día cero de implantación, la  $f_r$  es comparable con la medida en el espacio libre (aire), sin embargo esta similitud en frecuencia no se mantiene a lo largo de

de los días 0 y 1 de implantación, se observa un corrimiento del pico de  $\sim 4$  MHz y para el día 3 el corrimiento alcanza un valor de  $\sim 7$  MHz, sin embargo desde ese día en adelante el pico se estabiliza en un valor de  $f_r \approx 4$  MHz. Se cree que este corrimiento en el pico de resonancia está relacionado con el crecimiento de tejido neointimal sobre el encapsulado del sensor.

Desde el día cero de implantación, las interacciones entre la sangre y el material implantado tienen lugar con la adsorción de proteínas en la superficie del biomaterial, entre más poroso mayor será la superficie activa, al mismo tiempo comienza la formación de una matriz provisional y transitoria que crece sobre y alrededor del biomaterial (Anderson, Rodriguez, and Chang, 2008b). La matriz provisional es un cuágulo sanguíneo inicial que provee la interfase tejido/biomaterial, esta proporciona componentes estructurales, bioquímicos y celulares al proceso natural de cicatrización de herida y a la reacción de cuerpo extraño. La lesión presente en el tejido conectivo vascularizado inicia tanto las respuestas inflamatorias (inmunidad innata) como la subsiguiente formación de trombos. Dichas formaciones implican la activación de diferentes sistemas que parten desde la coagulación extrínseca e intrínseca, pasando por el sistema fibrinolítico, hasta el sistema generador de cininas y las plaquetas. Este proceso de activación y absorción/desorción de proteínas se conoce como Efecto de Vroman (Vroman et al., 1980).

Estudios realizados por Rao and Edmondson, 1990, muestran la estabilidad y la reacción del tejido abdominal en ratones, después de un implante subcutáneo. Microchips de RFID (Tag-RFID), de 12 mm de longitud por 2 mm de diámetro, encapsulado en vidrio fueron implantados en el tejido subcutáneo, de las áreas dorsal abdominal y torácica, de una población de ratones. Por medio de una aguja estéril de acero inoxidable los Tags-RFID fueron emplazados en su posición de experimentación. Los dispositivos fueron leídos por un detector en intervalos periódicos. Las necropsias realizadas a los 3, 15 y 24 meses mostraron que el dispositivo estaba encapsulado con tejido conectivo. La evaluación de los explantes por medio de técnicas de microscopía mostraron que la cápsula alrededor del Tag-RFID era fina compuesta principalmente por fibrocitos y fibras maduras de colágeno. Las reacciones inflamatorias fue de mínima a leve y ocasionalmente fue evidenciada reacción granulomatosa. El tejido granulomatoso rico en fibra colágena, impide la integración biológica del dispositivo implantado con los tejidos peri-implantares, lo que produce encapsulamiento y aislamiento el chip (Moreno Correa, Moreno Gómez, and Medina Cárdenas, 2015).

Los estudios de Rao and Edmondson, 1990 muestran la importancia de un seguimiento del implante por periodos extensos de tiempo para garantizar la durabilidad y estabilidad del chip, por tanto en los estudios presentes,

para confirmar la hipótesis de la causa del corrimiento del pico de frecuencia, de los sensores implantados en conejos, se han de realizar estudios exhaustivos alargando tanto el periodo de implantación como el tamaño de la población, a su vez que se hace imperativo recurrir a estudios histopatológicos del proceso evolutivo de la integración entre el conjunto malla + sensor en el tejido receptor, tal y como se hace con el implante de malla abdominal.

## **7.2 Estudio de la deformación uniaxial de Mallas Abdominales: Modelo Mecánico**

Debido a que el abdomen es un sistema dinámico, cualquier material que sea implantado, en reemplazo o refuerzo del tejido abdominal, debe exhibir propiedades mecánicas lo suficientemente próximas a las del abdomen. Conservando en lo mayor posible la dinámica natural del sistema biológico receptor, se logran implantes exitosos, aunque esta tarea no es nada fácil debido a que dichas propiedades mecánicas están condicionadas por el tipo de paciente y el tipo de defecto herniario. La falta de compatibilidad mecánica se asocia con las molestias post-operatorias, recidivas de hernia, o incluso la rotura de la malla. Entiéndase como "rotura de prótesis" aquella condición en la que aparecen discontinuidades en el propio material implantado. Estos defectos en la malla contribuyen a la aparición de recidivas, tal como lo afirma Bellón, 2015 el cual también establece una clara diferencia entre la eventualidad de rotura y la desinserción periférica de la prótesis a nivel de tejido, cuya aparición también es causa de recidivas.

A pesar de que muchos estudios intentan simular y/o predecir el comportamiento de la pared abdominal, todavía existen un gran número de incógnitas que necesitan ser resueltas, por tanto es poco probable que un solo biomaterial cumpla a cabalidad con todas las características impuestas por la aplicación, tal y como lo declara Deeken and Lake, 2017, "aún se necesitan más datos sobre la mecánica de la pared abdominal para establecer un conjunto completo de directrices con las que obtener la mecánica de malla ideal, en las que se deben incluir la resistencia, el cumplimiento, la anisotropía, la no linealidad y la histéresis". Es por eso que proveer una fuente de información directamente desde el implante y que además dichos datos sean conocidos en tiempo real, sería de una contribución incalculable.

Como la motivación principal de esta Tesis es proporcionar una primera aproximación de un método de medición inalámbrica de la deformación

de una malla abdominal, es fundamental comenzar por determinar algunas propiedades básicas de las mallas y su comportamiento mecánico ante esfuerzos.

Puesto que uno de los objetivos es el de implantar el sensor junto con la malla, para en un futuro proveer información acerca de la dinámica de la pared abdominal, entonces se han de estudiar las propiedades mecánicas del material protésico antes de ser implantado, sin y con el sensor adherido, mediante pruebas ex-vivo, así como un estudio adicional de la mecánica del explante (conjunto sensor + malla + tejido). Esta información servirá como punto de partida en la optimización del diseño de los sensores de microdesplazamientos desarrollados en la consecución de esta Tesis.

### 7.2.1 Comportamiento Mecánico de las mallas abdominales

Para el estudio del comportamiento mecánico se han seleccionado las mallas quirúrgicas Surgipro® y Optilene®, las cuales están indicadas para reparación de hernia abdominal e inguinal, así como para refuerzo de tejido. Las probetas de malla ensayadas con el método de tracción uniaxial, fueron de 20 mm de ancho por 45 mm de longitud en todos los casos.

La descripción del proceso de experimentación seguido se expone a continuación:

- Las probetas fueron puestas en un equipo de tracción uniaxial, microtester INSTRON 5548 (para los detalles del equipo ver Anexo B, sección B.1.3.1), con una célula de carga de 50 N.
- Se colocó papel de lija entre las abrazaderas para mejorar la sujeción de la probeta.
- Antes de comenzar con el test, se aplicó una precarga de 2 N a cada probeta y luego se mantuvo una velocidad de desplazamiento de 10 mm min<sup>-1</sup> hasta conseguir la ruptura de la muestra o estar cerca de ella. Las imágenes de las mallas entre mordazas son mostradas en la figura 7.10.

Para conocer más detalles sobre la técnica, el instrumento y el montaje experimental utilizado para llevar a cabo esta caracterización mecánica se pueden consultar los Anexos B y C, en las secciones B.1.3, B.1.3.1 y C.6 respectivamente.

Para obtener la curva de Tensión vs deformación se han calculado los valores empleando las ecuaciones 7.1 y 7.2

$$\sigma = \frac{\text{Carga}}{\text{Area}} = \frac{F}{A} \quad (7.1)$$

$$\varepsilon = \frac{L_1 - L_0}{L_0} \quad (7.2)$$

En donde  $\sigma$  y  $\varepsilon$  representan la tensión y la deformación normal respectivamente,  $L_0$  la extensión inicial entre mordazas,  $L_1$  la extensión después de aplicada la carga y  $L_1 - L_0$  la extensión de la probeta.

La ventaja de trabajar con los resultados de tensión y deformación es debido a que son parámetros normalizados, puesto que toman en cuenta las características geométricas de la malla en estudio.

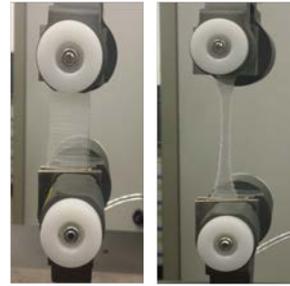


FIGURA 7.10: Imágenes de una de la malla Surgipro®, en el equipo de tracción uniaxial, al inicio y al final del ensayo mecánico.

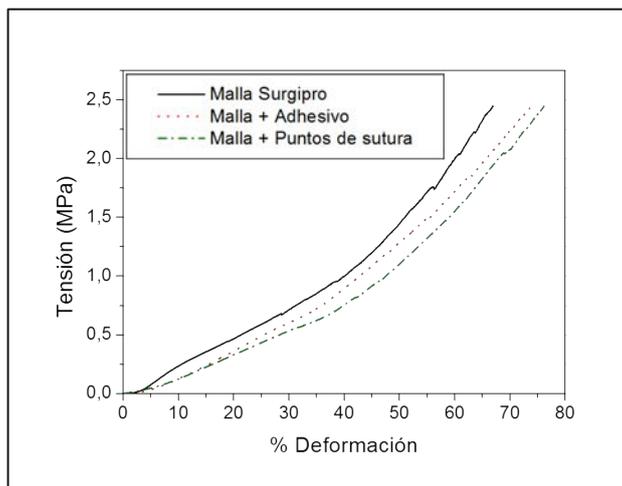


FIGURA 7.11: Respuesta mecánica de la malla Surgipro®, sin y con materiales de sujeción para el encapsulado del sensor, para una tensión máxima de 2.5 MPa.

La curva en línea continua es pues la curva característica de la malla abdominal en estudio, las otras dos corresponde al efecto de los puntos de sutura (línea punteada) y el adhesivo (línea en puntos y trazos entrecortados) puestos para sujetar el encapsulado a la malla. El estiramiento total fue de 28mm. Estos resultados serán contrastados con los obtenidos en la sección 7.2.2, en donde además se estudia el comportamiento mecánico del conjunto la malla + sensor. De estas curvas se observa como a una misma tensión aplicada, la malla tanto con los puntos de

A parte de realizar el estudio de las propiedades mecánicas de la malla, un estudio interesante y complementario es analizar la incidencia del tipo de sujeción del encapsulado del sensor. En este caso se utilizaron puntos de sutura y un adhesivo de rápido secado, el cianocrilato de cadena corta. En la figura 7.11 se observan las curvas de tensión vs deformación para la malla estudiada, sin y con los dos sistemas de sujeción del sensor.

sutura como con el adhesivo se deforman más rápido que la malla original, esto debido a que el material agregado genera puntos de tensión adicionales cuya distribución no es homogénea en todo el espacio de la malla.

En el caso de la malla Optilene®), esta rompe cerca del 70% de la deformación y los resultados en cuanto a los materiales de sujeción se reproduce el mismo comportamiento mecánico que para la malla Surgipro®).

Otro de los parámetros que puede ser calculado a partir de los datos de carga y extensión, es el ECS (por sus siglas en inglés Equivalent Cauchy Stress) reportado por Hernandez-Gascon et al., 2011. La ecuación 7.3 es derivada de la ecuación 7.4 que representa la expresión para el esfuerzo sobre un medio continuo formulado por Cauchy.

$$ECS = \frac{Carga(N)}{w_{malla}(mm)} \lambda \quad (7.3)$$

$$\sigma_{Cauchy} = \frac{Carga(N)}{w_{malla}t_{malla}} \lambda \quad (7.4)$$

En donde  $w_{malla}$  y  $t_{malla}$  representan el ancho y el espesor de la malla, respectivamente y  $\lambda = \frac{L_0 + \Delta L}{L_0}$ .

Debido a que la malla es un medio discontinuo, no es posible hacer el cálculo del esfuerzo empleando la ecuación 7.4 y de allí que se emplee la ecuación 7.3. Las curvas resultantes presentan el mismo comportamiento.

### 7.2.2 Comportamiento Mecánico de las mallas + Tag-LC y su respuesta en frecuencia

El principio de funcionamiento está basado en el hecho de que una deformación en la malla abdominal producirá un desplazamiento de la placa interdigitada móvil del CPPI, provocando de esta manera un cambio en el valor de capacitancia como consecuencia de la variación del área superpuesta. Para llevar a cabo este ensayo experimental, se empleó el mismo equipo de tracción uniaxial con el que se caracterizaron las mallas sin sensor. Para ver el montaje experimental, este es mostrado en la figura C.9 (ver Anexo C.6).

En este caso, además de la respuesta mecánica del conjunto malla + sensor, interesa la respuesta en frecuencia del sensor. Para realizar las medidas en frecuencia se utilizó la bobina de lectura BE1 conectada al analizador de redes Agilent 5061B. En la figura 7.12 se muestran las imágenes del montaje experimental.

TABLA 7.4: Parámetros de las probetas para el ensayo mecánico

Sensor	Dimensiones (mm)	
	Longitud Seco	Ancho Seco
S1	49.8	23
S2	60.66	24
S3	53.45	24.7

Para este estudio, los sensores S1, S2 y S3, encapsulados en silicona autoadhesiva de grado médico, fueron adheridos mediante tres puntos de sutura en cada extremo a las probetas de malla Surgipro®. En la tabla 7.4 se resumen las dimensiones de la probetas en los ensayos.

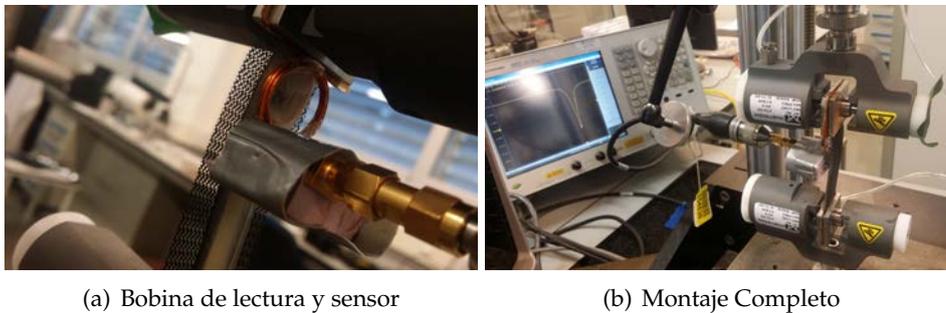


FIGURA 7.12: Imágenes del montaje experimental para la caracterización mecánica y en frecuencia del conjunto malla + sensor.

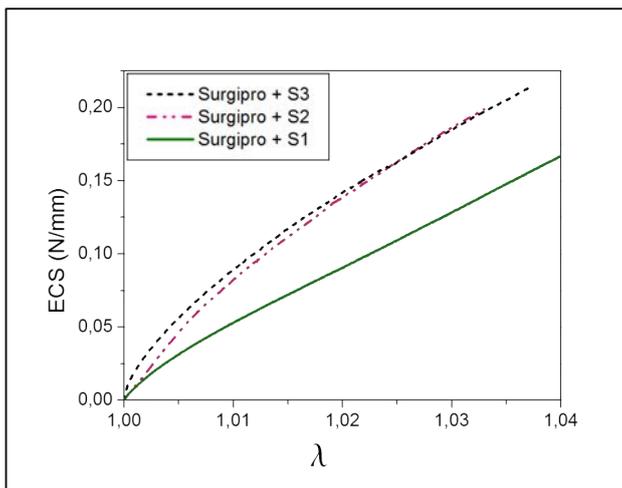


FIGURA 7.13: Curva del comportamiento mecánico de las mallas con los sensores S1, S2 y S3 adheridos con puntos de sutura.

Los ensayos de tracción se han realizado a una velocidad de desplazamiento de 0.5 mm min<sup>-1</sup>, lo que también equivale a una velocidad de 500 μm min<sup>-1</sup>, para un estiramiento total de 2 mm (2000 μm).

Las pruebas que se han hecho en cada malla, han sido repetidas 3 veces. Los resultados promedio del test mecánico se muestran en la figura 7.13.

Los datos para obtener las curvas de la figura 7.13 fueron calculados utilizando la ecuación 7.3.

Según estudios de simulación por elementos finitos realizados por Hernandez-Gascon et al., 2011, el máximo esfuerzo sufrido por la pared abdominal sana, en la parte frontal del abdomen, está alrededor de los 0.195 MPa, valor que se modifica cuando se considera el defecto herniario, en este caso el máximo esfuerzo es de 0.205 MPa, para el material protésico Surgipro. Si se considera uno de los extremos, cerca de los puntos de sutura el esfuerzo alcanza cerca de 0.569 MPa.

Tomando en cuenta los resultados obtenidos por Hernandez-Gascon et al., 2011, para este estudio se han considerado esfuerzos máximos por debajo de los 0.35 MPa, con los que se espera una deformación no mayor al 4%, puesto que la aplicación está pensada para que en un futuro determine las deformaciones sobre la línea alba del abdomen.

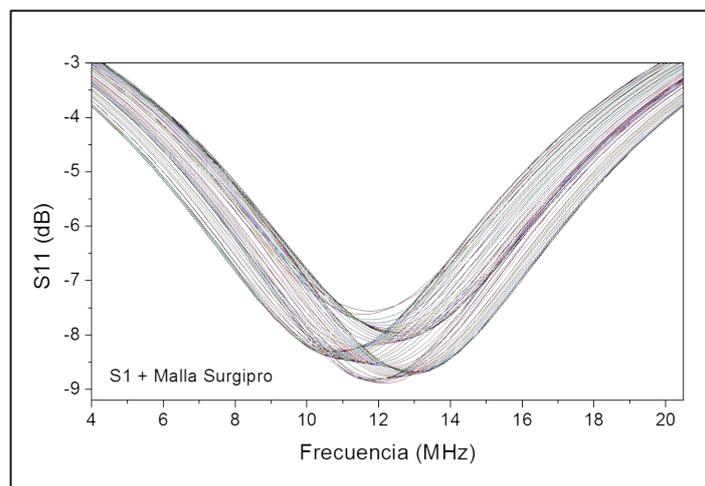


FIGURA 7.14: Respuesta en frecuencia del sensor S1 adherido a una probeta de malla Surgipro®.

De acuerdo con el comportamiento de las curvas de la figura 7.13 los parámetros que condiciona la respuesta mecánica de cada una de las mallas es el tamaño del Tag-LC y la forma como fue adherido a la malla.

En paralelo con el ensayo mecánico se han caracterizado los sensores por su respuesta en frecuencia. Los resultados se muestran en las figuras 7.14 y 7.15. La distancia entre bobinas elegido fue  $z = 2\text{mm}$ , para que fuera comparable al espesor de tejido que separaba el sensor de la bobina de lectura en el estudio in-vivo.

En la figura 7.14 se observa la respuesta en frecuencia del sensor, para cada una de deformaciones longitudinales de la malla. Una vez iniciado el test

uniaxial, se aplica una carga constante entre mordazas, las que causan el estiramiento de la malla y por tanto el desplazamiento de la placa interdigitada móvil. Para el seguimiento del pico de resonancia se eligió el parámetro de dispersión  $S_{11}$ .

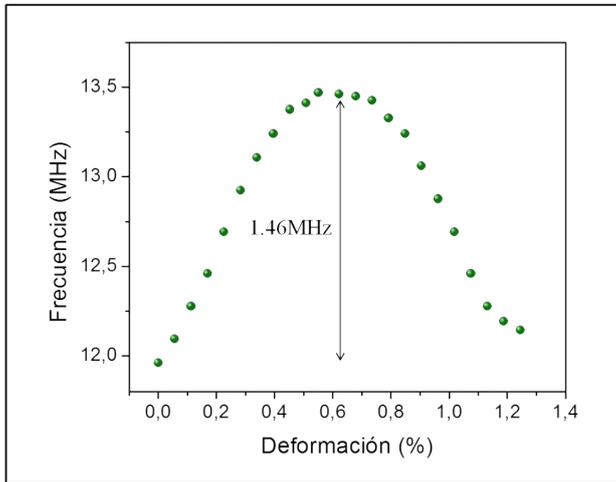


FIGURA 7.15: Respuesta en frecuencia del sensor S1 adherido a una probeta de malla Surgipro®.

obtiene la figura 7.15.

En base a los resultados, la deformación longitudinal en una malla abdominal puede ser modelada como sigue

$$\begin{aligned} \frac{f_x(\Delta x)}{f_0(\Delta x = 0)} &= \frac{\frac{1}{2\pi\sqrt{L_s(C_s - \Delta C_s)}}}{\frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}} \\ &= \sqrt{\frac{C_s}{C_s - \Delta C_s}} \quad \text{if } \Delta x \leq \frac{w + s}{2} \end{aligned} \quad (7.5)$$

donde  $\Delta C_s$  es la capacitancia eléctrica del IPPC debido al incremento de la deformación longitudinal aplicada en el sensor.

En este estudio se ha demostrado la habilidad del sistema para seguir el desplazamiento de la placa móvil del sensor, por medio del seguimiento del pico de resonancia en ensayos de tracción uniaxial.

### 7.2.3 Test mecánico del explante

Como se ha venido comentando en secciones previas, la pared abdominal no funciona aisladamente dentro del ambiente fisiológico, sino que forma

Al igual que para la caracterización de los sensores llevada a cabo en el Capítulo 6, se toma el valor mínimo de cada una de las curvas de la figura 7.14, con los que se obtienen curvas de frecuencia vs desplazamiento. Los desplazamientos de la placa del condensador, a causa de la deformación uniaxial, puede ser entonces directamente correlacionada con la respuesta en frecuencia de lo que se

parte de una estructura integrada sujeta a la acción de diferentes fuerzas. Por tanto para estudiar el comportamiento de la malla y la respuesta del sensor en el abdomen, se hace necesario realizar un estudio que englobe la respuesta mecánica del tejido abdominal en conjunto con los otros dos componentes.

