



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

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>



Departamento de Telecomunicación e Ingeniería de Sistemas

Diseño de antenas para etiquetas de RFID en escenarios de alta exigencia

Tesis Doctoral en Ingeniería Electrónica y de Telecomunicación

Sergio López Soriano

Director: Dr. Josep Parrón Granados

Noviembre 2017

“La tecnología, como el arte, es un ejercicio altísimo de la imaginación humana”

Daniel Bell

Abstract

Technological advances in the last decades, in areas such as reach, security, storage or reading rate, among others, have propelled the implantation of radio frequency identification (RFID) systems within a wide variety of fields of application among which may be mentioned the production and distribution chain in the industry or others of particular use as the well-known teletag toll payment system.

The good insertion of this technology within modern society prompts the constant emergence of new applications. This entails the constant evolution of RFID systems in order to provide specific solutions that meet the requirements of each application. In addition to imposing strict restrictions on tags, the application scenario has a decisive influence on the final performance of the system. Among the possible application scenarios, the highly demanding scenarios are the subset that presents the most detriment to the read range of the tags. The cases with a more devastating effect on the efficiency of the antenna are the labeling of metallic or high conductivity objects, as the identification of people.

The main application scenarios discussed in this document are the labeling of metallic objects and the tracking of patients inside hospital facilities. On the one hand, the current industry requires automation processes in the input / output register, maintenance alerts, localization systems and optimization of investments (improve worker efficiency, avoid theft and loss, optimize transport times, improve the quality of the service and the product, etc.). The loss and theft of tools, electronic equipment and / or machinery, in the construction industry and in health care, produce serious economic losses in both sectors. Specifically in the case of health care, the monitoring and control of assets and people would also result in a better use of resources and reduction of costs, as well as the reduction of medical errors, which would result in the increase of patient safety.

The objective of this work is to study the mentioned scenarios, with the intention of minimizing the detrimental effects caused by labeled objects on the antenna efficiency, after which innovative designs are sought to solve the most common problems of current applications such as miniaturization of labels, reduction of manufacturing costs, tuning the impedance of the tag antenna to the various μ -chips in the market, and of course, the reading range of the system.

Resumen

Los avances tecnológicos vividos en las últimas décadas han propulsado la implantación de los sistemas de identificación por radiofrecuencia (RFID) dentro de una amplia variedad de campos de aplicación, entre los que se encuentran la cadena de distribución industrial u otras de ámbito popular como el conocido sistema de pago en peajes (teletag).

La buena acogida de esta tecnología dentro de la sociedad moderna impulsa la constante aparición de nuevas aplicaciones. Ello conlleva la constante evolución de los sistemas de RFID con el fin de proveer soluciones específicas que cumplan con los requisitos de cada aplicación. Por un lado, la industria actual requiere de procesos de automatización del registro de entrada/salida, alertas de mantenimiento, sistemas de localización y optimización de las inversiones (mejorar la eficiencia de los trabajadores, evitar hurtos y extravíos, optimizar los tiempos de transporte, mejorar la calidad del servicio y del producto, etc.). El extravío y el robo de herramientas, equipos electrónicos y/o maquinaria, en la industria de la construcción y en el sector salud, producen graves pérdidas económicas en ambos sectores. Concretamente en el caso de la asistencia sanitaria, el seguimiento y control de activos y personas, además, resultaría en una mejor utilización de los recursos y en la reducción de costes, así como en la disminución de errores médicos, lo que resultaría en el aumento de la seguridad de los pacientes.

Además de imponer estrictas restricciones sobre las etiquetas, el escenario de la aplicación influye decisivamente en el rendimiento final del sistema. De entre los posibles escenarios de aplicación, los escenarios de alta exigencia son el subconjunto que presenta mayor perjuicio para el alcance de las etiquetas. Los casos con un efecto más devastador sobre la eficiencia de la antena son el etiquetado de objetos metálicos y el etiquetado de objetos de alta conductividad, como en el caso de la identificación de personas. Los escenarios de aplicación estudiados a lo largo de este trabajo son el etiquetado de objetos metálicos, el seguimiento de pacientes en instalaciones hospitalarias y el uso de determinadas estructuras (guías de onda) como potenciales canales de comunicación para sistemas de RFID.

El presente documento repasa el estado del arte actual del diseño de etiquetas, en los escenarios mencionados, con el objetivo de minimizar los efectos perjudiciales sufridos por la antena de la etiqueta, tras lo cual, se realizan diseños innovadores para dar solución a los problemas más comunes de las aplicaciones actuales como son la miniaturización de las etiquetas, la reducción de los costes de fabricación, la sintonización de la impedancia de la antena con los diversos μ -chips disponibles en el mercado, y por supuesto, el aumento del alcance o rango de lectura del sistema.

Agradecimientos

En primer lugar, quiero expresar mi gratitud hacia mi director de tesis, el Profesor Josep Parrón, por su paciencia e inestimable ayuda. El me brindó la oportunidad de iniciarme en el fascinante mundo del diseño de antenas, y su supervisión y sus consejos a lo largo de la realización de este trabajo han sido fundamentales durante estos años. Siempre ha estado dispuesto a compartir sus conocimientos y me ha ayudado a mantenerme motivado en los momentos difíciles.

Además de mi director, me gustaría dar las gracias al resto de miembros del grupo Antenna and Microwave Systems por sus consejos, compañía y apoyo. Concretamente, me gustaría dar las gracias a los Profesores Pedro de Paco y Gary Junkin por tener su puerta abierta cuando lo he necesitado, y a Ernesto Díaz por su inestimable ayuda en las tareas de laboratorio.

Me gustaría agradecer también a todos los compañeros que han coincidido conmigo en este camino y con los que he compartido muchos momentos. En especial, quiero dar las gracias a Alfred por haber sido un apoyo en los momentos difíciles del doctorado.

También me gustaría expresar mi gratitud hacia el Prof. Gaetano Marrocco, director del Pervasive Electromagnetics Lab en la Università di Roma Tor Vergata, por darme la oportunidad de realizar una estancia en su grupo de investigación. Además, hago extensivo mi agradecimiento a todo el personal del grupo por su amabilidad y simpatía hacia mí durante este periodo.

Por último, me gustaría dedicar la redacción de esta tesis a mi familia. En particular a mis padres, Antonio y Puri por su confianza ciega y su apoyo incondicional. Y también a mis abuelos, Juan y María, por compartir su sabiduría de vida conmigo.

Gracias a todos los que me han hecho a sonreír y a los que han reído conmigo, y gracias a todos los que me han dedicado su tiempo y su cariño.

SERGIO

Índice

1	Introducción	1
1.1	Evolución del etiquetado.....	1
1.2	Actualidad y futuro	2
1.3	Sistemas de RFID	3
1.4	Aplicaciones y requisitos.....	6
1.4.1	<i>Aplicaciones.....</i>	<i>6</i>
1.4.2	<i>Requisitos.....</i>	<i>9</i>
1.5	Retos que aborda la presente tesis	11
1.5.1	<i>Etiquetado de objetos metálicos</i>	<i>11</i>
1.5.2	<i>Cintas identificativas</i>	<i>12</i>
1.5.3	<i>Monitorización de temperatura en el interior de guías de ondas</i>	<i>14</i>
1.6	Objetivos de la tesis.....	16
1.6.1	<i>Etiquetado de objetos metálicos</i>	<i>16</i>
1.6.2	<i>Cintas identificativas</i>	<i>16</i>
1.6.3	<i>Estudio de la implementación de un sistema de RFID en el interior de una guía de onda coaxial.....</i>	<i>16</i>
1.7	Estructura de la tesis.....	17
1.8	Publicaciones resultantes de la tesis.....	18
Publicaciones en revistas.....		<i>18</i>
Publicaciones en congresos.....		<i>18</i>
2	Fundamentos y procedimientos de caracterización	21
2.1	Balance de potencias	21
2.2	Estándares RFID de UHF.....	23
2.3	Polarización	24