Después de transcurridos los 7 días del estudio preclínico, en el octavo día se diseccionó el tejido celular subcutáneo y se extrajo el conjunto tejido + malla + sensor de cada uno de los conejos. A este proceso se le conoce con el nombre de explantación, razón por la cual al conjunto extraído se le llama explante - ver el Anexo E para los detalles de la técnica quirúrgica empleada-. Se ha de mencionar aquí que solo uno de los sensores resultó intacto, el otro sufrió un desprendimiento el día de la explantación. Esta eventualidad ha surgido debido a que fue retirado antes de tiempo el collar isabelino (también conocido como collar de cono).

Los explantes fueron recortados más allá de los límites cercados por los puntos de sutura, con el fin de conservar la distribución real de los tres elementos en la muestra a evaluar. Todo este estudio preclínico fue llevado a cabo en el Centro de experimentación animal de la Universidad de Alcalá, bajo la coordinación del médico cirujano Juan Manuel Bellón, jefe del grupo de investigación traslacional en biomateriales e ingeniería tisular de la misma universidad.

En la figura 7.16 se muestra el montaje experimental para llevar a cabo la caracterización por imágenes del explante (Tejido + malla + Tag-LC) y del conjunto malla sensor.

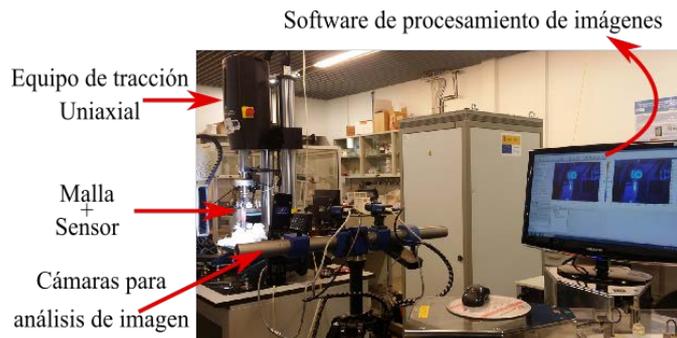
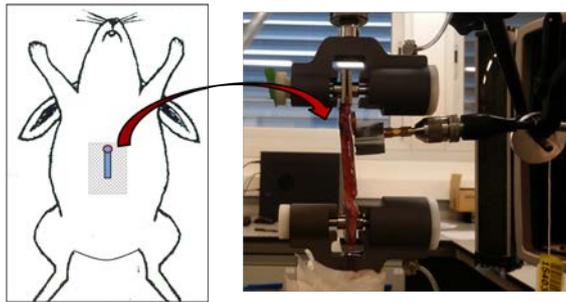


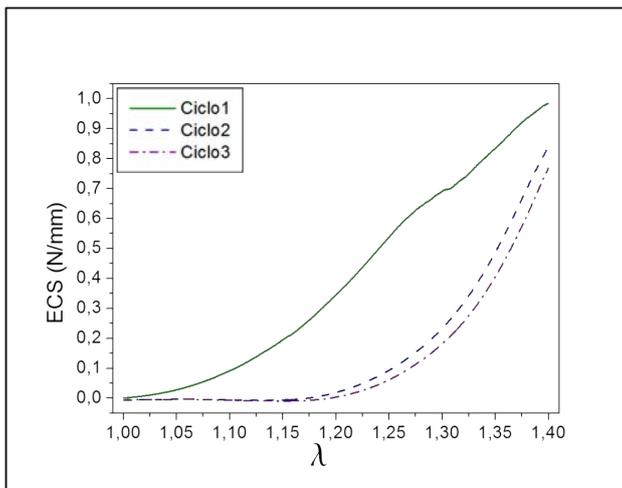
FIGURA 7.16: Montaje experimental para la caracterización mecánica del explante.

De los explantes se cortaron probetas de 100 mm de longitud y 10 mm de ancho, para el explante con el sensor S1 y de 74.09 mm de longitud y 25 mm de ancho, para el explante con el sensor S2.

Los ensayos de tracción uniaxial fueron realizados utilizando el INSTRON 5548 microtester con una celda de carga de 50 N.



(a) Montaje experimental



(b) Comportamiento mecánico

FIGURA 7.17: (a) Explante (Tejido + malla + S2) colocado entre mordazas del equipo de tracción para su caracterización y (b) Curvas ECS vs  $\lambda$ .

En la figura 7.17a se muestra el montaje experimental para realizar las medidas de tracción uniaxial del explante y en la figura 7.17b se muestran las curvas de ECS vs  $\lambda$ . Los valores de carga y desplazamientos fueron tomados del ensayo para calcular tanto la tensión de la muestra como  $\lambda$  y el ECS.

Además de las pruebas mecánicas de tracción estas mallas con sensores se han realizado pruebas de ciclado a una velocidad de desplazamiento de  $10 \text{ mm min}^{-1}$  hasta conseguir una deformación del 40%. En este caso dicha deformación equivale a una extensión de

30 mm. Los resultados se pueden observar en la figura 7.18

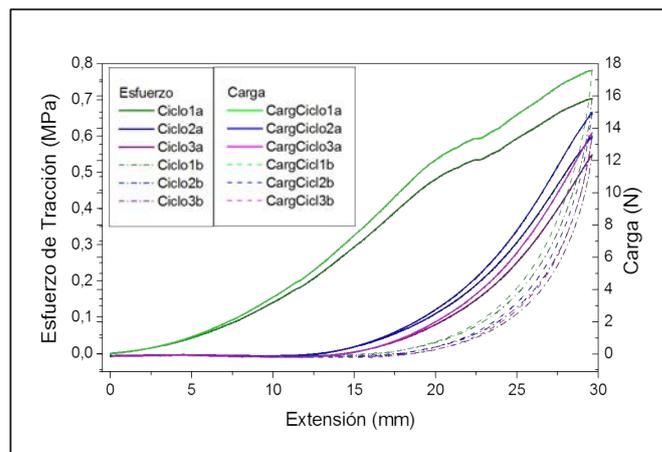


FIGURA 7.18: Curvas de esfuerzo y carga vs deformación.

Una de las limitaciones que deben ser mencionadas en este estudio es la escasez de datos para contrastar los resultados, puesto que al final de la prueba in-vivo solo fué posible realizar mediciones con uno de los explantes. A pesar de la limitación, esta sección muestra la metodología a seguir para determinar la respuesta tanto mecánica como en frecuencia del conjunto malla + sensor + tejido, y los parámetros que deben ser tomados en cuenta para el estudio de los explantes.

### 7.3 Resumen

Una vez concluido el estudio de los sensores en la aplicación final de mallas abdominales, se han listado algunos aspectos importantes a continuación.

- La mayoría de los estudios caracterizan el comportamiento mecánico usando el método de tracción uniaxial (Gajdosik, 2001) y compresión (Barbenel, Evans, and Finlay, 1973) además de los test de biaxiales () o de inflado (Malbrain et al., 2014).
- En esta tesis la prótesis estudiada en detalle es la Surgipro® una malla de polipropileno de alta densidad.
- El emplazamiento de la malla elegido es un emplazamiento premusculoaponeurótico.
- Se propone una nueva línea experimental para la caracterización de la respuesta de la pared abdominal animal y humana tras la cirugía de corrección de defectos herniarios, en ensayos ex-vivo mediante ensayos uniaxiales e in-vivo.
- Después de la cirugía, las propiedades del conjunto tejido-malla-sensor se modifican debido al proceso de integración tisular, por tanto se ha de caracterizar el conjunto tanto dentro del organismo vivo como después de la extracción del implante. Los equipos de tracción mecánica utilizados son los mismos con los que se caracteriza el conjunto malla-sensor.
- Para la prueba de concepto de este tipo de dispositivo trabajando en aplicaciones biomédicas, se ha desarrollado un demostrador concebido para monitorear de manera no invasiva, la tensión/deformación que soporta una malla abdominal implantada en el abdomen de un paciente que ha sido sometido a cirugía para corrección de defecto herniario. La tensión en la malla y/o las diferencias de tensión debidas por ejemplo a un esfuerzo o a la respiración generarán micro-desplazamientos en las placas del condensador y en consecuencia en la respuesta eléctrica del sensor que, como decíamos, podrá ser leída

externamente. Con este sensor convenientemente adherido a la malla se pretende estimar la dinámica de la misma dentro del abdomen del paciente. Con ello se persigue una mejor comprensión de la dinámica de la malla, aportando datos para el diseño de mallas prostéticas con mejores características y en su caso, generar avisos cuando se superen límites de tensión /deformación preestablecidos.

- Diferentes estudios han demostrado que el comportamiento de la pared abdominal no es isotrópico (Deeken and Lake, 2017; Junge et al., 2001), por lo que se requiere un mejor estudio del comportamiento de la pared abdominal una vez la malla halla sido implantada, con estos resultados podrían definirse parámetros para una mejor elección tanto del material de la malla como de la orientación de la misma según la condición clínica del paciente. Es muy importante que el comportamiento mecánico de una malla abdominal sea lo más semejante posible al de la pared abdominal del paciente, para garantizar un acople ideal entre la prótesis y el tejido receptor.

## Capítulo 8

# Conclusiones y futuras líneas de investigación

*... Y así, del poco dormir y del mucho leer se le secó el cerebro, de manera que vino a perder el juicio. Llenósele la fantasía de todo aquello que leía en los libros, así de encantamientos como de pependencias, batallas, desafíos, heridas, requiebros, amores y disparates imposibles; y asentósele de tal modo en la imaginación que era verdad toda aquella máquina de aquellas soñadas invenciones que leían, que para él no había otra historia más cierta en el mundo...*

---

Miguel de Cervantes Saavedra, Don Quijote de la Mancha

Algunas de estas contribuciones han sido publicadas en el IEEE Sensors Journal en el artículo titulado *Flexible Microdisplacement Sensor for Wearable/Implantable Biomedical Applications* (Cerón-Hurtado et al., 2016).

### 8.1 Resumen de Contribuciones

Desde un punto de vista conceptual, el diseño IPPC propuesto se habilita a través de un modelo simulado que permite el ajuste de los valores de capacitancia de acuerdo con la hipótesis de introducir un segundo dieléctrico para la consideración de la influencia del gap de aire. La mayor desviación entre las simulaciones electromagnéticas y el valor de la capacitancia medida se observa con un error <6 %. La ventaja de este tipo de diseño de

condensadores sobre los PPC convencionales es que se pueden obtener valores de capacitancia más altos con la misma área, además de mayores cambios de capacitancia una vez que se produce un desplazamiento. La óptima relación  $w/s$  para los IPPCs diseñados es de 0.28.

Desde una perspectiva biomédica, las pruebas *ex-vivo* realizadas con este primer prototipo demuestran que es posible monitorear en tiempo real los micro desplazamiento a través de un tejido simulado. La respuesta en frecuencia del Tag-LC colocado debajo del líquido Phantom, ha sido detectada de forma inalámbrica por medio de una bobina de núcleo de aire. La frecuencia de resonancia inicial en la prueba *ex-vivo* cambia debido a la interfase salina, sin embargo el cambio en frecuencia no es tan acentuado como en amplitud. Es de esperarse una reducción del factor de acoplamiento a la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas del medio salino en comparación con el aire. La distancia máxima de detección es de 20 mm en aire y de 10 mm en Phantom para los Tags-LC con IPPCs I200/s.

La respuesta LC-Tag en la prueba dinámica de ciclos de estiramiento describe el mismo comportamiento armónico repetitivo. Los resultados de frecuencia muestran que la sensibilidad del sensor aumenta cuando la relación  $d/w$  en el diseño IPPC disminuye. La mejora del acoplamiento y la distancia de detección deben estudiarse en futuras investigaciones.

El sistema de monitoreo de microdesplazamientos inalámbricos ha sido demostrado con un sensor LC-Tag biocompatible, pasivo, flexible, con un tamaño promedio de 1.25 cm x 3 cm x 0.1 cm. El proceso de diseño, modelado, fabricación y caracterización de aplicaciones biomédicas se ha estudiado y descrito en detalle.

Desde una perspectiva de aplicación, el diseño de sensor LC propuesto y su esquema pasivo de detección inalámbrico emergen como una alternativa para el estudio potencial de la dinámica de una malla abdominal implantada mostrando una viabilidad técnica.

Los resultados hasta aquí obtenidos apuntan a otros usos de este tipo de sensores para el monitoreo continuo, en donde se requieran medidas de desplazamiento minúsculos.

## 8.2 Summary of Contributions

This study presents several contributions. From a conceptual perspective, the proposed IPPC design is enabled via a simulated model that allows the capacitance values' adjustment in accordance with the hypothesis of introducing a second dielectric for air gap influence consideration. The greatest

deviation between electromagnetic simulations and measured capacitance value is observed with an error  $< 6\%$ . The advantage of this type of capacitor design over conventional PPCs is that highest capacitance values can be obtained with the same area, in addition to high capacitance changes once a displacement occurs. The optimal  $w/s$  ratio for the IPPCs designed is 0.28.

From a biomedical perspective, an ex-vivo testing with this system is demonstrated for real-time micro displacement monitoring through a simulated tissue. The LC-Tag positioned under the phantom liquid, wirelessly detects the electrical response with a reading coil. The initial resonant frequency in the ex-vivo test is shifted due to the saline interface. The reduction in the coupling factor is expected due to the dielectric constant and loss tangent of the saline phantom as compared with air environment. The maximum detection distance is 20 mm in air and 10 mm in phantom for the tags with IPPCs I200/s. The LC-Tag response in the dynamic test of stretching cycles describes the same repetitive harmonic behavior. The frequency results show that the sensor sensitivity increases when  $d/w$  ratio in the IPPC design decreases. The improvement of the coupling and the detection distance should be investigated in future research.

From an application perspective, the proposed LC sensor design and its wireless passive scheme detection emerge as an alternative for potential study of the dynamics of an implanted abdominal mesh while showing technical feasibility. The obtained results point to many possible uses of this kind of sensors for continuous monitoring where miniscule displacement measures are required.

Wireless microdisplacements monitoring system has been demonstrated with a passive, flexible, biocompatible LC-Tag sensor with an average size 1.25 cm x 3 cm x 0.1cm. The design, modeling, fabrication, and characterization process for biomedical applications is studied and reported in detail.

The proposed LC sensor design and its wireless passive scheme detection emerge as an alternative for future study of the dynamics of an implanted abdominal mesh while showing technical feasibility.

The obtained results point to many other possible uses of this kind of sensors in continuous monitoring in biomedical applications where miniscule displacement measures are required.

### **8.3 Trabajos Futuros**

Diversos resultados presentados en esta tesis sirven cómo punto de partida de trabajos futuros. A continuación se mencionan algunos de ellos:

- Estudios preclínicos que contemplen periodos de tiempo más largos, superiores a los 60 días, y con una mayor población de conejos, con el fin de estudiar los efectos de la compresión de la malla abdominal sobre el sensor implantado y tener una buena estadística de resultados.
- Sería de gran interés comparar los resultados de los estudios existentes, mecánicos, de simulación y los obtenidos mediante ensayos in-vivo con el fin de determinar parámetros de correlación que permitan avanzar en la definición del comportamiento dinámico de la pared abdominal.
- Otros de los grandes desafíos está relacionado con el método de alimentación y lectura del sensor, por lo que avances en el diseño y fabricación de un sistema de lectura con compensación de pérdidas sería ideal para optimizar la comunicación inalámbrica entre los mismos.
- Por último cabe resaltar que aunque los resultados presentados en este trabajo se centran en aplicaciones biomédicas, particularmente en la medida de la deformación uniaxial de mallas abdominales, el principio de funcionamiento y el concepto del sensor son transferibles a otras aplicaciones tanto en biomedicina como en otras áreas tecnológicas como por ejemplo la medición de dilataciones mecánicas.

### 8.3.1 Mejoras

Dentro de las mejoras al sistema que se proponen están las siguientes:

- Recubrir los componentes microfabricados con algún material que evite el desgaste del oro por los repetidos deslizamientos de la placa móvil.
- Sustituir el COP utilizado como dieléctrico entre las placas del condensador, no solo por características eléctricas, sino también por los espesores que son posibles de lograr. En la tabla 8.1 se muestra un resumen de posibles materiales. Cabe resaltar que algunos de estos vienen como película adhesiva lo que podría mejorar considerablemente la respuesta eléctrica del sensor.
- Con el fin de mejorar la sensibilidad se puede colocar recubrimientos en las placas interdigitadas del condensador que cumplan la función de material dieléctrico y que a su vez mejoren los problemas relacionados con la fricción y abrasión de la placa interdigitada móvil. Para esto se han hecho unas simulaciones previas para ver en que proporción se incrementa la variación de la capacitancia. En la figura 8.1 se muestran los resultados.

TABLA 8.1: Materiales Dieléctricos

Material	Permitividad Eléctrica (1 MHz)	Características Lámina ( $\mu m$ )	Capacitancia Ideal (pF) $N = 45, w = 100\mu m$
COP	2.3	100	4.58
Poliamida Nylon 6	3.6	15	47.81
Polipropileno	2.2 - 2.6	4	109.57 - 129.49
Poliimida Kapton	3.4	13	52.10
Acetato de Celulosa	3.5	25	39.84
Polifluoruro de Vinilideno PVDF	8	Piezoeléctrico	354.16
Poliamida Nylon 4, 6	3.8 - 4.3	25	30.28 - 34.26

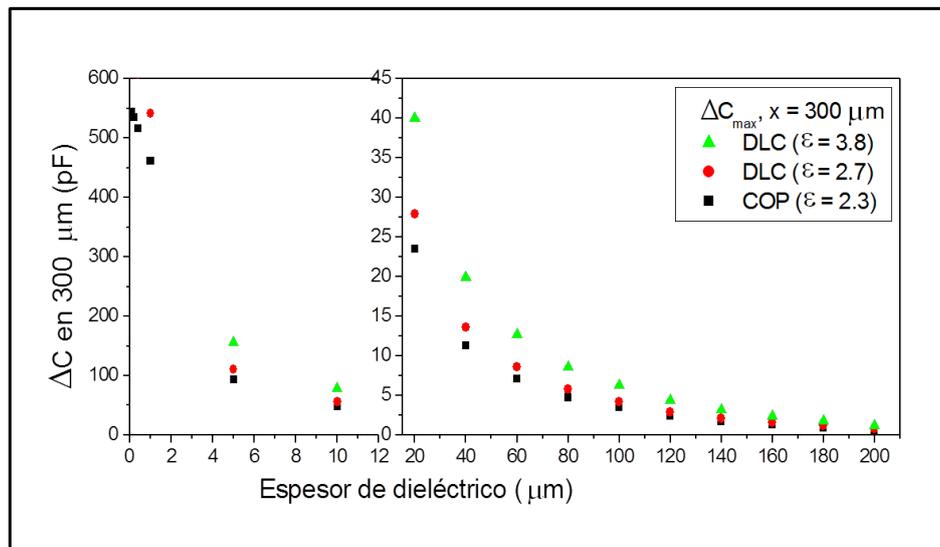


FIGURA 8.1: Simulaciones de un CPPI al cual se la ha cambiado el material dieléctrico entre placas.

De estos resultados previos se puede concluir que utilizando un material como el DLC se conseguirían incrementos en el  $\Delta C_{max}$  de más de  $1/3$ , especialmente en espesores por debajo de las  $5 \mu$ . Considerando que el COP es utilizado en láminas, tiene una limitación en espesor,  $20 \mu m$  el mínimo disponible, el cual es fácilmente superado por un recubrimiento que incluso puede ser depositado en espesores del orden de los nanómetros.

- Para reducir las pérdidas de baja frecuencia (ver figura 6.3 a y b) se ha de incrementar el ancho de las pistas de conexión entre fingers.
- Para mejorar el factor de calidad de las microbobinas planares se pueden diseñar con las pistas más gruesas y espaciados más pequeños.
- En cuanto a los embobinados para conformar los Tags-LC rectangulares se propone cambiar el recubrimiento de los mismos por un cianocrilato de cadena larga, como por ejemplo octil o butilcianoacrilato,

los cuales presentan una menor toxicidad en cuanto a sus productos de degradación (Vásquez et al., 2012; González González, 2012).

- Colocar imanes en las bobinas para mejorar su posicionamiento relativo, reduciendo las pérdidas en el acople inductivo.

### **8.3.2 Otras Aplicaciones**

Otras aplicaciones podrían surgir de magnitudes que están relacionadas con microdesplazamientos como la presión, el peso y las fuerzas en general, la temperatura midiendo la dilatación, la frecuencia respiratoria con una pulsación de banda torácica a través del diámetro de la arteria cambia con el tiempo, entre otras.

## ANEXOS

*“No tienes que quemar libros para destruir una cultura;  
sólo haz que la gente deje de leerlos.”*

Ray Bradbury



## Apéndice A

# Diseño de las Máscaras Fotolitográficas

*Salí al exterior. Permanecí bajo el brillo deslustrado de la media luna y alcé la vista hacia el cielo inundado de estrellas. Era noche cerrada y se oía el canto de los grillos y el viento que soplaba entre los árboles.*

Khaled Hosseini, Cometas en el Cielo

Para el diseño de las máscaras se tuvieron en cuenta las condiciones de impuestas por la aplicación además de los parámetros de diseño previamente definidos. Un esquema evolutivo de los distintos diseños de máscaras se muestra en la figura A.1

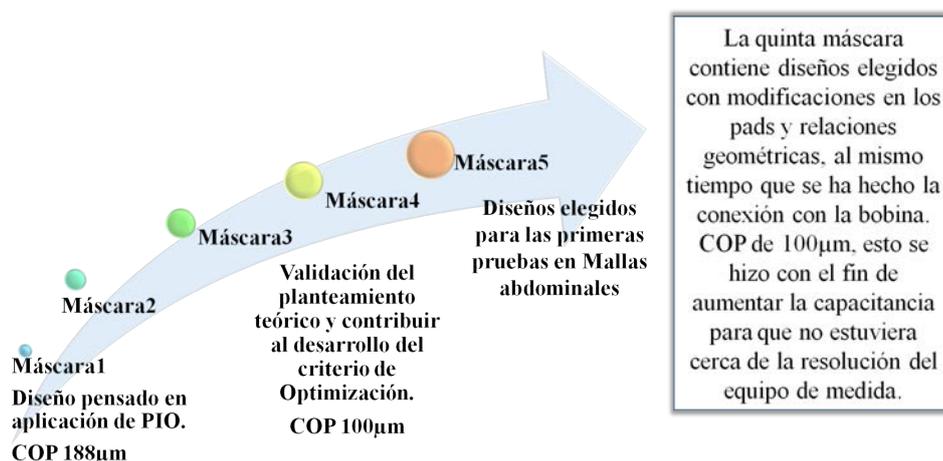


FIGURA A.1: Evolución en el proceso de diseño y fabricación de las máscaras utilizadas a lo largo de todo el estudio de sensores LC sobre un sustrato flexible.

Cada una de las 5 máscaras, diseñadas y fabricadas en esta tesis, cumple con propósitos específicos, cada uno de los cuales será descrito en los items a continuación.

**Máscara 1** (Ver figura A.2)

- Caracterización eléctrica del sistema completo (sensor con geometría circular + bobina de lectura), utilizando el Set-Up de medición que aparece en la figura C.5 (ver sección C.3), junto con un analizador de impedancias Agilent® 4395A (para los detalles ver sección B.1.2.2), del Centro Nacional de Microelectrónica.
- Seguimiento del pico de resonancia en admitancia.
- Resultados experimentales que dan indicios de una marcada presencia del efecto de bordes en los fingers de las PPIs.
- Discrepancias entre los resultados esperados y los experimentales.
- Fallos en la medida de los componentes (Bobinas y Condensadores).

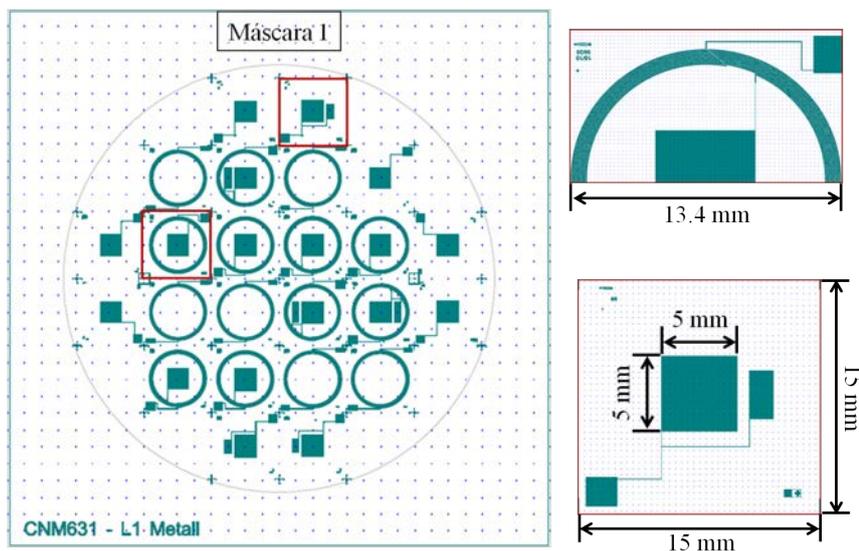


FIGURA A.2: Máscara 1 con los componentes del sensor de geometría circular. Estos se imprimieron en COP de 188  $\mu\text{m}$  de espesor. Los sensores resultantes se utilizaron en las primeras pruebas de los Tags-LC flexibles.

**Máscaras 2 y 3** (Ver figuras A.3 y A.4)

- Caracterización eléctrica de los componentes (bobinas y condensadores), utilizando el Set-Up de la figura C.4 junto con un LCRMeter 4284A de Agilent® Technologies.
- Resultados experimentales que se corresponden con la existencia de los efectos de borde (Caso CPPIs).
- Algunos de los motivos corresponden a placas continuas con el fin de formar condensadores convencionales y contrastar los resultados con aquellos obtenidos con los CPPIs de similares características.

- Comparaciones entre resultados experimentales con aquellos obtenidos de los modelos teórico y de simulación una vez han sido ajustados por medio de la hipótesis del segundo dieléctrico (caso de los CPPIs).
- Comparación del valor experimental de inductancia con el obtenido teóricamente por medio de la fórmula de Wheeler.

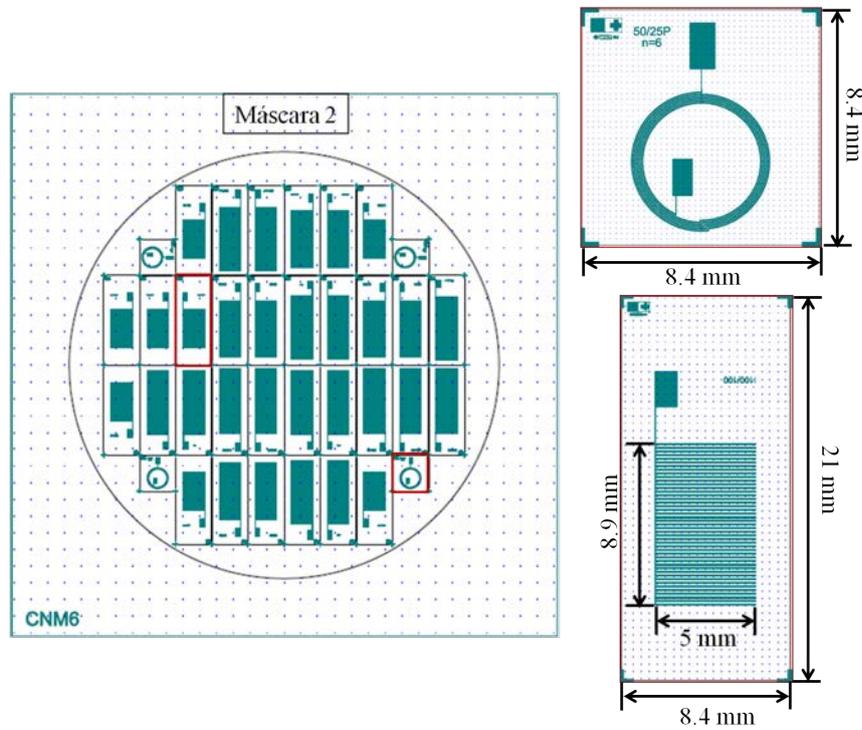


FIGURA A.3: Primera versión de los componentes del sensor rectangular. Estos se imprimieron en hojas de COP de  $100 \mu\text{m}$  de espesor.

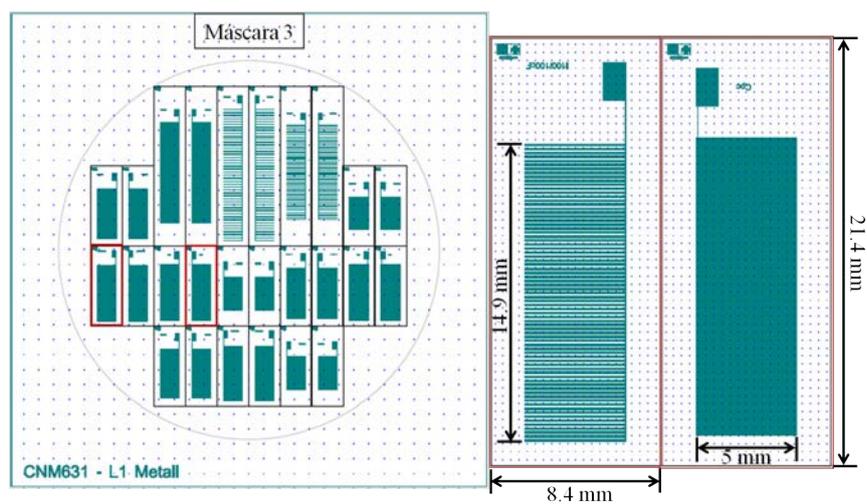


FIGURA A.4: Segunda versión de los componentes del sensor con geometría rectangular. Estos componentes se imprimieron en COP de  $100 \mu\text{m}$  de espesor.

*Máscaras 4 y 5 (Ver figuras A.5 y A.6)*

- Caracterización eléctrica de los componentes, bobinas y condensadores, utilizando el Set-Up de medición de la figura C.4 acoplado a un LCRMeter.
- Comparaciones entre resultados experimentales con aquellos obtenidos de los modelos teórico, analítico (con variables de ajuste) y de simulación, para el valor de la capacitancia.
- Comparación entre los resultados experimentales y teóricos, obtenidos por la fórmula de Wheeler, para el valor de la inductancia.
- Ajuste final del modelo experimental y el criterio de optimización.
- Empleo del Set-Up de medición de la figura C.5 para caracterizar en frecuencia los Tags-LC conformados con los componentes de estas máscaras. Para la caracterización en frecuencia se utilizó una bobina de lectura acoplada a un analizador de redes NI PXIe-5632 (embedded controller 8135 300 KHz to 8.5 GHz) de National Instruments®. Estudio del parámetro S11 y seguimiento del pico de resonancia en el mismo.
- Uso de estos componentes para el conformado de sensores finales implantables.

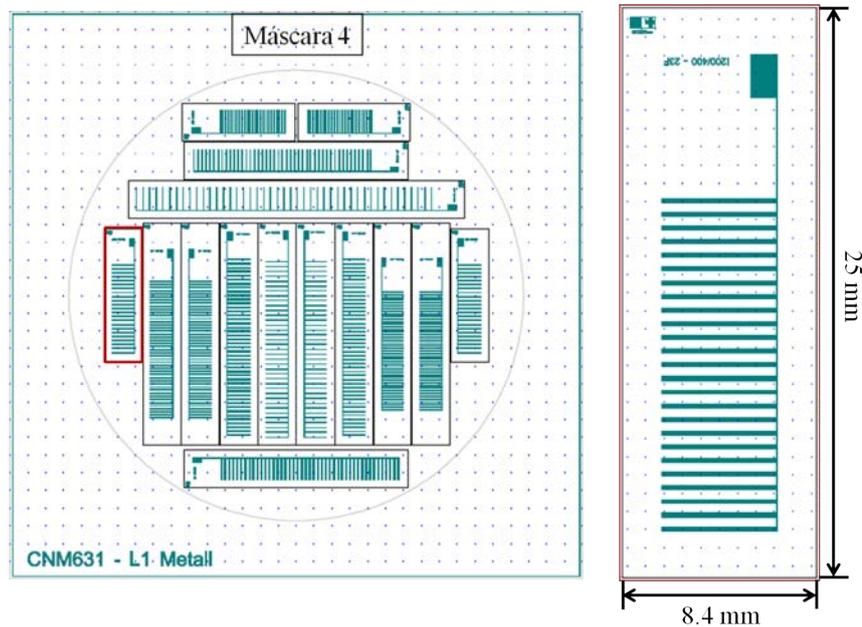


FIGURA A.5: Tercera versión de los componentes del sensor con geometría rectangular. Estos se imprimieron en COP de  $100 \mu\text{m}$  de espesor. Con los CPPIs se estudió la correlación de la respuesta eléctrica y los parámetros geométricos para obtener un criterio de optimización. Con estos CPPIs se conformaron Tags-LC que fueron caracterizados en frecuencia.

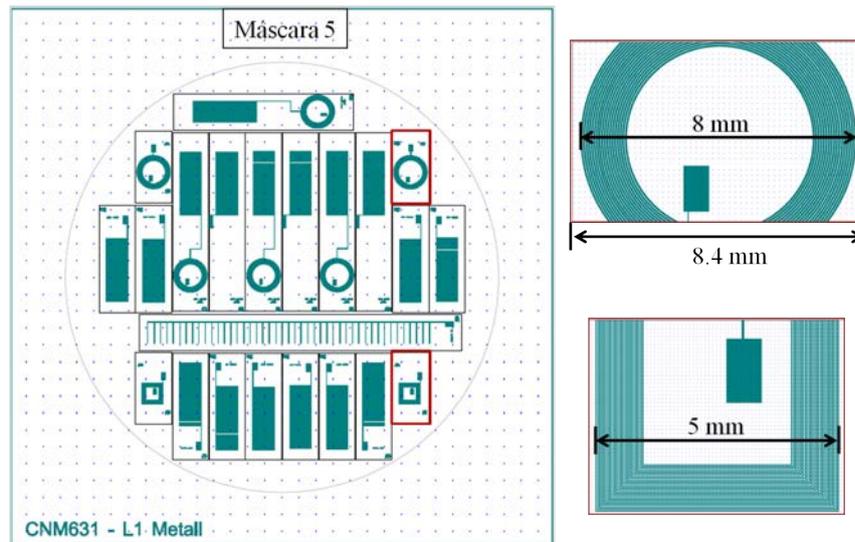


FIGURA A.6: Cuarta versión de los componentes del sensor con geometría rectangular. Estos se imprimieron en COP de  $100 \mu\text{m}$  de espesor. Con los CPPIs se conformaron Tags-LC con los que se hicieron caracterizaciones en frecuencia.



## Apéndice B

# Técnicas de caracterización y programas de simulación

*Qué desgarramiento es vencer y saber, que ya se ha comprometido uno a continuar por el camino elegido y no se conocerá la vía de escape del que fracasa.*

---

Italo Calvino, El barón rampante

### B.1 Técnicas de caracterización

#### B.1.1 Microscopía Óptica

La microscopía óptica consiste en la observación completa y magnificada de una muestra por medio de un microscopio óptico. Es una de las técnicas más ampliamente utilizada abarcando diferentes áreas de la ciencia.

Cuando se requiere observar cosas de tamaño micrométrico o submicrométrico, el uso de un microscopio es imprescindible. Su uso en el área de la microelectrónica va desde el control en la fabricación de los elementos electrónicos, hasta la caracterización, análisis de fallos e ingeniería inversa.

En este trabajo la microscopía óptica ha sido utilizada en la revisión de las obleas y la comprobación del desplazamiento de las placas interdigitadas del condensador. El microscopio óptico utilizado fue un Leica<sup>®</sup> de la serie DM4000, del laboratorio Biolab en el CNM-IMB. Una imagen de un microscopio de este tipo es mostrada en la figura B.1. Este microscopio,



FIGURA B.1: Microscopio óptico Leica DM4000

de automatización inteligente, incluye un revólver codificado 6x o 7x, una unidad de enfoque Z manual y un eje de luz transmitida y de fluorescencia. Brinda la posibilidad de guardar los ajustes con el fin de proporcionar reproducibilidad en los resultados.

El microscopio tiene dos sistemas de lentes convergentes; el objetivo y el ocular. El primero está constituido por un conjunto de lentes cuya distancia focal es pequeña y proporciona una imagen real y aumentada del objeto que se observa. El segundo formado también por lentes convergentes, funciona como una lupa, lo que nos da una imagen virtual y aumentada de aquella formada en el objetivo.

El objetivo y el ocular están dispuestos en los extremos de un cilindro hueco que constituye la columna del microscopio, con la capacidad de acercarse o alejarse de la muestra con el fin de tener un enfoque perfecto. El poder de separación o distancia mínima entre dos puntos distinguibles está limitada por la difracción de la luz. Por tanto, si el haz de luz incidente tiene una apertura angular grande y se utilizan lentes de inversión, el poder separador será mejorado, porque se elimina la difracción en los bordes de la lente.

## B.1.2 Caracterización eléctrica

### B.1.2.1 Caracterización de los componentes pasivos

Un medidor de LCR es un instrumento usado para medir inductancia (L), capacitancia (C) y resistencia (R) de un componente, sensor u otro dispositivo que funcione en dependencia de alguno de estos tres criterios eléctricos. En la caracterización eléctrica de componentes pasivos, los parámetros primarios L, C, y R son los criterios eléctricos más básicos.



FIGURA B.2: LCRMeter  
Agilent® 4284A

En este trabajo un equipo de estas características fue utilizado para caracterizar la respuesta eléctrica de los CPPIs.

El LCRMeter, Agilent® 4284A, del CNM-IMB en Barcelona, es la versión mostrada en la figura B.2. Este equipo tiene una alta precisión, de 0.05% en las medidas de capacitancia a 1 MHz de frecuencia y una resolución de medición de 6 dígitos. El rango de medición para la capacitancia está comprendido entre 0.01 fF a 9.99999 F y para la inductancia entre 0.01 nH a 99.9999 kH.



FIGURA B.3: Test Fixture Agilent® 16047A

Para llevar a cabo el montaje experimental un test fixture Agilent® 16047A fue colocado en los puertos de medición del LCRMeter. Extensiones como esta son usadas según requerimiento del usuario, en este caso se eligió un test fixture de placas para suministrar un mejor soporte y limitar el movimiento del setup. Con este accesorio se pueden medir componentes axiales y radiales hasta una frecuencia de 13 MHz y a un máximo de voltaje de polarización de DC de  $\pm 35$  V.

### B.1.2.2 Caracterización en Frecuencia: Tag-LC

#### Analizador de Impedancias Agilent® 4395A

El analizador de impedancias es un instrumento que permite obtener información de al menos 11 parámetros relacionados con la impedancia: módulo de la impedancia ( $|Z|$ ), ángulo de fase ( $\theta_z$ ), resistencia (R), módulo de la admitancia ( $|Y|$ ), conductancia (G), susceptancia (B), reactancia (X), inductancia (L), capacitancia (C), factor de disipación (D) y factor de calidad (Q).



FIGURA B.4: Analizador de Impedancias Agilent® 4395A

El analizador de impedancias 4395A de la marca Agilent®, mostrado en la figura B.2, fue utilizado para la realización de las medidas de los sensores de geometría circular. Un kit de impedancia Agilent® 43961A y una placa de adaptación (Spring Clip Fixture) 16092 (ver la figura B.5) de HewlettPackard® (Electrical Length 0.34 cm/ Máx 500 MHz) fueron adaptados al analizador para constituir el set up de medición completo.

Una vez el kit de impedancia es conectado, el equipo compensa no solo la presencia de dicho accesorio sino también hace una corrección por la extensión del puerto a través de la calibración en circuito abierto, corto circuito y carga.

El rango de medida de este equipo está comprendido entre los 100 kHz y los 500 MHz, con una resolución de 1 mHz, y una impedancia de salida de  $50 \Omega$  nominal.

El parámetro utilizado en las primeras caracterizaciones fue la admitancia. Se registraba el desplazamiento del pico de resonancia del Tag-LC debido



FIGURA B.5: Kit de impedancia Agilent® 43961A y la placa de adaptación 16092 de HewlettPackard® (Electrical Length 0.34 cm/ Máx 500 MHz)

a la variación de la capacidad como consecuencia del cambio en la cantidad de área compartida entre los electrodos una vez comenzado el deslizamiento de la PPI móvil.

### Analizadores de redes

Un analizador de redes es un equipo que mide las propiedades asociadas con la reflexión y la transmisión de las señales eléctricas en dispositivos y redes<sup>1</sup>. La señal transmitida a través del dispositivo o la reflejada por el mismo, se compara con la señal incidente que proviene de un generador de barrido en RF, de aquí que se obtengan los coeficientes de reflexión ( $\Gamma$ ) y transmisión ( $T$ ) (ecuaciones B.1 y B.2). En los analizadores de redes estas relaciones son conocidas como parámetros de dispersión o Parámetros-S.

$$\text{Coeficiente de Reflexion} = \Gamma = \frac{\text{Onda Reflejada}}{\text{Onda Incidente}} \quad (\text{B.1})$$

$$\text{Coeficiente de Transmision} = T = \frac{\text{Onda Transmitida}}{\text{Onda Incidente}} \quad (\text{B.2})$$

Los parámetros S expresan la relación existente entre dos magnitudes complejas abreviándose de la forma  $S_{nm}$ . El primer subíndice hace referencia al canal de salida de la señal, y el segundo al canal de entrada. Bajo esta convención, el parámetro  $S_{11}$  es la relación entre la señal de salida del canal 1 y la de entrada por el mismo canal, indicando que este es un parámetro de reflexión. Una representación gráfica del cuadripolo con los parámetros S existentes, se muestra en la figura B.6.

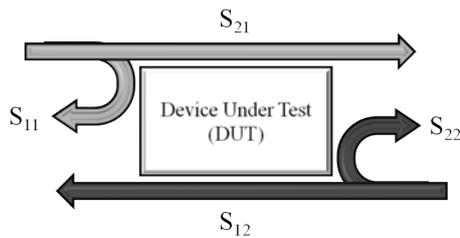


FIGURA B.6: Representación gráfica de los parámetros S

Como resultado de la relación entre magnitudes complejas, se tiene también una magnitud compleja, la cual es representada por el analizador con un diagrama polar, una carta smith o un gráfico de bode (magnitud y fase). Se puede visualizar en forma logarítmica o lineal, además de la parte real o imaginaria.

En estos equipos también se pueden medir, la impedancia, el valor inductivo o capacitivo del componente bajo test, en un punto concreto de frecuencia.

En este trabajo los equipos mostrados en la figuras B.7 y B.8 fueron utilizados en la caracterización en frecuencia de los Tags-LC con geometría

<sup>1</sup>Una red es un grupo de componentes electrónicos interconectados

rectangular, una vez es iniciado el desplazamiento de las placas interdigitadas del condensador.