2.4	Microchips y sensibilidad	24
2.5	Ganancia realizable y potencia de activación	25
2.6	Ancho de banda	25
2.7	Metodología de caracterización de etiquetas	26
2.7.1	<i>Herramientas de simulación y de cálculo</i>	<i>26</i>
2.7.2	<i>Medidas de impedancia</i>	<i>26</i>
2.7.3	<i>Medidas de potencia</i>	<i>28</i>
2.7.4	<i>Comparación del rango de lectura del enlace de bajada y el de subida</i>	<i>29</i>
3	Estado del arte	31
3.1	Etiquetas de RFID en la banda de UHF	31
3.2	Interacción antena-materia	32
3.3	Antenas para etiquetas de RFID montables en objetos metálicos	34
3.3.1	<i>Antenas sin plano de masa propio</i>	<i>34</i>
3.3.2	<i>Antenas con plano de masa propio</i>	<i>35</i>
3.3.3	<i>Comparación de prestaciones</i>	<i>38</i>
3.4	Antenas de RFID sobre el cuerpo humano	41
3.4.1	<i>Comparación de prestaciones</i>	<i>43</i>
3.5	Antenas para sensores de temperatura en guías de onda	44
4	Antenas parche	45
4.1	Modelado de antenas tipo parche	46
4.2	Miniaturización de antenas parche	48
4.2.1	<i>Sustratos de alta permitividad eléctrica</i>	<i>49</i>
4.2.2	<i>Ranura de carga</i>	<i>49</i>
4.2.3	<i>Cortocircuito a masa (PIFA)</i>	<i>50</i>
4.2.4	<i>Doblar un parche cortocircuitado</i>	<i>50</i>
4.3	Efecto del tamaño del objeto metálico en el rendimiento final de la etiqueta	51
4.4	Antena PAC re-sintonizable	54
4.4.1	<i>Diseño de la antena</i>	<i>54</i>
4.4.2	<i>Estudio paramétrico</i>	<i>57</i>

4.4.3	<i>Simulaciones, fabricación y medidas</i>	58
4.5	Antena PAC sobre cuerpo humano	62
4.5.1	<i>Diseño de la antena</i>	62
4.5.2	<i>Simulaciones</i>	63
4.5.3	<i>Medidas experimentales</i>	64
4.6	PIFA miniaturizada re-sintonizable	66
4.6.1	<i>Diseño de la antena</i>	67
4.6.2	<i>Estudio paramétrico</i>	68
4.6.3	<i>Simulaciones y medidas experimentales</i>	70
4.7	PIFA para cintas identificativas	73
4.7.1	<i>Diseño de la antena</i>	75
4.7.2	<i>Diagrama de radiación de ganancia y de rango de lectura</i>	76
4.7.3	<i>Fabricación y medidas</i>	77
4.8	Antena PAC miniaturizada	80
4.8.1	<i>Diseño de la antena</i>	80
4.8.2	<i>Estudio comparativo</i>	84
4.8.3	<i>Fabricación y medidas</i>	87
4.9	Conclusiones del capítulo	90
5	Antenas Helicoidales	93
5.1	Modelo de N-dipolos y N-espiras	95
5.2	Efecto de un plano de masa	95
5.3	NMHA cilíndrica	96
5.3.1	<i>Fabricación y medidas</i>	97
5.4	NMHA rectangular para cintas identificativas	99
5.4.1	<i>Diseño de la antena y simulaciones</i>	100
5.4.2	<i>Fabricación y medidas</i>	103
5.5	Conclusiones del capítulo	106
6	Comparativa de los prototipos	107
6.1	Etiquetado de objetos metálicos	107
6.1.1	<i>Conclusiones referentes a los diseños para el etiquetado de objetos metálicos</i>	109

6.2	Cintas identificativas	110
6.2.1	<i>Conclusiones referentes a los diseños de cintas identificativas</i>	<i>110</i>
7	Mapeado de temperatura dentro de un recinto blindado mediante tecnología RFID	113
7.1	Descripción del escenario	114
7.1.1	<i>Cavidad coaxial</i>	<i>114</i>
7.1.2	<i>Distribuciones de campos en la cavidad.....</i>	<i>115</i>
7.1.3	<i>Cálculo de la potencia de activación.....</i>	<i>117</i>
7.2	Componentes del sistema: simulaciones y medidas	118
7.2.1	<i>Sondas.....</i>	<i>118</i>
7.2.2	<i>Sensores</i>	<i>119</i>
7.3	Validación experimental del sistema.....	122
7.3.1	<i>Coefficiente de reflexión de potencia</i>	<i>122</i>
7.3.2	<i>Potencia de activación.....</i>	<i>123</i>
7.4	Ejemplos de medidas de temperatura	127
7.4.1	<i>Primer experimento.....</i>	<i>128</i>
7.4.2	<i>Segundo experimento</i>	<i>130</i>
7.5	Conclusiones y líneas futuras	132
8	Conclusiones y líneas futuras.....	133
8.1	Conclusiones	133
8.1.1	<i>Etiquetas para objetos metálicos</i>	<i>134</i>
8.1.2	<i>Cintas identificativas.....</i>	<i>134</i>
8.1.3	<i>Monitorización de temperatura en el interior de guías de ondas</i>	<i>135</i>
8.2	Líneas futuras	136
8.2.1	<i>Etiquetas para objetos metálicos y cintas identificativas.....</i>	<i>136</i>
8.2.2	<i>Monitorización de temperatura en el interior de guías de ondas</i>	<i>136</i>
9	Conclusions and future work.....	139
9.1	Conclusions	139

9.1.1	<i>Tags for metal objects</i>	140
9.1.2	<i>RFID Wristbands</i>	140
9.1.3	<i>Temperature monitoring inside waveguides</i>	141
9.2	Future lines	141
9.2.1	<i>Tags for metal objects and wristbands</i>	141
9.2.2	<i>Temperature monitoring inside waveguides</i>	142
Bibliografia		145

Lista de Figuras

Fig.1.1: Etiqueta RFID (ALN-9640 – “Squiggle®” [13]).	4
Fig.1.2: Lectores de RFID portátiles ALR-H450 y ALH-900x [13].	5
Fig.1.3: Componentes de un sistema de RFID [2].	5
Fig.1.4: Ejemplo del inventariado en un almacén mediante tecnología RFID.	6
Fig.1.5: Seguimiento de artículos en movimiento mediante RFID.	7
Fig.1.6: Instrumentos y herramientas utilizados en hospitales que requieren de seguimiento e inventariado.	8
Fig.1.7: Cadena de producción.	8
Fig.1.8: Planta de gas.	9
Fig.1.9: Proceso de inventariado en la ISS.	9
Fig.1.10: Paciente de hospital con una pulsera RFID activa.	13
Fig.1.11: Cinta identificativa utilizada en la aplicación de seguimiento de personas.	13
Fig.1.12: Cinta identificativa ajustada a la muñeca de un paciente.	14
Fig.1.13: Maqueta utilizada durante las medidas con dos sondas que no aparecen en la imagen y cuatro sensores en el interior.	15
Fig.2.1 Medida de la impedancia de entrada de la antena sobre un plano de masa.	27
Fig.2.2: Accesorio usado en las medidas diferenciales de las antenas diseñadas.	28
Fig.2.3: Escenario de medida de la potencia de activación en la cámara anecoica.	29
Fig.3.1: a) Varias etiquetas comerciales de Alien [13]. b) Etiqueta ALN-9640 – “Squiggle®” [13] de dimensiones: 94.8 mm x 8.1 mm.	32
Fig.3.2: Comparación entre las ganancias de un dipolo eléctrico elemental y un dipolo magnético elemental equivalente sobre un semiespacio de material dieléctrico.	33
Fig.3.3: Diseños de etiquetas con antenas dipolo a) [60] y b) [61].	34
Fig.3.4: Diseño de la etiqueta con antena ranura de [62].	35
Fig.3.5: Prototipo fabricado mostrado en [66].	35
Fig.3.6: Imagen de los prototipos fabricados presentados en a) [70] y b) [71].	36
Fig.3.7: Imagen de los prototipos fabricados presentados en a) [72] y b) [73].	36
Fig.3.8: Imagen del prototipo fabricado presentado en [77].	37

Fig.3.9: Imagen de la superficie EBG (100 x 100 mm ²) utilizada en [83].....	37
Fig.3.10: Imágenes de los prototipos de etiquetas presentados en a) [86], b) [88], c) [89] y d) [92].	42
Fig.4.1: Modelo de línea de transmisión simple con el μ -chip soldado en un extremo del parche.....	47
Fig.4.2: Modelo de línea de transmisión simple de una antena PAC.	48
Fig.4.3: Flujo de corrientes en una antena PAC con dos ranuras una en cada parche.	49
Fig.4.4: Antena parche con un extremo cortocircuitado a masa (paredes metálicas: $x=0, y=0:L, z=0:W$; $x=h, y=0:L, z=0:W$; $x=0:h, y=0, z=0:W$).....	50
Fig.4.5: Representación del proceso de doblar la antena parche cortocircuitada, partiendo de a) y b) se dobla la antena sobre la recta $y=L_d$ hasta obtener la forma representada en b). a) y b) son las vistas lateral y superior de la antena PAC original y c) y d) las vistas lateral y superior de la estructura final.	51
Fig.4.6: Posición de la antena respecto al objeto metálico.	52
Fig.4.7: Valores de $G\tau$ simulados para una etiqueta sobre objetos de dimensiones $L_{obj} = 18$ cm y diferentes valores de W_{obj} ($gp =$ plano de masa infinito) en la dirección normal al plano.	52
Fig.4.8: Densidad de corriente (dBA/m) para $W_{obj} = 1$ cm (izquierda) y $W_{obj} = 20$ cm (derecha).	53
Fig.4.9: Eficiencia de radiación simulada para las diferentes configuraciones de la figura 4.7.....	53
Fig.4.10: Geometría de la antena.	54
Fig.4.11: Parámetros geométricos (vista superior y lateral).	54
Fig.4.12: Esquema del modelo de línea de transmisión.....	55
Fig.4.13: Reactancia de entrada calculada mediante el modelo de línea de transmisión y simulaciones de onda completa para una estructura de dimensiones $L = 50$ mm, $W = 25$ mm, $W_d = 1$ mm, $g = 1$ mm, $h_1 = 3.1$ mm y $h_2 = 0.1$ mm.	56
Fig.4.14: a) Parte imaginaria de la impedancia de entrada para diferentes valores de L . b) Parte imaginaria de la impedancia de entrada para diferentes valores de W . c) Ganancia de la antena para diferentes valores de W . d) Parte imaginaria de la impedancia de entrada para diferentes valores de g . e) Ganancia de la antena para diferentes valores de g	58
Fig.4.15: Diagrama de radiación de la antena a partir de simulaciones.	59
Fig.4.16: Ganancia Realizable para $\theta=0^\circ$	59
Fig.4.17: Rango de lectura obtenido numéricamente.	60
Fig.4.18: Prototipo fabricado.	60

Fig.4.19: Fotografía de media antena sobre un plano de masa utilizados para la medida de la impedancia de la antena en espacio libre mediante el proceso descrito en la sección 2.7.2.1.	60
Fig.4.20: Simulación y medida de la impedancia de entrada de la antena en comparación con la impedancia del μ -chip, a) resistencia y b) reactancia.	61
Fig.4.21: Simulación y medida del coeficiente de transmisión de potencia.	61
Fig.4.22: Parámetros geométricos de la antena en [mm]: $L = 51.1$, $W = 21.3$, $h = 0.64$, $w_2 = 3.5$, $d = 2.0$, $l_s = 16$, $w_s = 0.5$, $d_s = 23.5$	62
Fig.4.23: Simulación de la impedancia de entrada de la antena en los tres escenarios en consideración con la referencia de la impedancia del AH3, a) resistencia y b) reactancia.	63
Fig.4.24: Coeficiente de transmisión de potencia de la etiqueta.	63
Fig.4.25: Simulación de a) la ganancia realizable y b) el rango de lectura para la antena en tres escenarios diferentes: espacio libre, semiespacio de material dieléctrico y un plano de masa infinito.	64
Fig.4.26: Set-up de medida consistente en media antena sobre un plano de masa para la medida de la impedancia de entrada en espacio libre.	64
Fig.4.27: Comparación entre medida y simulación de la impedancia de entrada de la antena: a) resistencia y b) reactancia.	65
Fig.4.28: Comparación entre medida y simulación del coeficiente de transmisión de potencia.	65
Fig.4.29: Set-up de medida del rango de lectura. La etiqueta está situada sobre la botella, llena de agua, de la imagen de la derecha.	65
Fig.4.30: Estructura geométrica de la antena.	67
Fig.4.31: Parámetros geométricos de la antena (vista superior y lateral).	67
Fig.4.32: a) Reactancia de entrada de la antena para diferentes longitudes del parche en comparación con la reactancia del AH3. b) Reactancia de entrada de la antena para diferentes anchos de ranura en comparación con la reactancia del AH3.	68
Fig.4.33: a) Ganancia de la antena para diferentes grosores del parche. b) Ganancia de la antena para diferentes tamaños del gap. c) Ganancia de la antena para diferentes anchuras del parche.	69
Fig.4.34: a) Reactancia de entrada de la antena para diferentes longitudes de la línea de transmisión. b) Reactancia de entrada de la antena para diferentes anchuras de la línea de transmisión.	70
Fig.4.35: a) Diagrama de radiación de ganancia simulado sobre un plato metálico de $20 \times 20 \text{ cm}^2$. b) Fotografía del prototipo fabricado.	70
Fig.4.36: Set-up utilizado en la medida de la impedancia.	71
Fig.4.37: Simulación y medida de la impedancia de entrada de la antena en comparación con la impedancia del μ -chip, a) resistencia y b) reactancia.	71

Fig.4.38: Simulación y medida del coeficiente de transmisión de potencia.	71
Fig.4.39: Set-up de medida del rango de lectura.	72
Fig.4.40: Medida de la ganancia realizable en la dirección $\theta=0^\circ$	73
Fig.4.41: Medida del rango de lectura mediante el sistema Voyantic Tagformance [102].	73
Fig.4.42: Ilustración de la estructura de la cinta identificativa.	74
Fig.4.43: Ilustración de la estructura de la cinta identificativa.	74
Fig.4.44: Parámetros geométricos de la antena.	75
Fig.4.45: Ganancia realizable simulada para diferentes separaciones entre cinta y brazo.	76
Fig.4.46: a) Modelo 3D simulado en FEKO del brazo juntamente con la cinta identificativa y b) diagrama de radiación de ganancia a 867 MHz.	77
Fig.4.47: Diagrama del rango de lectura en los planos $\Phi = 0^\circ$ y $\Phi = 90^\circ$	77
Fig.4.48: Fotografía de un prototipo de la antena fabricada.	78
Fig.4.49: Set-up de medida del coeficiente de transmisión de potencia.	78
Fig.4.50: Comparación entre simulación y medida de las pérdidas de retorno.	78
Fig.4.51: a) Escenario de medida del rango de lectura. b) Imágenes de los dos ajustes de la cinta al brazo del sujeto 2.	79
Fig.4.52: Parámetros geométricos genéricos necesarios para el diseño multicapa.	81
Fig.4.53: Modelo de línea de transmisión de la antena PAC.	81
Fig.4.54: división de la antena por simetría.	81
Fig.4.55: Doble estructura y obtención de una antena bicapa.	82
Fig.4.56: Final del proceso de miniaturización: consecución de una antena PIFA formada por cuatro capas.	82
Fig.4.57: Comparación de los valores de la reactancia de entrada computada numéricamente y mediante el MLT para antenas parche de una (a), dos (b), cuatro (c) y ocho (d) capas y dimensiones: $W=3$, $h=1.55$, $a=h$, $b=2h$ y $p=1$	83
Fig.4.58: Valores de R_{in} , X_{in} y τ , para $N = 1, 2, 4, 8$ y 16 , obtenidos mediante simulaciones para estructuras montadas en aire (a, c, e) y AD1000 (b, d, f).	85
Fig.4.59: Valores de G para $N = 1, 2, 4, 8$ y 16 , obtenidos mediante simulaciones para estructuras montadas en AD1000.	86
Fig.4.60: Valores del rango de lectura, para $N = 1, 2, 4, 8$ y 16 , obtenidos mediante simulaciones para estructuras montadas en aire y AD1000.	87
Fig.4.61: Prototipo fabricado al lado de una moneda de un Euro, donde se puede observar la diferencia en el grosor de la antena en ambos extremos debida a las soldaduras de unión entre las tiras de cobre y las metalizaciones.	88