#### *Analizador de redes NI PXIe-5632 de National Instruments®*

El analizador de redes NI PXIe-5632 (Ver figura B.7), se utilizó en el estudio de los Tags-LC con el encapsulado primario, en ambiente aeróbico, así como también para las pruebas ex-vivo con phantom como simulador de tejido. En esta caracterización el rango de frecuencia elegido fue entre 1 y 50 MHz, utilizando 1601 puntos de medida y el parámetro medido fue el  $S_{11}$ . Las caracterizaciones con este equipo fueron realizadas durante mi estancia de investigación en el grupo de Microwave to Millimeterwave (M2M)<sup>2</sup> coordinado por Dr. Mojgan Daneshmand. El trabajo realizado también estuvo bajo la supervisión de Dr. Mohammad Zariffi, en el Department of Electrical and Computer Engineering - University of Alberta - Edmonton, Canada.

El NI PXIe-5632 es un analizador de red vectorial de 2 puertos, con parámetros S y un rango de frecuencia de 300 kHz a 8.5 GHz. Este equipo permite anchos de banda IF acoplados desde 10 Hz a 500 kHz y hasta 20001 puntos de medición. El analizador está incrustado en un chasis NI PXIe 1075, el cual permite diferentes configuraciones según los requerimientos del usuario final. Combina un backplane PXI Express de 18 ranuras de alto rendimiento, una fuente de alimentación y un diseño estructural optimizado para una amplia gama de aplicaciones. Además, el chasis del laboratorio M2M, cuenta con los siguientes componentes modulares:

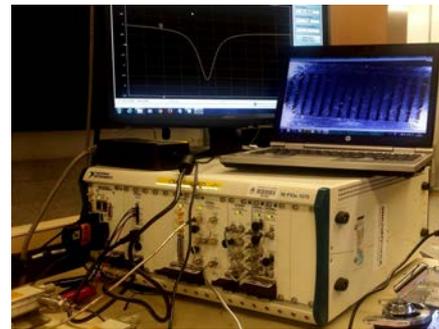


FIGURA B.7: Analizador de redes NI PXIe-5632 embedded controller 8135 (300 KHz to 8.5 GHz) de National Instruments®

NI PXIe-8135: es un controlador embebido Intel Core i7-3610QE de alto rendimiento basado en procesador para usarse en sistemas PXI Express. Con la frecuencia básica de 2.3 GHz, el procesador quad-core de 3.3 GHz y memoria de 1600 MHz DDR3 de doble canal.

NI PXIe-5652: Generador de señal de RF vectorial y Microondas de onda continua con capacidad para modulación.

NI PXIe-5450: es un generador de forma de onda arbitraria de doble canal de 400 MS/sy 16 bits optimizado para señales de comunicación I/Q. Cada

<sup>2</sup><https://sites.ualberta.ca/~mdlab/>

una de las salidas diferenciales tiene 98 dB de rango dinámico sin espurio (SFDR) a 1 MHz (sin armónicos).

### **Analizadores de redes Agilent® 5061B**

El segundo analizador, el Agilent® 5061B, fue utilizado en las pruebas in-vivo de los Tags-LC, en los ensayos mecánicos del explante (Tejido-malla-sensor) y las mallas con el Tag pasivo, así como también en el estudio del desalineamiento angular y lateral entre la bobina transmisora (de lectura) y la receptora (del Tag-LC). Los rangos de frecuencia seleccionados fueron: 1 - 50 MHz y 1 - 17 MHz, utilizando 1601 puntos de medida en los dos casos y el parámetro medido fue el  $S_{11}$ . Este analizador fue alquilado desde la compañía Microlease<sup>3</sup>. Las caracterizaciones con este equipo se realizaron en dos universidades españolas. Los ensayos in-vivo se llevaron en conjunto con el grupo de Biomateriales e Ingeniería Tisular<sup>4</sup>, coordinado por Juan Manuel Bellón en el departamento de cirugía, Ciencias Médicas y Sociales de la Universidad de Alcalá. Los ensayos mecánicos (pruebas ex-vivo) fueron llevados a cabo en la Universidad de Zaragoza bajo la coordinación de Estefanía Peña y Begoña Perez del grupo de mecánica aplicada y bioingeniería (AMB)<sup>5</sup>.

Este analizador permite la medida de los parámetros S hasta una frecuencia de 3 GHz. Cuenta con un generador de barrido de RF sintetizado de alta resolución y de un receptor de dos canales y tres entradas que permite medir la magnitud, la fase y el retardo de grupo de redes activas y pasivas. Permite visualizar las medidas de uno o dos canales, en distintos formatos:

Magnitud Logarítmica y lineal, fase, fase positiva y expandida, real, imaginaria, polar, carta Smith, etc. Permite un seguimiento en transmisión de 0.019 dB y en reflexión de 0.011 dB, en el rango de 100 KHz a 1 GHz.

Para la calibración del equipo se utilizó el kit de calibración Keysight® 85032F (9 GHz 50  $\Omega$ , tipo N) y los cables de RF Keysight® HPN6315A de 406 mm de longitud.



FIGURA B.8: Analizador de Redes Agilent® 5061B

<sup>3</sup><https://www.microlease.com/es/home>

<sup>4</sup>[https://www.uah.es/es/investigacion/unidades-de-investigacion/grupos-de-investigacion/Biomateriales-e-ingenieria-tisular./](https://www.uah.es/es/investigacion/unidades-de-investigacion/grupos-de-investigacion/Biomateriales-e-ingenieria-tisular/)

<sup>5</sup><http://amb.unizar.es/>

### B.1.3 Caracterización mecánica

Comprender el comportamiento mecánico de los materiales es fundamental para la ingeniería. Entre las técnicas más simples para caracterizar la respuesta de un material en función de la carga aplicada, se encuentran las pruebas uniaxiales de tensión y compresión. Al someter una muestra a un desplazamiento controlado de tracción o compresión a lo largo de una sola dirección, se pueden registrar los cambios en las dimensiones de la muestra como consecuencia de la carga, con lo cual se puede calcular el perfil de tensión. Las propiedades del material tales como el límite elástico, la zona plástica o la tensión de rotura, pueden ser determinados mediante el análisis de la curva de tensión obtenida.

Diferentes equipos de tracción uniaxial puede ser utilizados sin embargo las especificaciones del mismo dependerán del tipo de material a caracterizar. Para las pruebas uniaxiales en este trabajo se utilizó un equipo INSTRON<sup>®</sup> 5548 microtester con videoextensómetro, figura B.9 cuyas características se describirán en la siguiente subsección.

En las pruebas uniaxiales, la velocidad con la que se realiza el desplazamiento se mantiene constante, registrándose la carga resultante por cada desplazamiento. La carga se mide mediante una celda de carga. Para mediciones más precisas de la carga se puede fijar un extensómetro a la muestra. Para que los resultados entre diferentes muestras resulten comparables, se utiliza el diagrama de tensión-deformación en lugar del diagrama inmediatamente resultante, fuerza-alargamiento.



FIGURA B.9: Equipo de tracción uniaxial INSTRON<sup>®</sup> 5548 microtester con videoextensómetro.

#### *Pruebas cíclicas*

Algunos materiales están sometidos a ciclos de carga haciendo que los esfuerzos varíen continuamente, por tanto este tipo de materiales son susceptibles a fallas por esfuerzos menores al propio esfuerzo de fluencia del material. Esta falla se da después de un cierto número de ciclos de esfuerzo, a este punto de fallo se le conoce como límite de fatiga.

### B.1.3.1 INSTRON® 5548 microtester con videoextensómetro.

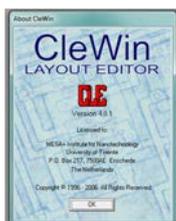
El microtester INSTRON 5548 (ver figura B.9) está diseñado para realizar ensayos estáticos o cíclicos de tracción y compresión, con la capacidad de hacer pruebas con fuerzas muy pequeñas con una alta resolución de desplazamiento. La fuerza máxima que alcanza es 2 kN y la velocidad máxima de 1500 mm/min. Con este modelo las celdas de carga disponibles son de 10 N, 50 N, 500 N, 1000 N. los valores de precisión están entre  $\pm 0.4\%$  de la lectura hasta 1/100 de la capacidad de la celda de carga y  $\pm 0.5\%$  de lectura hasta 1/250 de la capacidad de la celda de carga.

Utilizando un equipo, como el mostrado en la figura B.9, se realizaron los ensayos de tracción uniaxial de las mallas con y sin sensor, y del explante (conjunto malla-sensor-tejido). Como condición inicial en todos los casos se aplicó una precarga de 2 N a la muestra y se eligió una velocidad de desplazamiento constante en mm/min, según el tipo de estudio a realizar.

Este equipo fue puesto a punto para la caracterización de las muestras, gracias a la colaboración del equipo técnico a cargo de Estefanía Peña y Begoña Perez de la división de Bioingeniería, del Instituto de Investigación en Ingeniería de Aragón (I3A) de la Universidad de Zaragoza.

## B.1.4 Programa de Diseño

### B.1.4.1 CleWin



CleWin es un editor para el diseño de máscaras fotolitográficas que puede ser ejecutado en Windows. Como formato de archivo nativo utiliza el CIF (por sus siglas en inglés Caltech Intermediate Format). Los diseños obtenidos por CleWin son compatibles con la mayoría de editores principales y por tanto pueden ser fácilmente importados desde otras aplicaciones. CleWin es un programa desarrollado por WieWeb<sup>6</sup> en colaboración con la empresa DeltaMask<sup>7</sup> y el instituto de nanotecnología MESA+<sup>8</sup> de la Universidad de Twente.

Con este programa fueron diseñadas las diferentes máscaras con las que se trabajó a lo largo de esta tesis. La versión del CleWin utilizada fue la 4.0.1.

<sup>6</sup><http://www.wieweb.com/ns6/index.html>

<sup>7</sup><http://www.deltamask.nl/>

<sup>8</sup><https://www.utwente.nl/mesaplus/>

## B.1.5 Programas de Simulación

### B.1.5.1 COMSOL Multiphysics™

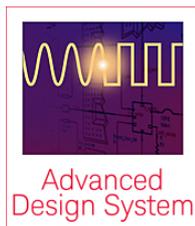
COMSOL Multiphysics™<sup>9</sup> es una herramienta de modelado y análisis para prototipaje virtual de fenómenos físicos. La estructura base de COMSOL es el desarrollo de ecuaciones diferenciales parciales, que describen uno o la combinación de varios fenómenos físicos. A este tipo de modelado se lo conoce como simulación multifísica. Este software cuenta con diferentes módulos que incluyen fenómenos como transferencia de calor, movimiento de fluidos, electromagnetismo y mecánica estructural.



Con este programa de simulación multifísica se simularon las condiciones de operación de los condensadores interdigitados. El módulo eléctrico utilizado fue el AC/DC y el entorno de simulación fue el aire. El módulo AC/DC permite la simulación de componentes y dispositivos eléctricos que dependen de fenómenos electrostáticos, magnetostáticos y aplicaciones electromagnéticas cuasiestáticas, particularmente acopladas a otras físicas.

La versión del COMSOL utilizada en este trabajo fue la 4.3b y la licencia usada fue la del CNM-IMB.

### B.1.5.2 Advanced Design System (ADS)



Advanced Design System (ADS)<sup>10</sup> es un software de automatización de diseño electrónico producido por Keysight Technologies. Proporciona un entorno de diseño para el desarrollo de productos electrónicos de RF, redes inalámbricas, comunicaciones satelitales, enlaces de datos de alta velocidad, entre otros.

Este software ofrece todos los pasos para el diseño, desde la captura esquemática hasta la simulación en el dominio del tiempo y la frecuencia o la simulación de campos electromagnéticos, permitiendo la caracterización y optimización del diseño final.

La licencia utilizada fue de la Escuela de Ingeniería, Universidad Autónoma de Barcelona. Con este programa se simuló la respuesta en frecuencia del Tag-LC.

<sup>9</sup><https://www.comsol.com/>

<sup>10</sup><http://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?cc=PT&lc=eng>



## Apéndice C

# Bancos de Pruebas y Set-Ups

*Tinha-me levantado cedo e tardava em  
preparar-me para existir.*

---

Fernando Pessoa, Livro do  
Desassossego

En este Anexo se muestran los diseños, planos y esquemas de los diferentes bancos de pruebas para la caracterización de los componentes pasivos así como de los sensores LC. Además de esto se presentan los diferentes Set-Ups de medición en los que se integran tanto los bancos de pruebas como las diferentes técnicas de caracterización eléctrica y mecánica.

### **C.1 Banco de Pruebas # 1: Capacitancia del CPPI y respuesta en frecuencia Tags-LC circulares**

Este banco de pruebas se diseñó para la caracterización de la respuesta eléctrica de los diferentes IPPCs y la caracterización en frecuencia de la primera generación de Tags-LC. El plano del diseño se muestra en la figura C.1 y algunas fotografías del proceso de fabricación son mostradas en la figura C.2.

Este soporte fue diseñado en AutoCAD<sup>®</sup> 2012 y fabricado mediante un proceso de mecanizado sobre una lámina de acrílico de 6 mm de espesor (Ver figura C.2). Las coordenadas de diseño fueron enviadas a una fresadora de control numérico (Step four) por medio de un software de control.

En la figura C.2a se observa el software de control con el diseño final de la mesa de pruebas y en las figuras C.2b a C.2d se muestran las partes del proceso: posicionamiento de la fresa, cavado y corte de la pieza, respectivamente. Todo este proceso se llevo a cabo en las instalaciones del CNM (Centro Nacional de Microelectrónica - Barcelona).

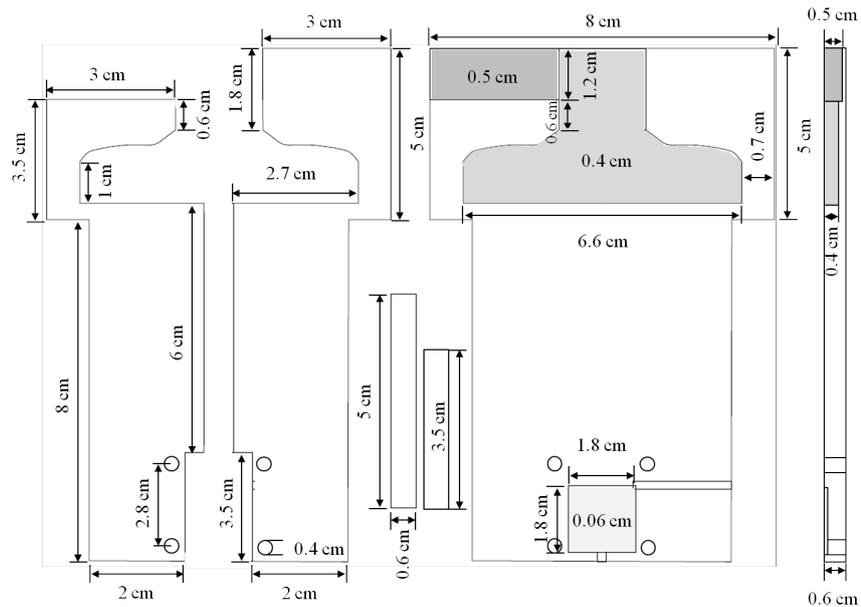


FIGURA C.1: Diseño y medidas del banco de pruebas para la caracterización de la primera generación de Tags-LC y CPPIs.

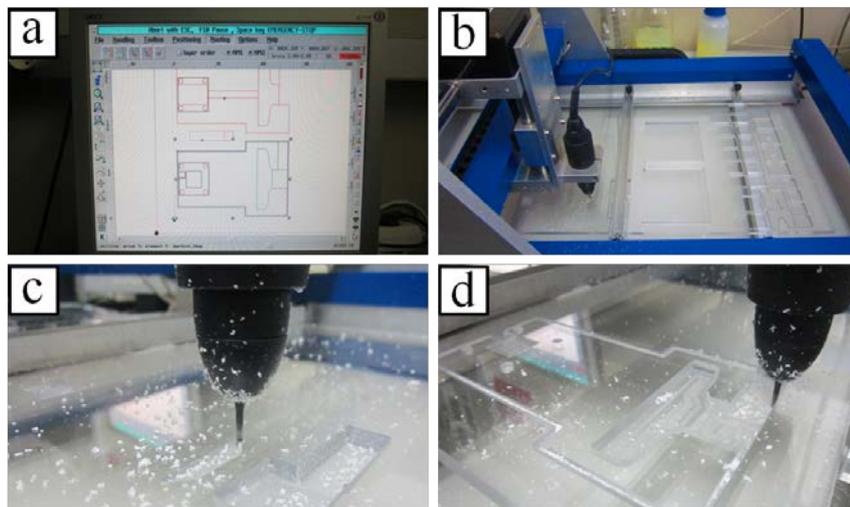


FIGURA C.2: Fabricación de la mesa de pruebas para la caracterización de los CPPIs.

## C.2 Banco de Pruebas # 2: Capacitancia del CPPI y respuesta en frecuencia Tags-LC rectangulares

La fabricación de este segundo banco de pruebas ha sido realizada en el FabLab de la Facultad de Ingeniería, Universidad de Alberta, Canadá. El material utilizado es una lámina de policarbonato de 8 mm. El plano del diseño, junto con el diseño final en 3D se muestran en las figuras C.3 y C.4.

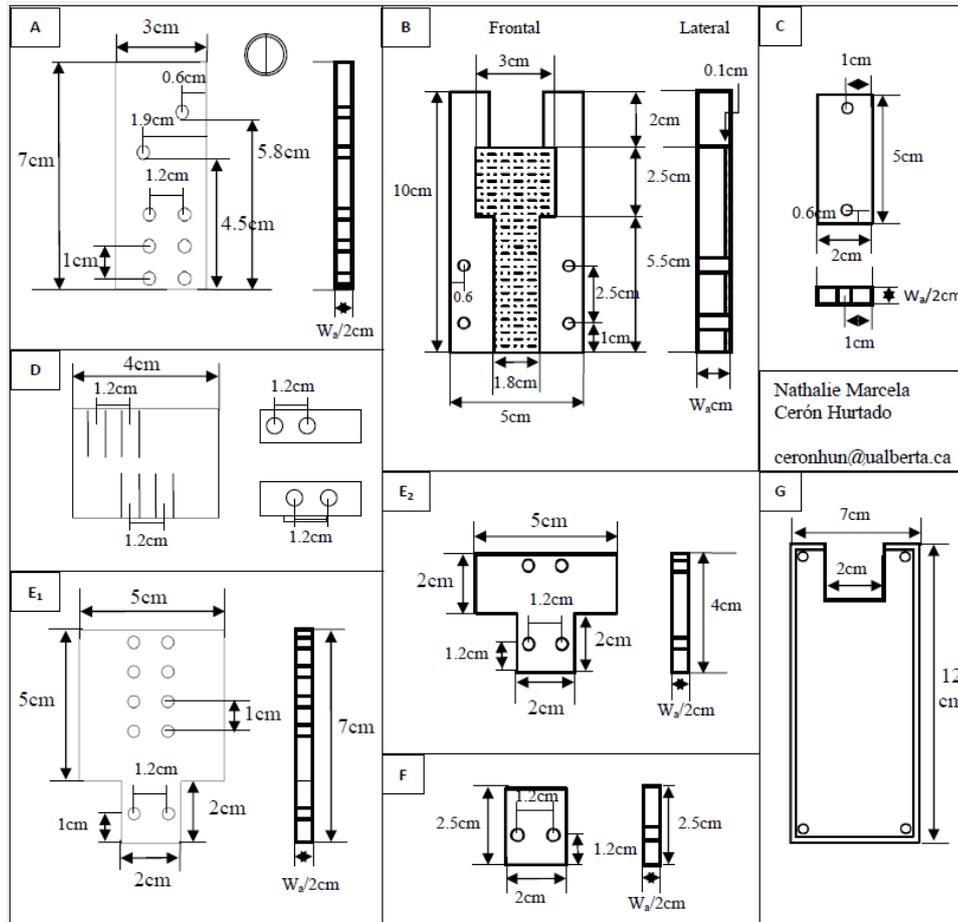


FIGURA C.3: Diseño y medidas del soporte para la caracterización del sensor en el rango de frecuencia.

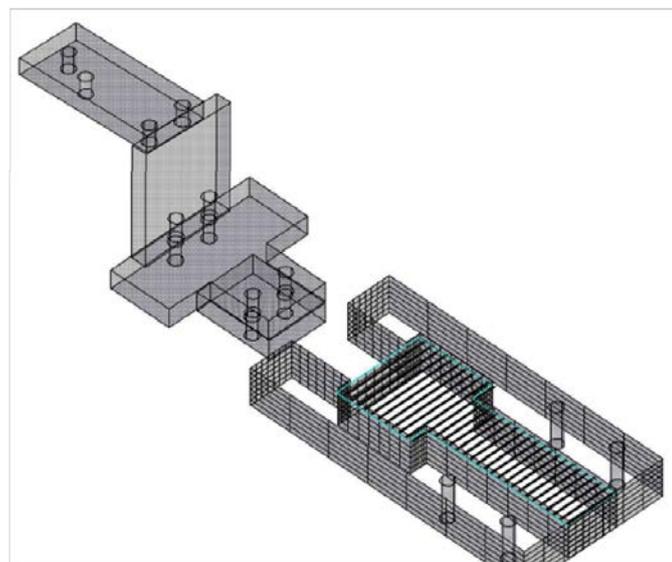


FIGURA C.4: Diseño terminado en AutoCAD® 2012

### C.3 Set-Up de medición # 1: Caracterización en frecuencia de los Tags-LC de geometría circular

Con el montaje experimental mostrado en la figura C.5 se realizó la caracterización en frecuencia de los Tags-LC de geometría circular. Para este set-up se utilizó la mesa de pruebas #1, una bobina de lectura acoplada en la placa de adaptación (Spring Clip Fixture) 16092 del analizador de impedancias Agilent® 4395A (10 Hz - 500 MHz) y un micrómetro de profundidad adherido a una barra móvil, encargada de transferir el desplazamiento longitudinal del micrómetro de profundidad.