Fig.4.62: Valores de simulación y medida de la impedancia de entrada de la antena en comparación con la impedancia del μ -chip, a) Resistencia, b) Reactancia, y c) del coeficiente de transmisión de potencia.	89
Fig.4.63: Set-up de medida de la potencia de activación.....	89
Fig.5.1: Parámetros geométricos de una antena helicoidal cilíndrica con $N = 10$ vueltas [37].	93
Fig.5.2: Diagrama de radiación de ganancia a 867 MHz: en espacio libre, sobre un plato de $20 \times 20 \text{ cm}^2$ y en un plano de masa infinito.	94
Fig.5.3: Modelo de una antena helicoidal cilíndrica con $N = 10$ vueltas [37].	95
Fig.5.4: Transformación del modelo de N -espiras y N -dipolos a causa del efecto del plano de masa.	96
Fig.5.5: Prototipo de la antena helicoidal cilíndrica.	97
Fig.5.6: a) Medida de la impedancia de entrada y b) el coeficiente de transmisión de potencia.	97
Fig.5.7: Set-up de medida de P_{to} de la etiqueta sobre un placa metálica de $20 \times 20 \text{ cm}^2$	98
Fig.5.8: Medidas de $G\tau$ en el escenario de la Fig.5.7.	98
Fig.5.9: Medidas del rango de lectura para diferentes separaciones ($d = 1, 2, 3, 4$ y 5 mm) entre la etiqueta y el plano de masa.	99
Fig.5.10: Geometría de la cinta identificativa propuesta.	100
Fig.5.11: Parámetros geométricos de la hélice rectangular.	101
Fig.5.12: Patrón de radiación de ganancia a 868 MHz ($L = 26 \text{ mm}$, $W = 8 \text{ mm}$, $h = 1.55 \text{ mm}$, $w_s = 1 \text{ mm}$, $S = 2.85 \text{ mm}$ y $N = 8.8$).	101
Fig.5.13: Valores de simulación de la impedancia de entrada de la antena con $L = 25.6 \text{ mm}$, $W = 8 \text{ mm}$, $h = 1.55 \text{ mm}$, $w_s = 1 \text{ mm}$ y variaciones en N , S y L_T . Las líneas discontinuas y continuas se corresponden con la parte real e imaginaria, respectivamente.	102
Fig.5.14: Valores de simulación de la ganancia de la antena para diferentes valores de h con $L = 25.6 \text{ mm}$, $W = 8 \text{ mm}$, $S = 2.7 \text{ mm}$, $N = 9$, $w_s = 1 \text{ mm}$	102
Fig.5.15: Prototipo de cinta identificativa fabricado.	103
Fig.5.16: Set-up de medida de la impedancia de entrada de la antena.	104
Fig.5.17: Medida de la impedancia de entrada de la antena y la impedancia del AH3: a) resistencia y b) reactancia.	104
Fig.5.18: Medida de la impedancia de entrada de la antena y la impedancia del AH3.	104
Fig.5.19: Posiciones del brazo para las medidas de rango de lectura de la tabla TABLA XVI: P1, P2 and P3 de izquierda a derecha.	105

Fig.7.1: Esquema de la cavidad coaxial y de la red de elementos (sondas y sensores). Tamaños en [mm]: $L = 484$, $a = 27$, $b = 108$, distancia sonda-tapa $z_p = 70$.	114
Fig.7.2: Interior de la maqueta fabricada, la posición del cilindro externo C_2 se ha indicado con línea sólida.	115
Fig.7.3: Valores numéricos del campo electrico (dBV/m) en el interior de la cavidad para los planos correspondientes a $\phi = \pi$ y $\phi = 3\pi/2$ en cuatro escenarios diferentes: a) las sondas de fuente y de carga con la cavidad vacía, b) las sondas de fuente y carga y cuatro etiquetas colineales separadas 10 cm, c) las sondas de fuente y carga y cuatro etiquetas colineales separadas 5 cm y d) las sondas de fuente y carga y cuatro etiquetas seperadas 10 cm y con diferencias en su posición angular de 180° consecutivamente. La potencia entregada a la sonda es la misma para todos los casos y su valor es de 1 W.	116
Fig.7.4: Parámetros geométricos (Fig.7.4.a). prototipo fabricado (Fig.7.4.b), dimensiones en [mm]: $l_1 = 39$, $l_2 = 5$, $w_1 = 25$, $w_2 = 20$, $l_{tot} = l_1 + l_2 + w_1 + w_2$, radio del hilo = 0.5 mm.	118
Fig.7.5: Magnitud del parámetro S_{11} de las sondas en el interior de la cavidad.	118
Fig.7.6: Parámetros geométricos de la etiqueta, tamaño en [mm]: $W = 5$, $L = 15$, $H = 16$, $h = 10$, $w = 1.5$, $s = 1.5$.	119
Fig.7.7: Resultados de simulación de la impedancia de la antena de la etiqueta diseñada en los dos escenarios: sobre un plano de masa de $1 \times 1 \text{ m}^2$ y en el punto medio entre las dos sondas en el interior de la cavidad.	120
Fig.7.8: Simulación del coeficiente de transmisión de potencia de una etiqueta dentro de la cavidad para las 47 posiciones a lo largo del eje z a la frecuencia 867 MHz.	120
Fig.7.9: Fotografía de las 4 etiquetas fabricadas.	121
Fig.7.10: Set-up de medida utilizado para obtener la potencia de activación de los cuatro prototipos consistente en: una placa de cobre de $1 \times 1 \text{ m}^2$, la etiqueta a medir, y una antena parche posicionada 10 cm a la derecha de la placa de cobre y a 10 cm por encima del mismo.	121
Fig.7.11: Potencia de activación de los cuatro prototipos y de los valores obtenidos numéricamente.	121
Fig.7.12: Vista exterior de la maqueta de la cavidad coaxial.	122
Fig.7.13: Coeficiente de reflexión de potencia visto desde la sonda de fuente cuando en el interior de la cavidad se inserta una etiqueta sobre C_1 en diferentes posiciones a lo largo del eje z .	123
Fig.7.14: Potencia de activación de la etiqueta 4 en diferentes posiciones en el interior de la cavidad a la frecuencia de 867 MHz.	124
Fig.7.15: Medidas (línea discontinua) y simulaciones (línea continua) de la potencia de activación de la etiqueta 4 en diferentes posiciones en el interior de la cavidad en función de la frecuencia, en las posiciones $z_{tag} = 10, 20, 30$ y 40 cm.	124

Fig.7.16: Medidas (línea discontinua) y simulaciones (línea continua) de la potencia de activación de las cuatro etiquetas situadas sobre C_1 y separadas 10 cm entre ellas.....	125
Fig.7.17: Medidas (línea discontinua) y simulaciones (línea continua) de la potencia de activación de las cuatro etiquetas situadas sobre C_1 y separadas 5 cm entre ellas.	126
Fig.7.18: Medidas (línea discontinua) y simulaciones (línea continua) de la potencia de activación de las cuatro etiquetas separadas 10 cm entre ellas y con posiciones angulares alternadas 180° consecutivamente.	126
Fig.7.19: Dispositivos utilizados en la medida de temperatura: Fuente de aire caliente, maqueta de la cavidad, cuatro sensores/etiquetas, una carga de 50Ω conectada a la sonda de carga, la sonda de fuente conectada mediante un cable coaxial al lector RadioScan [118] que a su vez se conecta a una computadora, donde se registran, procesan y visualizan los datos.	128
Fig.7.20: Configuración del experimento n°1: se inyecta aire caliente en el interior de C_1 de derecho a izquierda.	128
Fig.7.21: Imagen de la distribución de temperatura en el interior de la cámara como interpolación espacial de los datos muestreados por los sensores durante el experimento número uno.	129
Fig.7.22: Tres ejemplos de medida de la temperatura durante diferentes ciclo de calentamiento y enfriamiento de la maqueta (Distribución según Fig.7.20).	129
Fig.7.23: Configuración del experimento n°2: se inyecta aire caliente al interior del cilindro C_2 mediante una rendija abierta en la tapa del lado derecho de la cavidad.	130
Fig.7.24: Imagen de la distribución de temperatura en el interior de la cámara como interpolación espacial de los datos muestreados por los sensores durante el experimento número dos.	131
Fig.7.25: Datos adquiridos por los sensores de temperatura durante dos ciclos de calentamiento y enfriado (Distribución según Fig.7.23).	131