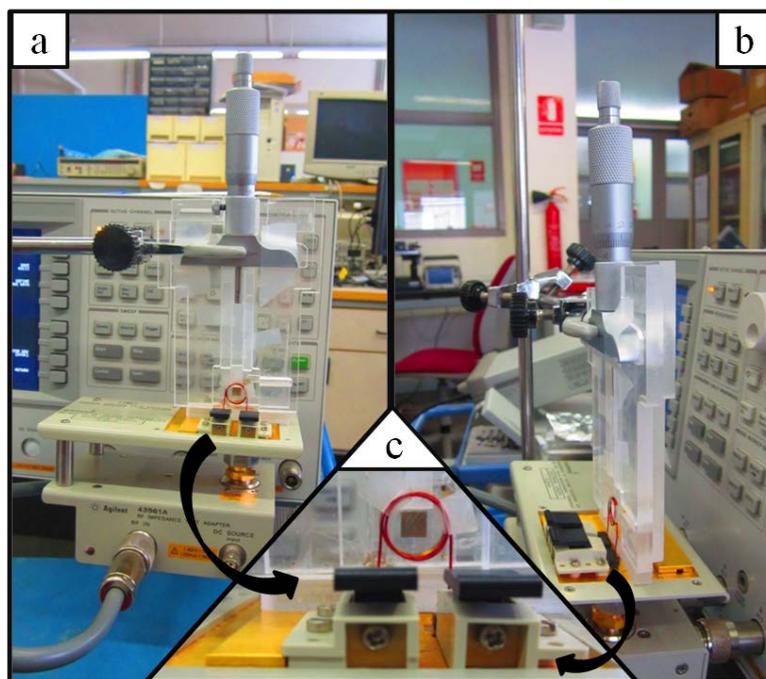


FIGURA C.5: Set-Up para la caracterización de los Tags-LC de geometría circular.

### C.4 Set-Up de medición # 2: Caracterización eléctrica de los CPPIs

Con el set-up de medición mostrado en la figura C.6 se realizó la caracterización eléctrica de los condensadores de placas interdigitadas. La mesa de pruebas #1 fue preparada con un micrómetro de profundidad y una barra móvil, posteriormente las placas del condensador fueron conectadas a un LCR 4284A Agilent®.

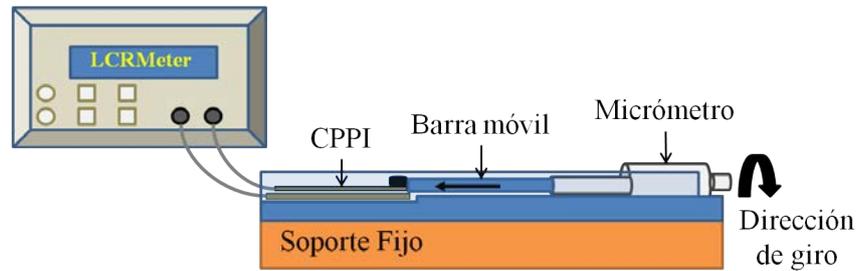


FIGURA C.6: Set-Up para la caracterización eléctrica de los CPPIs.

### C.5 Set-Up de medición # 3: Caracterización de la respuesta en frecuencia de los Tags-LC rectangulares

Por medio de este set up se llevó a cabo la caracterización de la respuesta en frecuencia de los Tags-LC conformados previamente, de geometría rectangular, en ambientes aerobio y salino. El concepto de este setup viene de la necesidad de controlar dos variables simultáneamente: la distancia entre bobinas y el desplazamiento entre las PPIs del condensador. El objetivo es conseguir repetitividad y reproducibilidad en las mediciones. El esquema general y los detalles del sensor en el soporte son mostrados en las figuras C.7 y C.8, respectivamente.

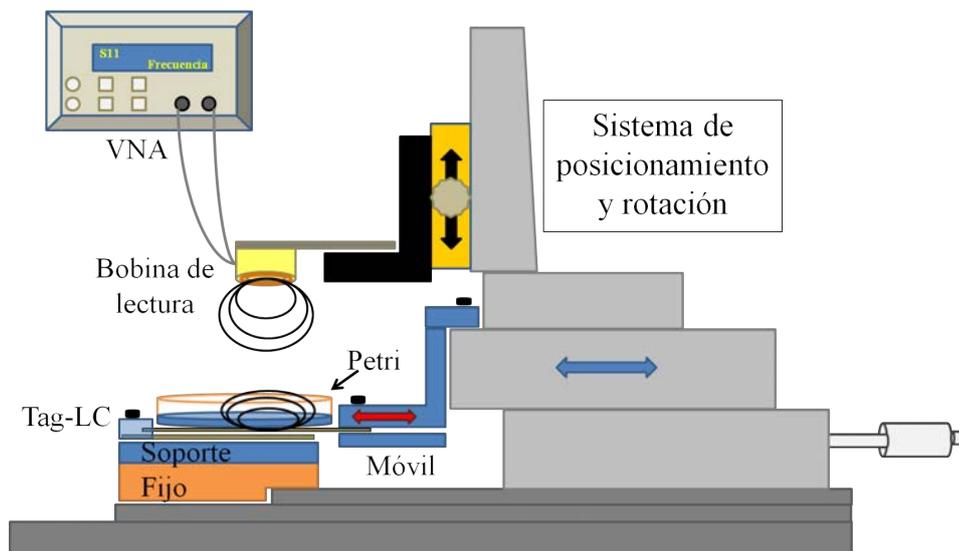


FIGURA C.7: Esquema de la mesa de ensayos para la caracterización del sensor en el rango de la frecuencia.

La figura C.8 muestra en detalle la disposición de los elementos en la mesa de pruebas #2. El dibujo en la parte superior esquematiza la disposición de los elementos para la caracterización con Phantom y el dibujo de la parte inferior la caracterización en aire.

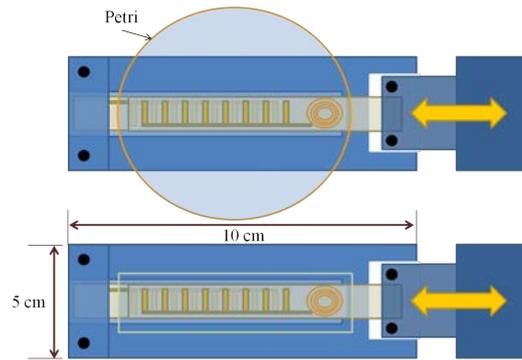


FIGURA C.8: Esquema de la distribución de los elementos en la mesa de pruebas #2. Caracterización del Tag-LC.

## C.6 Set-Up de medición # 4: Caracterización mecánica

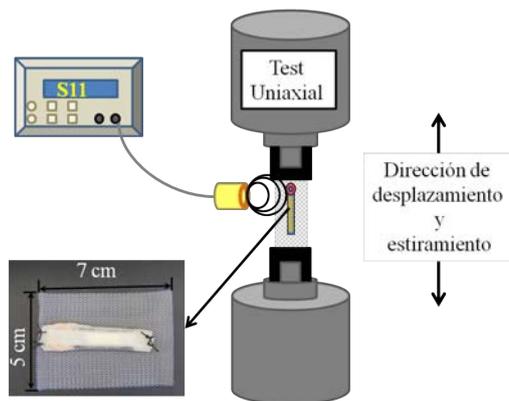


FIGURA C.9: Set-up #4: Esquema para la caracterización del sensor en frecuencia en la máquina de tracción Uniaxial.

El cuarto set-up de medición es mostrado en la figura C.9. Este montaje experimental fue utilizado para la caracterización mecánica de las mallas abdominales con y sin el sensor adherido, así como del explante (tejido + malla + sensor). El equipo de tracción uniaxial utilizado fue el INSTRON<sup>®</sup> 5548 microtester con una celda de carga de 50 N. Entre la

muestra y las mordazas fue colocado papel de lija para mejorar la fijación de la misma. Este montaje fue realizado en conjunto con el grupo de Mecánica Aplicada y Bioingeniería de la Universidad de Zaragoza. Al mismo tiempo se realizó la caracterización en frecuencia del Tag-LC utilizando el analizador de redes E5061B Agilent<sup>®</sup> (100 kHz a 1.5/3 GHz) acoplado a una bobina de lectura.

## Apéndice D

# Distribución de carga en un Condensador de Placas Paralelas Interdigitadas

*Cadascú basteix les seves quimeres d'acord amb les seves il·lusions més recòndites.*

---

Pere Calders, Tots els contes

### D.1 Aproximaciones Teóricas

Un aspecto importante, que influye en el cálculo de la capacitancia, cuando no se cumple la relación de que la distancia de separación entre placas sea mucho menor que las dimensiones geométricas de las mismas, son precisamente los efectos de borde.

En este tipo de conductores solo las líneas de campo en el centro son homogéneas y se representan mediante líneas rectas que van de un lado a otro, en este caso de una placa a otra del condensador, el resto de líneas se van distorsionando a medida que nos acercamos a los bordes de las placas, tal y como se muestra esquemáticamente en la figura D.1. Cuando el efecto de borde es considerado, la capacitancia de un par de placas se incrementa. Considerando entonces el efecto de borde se tiene que la capacidad será la resultante de sumar el valor de capacitancia ideal con aquella aportada por los efectos de borde,

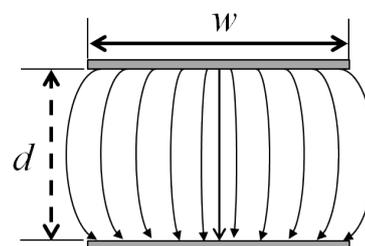


FIGURA D.1: Vista esquemática de las líneas de campo eléctrico entre dos placas

teniendo la ecuación D.1

$$C_{Total} = C_{ideal} + C_{Bordes} \quad (D.1)$$

La capacidad ideal está dada por la ecuación 5.1 (ver capítulo 5), comúnmente conocida para un capacitor de placas paralelas convencional. En el caso de la capacidad correspondiente a la contribución de los bordes en un condensador tipo peine, **Zhixun1996** lo determina como la suma algebraica de la capacitancia por unidad de longitud resultante de los bordes en las dos direcciones consideradas, una en dirección del largo de la placa y la otra en dirección del ancho (ver D.2).

$$C_{Bordes} = C_{Bw} + C_{Bl} \quad (D.2)$$

De acuerdo con la teoría de transformación conformal, la capacitancia por unidad de longitud se define como en la ecuación D.3.

$$C_{ul} = \frac{\epsilon b}{d} + \frac{\epsilon}{\pi} \left[ 1 + \ln \left[ 1 + \frac{\pi b}{d} + \ln \left( 1 + \frac{\pi b}{d} \right) \right] \right] \quad (D.3)$$

En donde  $\epsilon$  es la permitividad del dieléctrico ( $\epsilon_0\epsilon_r$ ),  $b$  es el largo superpuesto (largo compartido entre las dos placas) y  $d$  es el gap de separación entre placas.

Zhanshe et al., [2011](#) determinan que la capacitancia en cada una de las direcciones será

$$C_{Bw} = \frac{\epsilon w l}{d} + \frac{\epsilon w}{\pi} \left[ 1 + \ln \left[ 1 + \frac{\pi l}{d} + \ln \left( 1 + \frac{\pi l}{d} \right) \right] \right] \quad (D.4)$$

$$C_{Bl} = \frac{\epsilon w l}{d} + \frac{\epsilon l}{\pi} \left[ 1 + \ln \left[ 1 + \frac{\pi w}{d} + \ln \left( 1 + \frac{\pi w}{d} \right) \right] \right] \quad (D.5)$$

y el error relativo estará determinado por

$$\begin{aligned} \sigma_{Bw} &= \frac{|C_{ideal} - C_{Bw}|}{C_{ideal}} \times 100\% \\ &= \frac{d}{\pi l} \left[ 1 + \ln \left[ 1 + \frac{\pi l}{d} + \ln \left( 1 + \frac{\pi l}{d} \right) \right] \right] \times 100\% \end{aligned} \quad (D.6)$$

Otros autores como es el caso de Nakamura, [1994](#) y Hirasawa and Nakamura, [1990](#) y Reitan, [1959](#) también plantean ecuación considerando el efecto de los bordes en capacitores de placas paralelas.

Siguiendo el análisis desarrollado por Hirasawa and Nakamura, [1990](#), los

autores plantean ecuación considerando el efecto de los bordes en capacitores de placas paralelas, por medio de un planteamiento empleando el Método de Elementos de Borde (MEB, o BEM por sus siglas en inglés Boundary Element Method). Trabajan con un capacitor de placas paralelas rectangulares en un espacio infinito, las cuales son divididas en  $mn$  segmentos de borde con igual área, con el fin de simplificar el método numérico empleado en el cálculo, haciéndolo más rápido y eficiente. Finalmente encuentran la ecuación

$$C_{Rss} = \frac{Q_R}{V_R} = \frac{\epsilon w l}{mn} \sum_{i=1}^{mn} q_i [F] \quad (D.7)$$

$$C_{Rsi} = -\frac{\epsilon w l}{mn} \sum_{i=mn+1}^{2mn} q_i [F] \quad (D.8)$$

$C_{Rss}$  y  $C_{Rsi}$ , corresponden a la capacidad de un elemento de borde de la placa superior y la inferior respectivamente, en donde  $wl/mn$  es el área de cada elemento. Esta ecuación es perfectamente aplicable al típico caso de un capacitor de placas cuadradas. Para calcular la densidad de carga normalizada, se calcula el cociente entre la densidad de carga encontrada por simple electrostática ( $C_{R0}$ ) y aquella encontrada por el MEB.

Al mismo tiempo los autores definen un par de relaciones de aspecto tanto para los condensadores de placas cuadradas (ver ecuación D.9) como rectangulares (ver ecuación D.10)

$$b = \frac{d}{w} = \frac{\text{Separación de placas}}{\text{Ancho de placa}} \quad (D.9)$$

Y analizaron cada una de las secciones encontrando que la densidad de carga en los bordes es mucho más grande cuando la relación de aspecto  $b$  es pequeña. Por ejemplo para una  $b = 10$ .

En el caso de la capacitancia para un capacitor de placas paralelas rectangulares definen una nueva relación de aspecto

$$b' = \frac{l}{w} = \frac{\text{Longitud de placa}}{\text{Ancho de placa}} \quad (D.10)$$

Y una capacitancia normalizada definida por la ecuación D.11

$$C_{RN} = \frac{C_R}{C_{R0}} \quad (D.11)$$

De modo que cuando  $1/b'$  incrementa, la capacitancia normalizada comienza a ser mayor.

En el caso de Reitan, 1959, realiza una distribución de subáreas en las placas

del capacitor, estableciendo una relación entre el capacitor de placas paralelas rectangulares y el de placas cuadradas.

*Consideraciones para los efectos de borde*

- Considerando la relación de aspecto  $b = d/w$ , se tiene que a medida que se incrementa  $b$  la densidad de carga normalizada también incrementa, aunque la carga total disminuye. En el caso límite cuando  $b \rightarrow \infty$ , la densidad de carga es igual a la de un capacitor cuadrado en un espacio infinito.
- Considerando la relación de aspecto  $b' = l/w$  en el límite cuando  $b' \rightarrow \infty, l \rightarrow \infty$  y la capacitancia normalizada de un capacitor de placas rectangulares paralelas concuerda con la de un capacitor de hilos paralelos (parallel-plate strip)

## Apéndice E

# Protocolo de Experimentación Animal

*Los árboles son poemas que la tierra  
escribe en el cielo. Los cortamos y los  
convertimos en papel, para poder dejar  
constancia de nuestro vacío.*

---

Kahlil Gibran

### E.1 Animal de experimentación

Se emplearon 2 conejos blancos machos de Nueva Zelanda, de un peso medio de 2500 g. El protocolo experimental fue aprobado por el Comité de Ética de Experimentación Animal de la Universidad de Alcalá (CEI2011021). Todos los procedimientos fueron realizados en el Centro de Experimentación Animal de la Universidad de Alcalá.

Los animales se mantuvieron estabulados individualmente durante todo el estudio en módulos compuestos de doce unidades. La alimentación consistió en pienso compactado en pellets, administrado tanto durante los días de estabulación previos a la cirugía, como a partir de las veinticuatro horas después de ésta. Todos los animales tuvieron acceso libre a agua. Dentro del estabulario, los animales estuvieron sometidos a condiciones de luz, ruido, humedad y temperatura estandarizadas según la normativa vigente, y constantes durante la duración del estudio.

El manejo íntegro de los animales se hizo de acuerdo a la legislación vigente de protección de los animales utilizados para experimentación y otros fines científicos recogida en la normativa para el cuidado y Manejo de Animales de Laboratorio de los Institutos de Salud Español y Europeo (Ley 32/2007, Real decreto 1201/2005, Directiva Europea 2010/63/UE y Normativa del Consejo de Europa ETS123).

## E.2 Materiales empleados en la técnica quirúrgica

### *Material protésico*

Como material protésico se empleó una malla Surgipro® (Covidien, Mansfield, MA, USA) de un tamaño de 5 x 7 cm. Es una malla de polipropileno de alta densidad (85 g/m<sup>2</sup>) con un tamaño de poro de 0.26±0.03 mm<sup>2</sup>.

Los sensores fueron fijados a la malla de polipropileno con cuatro puntos sueltos de seda de 3/0 y recubiertos por una fina película de silicona para protegerlos.

Los implantes fueron esterilizados con óxido de etileno antes de ser colocados en el animal de experimentación.

### *Instrumental quirúrgico*

- Porta-agujas
- Pinzas de disección tipo Adson sin dientes
- Tijeras rectas y curvas de Metzembraum
- Pinzas de Halsted
- Bisturí con hoja del número 12

Todo el instrumental se esterilizó en autoclave.

### *Material de sutura*

- Prolene® 4/0 (Ethicon, Johnson & Johnson, Somerville, NJ, USA): sutura de polipropileno monofilar no absorbible.
- Mersilk® 3/0 (Ethicon, Johnson & Johnson, Somerville, NJ, USA): sutura multifilar de seda no absorbible.

## E.3 Técnica quirúrgica

### E.3.1 Analgesia y anestesia

Se empleó una mezcla de ketamina hidrocloreto (Ketolar® 50 mg/ml, Parke-Davis, España) (70 mg/Kg), diazepam (Valium® 10 mg/2 ml, Roche, España) (1,5 mg/Kg) y clorpromazina (Largactil® 50 mg/ml, Rhone-Poulenc, España) (1,5 mg/Kg) como anestésico, administrado por vía intramuscular. En algunas ocasiones, se administró una dosis adicional de la mezcla anestésica a nivel intraperitoneal durante la cirugía. Para minimizar el dolor peri y post-operatorio, una hora antes de la cirugía y en los tres

días posteriores a ésta, los animales recibieron 0,05 mg/Kg de buprenorfina (Buprecare<sup>®</sup> 0,3 mg/ml, Divasa Farmavic, España) administrada por vía intramuscular.

### E.3.2 Implante de los biomateriales

Una vez anestesiados los animales, se procedió al rasurado de la pared anterior del abdomen y a su desinfección con povidona yodada. La técnica quirúrgica fue realizada en condiciones de esterilidad. Una vez seccionada la piel y el tejido celular subcutáneo, se creó un defecto de 35 cm<sup>2</sup> en la pared anterior del abdomen que afectaba a todo el grosor de la pared abdominal (aponeurosis, músculo y peritoneo parietal). De este modo se obtuvo un defecto rectangular de 7 x 5 cm, que fue reparado con una malla de polipropileno de ese mismo tamaño, que llevaba incorporado el sensor (ver figura E.1a). La malla con el sensor fue fijada a los bordes del defecto (interfaz prótesis-tejido de anclaje) mediante una sutura continua de polipropileno de 4/0 interrumpida únicamente en las esquinas del implante, de modo que el material protésico quedó en contacto con las asas intestinales y el sensor quedó situado hacia la vertiente subcutánea (ver figura E.1b). Finalmente, la piel fue cerrada sobre el implante con puntos sueltos utilizando una seda de 3/0. El implante quedó colocado en una posición vertical tal y como se muestra en la figura E.1c.

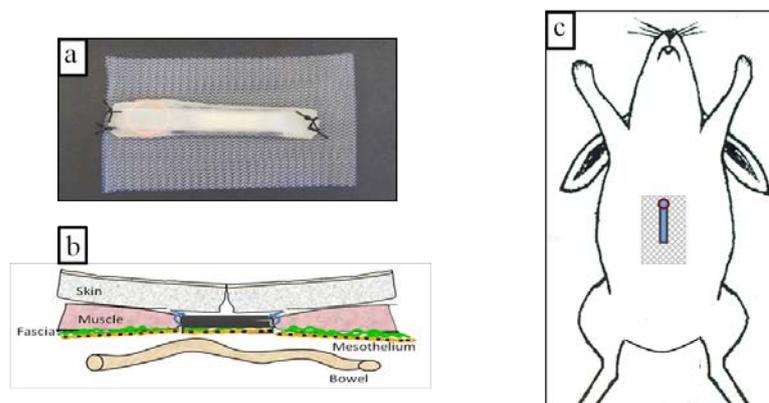


FIGURA E.1: (a) Ubicación del sensor en la malla abdominal, (b) Representación del defecto en la pared abdominal del animal, corregido con la malla protésica (c) Ubicación final del implante en el animal.

Una vez transcurrido el tiempo de estudio (7 días), los animales fueron anestesiados del mismo modo que en el procedimiento quirúrgico y se les administró una dosis letal de pentobarbital sódico 20% (Dolethal<sup>®</sup>, 200 mg/ml, Ventoquinol<sup>®</sup> SA, Francia) siguiendo la normativa vigente para la

eutanasia en animales de experimentación. Para la recogida de las muestras se realizó una incisión horizontal en "U" a lo largo de la piel de la pared abdominal para levantarla en forma de charnela. Una vez realizada la disección del tejido celular subcutáneo, fue posible visualizar el implante para evaluar la integración de la prótesis con en el tejido receptor y el estado del sensor.