Lista de Tablas

Tabla I Microchips: Impedancia y Sensibilidad	24
Tabla II Comparativa de etiquetas para metales	40
Tabla III Comparativa de etiquetas para cuerpo humano	43
Tabla IV Ventajas y desventajas de las antenas microstrip para etiquetas de RFID	46
Tabla V Dimensiones de la antena (en mm).....	57
Tabla VI Medida del rango de lectura sobre diferentes objetos	66
Tabla VII Dimensiones de la antena (en mm)	68
Tabla VIII Dimensiones del prototipo diseñado en [mm].	75
Tabla IX Medida del rango de lectura en tres sujetos distintos.	80
Tabla X Comparativa de tamaño y rango de lectura de antenas con diferente número de capas ($W = 3$ mm y $H = 3.1$ mm).....	84
Tabla XI Dimensiones de la antena (en mm)	87
Tabla XII Medidas del rango de lectura sobre objetos de distintos tamaños	90
Tabla XIII Ventajas y desventajas de las antenas helicoidales para etiquetas de RFID.....	94
Tabla XIV Dimensiones de la antena (en mm).....	97
Tabla XV Dimensiones de la antena (en mm).....	103
TABLA XVI Medida del rango de lectura en cuatro sujetos distintos en las posiciones de la Fig.5.19	105
Tabla XVII Comparativa de los diseños presentados para objetos metálicos.	108
Tabla XVIII Resultados del rango de lectura y dimensiones de los diseños propuestos.....	110
Tabla XIX Media y desviación estándar de P_{io} @ 870 MHz.....	127

1

Introducción

Rapidez y eficacia son los conceptos clave de la sociedad del siglo XXI. En la actualidad, el auge de la sociedad de consumo trae consigo la producción masiva de todo tipo de bienes para abastecer la demanda de la población. Diariamente se comercializan y consumen millones de productos, desde prendas de vestir y productos de alimentación hasta medicamentos, joyas o herramientas y, en general, cualquier tipo de artículo consumible o no consumible. El etiquetado de tamaño cantidad de artículos forma parte imprescindible de la actual cadena de suministro en cuanto a que permite su correcta identificación, procesado y distribución. Como consecuencia de ello es posible garantizar la calidad de los productos, aumentar la productividad de los empleados gracias a una correcta clasificación de artículos y/o herramientas, y, evitar la pérdida o el hurto de materiales.

El diseño de las etiquetas, ha ido variando escalonadamente con el paso de los siglos gracias a los avances artísticos y técnicos aplicados en las metodologías de diseño y fabricación. Pero ha sido durante las últimas décadas donde los sistemas de etiquetado han sufrido mayores cambios, protagonizando una rapidísima evolución en los últimos años.

1.1 Evolución del etiquetado

A lo largo de la historia y desde las primeras civilizaciones, el hombre ha utilizado envases para contener y transportar alimentos, líquidos y otros elementos. En principio, éstos no tenían una función comunicativa. El primer envase para conservar sustancias alimenticias data del año 1700 a.C. En Occidente, los primeros indicios de la existencia de un mercado de alimentos articulado aparecen en la época antigua, a través de los numerosos vestigios dejados por fenicios y griegos. Ya por aquel entonces, se hizo patente la necesidad de identificar los artículos comerciales y dar detalles sobre el nombre del comerciante, la tara y el peso neto. Concretamente, las motivaciones que llevaron a los romanos a diseñar el precedente

más antiguo de nuestras actuales etiquetas fueron el control de calidad y la percepción fiscal. Desde entonces, las etiquetas han ido evolucionando a lo largo de la historia, aunque no fue hasta el siglo XVI que aparecieron las primeras etiquetas impresas en Europa. Y, a partir de 1840, empezaron a aparecer las primeras etiquetas en color.

En 1890, Herman Hollerith desarrolló la tecnología de procesamiento de tarjetas perforadas de datos para el censo de los Estados Unidos. Desde 1900 hasta 1950, las tarjetas perforadas fueron el primer medio para el ingreso y almacenamiento de datos en computación institucional [1]. No fue hasta los años 1948 y 1949 que Bernard Silver y Joseph Woodland desarrollaron el primer sistema de código de barras. A partir de 1973 se empezó a utilizar el sistema de códigos de barras que conocemos hoy en día desarrollado por IBM y en el que Woodland también trabajó.

Paralelamente a los códigos de barras se empezó a desarrollar, durante la II Guerra Mundial, una tecnología que permitía detectar y distinguir, a distancias de kilómetros, a los aviones alemanes de los aliados (identification friend or foe, IFF). En las décadas posteriores continuó creciendo el interés por la identificación por radio frecuencia (RFID), lo cual no tardó en dar lugar a la aparición de diversas aplicaciones. En 1973, Charles Walton recibió la patente para un sistema RFID pasivo que abría las puertas sin necesidad de llaves. Una tarjeta con un transpondedor enviaba una señal al lector de la puerta que, cuando validaba la tarjeta, desbloqueaba la cerradura. El gobierno americano también trabajaba sobre esta tecnología en los años 70 y montó sistemas parecidos para el manejo de puertas en las centrales nucleares, cuyas puertas se abrían al paso de los camiones que portaban materiales para las mismas que iban equipados con un transpondedor. También se desarrolló un sistema para el control del ganado que había sido vacunado insertando bajo la piel de los animales una etiqueta RFID pasiva con la que se identificaban los animales que habían sido vacunados y los que no. En los años posteriores, el incesante avance de la tecnología ha permitido conseguir alcances y velocidades cada vez mayores, a la vez que los dispositivos han ido reduciendo su tamaño progresivamente.

1.2 Actualidad y futuro

Hoy en día existen varios sistemas de identificación automática: sistemas de códigos de barra, reconocimiento óptico de caracteres, identificación por voz, reconocimiento de huellas dactilares, tarjetas inteligentes, tarjetas de memoria y sistemas de identificación por radiofrecuencia o RFID [2]. Las principales ventajas de la tecnología RFID con respecto al resto de sistemas son: un mayor rango de lectura, mayor densidad de datos, coste medio, alto grado de seguridad, mayor velocidad de lectura y el hecho de que no requieren contacto visual entre la etiqueta

y el lector. Debido a las numerosas ventajas que presentan los sistemas RFID en comparación con el resto de sistemas de identificación, éstos están empezando a acaparar los mercados. Sin embargo, el coste de las etiquetas RFID sigue siendo más elevado que las simples etiquetas adhesivas con códigos de barras impresos. Esta es la razón de que todavía no hayan desaparecido por completo los códigos de barras, aunque parece que tienen sus días contados.

Gracias a una exitosa inversión pública y al crecimiento del número de etiquetas vendidas, el mercado de RFID ha visto incrementar sus cifras sustancialmente en los últimos años: El conjunto total del mercado de RFID tuvo un valor de 9 mil novecientos cincuenta millones de dólares en 2015, aumentó a un valor de 10 mil quinientos veinte millones de dólares en 2016 y se estima que alcance los 11 mil doscientos millones de dólares en 2017 [3]. Estos números incluyen etiquetas, lectores, software y servicios para sistemas de RFID (activos y pasivos). Las previsiones pronostican un valor de 14 mil novecientos millones de dólares en 2022. En el comercio minorista, el etiquetado de prendas de vestir tiene un volumen por encima del resto de aplicaciones (8,7 miles de millones de etiquetas en 2017). Durante 2017 se consumirán 825 millones de etiquetas en forma de billetes de transporte. El etiquetado de animales (p.ej. cerdos, ovejas y mascotas), con 480 millones de etiquetas en 2017, también forma parte sustancial del mercado total de RFID debido a que es un requisito legal que cada vez se adopta en más países. En total, se espera que la venta de etiquetas en 2017 alcance los 18.2 mil millones de unidades frente a los 15.2 mil millones de 2016. La mayor parte de ese crecimiento es de etiquetas pasivas de RFID en la banda de UHF. Sin embargo, su valor de mercado será sólo el 25% del valor de las ventas de etiquetas de HF, principalmente porque las etiquetas de HF se utilizan en aplicaciones con seguridad (como pagos, acceso, etc.), por lo que tienen un precio más alto en comparación con el de las etiquetas de UHF desechables usadas para etiquetar objetos.

En la vanguardia de la tecnología RFID se persigue la hibridación de estos sistemas con tecnologías aliadas para la detección de diversas magnitudes físicas: temperatura [4], humedad [5], gases [6]-[7], tensión [8] o corrosión de materiales [9]. Estas tecnologías, desde los sensores impresos y las baterías flexibles hasta las láminas de detección biológica satisfacen necesidades hasta ahora no cubiertas. Esto ha sido posible gracias a la aparición de nuevos circuitos integrados que proporcionan el soporte a plataformas de sensores, lo que ha permitido simplificar la fabricación y reducir costes.

1.3 Sistemas de RFID

Los sistemas de RFID utilizan ondas de radiofrecuencia para identificar unívocamente objetos o personas [2]. RFID es un término genérico usado para referirse a un conjunto de sistemas de tecnología inalámbrica que engloba

frecuencias y estándares diferentes [2]. Los sistemas de RFID pueden clasificarse según su frecuencia de operación, el método de acoplamiento y el rango de lectura.

Las frecuencias de 135 kHz y 13.56 MHz se utilizan en sistemas de acoplamiento inductivo y los rangos de lectura alcanzables son inferiores a 1 m. Las bandas de frecuencias de UHF (860 – 960 MHz) y microondas (2.5 GHz y 5.8 GHz) son las bandas utilizadas para sistemas de largo alcance, llamados así por ofrecer alcances superiores a 1 m. Esto se consigue mediante la propagación de ondas electromagnéticas. Dependiendo de la aplicación, una etiqueta pasiva puede leerse hasta a 15 metros de distancia en movimiento y a altas velocidades (p.ej. en telepeajes).

RAIN (RADio frequency IdentificatioN) es un sistema de RFID pasivo, que opera en la banda de UHF, y que cuenta con el apoyo de importantes alianzas industriales [10]. Utiliza el protocolo GS1 UHF Gen2 [11] estandarizado como ISO/IEC 18000-63 [12], donde se definen los requisitos físicos y lógicos de un sistema RFID, pasivo-retrodispersado, Interrogador-habla-primero (ITF) trabajando en la banda de UHF.

El sistema RAIN tiene la capacidad para conectar billones de dispositivos cotidianos a Internet, proporcionando a las empresas y consumidores los servicios de identificación, localización, autenticación y compraventa. Gracias a la conectividad a internet del sistema juntamente con la información en tiempo real sobre dispositivos de uso diario como suministros médicos, piezas de automóvil, alimentos y demás, RAIN RFID es una tecnología que convierte en realidad el internet de las cosas (IoT).

RAIN RFID es el segmento del mercado de RFID con un crecimiento más rápido, y por ello requiere de soluciones actualizadas constantemente. Atendiendo a las necesidades actuales, el trabajo desarrollado durante esta tesis está dedicado a mejorar el rendimiento del sistema RAIN.

Un sistema RAIN está formado por los siguientes componentes:

- El transpondedor o etiqueta es el dispositivo que contiene la información que identifica al objeto etiquetado. Consiste en un elemento radiante o acoplador electromagnético y un μ -chip (Fig.1.1).

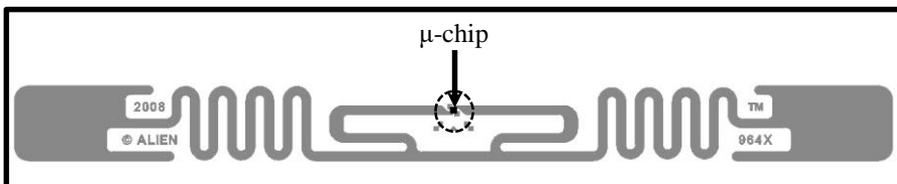


Fig.1.1: Etiqueta RFID (ALN-9640 – “Squiggle®” [13]).

- El lector cuya función puede ser simplemente leer las etiquetas (lectura) o escribir información en ellas (lectura/escritura). El lector típicamente contiene un módulo de radio frecuencia (transmisor y receptor), una unidad de control y un elemento acoplador electromagnético (Fig. 1.2).



Fig.1.2: Lectores de RFID portátiles ALR-H450 y ALH-900x [13].

A diferencia de los sistemas activos [2], en un sistema pasivo los transpondedores no tienen su propia fuente de alimentación. En un sistema de RFID pasivo, las etiquetas se activan cuando entran en la zona de interrogación de un lector. Las etiquetas reciben la potencia necesaria para activarlas, así como la señal de reloj y los datos, mediante acoplamiento electromagnético con el lector (Fig.1.3).

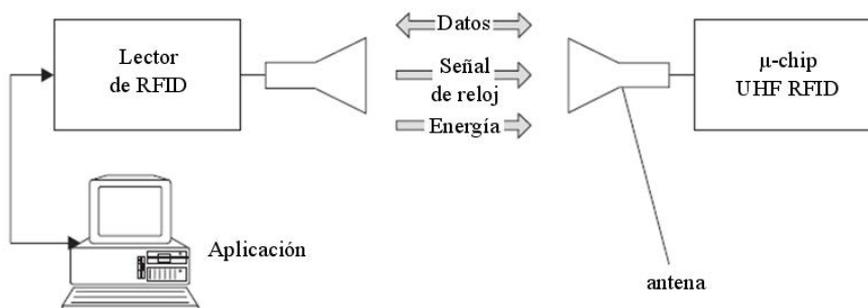


Fig.1.3: Componentes de un sistema de RFID [2].

El protocolo de comunicación entre lector y etiquetas es el siguiente: el lector transmite información a la etiqueta mediante la modulación de una señal de RF en el rango de 860 MHz – 960 MHz. La etiqueta recibe la información juntamente con la energía para su funcionamiento de la señal de RF. El lector transmite constantemente la señal de onda continua para la activación de la etiqueta. La etiqueta responde modificando el coeficiente de reflexión de su antena [2], de ese modo devuelve la señal de datos al lector. El sistema es ITF por lo que las etiquetas solo responden tras la petición del lector. La comunicación no se realiza

simultáneamente, por lo que cuando el lector habla las etiquetas escuchan y viceversa.

1.4 Aplicaciones y requisitos

1.4.1 Aplicaciones

En los últimos años hemos sido testigos de la inserción de las etiquetas de RFID en diferentes ámbitos de nuestra vida: desde el sistema de pago en peajes (teletag), hasta cuando examinamos nuevas prendas de ropa, libros, en pulseras para taquillas, tarjetas para abrir puertas, o al pagar con la tarjeta de crédito. Y aún existen muchas más aplicaciones que pueden ser desconocidas para el profano como por ejemplo el control de flotas de vehículos, control de llantas, autenticidad de productos, seguimiento de productos y/o ganado, clasificación y almacenaje de artículos, control de acceso, inmovilización de vehículos, manejo de envíos, identificación y seguimiento de pacientes y un largo etcétera [2]. A pesar de su presencia en la vida cotidiana de millones de personas, el grueso de los sistemas implantados actualmente consiste en soluciones para la industria. A continuación, se listan diversas aplicaciones que, a día de hoy, tienen una mayor presencia en el mercado [14]:

- *Cadena de suministro*: La automatización en la recepción de mercancías es una de las aplicaciones más populares y exitosas, proporcionando visibilidad en tiempo real y en el control de tiempo de entrega, reducción de errores y una mayor puntualidad de movimiento de material, reducción de situaciones de falta de stock y mejora de la eficiencia del trabajo. El uso de sistemas de RFID optimiza las operaciones de almacén (Fig.1.4), mejora la disponibilidad de inventario, promueve el desarrollo de la experiencia de compra y permite el análisis de datos para impulsar decisiones empresariales.



Fig.1.4: Ejemplo del inventariado en un almacén mediante tecnología RFID.