## Referencias

- A.A et al. (1999). "Design optimization of a capacitive transducer for displacement measurement". In: *IEEE Transactions on Magnetics* 35.3, pp. 1869–1872. ISSN: 00189464. DOI: 10.1109/20.767398.
- Abraham, William T. et al. (2011a). "Wireless pulmonary artery haemodynamic monitoring in chronic heart failure: A randomised controlled trial". In: *The Lancet* 377.9766, pp. 658–666. ISSN: 01406736. DOI: 10.1016/S0140-6736(11)60101-3.
- Abraham, William T et al. (2011b). "Wireless pulmonary artery haemodynamic monitoring in chronic heart failure: A randomised controlled trial". In: *The Lancet* 377.9766, pp. 658–666. ISSN: 01406736. DOI: 10.1016/S0140-6736(11)60101-3.
- Aceros, Juan et al. (2012). "Polymeric packaging for fully implantable wireless neural microsensors". In: *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, EMBS*, pp. 743–746. ISBN: 9781424441198. DOI: 10.1109/EMBC.2012.6346038.
- Al-Kalbani, Ahmed I., Mehmet R. Yuce, and Jean Michel Redoute (2014). "A biosafety comparison between capacitive and inductive coupling in biomedical implants". In: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 13, pp. 1168–1171. ISSN: 15361225. DOI: 10.1109/LAWP.2014.2328375.
- Alam, Amit et al. (2016). "Improved Quality of Life Scores and Exercise Capacity With Remote Pulmonary Artery Pressure Monitoring in Patients With Chronic Heart Failure". In: *Journal of the American College of Cardiology* 67.13, p. 1299. ISSN: 07351097. DOI: 10.1016/S0735-1097(16)31300-6.
- Algora, Carlos and Rafael Peña (2009). "Recharging the battery of implantable biomedical devices by light". In: *Artificial Organs* 33.10, pp. 855–860. ISSN: 0160564X. DOI: 10.1111/j.1525-1594.2009.00803.x.
- Ali, Mohamed Sultan Mohamed et al. (2014). "Wireless displacement sensing of micromachined spiral-coil actuator using resonant frequency tracking". In: *Sensors (Basel, Switzerland)* 14.7, pp. 12399–12409. ISSN: 14248220. DOI: 10.3390/s140712399.
- Amendola, Sara et al. (2014). "RFID Technology for IoT-based Personal Healthcare in SmartSpaces". In: *IEEE Internet of Things Journal* PP.99, pp. 1–1.

- Anderson, James M, Analiz Rodriguez, and David T Chang (2008a). *Foreign body reaction to biomaterials*. DOI: 10.1016/j.smim.2007.11.004. arXiv: NIHMS150003.
- (2008b). *Foreign body reaction to biomaterials*. DOI: 10.1016/j.smim.2007.11.004. arXiv: NIHMS150003.
- Andò, Bruno et al. (2011). “Cascaded “triple-bent-beam” MEMS sensor for contactless temperature measurements in nonaccessible environments”. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 60.4, pp. 1348–1357. ISSN: 00189456. DOI: 10.1109/TIM.2010.2101310.
- Atzori, Luigi, Antonio Iera, and Giacomo Morabito (2010). “The Internet of Things: A survey”. In: *Computer Networks* 54.15, pp. 2787–2805. ISSN: 13891286.
- Aubert, Hervé (2011). *RFID technology for human implant devices*. DOI: 10.1016/j.crhy.2011.06.004.
- Axisa, F et al. (2006). “A New Technology for Elastic Electronic Circuits and Assemblies for Biomedical Applications”. In: *IMAPS Nordic*.
- Baj-Rossi, C. et al. (2016). “An Innovative System of Membranes for the Monitoring of Endogenous and Exogenous Metabolites”. In: *BioNanoScience* 6.2, pp. 85–92. ISSN: 21911649. DOI: 10.1007/s12668-016-0196-y.
- Baker, Michael W. and Rahul Sarpeshkar (2007). “Feedback analysis and design of RF power links for low-power bionic systems”. In: *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems* 1.1, pp. 28–38. ISSN: 19324545. DOI: 10.1109/TBCAS.2007.893180.
- Bansal, Aditya, Bipul C Paul, and Kaushik Roy (2006). “An analytical fringe capacitance model for interconnects using conformal mapping”. In: *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems* 25.12, pp. 2765–2774. ISSN: 02780070. DOI: 10.1109/TCAD.2006.882489.
- Barbenel, J. C., J. H. Evans, and J. B. Finlay (1973). “Stress-Strain-Time Relations for Soft Connective Tissues”. In: *Perspectives in Biomedical Engineering*. London: Palgrave Macmillan UK, pp. 165–172. DOI: 10.1007/978-1-349-01604-4\_27.
- Barkam, Swetha, Shashank Saraf, and Sudipta Seal (2013). “Fabricated micro-nano devices for in vivo and in vitro biomedical applications”. In: *Wiley Interdisciplinary Reviews: Nanomedicine and Nanobiotechnology* 5.6, pp. 544–568. ISSN: 19395116. DOI: 10.1002/wnan.1236.
- Bazaka, Kateryna and Mohan Jacob (2012). *Implantable Devices: Issues and Challenges*. Vol. 2. 1, pp. 1–34. ISBN: 6174781437. DOI: 10.3390/electronics2010001.
- Bêche, Jean-François et al. (2012). “System Architecture for Neural–Electrical Interface and Processing”. In: *Integrated Microsystems: Electronics, Photonics, and Biotechnology*. Ed. by Krzysztof Iniewski. CRC Press. ISBN: 9781439836200.
- Bellón, Juan M. (2014). “Revisión de una clasificación de materiales protésicos destinados a la reparación herniaria: correlación entre estructura

- y comportamiento en los tejidos receptores". In: *Revista Hispanoamericana de Hernia* 2.2, pp. 49–57. ISSN: 22552677. DOI: 10.1016/j.rehah.2014.02.002.
- (2015). "Rotura de mallas después del implante en reparación herniaria: ¿es posible esta eventualidad?" In: *Revista Hispanoamericana de Hernia* 3.4, pp. 137–138. ISSN: 22552677. DOI: 10.1016/j.rehah.2015.06.008.
- Bertrand, Nicolas and Jean Christophe Leroux (2012). *The journey of a drug-carrier in the body: An anatomo-physiological perspective*. DOI: 10.1016/j.jconrel.2011.09.098.
- Bhadoria, Sanjay S and Hitesh Gupta (2013). "A Wearable Personal Healthcare and Emergency Information Based On Mobile Application". In: *International Journal of Scientific Research in Computer Science Engineering* 1.4, pp. 24–30. ISSN: 2320-7639.
- Bhunja, Swarup, Steve Majerus, and Mohamad Sawan (2015). *Implantable biomedical microsystems : design principles and applications*. Ed. by Bhunja & Majerus & Sawan. William Andrew. ISBN: 9780323261906.
- Blázquez Hernando, Luis Alberto et al. (2015). "Roturas de malla: una causa poco frecuente de recidiva herniaria". In: *Revista Hispanoamericana de Hernia* 3.4, pp. 155–159. ISSN: 22552677. DOI: 10.1016/j.rehah.2015.02.006.
- Boulemtafes, Amine and Nadjib Badache (2016). "Design of Wearable Health Monitoring Systems: An Overview of Techniques and Technologies". In: *mHealth Ecosystems and Social Networks in Healthcare*. Springer International Publishing, pp. 79–94. DOI: 10.1007/978-3-319-23341-3\_6.
- Boutry, Clementine M. et al. (2010). "Development and characterization of biodegradable conductive polymers for the next generation of RF bioresonators". In: *2010 IEEE International Frequency Control Symposium, FCS 2010*. IEEE, pp. 258–261. ISBN: 9781424463992. DOI: 10.1109/FREQ.2010.5556332.
- Boutry, Clémentine M et al. (2012). "Towards biodegradable wireless implants". In: *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences* 370, pp. 2418–2432. ISSN: 1364-503X. DOI: 10.1098/rsta.2011.0439.
- Boutry, Clémentine M. et al. (2013). "Characterization of miniaturized RLC resonators made of biodegradable materials for wireless implant applications". In: *Sensors and Actuators, A: Physical* 189, pp. 344–355. ISSN: 09244247. DOI: 10.1016/j.sna.2012.08.039.
- Brown, C. N. and J. G. Finch (2010). *Which mesh for hernia repair?* DOI: 10.1308/003588410X12664192076296.
- Bruzzi, Mara (2015). "Novel Silicon Devices for Radiation Therapy Monitoring". In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section*

- A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, pp. 1–8. ISSN: 01689002. DOI: 10.1016/j.nima.2015.10.072.
- Calvo, B. et al. (2016). “Biomechanical and morphological study of a new elastic mesh (Ciberlastic) to repair abdominal wall defects”. In: *Journal of the Mechanical Behavior of Biomedical Materials* 59, pp. 366–378. ISSN: 18780180. DOI: 10.1016/j.jmbbm.2016.02.010.
- Cao, Hung et al. (2013). “Batteryless implantable dual-sensor capsule for esophageal reflux monitoring”. In: *Gastrointestinal Endoscopy* 77.4, pp. 649–653. ISSN: 00165107. DOI: 10.1016/j.gie.2012.10.029.
- Carlos, Juan and Mayagoitia González (2011). “Infección de la malla : un problema que no se resuelve”. In: *Cirujano General* 33, pp. 43–45.
- Carmo, João Paulo and José Higinio Correia (2013). “Wireless microsystems for biomedical applications”. In: *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*. Vol. 12. 2, pp. 492–505. DOI: 10.1590/S2179-10742013000200019.
- Casimir Ahn, Henrik and Baz Delshad (2016). “An Implantable Pressure Sensor for Long-term Wireless Monitoring of Cardiac Function -First Study in Man”. In: *Journal of Cardiovascular Diseases & Diagnosis* 4.4. ISSN: 23299517. DOI: 10.4172/2329-9517.1000252.
- Catarinucci, Luca et al. (2015). “An IoT-Aware Architecture for Smart Healthcare Systems”. In: *IEEE Internet of Things Journal* 4662.c, p. 1. ISSN: 2327-4662. DOI: 10.1109/JIOT.2015.2417684.
- Center, Cincinnati Technical (1990). *Safety and Health Topics | Radiofrequency and Microwave Radiation - Electromagnetic Radiation: Field Memo | Occupational Safety and Health Administration*. (Visited on 02/28/2017).
- Cerón-Hurtado, N. M. and Jordi Aguiló Llobet (2014). “Wireless zero-power small displacement sensors”. In: *2014 IEEE 9th IberoAmerican Congress on Sensors, IBERSENSOR 2014 - Conference Proceedings*. IEEE, pp. 1–5. ISBN: 9781479968350. DOI: 10.1109/IBERSENSOR.2014.6995561.
- Cerón-Hurtado, Nathalie Marcela et al. (2016). “Flexible Microdisplacement Sensor for Wearable/Implantable Biomedical Applications”. In: *IEEE Sensors Journal Under Revision*, pp. 1–1. ISSN: 1530-437X. DOI: 10.1109/JSEN.2017.2698263.
- Chang, W H (1976). “Analytical IC Metal-Line Capacitance Formulas”. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 24.9, pp. 608–611. ISSN: 15579670. DOI: 10.1109/TMTT.1976.1128917.
- Chen, Lisa Y et al. (2014). “Continuous wireless pressure monitoring and mapping with ultra-small passive sensors for health monitoring and critical care.” In: *Nature communications* 5, p. 5028. ISSN: 2041-1723. DOI: 10.1038/ncomms6028. arXiv: arXiv:1011.1669v3.

- Chen, Po Jui et al. (2008). "Microfabricated implantable parylene-based wireless passive intraocular pressure sensors". In: *Journal of Microelectromechanical Systems* 17.6, pp. 1342–1351. ISSN: 10577157. DOI: 10.1109/JMEMS.2008.2004945.
- Chen, Po Jui et al. (2010). "Wireless intraocular pressure sensing using microfabricated minimally invasive flexible-coiled LC sensor implant". In: *Journal of Microelectromechanical Systems* 19.4, pp. 721–734. ISSN: 10577157. DOI: 10.1109/JMEMS.2010.2049825.
- Cheong, Jia Hao et al. (2012). "An inductively powered implantable blood flow sensor microsystem for vascular grafts". In: *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* 59.9, pp. 2466–2475. ISSN: 00189294. DOI: 10.1109/TBME.2012.2203131.
- Chitnis, Girish et al. (2013). "A minimally invasive implantable wireless pressure sensor for continuous IOP monitoring". In: *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* 60.1, pp. 250–256. ISSN: 00189294. DOI: 10.1109/TBME.2012.2205248.
- Cima, Michael J (2011). "Microsystem Technologies for Medical Applications". In: *Annual Review of Chemical and Biomolecular Engineering* 2.1, pp. 355–378. ISSN: 1947-5438. DOI: 10.1146/annurev-chembioeng-061010-114120.
- Cobb, William S et al. (2005). "Normal intraabdominal pressure in healthy adults". In: *Journal of Surgical Research* 129.2, pp. 231–235. ISSN: 00224804. DOI: 10.1016/j.jss.2005.06.015.
- Conze, J. and U. Klinge (1999). "Biocompatibility of biomaterials. Clinical and mechanical aspects." In: *Incisional hernia*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, pp. 169–177. ISBN: 978-3-642-60123-1. DOI: 10.1007/978-3-642-60123-1\_14.
- Coosemans, J., M. Catrysse, and R. Puers (2004). "A readout circuit for an intra-ocular pressure sensor". In: *Sensors and Actuators A: Physical* 110.1-3, pp. 432–438. ISSN: 09244247. DOI: 10.1016/j.sna.2003.09.015.
- Cosnier, Serge, Alan Le Goff, and Michael Holzinger (2014). *Towards glucose biofuel cells implanted in human body for powering artificial organs: Review*. DOI: 10.1016/j.elecom.2013.09.021.
- Costanzo, Alessandra and Diego Masotti (2015). "Wirelessly powering: An enabling technology for zero-power sensors, IoT and D2D communication". In: *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, IMS 2015*, pp. 1–4. ISBN: 9781479982752. DOI: 10.1109/MWSYM.2015.7167017.
- Dabbas, Natalie et al. (2011). "Frequency of abdominal wall hernias: is classical teaching out of date?" In: *JRSM short reports* 2.1, p. 5. ISSN: 2042-5333. DOI: 10.1258/shorts.2010.010071.

- Darwish, Ashraf and Aboul Ella Hassanien (2011). *Wearable and implantable wireless sensor network solutions for healthcare monitoring*. DOI: 10.3390/s110605561.
- Data Sheet Photoresist AZ 5214E.
- Dawidczyk, Charlene M. et al. (2014). "State-of-the-art in design rules for drug delivery platforms: Lessons learned from FDA-approved nanomedicines". In: *Journal of Controlled Release* 187, pp. 133–144. ISSN: 18734995. DOI: 10.1016/j.jconrel.2014.05.036.
- Deeken, Corey R. and Spencer P. Lake (2017). "Mechanical Properties of the Abdominal Wall and Biomaterials Utilized for Hernia Repair". In: *Journal of the Mechanical Behavior of Biomedical Materials*. ISSN: 17516161. DOI: 10.1016/j.jmbbm.2017.05.008.
- Donaldson, N. de N. and T. A. Perkins (1983). "Analysis of resonant coupled coils in the design of radio frequency transcutaneous links". In: *Medical & Biological Engineering & Computing* 21.5, pp. 612–627. ISSN: 0140-0118. DOI: 10.1007/BF02442388.
- Dong, L., L. F Wang, and Q. A Huang (2016). "An LC Passive Wireless Multifunctional Sensor Using a Relay Switch". In: *IEEE Sensors Journal* 16, pp. 4968–4973. DOI: 10.1109/JSEN.2016.2550537.
- Dove, Ilka (2014). "Mathematics & Computer Science Analysis of Radio Propagation Inside the Human Body for in-Body Localization Purposes". PhD thesis, pp. 1–12.
- Electronic communication Committee (2014). *The European table of frequency allocations and application in the frequency range 8.3 kHz to 3000 GHz (ECA Table)*. Tech. rep., p. 275.
- Ellozy, Sharif H. et al. (2006). "Abdominal aortic aneurysm sac shrinkage after endovascular aneurysm repair: Correlation with chronic sac pressure measurement". In: *Journal of Vascular Surgery* 43.1, pp. 2–7. ISSN: 07415214. DOI: 10.1016/j.jvs.2005.09.039.
- Elmgvist, Rune et al. (1963). "Artificial pacemaker for treatment of Adams-Stokes syndrome and slow heart rate". In: *American Heart Journal* 65.6, pp. 731–748.
- Erickson, David et al. (2014). "Smartphone technology can be transformative to the deployment of lab-on-chip diagnostics." In: *Lab on a chip* 14.17, pp. 3159–64. ISSN: 1473-0189. DOI: 10.1039/c4lc00142g.
- et al. Garbarino, Maurizio (2014). "Acquisition, Empatica E3—A wearable wireless multi-sensor device for real-time computerized biofeedback and data". In: *Wireless Mobile Communication and Healthcare (Mobihealth), 2014 EAI 4th International Conference on. IEEE, 2014*. pp. 39–42.
- Farandos, Nicholas M. et al. (2015). *Contact lens sensors in ocular diagnostics*. DOI: 10.1002/adhm.201400504.

- Faul, Andre Johan (2014). "Next generation RFID telemetry design for biomedical implants." PhD thesis. University of Louisville, p. 196. DOI: 10.18297/etd/428.
- Finkenzeller, Klaus (2010). *RFID handbook : fundamentals and applications in contactless smart cards, radio frequency identification and near-field communication*. ISBN: 9780470695067.
- Gajdosik, Richard L (2001). "Passive extensibility of skeletal muscle: Review of the literature with clinical implications". In: *Clinical Biomechanics* 16.2, pp. 87–101. ISSN: 02680033. DOI: 10.1016/S0268-0033(00)00061-9.
- Galindo-Romera, Gabriel et al. (2016). "Submersible Printed Split-Ring Resonator-Based Sensor for Thin-Film Detection and Permittivity Characterization". In: *IEEE Sensors Journal* 16.10, pp. 3587–3596. ISSN: 1530437X. DOI: 10.1109/JSEN.2016.2538086.
- Gao, Wei et al. (2016). "Fully integrated wearable sensor arrays for multiplexed in situ perspiration analysis". In: *Nature* 529.7587, pp. 509–514. ISSN: 0028-0836. DOI: 10.1038/nature16521.
- Ghafar-Zadeh, Ebrahim (2015). *Wireless integrated biosensors for point-of-care diagnostic applications*.
- Global Markets for Emerging Medical Device Technologies* (2016). Tech. rep.
- González González, JM (2012). "Cianoacrilato. Definición y propiedades. Aplicaciones en medicina y odontología". In: *Avances en odontoestomatología* 28.2, pp. 95–102. ISSN: 0213-1285.
- Graichen, Friedmar et al. (2007). "Implantable 9-channel telemetry system for in vivo load measurements with orthopedic implants". In: *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* 54.2, pp. 253–261. ISSN: 00189294. DOI: 10.1109/TBME.2006.886857.
- Grasa, J et al. (2012). "Numerical simulation of the behaviour of musculoskeletal tissue". In: *Revista Internacional de Métodos Numéricos para Cálculo y Diseño en Ingeniería* 28, pp. 177–186. DOI: 10.1016/j.rimni.2012.03.005.
- Gubbi, Jayavardhana et al. (2013). "Internet of Things (IoT): A vision, architectural elements, and future directions". In: *Future Generation Computer Systems* 29.7, pp. 1645–1660. ISSN: 0167739X.
- Haeberlin, Andreas et al. (2015). "The first batteryless, solar-powered cardiac pacemaker". In: *Heart Rhythm* 12.6, pp. 1317–1323. ISSN: 15563871. DOI: 10.1016/j.hrthm.2015.02.032.
- Hall, Peter and Yang Hao (2007). *Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications*. Ed. by Peter Hall and Yang Hao. Boston: Artech House, pp. 1–293. ISBN: 978-1-58053-493-2.
- Hammond, Robert L. et al. (2012). "A Wireless and Battery-Less Miniature Intracardiac Pressure Sensor". In: *ASAIO Journal* 58, pp. 83–87. ISSN: 1058-2916. DOI: 10.1097/MAT.0b013e318239f2e9.