- *Transporte y logística* [15]: En la actualidad los sistemas RFID están siendo ampliamente usados en el transporte y la localización de mercancías dentro

de la cadena de suministro (Fig.1.5). Sin embargo, existe una variedad mucho más extensa del uso de la tecnología con la finalidad de facilitar el mantenimiento de bienes en movimiento y de las operaciones informadas con la dirección exacta, automatizada y sin errores. Actualmente existen sistemas de RFID destinados al seguimiento de flotas de vehículos y vagones de tren, rastreo de equipajes, control de partes críticas en aviones, seguimiento de herramientas y equipos, etc.



Fig.1.5: Seguimiento de artículos en movimiento mediante RFID.

- *Hostelería:* El sector hotelero en la actualidad se enfrenta al reto de proteger sus activos contra el robo. Activos valiosos valorados en miles de euros, tales como cuadros, mobiliario y equipos electrónicos, pueden ser etiquetados con tecnología RFID en lugar de ser vigilados las 24 horas del día. Además, el uso de sistemas de RFID proporciona los servicios de seguimiento de inventario, gestión activos, control de acceso mediante cerraduras inteligentes, seguimiento de uniformes y ropa de cama, y un largo etcétera.
- *Alimentación y bebidas:* Los supermercados utilizan sistemas de RFID para aumentar sus prestaciones tanto a nivel de gestión productiva, como de gestión de logística y stock, además de gestión de calidad. Estos sistemas permiten automatizar los cambios de precios para realizarlos de manera rápida y virtualmente sin errores. Además, permiten identificar unitariamente los productos y optimizar la gestión de la información de recepción, clasificación, almacenamiento y expedición de mercaderías [16].
- *Cuidado de la salud:* la tecnología RFID está teniendo un gran impacto en esta industria debido a diversos factores. En primer lugar, permite reducir costes mediante la agilización del seguimiento de activos (Fig.1.6) y la eliminación de las pérdidas o robo de material. En segundo lugar, mejora la gestión de la oferta mediante el inventariado automático, ayudando a reducir las situaciones de fuera de stock y la cantidad de consumibles utilizados. Además, la capacidad de identificar correctamente a un paciente y saber dónde está en todo momento resulta en una mejora de la seguridad y la

asignación de camas. Todo ello se traduce en una mejora de la experiencia de los pacientes y de sus resultados.



Fig.1.6: Instrumentos y herramientas utilizados en hospitales que requieren de seguimiento e inventariado.

- **Fabricación industrial:** El uso de la tecnología RFID en la industria proporciona visibilidad precisa en tiempo real del inventario, equipos y productos terminados (Fig.1.7). Las aplicaciones de la tecnología RFID en la industria permiten reducir costes, aumentar el control de calidad, agilizar los procesos automatizados y aumentar la eficiencia general.



Fig.1.7: Cadena de producción.

- **Refinerías y plantas de gas [17]:** el uso de la tecnología RFID puede ayudar a reducir costes y a manejar los riesgos inherentes de estas instalaciones (Fig.1.8) mediante el seguimiento de activos en ambientes hostiles, herramientas, vehículos, personas y contratistas, gestión de la evacuación, y la gestión de mantenimiento preventivo y predictivo mediante la utilización de sensores.



Fig.1.8: Planta de gas.

- Espacio: La NASA ha mejorado el tiempo de inventariado en un 30 % mediante el uso de sistemas de RFID. Los artículos en la estación espacial son pequeños, únicos e irremplazables con un coste de lanzamiento de treinta dólares por gramo. Además, con un lector de RFID a bordo (Fig.1.9), los astronautas maximizan el uso del espacio en la ISS (del inglés International Space Station) [18].



Fig.1.9: Proceso de inventariado en la ISS.

1.4.2 Requisitos

A pesar de no ser una tecnología nueva, el número de aplicaciones crece incesantemente. Una consecuencia directa es que, algunas de las aplicaciones emergentes, requieren de soluciones específicas. Como se verá más adelante, la etiqueta es el único elemento del sistema que puede ser modificado para ajustarse a los requisitos de la aplicación, lo cual influye directamente en el rendimiento final del sistema.

En determinados casos, las aplicaciones imponen estrictas restricciones sobre la etiqueta, a continuación, se discuten algunas de las más habituales [19]:

- **Tamaño:** El área de la antena es típicamente una característica a minimizar en la mayoría de aplicaciones. Aún más crítico suele ser cumplir con los requerimientos de grosor de la etiqueta (bajo perfil).
- El rango de lectura del sistema es la máxima distancia que permite la comunicación entre el lector y la etiqueta. Juntamente con el tamaño de la antena, es el parámetro más utilizado para medir el rendimiento de la etiqueta y realizar comparaciones con diferentes diseños.
- La forma de la antena se convierte en un requisito importante cuando se trata de etiquetar objetos no planos, como objetos cilíndricos, determinadas zonas del cuerpo humano, etc.
- El coste de la etiqueta es un parámetro crítico en la mayoría de aplicaciones y generalmente está determinado por el precio del sustrato utilizado y el procedimiento de fabricación.
- El μ -chip a utilizar juega un papel determinante en el rendimiento del sistema. En primer lugar, determina la impedancia de entrada de la antena, por lo que también afectará al ancho de banda de la etiqueta. En segundo lugar, el rango de lectura depende de la sensibilidad del μ -chip.
- La cobertura angular no es un requisito común en la mayoría de aplicaciones en las que se exige un determinado rango de lectura en la línea directa de visión. Sin embargo, en determinados escenarios es poco realista pensar que todas las etiquetas estén encaradas con la antena del lector por lo que hay quien pronostica que este será un requisito exigido a las etiquetas en un futuro cercano [19].
- El mercado internacional requiere del uso de etiquetas que operen en diferentes países con diferentes rangos de frecuencias, por lo que, en algunos casos, se requiere que las etiquetas tengan un comportamiento en frecuencia de banda dual o banda ancha.
- El escenario juega un papel fundamental en el rendimiento final del sistema. Para que la implantación de un sistema tenga éxito es crucial contabilizar el efecto, perjudicial o beneficioso, producido por los elementos del mismo durante la fase de planificación.

Por supuesto, todas estas características están interrelacionadas: por ejemplo, el diseño de la antena y el escenario de la aplicación determinan el comportamiento en frecuencia de la etiqueta, que a su vez debe ser ajustado para operar con un μ -chip concreto o con diversos tipos. El tamaño de la antena también está directamente relacionado con el diseño de la antena y con el coste final de la etiqueta.

En un mercado en el que se comercializan anualmente miles de millones de etiquetas, el coste de fabricación por unidad es un factor clave en la implantación de la tecnología. Esto repercute directamente en la calidad de los materiales utilizados y es crucial para que un diseño tenga éxito comercial. En definitiva, satisfacer la amplia gama de requisitos, consecuencia del elevado número de aplicaciones, necesita de la astucia del diseñador en el manejo de las técnicas de diseño de antenas.

1.5 Retos que aborda la presente tesis

El deseo de hacer invisible la tecnología a la experiencia de usuario hace que cada vez resulte más complicado alcanzar los requisitos de tamaño, alcance y coste de las nuevas aplicaciones. Si a estas restricciones añadimos el perjuicio que puede suponer el escenario de determinadas aplicaciones, el resultado es un problema que en algunos casos no cuenta con soluciones factibles.

Estos escenarios, que suponen un serio perjuicio en el rendimiento del sistema, han dado en llamarse escenarios de alta exigencia y sobre ellos versará el presente trabajo. En particular se considerarán tres escenarios/aplicaciones que se describirán a continuación: etiquetado de objetos metálicos, cintas identificativas para seguimiento de pacientes en hospitales y monitorización de temperatura en el interior de guías de onda.

1.5.1 Etiquetado de objetos metálicos

En la sección anterior, se ha constatado que la tecnología RFID puede ayudar a reducir costes y mejorar la calidad del servicio en la mayoría de aplicaciones. La clave para proporcionar estas mejoras reside en mantener el inventario actualizado y realizar el seguimiento de los activos. Cuando estos activos son objetos metálicos como herramientas, equipos electrónicos o maquinaria industrial, las etiquetas convencionales de RFID no alcanzan más de algunos centímetros. Sin embargo, a pesar de que hoy en día ya existen soluciones comerciales que consiguen largos alcances [20], dichas soluciones tienen un coste por etiqueta elevado lo que las hace inviables para la mayoría de aplicaciones.