- Hannan, Mahammad a et al. (2014). "Energy harvesting for the implantable biomedical devices: issues and challenges." In: *Biomedical engineering on-line* 13.1, p. 79. ISSN: 1475-925X. DOI: 10.1186/1475-925X-13-79.
- Harsanyi, G (2000). *Sensors in biomedical applications*. Ed. by CRC Press.
- Hartford, Jamie (2013). "Exploiting the Microelectronics Toolbox for Healthcare Applications". In: *Design Services*.
- Hernández Gascón, B. (2013). "Mechanical modelling of the abdominal wall and biomaterials for hernia surgery". PhD thesis. Universidad de Zaragoza.
- Hernandez-Gascon, B et al. (2011). "Mechanical behaviour of syntethic surgical meshes: finite element simulation of the herniated abdominal wall". In: *Acta Biomaterialia* 7, pp. 3905–3919.
- Hernández-Gascón, B. et al. (2012). "Long-term anisotropic mechanical response of surgical meshes used to repair abdominal wall defects". In: *Journal of the Mechanical Behavior of Biomedical Materials* 5.1, pp. 257–271. ISSN: 17516161. DOI: 10.1016/j.jmbbm.2011.09.005.
- Hidalgo, M et al. (2001). "Complicaciones de la cirugía de las hernias". In: *Cirugia Espanola* 69.3, pp. 217–223. ISSN: 0009739X. DOI: 10.1016/S0009-739X(01)71731-9.
- Hirasawa, M. and M. Nakamura (1990). "Capacitance of Transducers for Displacement Measurement". In: *Electrical Engineering Applications*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, pp. 87–102. DOI: 10.1007/978-3-642-48837-5\_5.
- Ho, J.S. John S., Sanghoek Kim, and A.S.Y. Poon (2013). "Midfield Wireless Powering for Implantable Systems". In: *Proceedings of the IEEE* 101.6, pp. 1369–1378. ISSN: 0018-9219. DOI: 10.1109/JPROC.2013.2251851.
- Huang, Liang et al. (2013). "An overview of capacitively coupled power transfer - A new contactless power transfer solution". In: *Proceedings of the 2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2013*. IEEE, pp. 461–465. ISBN: 9781467363211. DOI: 10.1109/ICIEA.2013.6566413.
- Huang, Qing-An, Lei Dong, and Li-Feng Wang (2016). "LC Passive Wireless Sensors Toward a Wireless Sensing Platform: Status, Prospects, and Challenges". In: *JOURNAL OF MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS* 25.5, pp. 822–841. ISSN: 10577157. DOI: 10.1109/JMEMS.2016.2602298.
- IEEE (2006). *IEEE Standard for Safety Levels With Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz*. Vol. 2005. April, 0\_1–238. ISBN: VO -. DOI: 10.1109/IEEESTD.2006.99501.
- Ieee C95.1-2005 (2006). *IEEE Standard for Safety Levels With Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz*. Vol. 2005. April, 0\_1–238.
- Illa, Xavi et al. (2009). "An array of ordered pillars with retentive properties for pressure-driven liquid chromatography fabricated directly from an

- unmodified cyclo olefin polymer." In: *Lab on a chip* 9.11, pp. 1511–1516. ISSN: 1473-0197. DOI: 10.1039/b818918h.
- Illa, Xavi et al. (2010). "A cyclo olefin polymer microfluidic chip with integrated gold microelectrodes for aqueous and non-aqueous electrochemistry." In: *Lab on a chip* 10.10, pp. 1254–1261. ISSN: 1473-0197. DOI: 10.1039/b926737a.
- Jeutter, D.C. (1982). "A Transcutaneous Implanted Battery Recharging and Biotelemeter Power Switching System". In: *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* BME-29.5, pp. 314–321. ISSN: 0018-9294. DOI: 10.1109/TBME.1982.324898.
- Joung, Y H (2013). "Development of implantable medical devices: from an engineering perspective". In: *Int Neurourol J* 17.3, pp. 98–106. DOI: 10.5213/inj.2013.17.3.98.
- Jow, Uei-ming et al. (2008). "Design and Optimization of Printed Spiral Coils for Efficient Transcutaneous Inductive Power Transmission". In: *Optimization* 1.3, pp. 193–202. DOI: 10.1109/TBCAS.2007.913130.
- Jozwiak, Lech (2016). "Wearable and mobile systems". In: *2016 5th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO)*. IEEE, pp. 7–9. ISBN: 978-1-5090-2222-9. DOI: 10.1109/MECO.2016.7525680.
- Junge, K et al. (2001). "Elasticity of the anterior abdominal wall and impact for reparation of incisional hernias using mesh implants". In: *Hernia* 5.3, pp. 113–118. ISSN: 12654906. DOI: 10.1007/s100290100019.
- Kahn, Wahid et al. (2014). "Implantable Medical Devices". In: *Focal Controlled Drug Delivery*, pp. 33–59. DOI: 10.1007/978146149434-8\_2.
- Kajfez, Darko and Eugene J. Hwan (1984). "Q-Factor Measurement with Network Analyzer". In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 32.7, pp. 666–670. ISSN: 15579670. DOI: 10.1109/TMTT.1984.1132751.
- Kakria, Priyanka, N. K. Tripathi, and Peerapong Kitipawang (2015). "A real-time health monitoring system for remote cardiac patients using smartphone and wearable sensors". In: *International Journal of Telemedicine and Applications* 2015, no pagination. ISSN: 1687-6415. DOI: 10.1155/2015/373474.
- Kamel Boulos, Maged N. and Najeeb M. Al-Shorbaji (2014). "On the Internet of Things, smart cities and the WHO Healthy Cities." In: *International journal of health geographics* 13, p. 10. ISSN: 1476-072X. DOI: 10.1186/1476-072X-13-10.
- Kamel Boulos, Maged N. et al. (2011). "Crowdsourcing, citizen sensing and sensor web technologies for public and environmental health surveillance and crisis management: trends, OGC standards and application examples." In: *International journal of health geographics* 10.1, p. 67. ISSN: 1476-072X. DOI: 10.1186/1476-072X-10-67.

- Kang, Daesil and Wonkyu Moon (2013). "Electrode configuration method with surface profile effect in a contact-type area-varying capacitive displacement sensor". In: *Sensors and Actuators, A: Physical* 189, pp. 33–44. ISSN: 09244247. DOI: 10.1016/j.sna.2012.09.011.
- Kang, Seung-kyun et al. (2016a). "Bioresorbable silicon electronic sensors for the brain." In: *Nature* 530.7588, pp. 71–76. ISSN: 1476-4687. DOI: 10.1038/nature16492.
- Kang, Seung-Kyun et al. (2016b). "Bioresorbable silicon electronic sensors for the brain". In: *Nature* 530.7588, pp. 71–76. ISSN: 0028-0836. DOI: 10.1038/nature16492.
- Kenneth Ward, W (2008). "A review of the foreign-body response to subcutaneously-implanted devices: the role of macrophages and cytokines in biofouling and fibrosis." In: *Journal of diabetes science and technology* 2.5, pp. 768–77. ISSN: 1932-2968. DOI: 10.1177/193229681200600201.
- Khanna, Vinod Kumar (2015). *Implantable Medical Electronics: Prosthetics, Drug Delivery, and Health Monitoring*, p. 453.
- Kiefer, Michael et al. (2012). "Telemetric ICP measurement with the first CE-approved device: data from animal experiments and initial clinical experiences." In: *Acta neurochirurgica. Supplement* 114, pp. 111–116. ISSN: 00651419. DOI: 10.1007/978-3-7091-0956-4\_20.
- Kilinc, Enver G. et al. (2015). "A remotely powered implantable biomedical system with location detector". In: *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems* 9.1, pp. 113–123. ISSN: 19324545. DOI: 10.1109/TBCAS.2014.2321524.
- Kim, Jeonghyun et al. (2015a). "Miniaturized Flexible Electronic Systems with Wireless Power and Near-Field Communication Capabilities". In: *Advanced Functional Materials* 25.30, pp. 4761–4767. ISSN: 16163028. DOI: 10.1002/adfm.201501590.
- Kim, Moojin et al. (2006). "A new capacitive displacement sensor with high accuracy and long-range". In: *Sensors and Actuators, A: Physical* 130-131.SPEC. ISS. Pp. 135–141. ISSN: 09244247. DOI: 10.1016/j.sna.2005.12.012.
- Kim, Nam-Young et al. (2015b). "Rapid, sensitive, and reusable detection of glucose by a robust radiofrequency integrated passive device biosensor chip." In: *Scientific reports* 5, p. 7807. ISSN: 2045-2322. DOI: 10.1038/srep07807.
- Kiourti, Asimina (2010). "Biomedical Telemetry: Communication Between Implanted Devices and the External World". In: *Opticon* 1826 8, pp. 1–7. DOI: 10.5334/opt.081005.
- Kiourti, Asimina, Konstantinos A. Psathas, and Konstantina S. Nikita (2014). *Implantable and ingestible medical devices with wireless telemetry functionalities: A review of current status and challenges*. DOI: 10.1002/bem.21813.

- Klopfer, Michael et al. (2013). "Flexible, transparent electronics for biomedical applications". In: *Proceedings - Electronic Components and Technology Conference*. IEEE, pp. 494–499. ISBN: 9781479902330. DOI: 10.1109/ECTC.2013.6575617.
- Koutsonas, Antonis et al. (2015). "Implantation of a novel telemetric intraocular pressure sensor in patients with glaucoma (ARGOS study): 1-year results". In: *Investigative Ophthalmology and Visual Science* 56.2, pp. 1063–1069. ISSN: 15525783. DOI: 10.1167/iovs.14-14925.
- Kuehn BM (2016). *Wearable biosensors studied for clinical monitoring and treatment*. DOI: 10.1001/jama.2016.6240.
- Kumosa, Lucas S. et al. (2014). "Permeability of subcutaneous tissues surrounding long-term implants to oxygen". In: *Biomaterials* 35.29, pp. 8287–8296. ISSN: 18785905. DOI: 10.1016/j.biomaterials.2014.05.012. arXiv: 15334406.
- Lachhman, Shem Benjamin (2012). "Roller-Cast Poly-Dimethylsiloxane As a Non-Hermetic Encapsulant for Mems Packaging Case Western Reserve University School of Graduate Studies". PhD thesis, p. 107.
- Laibow, Rima (1999). "Medical applications of". In: *Micro System Technologies* 2.July 2007, pp. 59–66. ISSN: 19450699. DOI: 10.1063/1.881158.
- LARBI, BENKHAOUA et al. (2015). "Miniaturized Quasi-Lumped Resonator for Dielectric Characterization of Liquid Mixtures". In: *IEEE Sensors Journal*, pp. 1–1. ISSN: 1530-437X. DOI: 10.1109/JSEN.2015.2504601.
- Leber, G E et al. (1998). "Long-term complications associated with prosthetic repair of incisional hernias." In: *Archives of surgery* 133.4, pp. 378–382. ISSN: 00040010. DOI: 10.1001/archsurg.133.4.378.
- Lee, Dae Sik et al. (2005). "Wafer-scale fabrication of polymer-based microdevices via injection molding and photolithographic micropatterning protocols". In: *Analytical Chemistry* 77.16, pp. 5414–5420. ISSN: 00032700. DOI: 10.1021/ac050286w.
- Lee, W.-K. and H.-C. Chen (2012). "Battery-less ASK/O-QPSK transmitter for medical implants". In: *Electronics Letters* 48.17, pp. 1036–1038. ISSN: 0013-5194. DOI: 10.1049/el.2012.1172.
- Li, Chen et al. (2015). "Review of Research Status and Development Trends of Wireless Passive LC Resonant Sensors for Harsh Environments." en. In: *Sensors (Basel, Switzerland)* 15.6, pp. 13097–109. ISSN: 1424-8220. DOI: 10.3390/s150613097.
- Li, W., D. C. Rodger, and Y. C. Tai (2008). "Implantable RF-coiled chip packaging". In: *Proceedings of the IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*. IEEE, pp. 108–111. ISBN: 9781424417933. DOI: 10.1109/MEMSYS.2008.4443604.

- Lichtenstein, Irving L. et al. (1989). "The tension-free hernioplasty". In: *The American Journal of Surgery* 157.2, pp. 188–193. ISSN: 00029610. DOI: 10.1016/0002-9610(89)90526-6.
- Lin, Jeffrey et al. (2012). "Feeling the Pressure: A Parylene-Based Intraocular Pressure Sensor". In: *IEEE Nanotechnology Magazine* 6.3, pp. 8–16. ISSN: 1932-4510. DOI: 10.1109/MNANO.2012.2203876.
- Lin, Yu Po and Kea Tiong Tang (2016). "An Inductive Power and Data Telemetry Subsystem with Fast Transient Low Dropout Regulator for Biomedical Implants". In: *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems* 10.2, pp. 435–444. ISSN: 19324545. DOI: 10.1109/TBCAS.2015.2447526.
- Liu, Lin and Jing Liu (2011). *Biomedical sensor technologies on the platform of mobile phones*. DOI: 10.1007/s11465-011-0216-0.
- Liu, Yao-Hong and Tsung-Hsien Lin (2012). "Design of a Low-Power Dual-Mode MUX-Based Transmitter for Biomedical Applications". In: *Integrated Microsystems: Electronics, Photonics, and Biotechnology*. Ed. by Krzysztof Iniewski. CRC Press. ISBN: 9781439836200.
- Lu, Nanshu et al. (2016). "Mechanics and Applications of Stretchable Serpentine Structures". PhD thesis. University of Texas, p. 137.
- Luo, Mengdi et al. (2014). "A microfabricated wireless RF pressure sensor made completely of biodegradable materials". In: *Journal of Microelectromechanical Systems* 23.1, pp. 4–13. ISSN: 10577157. DOI: 10.1109/JMEMS.2013.2290111.
- Ma, Qingyun, Mohammad Rafiqul Haider, and Yehia Massoud (2011). "A low-loss rectifier unit for inductive-powering of biomedical implants". In: *2011 IEEE/IFIP 19th International Conference on VLSI and System-on-Chip, VLSI-SoC 2011*. IEEE, pp. 86–89. ISBN: 9781457701719. DOI: 10.1109/VLSISoC.2011.6081656.
- Mackay, R. Stuart and Bertil Jacobson (1957). "Endoradiosonde". In: *Nature* 179.4572, pp. 1239–1240. ISSN: 0028-0836. DOI: 10.1038/1791239a0.
- Mahbub, Ifana et al. (2015). "Electronic Sensor Interfaces With Wireless Telemetry". In: *Advances in Bioengineering*. Ed. by Pier Andrea Serra. DOI: 10.5772/59754.
- Mahfouz, Mohamed R., Michael J. Kuhn, and Gary. To (2013). "Wireless Medical Devices: A Review of Current Research and Commercial Systems". In: pp. 16–18. DOI: 10.1109/BioWireless.2013.6613660.
- Maisel, William H and Tadayoshi Kohno (2010). "Improving the Security and Privacy of Implantable Medical Devices". In: pp. 1164–1166.
- Malbrain, Manu L N G et al. (2014). "The role of abdominal compliance, the neglected parameter in critically ill patients - a consensus review of 16. Part 2: measurement techniques and management recommendations."

- In: *Anaesthesiology intensive therapy* 46.5, pp. 406–32. ISSN: 1731-2515. DOI: 10.5603/AIT.2014.0062.
- Matsuzaki, Ryosuke and Akira Todoroki (2007). “Wireless flexible capacitive sensor based on ultra-flexible epoxy resin for strain measurement of automobile tires”. In: *Sensors and Actuators, A: Physical* 140.1, pp. 32–42. ISSN: 09244247. DOI: 10.1016/j.sna.2007.06.014.
- Meijs, N.P. van der and J.T. Fokkema (1984). “VLSI circuit reconstruction from mask topology”. In: *Integration, the VLSI Journal* 2.2, pp. 85–119. ISSN: 01679260.
- Meng, Ellis (2011). *Biomedical microsystems*. CRC Press, p. 408. ISBN: 978-1-4200-5122-3.
- Meng, Zhaozong and Zhen Li (2016). “RFID tag as a sensor - a review on the innovative designs and applications”. In: *Measurement science review* 16.6, pp. 305–315. ISSN: 1335-8871. DOI: 10.1515/msr-2016-0039.
- Merli, Francesco et al. (2011). “The effect of insulating layers on the performance of implanted antennas”. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 59.1, pp. 21–31. ISSN: 0018926X. DOI: 10.1109/TAP.2010.2090465.
- Mohan, S.S. et al. (1999). “Simple accurate expressions for planar spiral inductances”. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 34.10, pp. 1419–1424. ISSN: 00189200. DOI: 10.1109/4.792620.
- Mokwa, W (2004). “MEMS technologies for epiretinal stimulation of the retina”. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 14, S12–S16. ISSN: 0960-1317. DOI: 10.1088/0960-1317/14/9/002.
- Moreno Correa, Sandra, Freddy Moreno Gómez, and Sebastián Medina Cárdenas (2015). “Reacción a cuerpo extraño por implantación de un microchip”. In: *Revista Cubana de Investigaciones Biomédicas* 34.1, pp. 80–92. ISSN: 0864-0300.
- Mukhopadhyay, S. C. and N. K. Suryadevara (2014). “Internet of Things: Challenges and Opportunities”. In: *Smart Sensors, Measurement and Instrumentation*. Vol. 42. 3, pp. 1–17. ISBN: 9781420052817. DOI: 10.1007/978-3-319-04223-7\_1. arXiv: 96332259.
- Nakamura, Mitsunobu (1994). “Form And Capacitance of Parallel-Plate Capacitors”. In: *IEEE Transactions on Components Packaging and Manufacturing Technology Part A* 17.3, pp. 477–484. ISSN: 10709886. DOI: 10.1109/95.311759.
- Neagu, C.R. et al. (1997). “Characterization of a planar microcoil for implantable microsystems”. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 62.1-3, pp. 599–611. ISSN: 09244247. DOI: 10.1016/S0924-4247(97)01601-4.
- Neuman, Michael R (2004). “Microfabricated sensors for biomedical applications.” In: *Conference proceedings : ... Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. IEEE Engineering in*

- Medicine and Biology Society. Annual Conference 7*, p. 5218. ISSN: 1557-170X. DOI: 10.1109/IEMBS.2004.1404458.
- Neves, H P (2013). "Materials for implantable systems". In: *Implantable sensor systems for medical applications*. Woodhead Publishing Limited, pp. 3–38. ISBN: 9780857096289. DOI: 10.1533/9780857096289.1.3.
- Nikita, Konstantina S. et al. (2014). *Handbook of Biomedical Telemetry*, p. 691. ISBN: 9781118388617.
- Nilsson, Tove (1982a). "Biomechanical studies of rabbit abdominal wall. Part I.-The mechanical properties of specimens from different anatomical positions". In: *Journal of Biomechanics* 15.2, pp. 123–129. ISSN: 00219290. DOI: 10.1016/0021-9290(82)90044-6.
- (1982b). "Biomechanical studies of rabbit abdominal wall. Part II.-The mechanical properties of specimens in relation to length, width, and fibre orientation". In: *Journal of Biomechanics* 15.2, pp. 131–135. ISSN: 00219290. DOI: 10.1016/0021-9290(82)90045-8.
- Nishii, Nobuhiro (2014). *Remote monitoring of cardiac implantable electronic devices*. DOI: 10.1016/j.joa.2014.03.009.
- Nishiyama, Hitoshi and Mitsunobu Nakamura (1990). "Capacitance of a Strip Capacitor". In: *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology* 13.2, pp. 417–423. ISSN: 01486411. DOI: 10.1109/33.56178.
- Nopper, Reinhard, Remigius Niekrawietz, and Leonhard Reindl (2010). "Wireless readout of passive LC sensors". In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 59.9, pp. 2450–2457. ISSN: 00189456. DOI: 10.1109/TIM.2009.2032966.
- North, E-space (2005). "Micro and Nanotechnology in Healthcare and Life Sciences Market Sector Report". In: *Technology* January.
- Occhiuzzi, Cecilia, Giordano Contri, and Gaetano Marrocco (2012). "Design of implanted RFID tags for passive sensing of human body: The STENTag". In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 60.7, pp. 3146–3154. ISSN: 0018926X. DOI: 10.1109/TAP.2012.2198189.
- Oncescu, Vlad, Matthew Mancuso, and David Erickson (2014). "Cholesterol testing on a smartphone." In: *Lab on a chip* 14.4, pp. 759–63. ISSN: 1473-0189. DOI: 10.1039/c3lc51194d.
- Ong, Keat Ghee and Craig A Grimes (2000). "A resonant printed-circuit sensor for remote query monitoring of environmental parameters". In: *Smart Materials and Structures* 9.4, pp. 421–428. ISSN: 0964-1726. DOI: 10.1088/0964-1726/9/4/305.
- Ong, Keat Ghee et al. (2002). "Remote Query Resonant-Circuit Sensors for Monitoring of Bacteria Growth: Application to Food Quality Control". In: *Sensors* 2.6, pp. 219–232. ISSN: 1424-8220. DOI: 10.3390/s20600219.

- Orakcioglu, Berk et al. (2012). "Intracranial pressure telemetry: first experience of an experimental in vivo study using a new device." In: *Acta neurochirurgica. Supplement* 114, pp. 105–110. ISSN: 00651419. DOI: 10.1007/978-3-7091-0956-4\_19.
- Pankratov, Dmitry et al. (2016). "Ex vivo electric power generation in human blood using an enzymatic fuel cell in a vein replica". In: *RSC Adv.* 6.74, pp. 70215–70220. ISSN: 2046-2069. DOI: 10.1039/C6RA17122B.
- Pascual, Gemma et al. (2008). "Early tissue incorporation and collagen deposition in lightweight polypropylene meshes: bioassay in an experimental model of ventral hernia". In: *Surgery* 144.3, pp. 427–435. ISSN: 00396060. DOI: 10.1016/j.surg.2008.04.005.
- Pascual, Gemma et al. (2017). "Host tissue response by the expression of collagen to cyanoacrylate adhesives used in implant fixation for abdominal hernia repair". In: *Journal of Materials Science: Materials in Medicine* 28.4, p. 58. ISSN: 15734838. DOI: 10.1007/s10856-017-5869-8.
- Pawlak, Maciej, Kamil Bury, and Maciej Śmietański (2015). "The management of abdominal wall hernias - in search of consensus." In: *Wideochirurgia i inne techniki mało inwazyjne = Videosurgery and other miniinvasive techniques / kwartalnik pod patronatem Sekcji Wideochirurgii TChP oraz Sekcji Chirurgii Bariatrycznej TChP* 10.1, pp. 49–56. ISSN: 1895-4588. DOI: 10.5114/wiitm.2015.49512.
- Pedrocchi, Alessandra et al. (2000). "Perspectives on MEMS in bioengineering: A novel capacitive position microsensors". In: *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* 47.1, pp. 8–11. ISSN: 00189294. DOI: 10.1109/10.817612.
- Peng, Yujia et al. (2014). "Characterization of a Passive Telemetric System for ISM Band Pressure Sensors". In: *Journal of Electronic Testing: Theory and Applications (JETTA)* 30.6, pp. 665–671. ISSN: 15730727. DOI: 10.1007/s10836-014-5485-1.
- Ramsden, J et al. (2013). "Challenges of implantable systems". In: *Implantable sensor systems for medical applications*. Ed. by Andreas Inmann and Diana Hodgins. Woodhead Publishing Limited. Chap. 2, pp. 213–324. DOI: 9781845699871.
- Rao, Ghanta N. and Jennifer Edmondson (1990). "Tissue reaction to an implantable identification device in mice." In: *Toxicologic pathology* 18.3, pp. 412–6. ISSN: 0192-6233. DOI: 10.1177/019262339001800308.
- Rappoport, Jaime (2006). "Mallas en la reparación de la pared abdominal". In: *HCUCCh*, pp. 162–167.
- Rastegarpour, Ali et al. (2016). *Surgical mesh for ventral incisional hernia repairs: Understanding mesh design*. DOI: 10.1177/229255031602400110.
- Receveur, Rogier A M, Fred W Lindemans, and Nicolaas F De Rooij (2007). "Microsystem technologies for implantable applications". In: *Journal of*

- Micromechanics and Microengineering* 17.5, R50–R80. ISSN: 0960-1317. DOI: 10.1088/0960-1317/17/5/R02.
- Reitan, Daniel Kinseth (1959). “Accurate determination of the capacitance of rectangular parallel-plate capacitors”. In: *Journal of Applied Physics* 30.2, pp. 172–176. ISSN: 00218979. DOI: 10.1063/1.1735128.
- Report, E R C et al. (2013). *The European Table Of Frequency Allocations And Applications In The Frequency Range 8 . 3 Khz To 3000 Ghz ( ECA Table )*. Tech. rep. October.
- Ricardo, Néelson Miguel da Silva (2009). “Indutores integrados para sistemas de recolha de energias sem fios”. PhD thesis.
- Richardson, Fish (2013). “Wireless Medical Technologies: Navigating Government Regulation in The New Medical Age”. In: pp. 1–32.
- Rosengren, L et al. (1999). “A system for wireless intra-ocular pressure measurements using a silicon micromachined sensor”. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 2.3, pp. 202–204. ISSN: 0960-1317. DOI: 10.1088/0960-1317/2/3/021.
- Rubehn, Birthe et al. (2009). “A MEMS-based flexible multichannel ECoG-electrode array”. In: *J. Neural Eng* 6, pp. 36003–10. ISSN: 1741-2552. DOI: 10.1088/1741-2560/6/3/036003.
- Ruehli, Albert E and Pierce A Brennan (1975). “Capacitance models for integrated metallization wires circuit”. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 10.6, pp. 530–536. ISSN: 0018-9200. DOI: 10.1109/JSSC.1975.1050654.
- Sajeeda and Todd J Kaiser (2006). “Passive telemetric readout system”. In: *IEEE Sensors Journal* 6.5, pp. 1340–1345. ISSN: 1530437X. DOI: 10.1109/JSEN.2006.881395.
- Sakurai, T. and K. Tamaru (1983). “Briefs Simple Formulas for Two- and Three-Dimensional Capacitances”. In: *IEEE Transactions on Electron Devices* 30.2, pp. 183–185. ISSN: 15579646. DOI: 10.1109/T-ED.1983.21093.
- Sanz, Diego A. et al. (2013). “Low cost wireless passive microsensors for the detection of hazardous compounds in water systems for control and monitoring”. In: *Sensors and Actuators, B: Chemical* 178, pp. 26–33. ISSN: 09254005. DOI: 10.1016/j.snb.2012.12.027.
- Schmidbauer, S et al. (2005). “Heavy-Weight Versus Low-Weight Polypropylene Meshes for Open Sublay Mesh Repair of Incisional Hernia”. In: *Eur J Med Res* 10. January 1996, pp. 247–253. ISSN: 0949-2321.
- Schuder, John C., Jerry H. Gold, and Hugh E. Stephenson (1971). “An Inductively Coupled RF System for the Transmission of 1 kW of Power Through the Skin”. In: *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* 18 BME.4, pp. 265–273. ISSN: 15582531. DOI: 10.1109/TBME.1971.4502849.

- Seemann, K. and M. Huemer (2005). "Design of passive backscattering RFID devices". In: *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik* 122.12, pp. 452–455. ISSN: 0932-383X. DOI: 10.1007/BF03054377.
- Sezen, Ahmet Serdar (2006). "Passive wireless sensing strategies for high frequency biomedical sensing applications". PhD thesis. University of Minnesota, 115–115 p. ISBN: 9780542993084.
- Shen, Xuemin et al. (2011). "Emerging technologies and applications of wireless communication in healthcare". In: *Journal of Communications and Networks* 13.2, pp. 81–85. ISSN: 1229-2370. DOI: 10.1109/JCN.2011.6157406.
- Shire, Douglas B et al. (2009). "Development and implantation of a minimally invasive wireless subretinal neurostimulator." In: *IEEE transactions on bio-medical engineering* 56.10, pp. 2502–11. ISSN: 1558-2531. DOI: 10.1109/TBME.2009.2021401.
- Sivard, Ake et al. (2004). "The challenge of designing in-body communications, Embedded Systems Design". In: *Embedded Systems Design*, pp. 1–7.
- Skrivervik, Anja K (2013). "Implantable antennas: The challenge of efficiency". In: *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2013 Eucap*, pp. 3627–3631.
- Sodagar, Amir M. and Parviz Amiri (2009). "Capacitive coupling for power and data telemetry to implantable biomedical microsystems". In: *2009 4th International IEEE/EMBS Conference on Neural Engineering, NER '09*. IEEE, pp. 411–414. ISBN: 9781424420735. DOI: 10.1109/NER.2009.5109320.
- Soma, Mani, Douglas C. Galbraith, and Robert L. White (1987). "Radio-Frequency Coils in Implantable Devices: Misalignment Analysis and Design Procedure". In: *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* BME-34.4, pp. 276–282. ISSN: 0018-9294. DOI: 10.1109/TBME.1987.326088.
- Srinivasan, B. and S. Tung (2015). "Development and Applications of Portable Biosensors". In: *Journal of Laboratory Automation* 20.4, pp. 365–389.
- Stavroulakis, Peter. and Marko (Marko S.) Markov (2013). *Biological effects of electromagnetic fields : mechanisms, modeling, biological effects, therapeutic effects, international standards, exposure criteria*. Springer, p. 793. ISBN: 9783662060797.
- Sun, D I (2014). "Characterization of Medical Grade Polydimethylsiloxane as Encapsulation Materials for Implantable Microelectromechanical Systems". PhD thesis, p. 91.
- Sun, Tianjia, Xiang Xie, and Zhihua Wang (2013). *Wireless Power Transfer for Medical Microsystems*. Springer International Publishing, p. 189. ISBN: 978-1-4614-7701-3. DOI: 10.1007/978-1-4614-7702-0.
- Tafazoli, Rahim (2013). "A Roadmap for interdisciplinary research on the Internet of Things". In: *Technology Strategy Board*, p. 20.

- Takahashi, M. et al. (2013). "Portable continuous glucose monitoring systems with implantable fluorescent hydrogel microfibers". In: *Proceedings of the IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*. IEEE, pp. 1089–1092. ISBN: 9781467356558. DOI: 10.1109/MEMSYS.2013.6474439.
- Takhti, Mohammad, Farzad Asgarian, and Amir M. Sodagar (2011). "Modeling of a capacitive link for data telemetry to biomedical implants". In: *2011 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference, BioCAS 2011*. IEEE, pp. 181–184. ISBN: 9781457714696. DOI: 10.1109/BioCAS.2011.6107757.
- Tan, Qiulin et al. (2015). "Wireless Passive Temperature Sensor Realized on Multilayer HTCC Tapes for Harsh Environment". In: *Journal of Sensors* 2015. ISSN: 16877268. DOI: 10.1155/2015/124058.
- Tan, Robert et al. (2009). "Development of a fully implantable wireless pressure monitoring system". In: *Biomedical Microdevices* 11.1, pp. 259–264. ISSN: 13872176. DOI: 10.1007/s10544-008-9232-1.
- TESLA, NIKOLA (1891). "Experiments with alternate currents of very high frequency and their application to methods of artificial illumination". In: *Transactions of the American Society of Agricultural Engineers* 8.1, pp. 267–319. ISSN: 00012351. DOI: 10.1109/T-AIEE.1891.5570149.
- Theilmann, Paul Thomas (2012). "Wireless power transfer for scaled electronic biomedical implants". PhD thesis, p. 352. ISBN: 9781461477013.
- Theodoridis, Michael P. (2012). "Effective capacitive power transfer". In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.12, pp. 4906–4913. ISSN: 08858993. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2192502.
- Thomson, J. J. (2011). *Notes on Recent Researches in Electricity and Magnetism*, p. 617.
- Tiwari, G et al. (2012). "Drug delivery systems: An updated review". In: *Int J Pharm Investig* 2.1, pp. 2–11. ISSN: 2230-9713. DOI: 10.4103/2230-973X.96920.
- Topsakal, Erdem, Maysam Ghovanloo, and Rizwan Bashirullah (2012). "Guest editorial: IEEE AWPL special cluster on wireless power and data telemetry for medical applications". In: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 11, pp. 1638–1641. ISSN: 15361225. DOI: 10.1109/LAWP.2013.2241206.
- Trigui, Aref et al. (2015). "Inductive Power Transfer System With Self-Calibrated Primary Resonant Frequency". In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 30.11, pp. 6078–6087. ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2399417.
- Tsakalakis, Michail and Nicolaos G. Bourbakis (2014). "Health care sensor-based systems for point of care monitoring and diagnostic applications: a brief survey". In: *Conference proceedings : ... Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. IEEE Engineering in*

- Medicine and Biology Society. Annual Conference 2014*, pp. 6266–6269. ISSN: 1557170X. DOI: 10.1109/EMBC.2014.6945061.
- Ture, Kerim, Enver G. Kilinc, and Catherine Dehollain (2016). “A remotely powered fully integrated low power class-E power amplifier for implantable sensor systems”. In: *Microsystem Technologies* 22.7, pp. 1519–1527. ISSN: 09467076. DOI: 10.1007/s00542-015-2747-5.
- Uei-Ming Jow and M Ghovanloo (2007). “Design and optimization of printed spiral coils for efficient transcutaneous inductive power transmission.” In: *IEEE transactions on biomedical circuits and systems* 1.3, pp. 193–202. ISSN: 1932-4545. DOI: 10.1109/TBCAS.2007.913130.
- (2009). “Modeling and optimization of printed spiral coils in air, saline, and muscle tissue environments.” In: *IEEE transactions on biomedical circuits and systems* 3.5, pp. 339–47. ISSN: 1932-4545. DOI: 10.1109/TBCAS.2009.2025366.
- Ullman, Amanda J et al. (2016). “Dressing and securement for central venous access devices (CVADs): A Cochrane systematic review.” In: *International journal of nursing studies* 59, pp. 177–196. ISSN: 1873-491X. DOI: 10.1016/j.ijnurstu.2016.04.003.
- Ulrich, R K and W D Brown (2006). *Advanced Electronic Packaging*. Ed. by Richard K. Ulrich and William D. Brown. Wiley-IEEE Press. ISBN: 0471466093.
- Usher, F. C. (1962). “Hernia repair with Marlex mesh. An analysis of 541 cases.” In: *Archives of surgery* 84, pp. 325–328. ISSN: 0004-0010. DOI: 10.1001/archsurg.1962.01300210059012.
- Valdastri, Pietro et al. (2011). “Wireless implantable electronic platform for chronic fluorescent-based biosensors”. In: *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* 58.6, pp. 1846–1854. ISSN: 00189294. DOI: 10.1109/TBME.2011.2123098.
- Valtchev, Stanimir S, Elena N Baikova, and Luis R Jorge (2012). “Electromagnetic field as the wireless transporter of energy”. In: *Facta universitatis - series: Electronics and Energetics* 25.3, pp. 171–181. ISSN: 0353-3670. DOI: 10.2298/FUEE1203171V.
- Varel, Cagdas et al. (2016). *US9307905 - Intraocular pressure sensing devices and associated systems and methods - Google Patentes*.
- Vasan, Arvind Sai Sarathi et al. (2013). “Point-of-Care Biosensor Systems”. In: *Front Biosci* 1.5, pp. 39–71.
- Vashist, Sandeep Kumar et al. (2011). *Technology behind commercial devices for blood glucose monitoring in diabetes management: A review*. DOI: 10.1016/j.aca.2011.07.024.
- Vásquez, B et al. (2012). “Comparación entre Etil-ciahoacrilato y Sutura Convencional en el cierre de incisiones de Piel de Conejo (*Oryctolagus cuniculus*)”. In: *International Journal of Morphology* 30.3, pp. 797–802. ISSN: 07179367. DOI: 10.4067/S0717-95022012000300009.

- Vasudev, A et al. (2013). "Applications of implantable systems". In: *Implantable Sensor Systems for Medical Applications*. Ed. by Andreas Inmann and Diana Hodgins. Woodhead Publishing Limited. Chap. 3, pp. 329–491.
- Vinko, Davor, Tomislav Švedek, and Drago Žagar (2014). "Performance improvement in passive backscatter based RFID system with low DCR modulations". In: *Radioengineering* 23.2, pp. 679–686. ISSN: 12102512.
- Vroman, L et al. (1980). "Interaction of high molecular weight kininogen, factor XII, and fibrinogen in plasma at interfaces." In: *Blood* 55.1, pp. 156–9. ISSN: 0006-4971.
- Wang, Joseph (2006). "Electrochemical biosensors: Towards point-of-care cancer diagnostics". In: *Biosensors and Bioelectronics*. Vol. 21. 10, pp. 1887–1892.
- Wang, P, SB Lachhman, and D Sun (2013). "Non-Hermetic Micropackage for Chronic Implantable Systems". In: *46th International Symposium on Microelectronics (IMAPS 2013), At Orlando, Florida*. Vol. 1. 2, pp. 1–5. DOI: 10.13140/2.1.1558.5607.
- Wang, P. et al. (2015). "Long-term Evaluation of a Non-hermetic Micropackage Technology for MEMS-based, Implantable Pressure Sensors". In: *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS), 2015 Transducers - 2015 18th International Conference on*. IEEE, pp. 484–487. ISBN: 9781479989553. DOI: 10.1109/TRANSDUCERS.2015.7180966.
- Wang, Shuqi et al. (2016). "Flexible Substrate-Based Devices for Point-of-Care Diagnostics". In: *Trends in Biotechnology* xx, pp. 1–13. ISSN: 0167-7799. DOI: 10.1016/j.tibtech.2016.05.009.
- Webb, R. Chad et al. (2015). "Epidermal devices for noninvasive, precise, and continuous mapping of macrovascular and microvascular blood flow." In: *Science advances* 1.9, pp. 1–13. ISSN: 2375-2548. DOI: 10.1126/sciadv.1500701.
- Wheeler, Harold A (1928). "Simple inductance formulas for radio coils". In: *Proceedings of the Institute of Radio Engineers* 16.10, pp. 1398–1400. ISSN: 07315996. DOI: 10.1109/JRPROC.1928.221309.
- Whitesides, George M (2006). "The origins and the future of microfluidics." In: *Nature* 442.7101, pp. 368–73. ISSN: 1476-4687. DOI: 10.1038/nature05058.
- Wier, Lauren M, Claudia A Steiner, and Pamela L Owens (2015). *Surgeries in hospital-owned outpatient facilities, 2012*. Tech. rep., pp. 1–14.
- Wireless Medical Devices: A Global Technology, Industry and Market Analysis* (2016). Tech. rep., p. 207.
- Xue, Ning, Sung Pil Chang, and Jeong Bong Lee (2012). "A SU-8-based microfabricated implantable inductively coupled passive RF wireless intraocular pressure sensor". In: *Journal of Microelectromechanical Systems*

- 21.6, pp. 1338–1346. ISSN: 10577157. DOI: 10.1109/JMEMS.2012.2206072.
- Yakovlev, Anatoly, Sanghoek Kim, and Ada Poon (2012). “Implantable biomedical devices: Wireless powering and communication”. In: *IEEE Communications Magazine* 50.4, pp. 152–159. ISSN: 01636804. DOI: 10.1109/MCOM.2012.6178849.
- Yu, Hongxiang, Lifeng Zhang, and Mengfeng Shen (2015). “Novel capacitive displacement sensor based on interlocking stator electrodes with sequential commutating excitation”. In: *Sensors and Actuators, A: Physical* 230, pp. 94–101. ISSN: 09244247. DOI: 10.1016/j.sna.2015.04.024.
- Yu, Lawrence, Brian J. Kim, and Ellis Meng (2014). *Chronically implanted pressure sensors: challenges and state of the field*. DOI: 10.3390/s141120620.
- Zhang, Diming and Qingjun Liu (2016). *Biosensors and bioelectronics on smartphone for portable biochemical detection*. DOI: 10.1016/j.bios.2015.08.037.
- Zhang, Kai et al. (2014). “Modeling and Characterization of the Implant Intra-Body Communication Based on Capacitive Coupling Using a Transfer Function Method”. In: *Sensors* 14.1, pp. 1740–1756. ISSN: 1424-8220. DOI: 10.3390/s140101740.
- Zhang, Rui (2011). “The Study of MEMS Acoustic Sensor for Totally Implantable Hearing-Aid System and Micropackage Technology for Implantable Devices”. In: August.
- Zhanshe, Guo et al. (2011). “Theoretical and experimental study of capacitance considering fabrication process and edge effect for MEMS comb actuator”. In: *Microsystem Technologies* 17.1, pp. 71–76. ISSN: 09467076. DOI: 10.1007/s00542-010-1162-1.
- Zhou, Wei et al. (2014). “Long term stability of nanowire nanoelectronics in physiological environments”. In: *Nano Letters* 14.3, pp. 1614–1619. ISSN: 15306992. DOI: 10.1021/nl500070h.
- Zhu, F., J. W. Spronck, and W. C. Heerens (1991). “A simple capacitive displacement sensor”. In: *Sensors and Actuators: A. Physical* 26.1-3, pp. 265–269.
- Ziaie, Babak et al. (2004). *Hard and soft micromachining for BioMEMS: Review of techniques and examples of applications in microfluidics and drug delivery*. DOI: 10.1016/j.addr.2003.09.001.



# Actividades Científicas

En este apartado se muestra el compendio de contribuciones científicas publicadas o en proceso de revisión o escritura, así como la participación en eventos de divulgación científica y estancias de investigación.

## *Publicaciones*

- Nathalie M. Cerón-Hurtado, Mohammad H. Zarifi, Mojgan Daneshmand, Jordi Aguiló-Llobet. *"Flexible Microdisplacement Sensor for Wearable/Implantable Biomedical Applications"*. IEEE Sensors Journal. Vol. 17, Issue: 12, Pags. 3873-3883. June 15, 2017.
- Cerón-Hurtado, N. M, Aguiló Llobet, J. *"Wireless Zero-Power Small Displacement Sensors"*. IEEE 9th IberoAmerican Congress. 2014.
- Cerón-Hurtado, N. M, Aguiló Llobet, J. *"Design and simulation of a capacitive microdisplacement sensor"* (Escrito y en proceso de correcciones).
- Cerón-Hurtado, N. M, Bellón, J. M, Aguiló Llobet, J. *"Monitoreo inalámbrico de la deformación de una malla abdominal"*. (En proceso de escritura)

## *Congresos y encuentros científicos*

- Jornadas CIBER-BBN, Sevilla 2016.
- XXI Transfrontier Meeting, Barcelona 2016.
- Jornadas CIBER-BBN, Valencia 2015.
- Workshop on Scientific Applications for the Internet of Things (IoT). The Abdus Salam International Centre for Theoretical Physics, Trieste 2015.
- Jornadas CIBER-BBN, Girona 2014.
- IEEE 9th IberoAmerican Congress.IBERSENSOR, Bogotá 2014.

## *Estancia de Investigación*

- Universidad de Alberta en el grupo de Microwave to Millimetre-wave Micro/Nano Technology (M2M MNT), en Canadá, durante el periodo

de estancia comprendido entre el 25 de mayo y el 28 de Agosto del 2015. <https://www.ece.ualberta.ca/M2M/index.php?page=People>.

# Glosario

- Efecto Skin o Efecto pelicular** : Este efecto es el causante de la variación de la resistencia eléctrica de un conductor, en corriente alterna, debido a la variación de la frecuencia de la corriente eléctrica que circula por este. Este efecto repercute negativamente en el factor de calidad de una bobina, en un circuito resonante, debido a que aumenta la resistencia respecto a la reactancia.
- Tejido Neointimal** : Nueva y gruesa capa de cicatriz que se forma en una prótesis.
- Tejido Fibrocelular** : Hace referencia a una apariencia histológica caracterizada tanto por un tejido fibroso abundante como por zonas irregulares con celularidad aumentada.
- Fascia Transversalis** : Lámina aponeurótica que recubre interiormente la pared muscular abdominal, tapizando la cara profunda del músculo transverso
- Fibrosis** : Crecimiento de tejido anormal en la zona del defecto
- Línea Alba** : Banda de tejido fibroso y denso formado por la fusión de las aponeurosis de los oblicuos externos e internos y el músculo transverso
- VSWR/ROE** : es una función del coeficiente de reflexión, que describe la potencia reflejada de la antena. Si el coeficiente de reflexión viene dado por  $\Gamma$ , entonces el ROE es definido como:  

$$ROE = \frac{1 + \|\Gamma\|}{1 - \|\Gamma\|}.$$