Generalmente, las soluciones para etiquetas sobre objetos metálicos tienen un grosor mucho mayor que las etiquetas de RFID convencionales. Ello resulta en un

encarecimiento del valor de la etiqueta que en la mayoría de casos va a ser desechada. El hecho de contar con un diseño que permita reutilizar la etiqueta mediante el proceso simple de retirar y sustituir una tira adhesiva por otra es una técnica que ayudaría a reducir costes y que podría ser empleada en la mayoría de aplicaciones. Además, en operaciones de comercio internacional, la existencia de bandas de frecuencia diferenciadas para determinados países impide, en algunos casos, la utilización de una misma etiqueta en países de origen y destino, por lo que sería deseable contar con algún mecanismo que permitiera re-sintonizar la etiqueta a las diferentes bandas de los países de destino.

En algunos casos, como el etiquetado de herramientas, el tamaño de la etiqueta debe ajustarse a las dimensiones del objeto, hecho que resulta en que determinadas aplicaciones no cuenten con soluciones viables. En consecuencia, conseguir un grado elevado de miniaturización de la antena de la etiqueta, manteniendo costes reducidos y largos alcances, es uno de los desafíos más complicados a los que se enfrenta el diseñador de etiquetas para objetos metálicos. En el caso de herramientas o dispositivos de valor económico elevado, la posibilidad de suavizar las limitaciones en cuanto al coste aumenta con el valor del objeto a etiquetar, lo que permite flexibilizar la elección de los materiales empleados y mejorar el rendimiento de la etiqueta.

1.5.2 Cintas identificativas

El uso de etiquetas identificativas próximas al cuerpo humano plantea un reto similar al etiquetado de objetos metálicos. Las altas pérdidas del tejido humano producen una reducción drástica de la eficiencia de la etiqueta, por lo que el diseño de la antena de la etiqueta es de importancia crucial para conseguir optimizar el rendimiento del sistema. Además, en este caso, la impedancia de entrada de la antena fluctuará debido a las variaciones en la separación entre la cinta y el brazo. Como consecuencia, es imprescindible encontrar soluciones que aumenten el ancho de banda de la antena de la etiqueta o aíslen la antena del brazo.

En la actualidad, existe el creciente interés, por parte de la industria del cuidado de la salud, en incorporar la tecnología que permita el seguimiento y la identificación automatizada de los pacientes dentro de las instalaciones hospitalarias. Pulseras y cintas identificativas son los dispositivos más utilizados en la mayoría de soluciones actuales (Fig.1.10). Sin embargo, estos sistemas generalmente implican el uso de tecnologías combinadas (RFID + WiFi) [21] y etiquetas de RFID activas [22], lo que aumenta los costes (en baterías y en el coste de la tecnología en sí), incrementa la complejidad de la red y emplean pulseras voluminosas que no resultan cómodas para el paciente (Fig. 1.10).



Fig.1.10: Paciente de hospital con una pulsera RFID activa.

En la presente tesis se plantea el seguimiento de pacientes utilizando etiquetas RFID pasivas en la banda de UHF. Para ello se considerará que las antenas lectoras se encuentran en los marcos de las puertas permitiendo rastrear el movimiento de los individuos de una habitación a otra. Por ello, se requiere que el rango de lectura sea superior a 2 metros e inferior a 3 metros, es decir, suficiente para detectar un paciente que pasa a través de una puerta, pero no tan grande como para ser detectado por un lector diferente en las cercanías. El uso de soluciones comerciales actuales se descarta debido a que dichos dispositivos solo alcanzan unas pocas decenas de centímetros, un metro como máximo [23], [24].



Fig.1.11: Cinta identificativa utilizada en la aplicación de seguimiento de personas.

Como referencia de dimensiones se utilizará la cinta de la Fig.1.11 que se emplea actualmente en algunos hospitales. Dicha cinta tiene un espacio restringido para el emplazamiento de la etiqueta de $12 \times 3 \text{ cm}^2$. En principio, estas dimensiones no deberían suponer un problema para el diseño de la antena. Además, dado que se requiere enrollar la cinta sobre la muñeca del paciente, se podría optar por el uso de un sustrato flexible para la antena. Sin embargo, esto también obligaría a tener que considerar los potenciales desajustes en la frecuencia de operación que causarían los diferentes grados de flexión de la etiqueta [25]. Como alternativa a los sustratos flexibles, en esta tesis se opta por la utilización de sustratos rígidos y se reduce la longitud disponible de la etiqueta para que la cinta resulte cómoda para la mayoría de los pacientes. Así pues, el área máxima destinada a la colocación de la etiqueta quedará restringida a $4 \times 2.7 \text{ cm}^2$ (Fig.1.12). El valor de 4 cm se toma como aproximación al valor medio del ancho de muñeca en humanos [26].

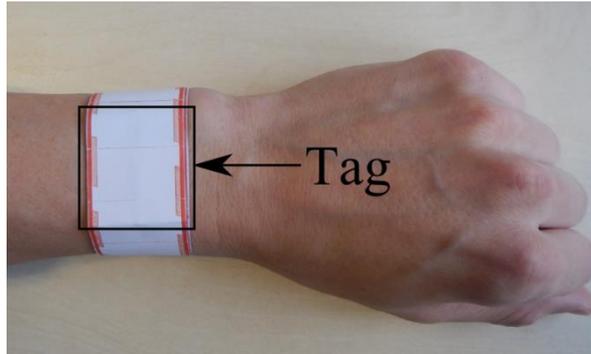


Fig.1.12: Cinta identificativa ajustada a la muñeca de un paciente.

Otra restricción significativa es el grosor de la etiqueta ya que ésta deberá alojarse en el interior de la cinta y ser cómoda de llevar, por ello se considerarán 1.5 mm como el grosor máximo aceptable.

1.5.3 Monitorización de temperatura en el interior de guías de ondas

El CARM (del inglés Cyclotron Auto-resonance Maser) es un proyecto de investigación en curso dirigido al desarrollo de un oscilador de 250 GHz de haz único, de 1 MW, en operación de onda continua (CW) para el calentamiento de plasma y accionamiento de corriente en la máquina DEMO TOKAMAK [27]. Una pérdida porcentual de un solo dígito es crucial para el funcionamiento de un dispositivo tan potente: una pequeña fuga de la cámara afectaría dramáticamente su factor de calidad y por lo tanto sacaría al oscilador fuera de las condiciones de resonancia. Por consiguiente, la variación de la temperatura de la pared de la cavidad debe medirse y controlarse con precisión. La cavidad cilíndrica se hallará emplazada dentro de un segundo cilindro de aislamiento donde se hace el vacío. Por lo tanto, la medición de la temperatura debe realizarse, en una cavidad coaxial, en varios puntos (10-20) de la superficie externa de la cámara CARM. Un sistema de medición convencional basado en sondas cableadas es problemático debido al escaso espacio disponible entre los dos conductores de la cavidad coaxial. En consecuencia, en la presente tesis se explorará una arquitectura completamente inalámbrica de manera que los sensores de temperatura desplegados en la cavidad estén interconectados con una unidad centralizada a través de ondas electromagnéticas excitadas dentro de la propia cavidad.

Además, debido al espacio reducido y a la necesidad de reducir las pérdidas adicionales, la aplicación no recomienda el uso de baterías. Por lo tanto, la interacción entre los sensores y el nodo de lectura debe hacer uso de una arquitectura de modulación de retro-dispersión, donde los sensores sean

dispositivos pasivos puros que devuelvan su información modulando el campo reflejado. Una solución natural para esta aplicación consiste en el uso de la tecnología RFID en la banda de UHF, que actualmente está evolucionando de las aplicaciones de logística evaluada a sensores y diagnósticos más avanzados en la Internet Industrial de las cosas [27]-[29]. Las etiquetas de RFID pasivas son compactas y generalmente menos caras que los convencionales sensores con alimentación local. Una de las características más críticas de los sensores RFID sin batería es generalmente su modesto rango de lectura (unos o dos metros como máximo) que se ve afectado por las pérdidas de propagación y que disminuye con la reducción del tamaño de la antena.

El escenario aquí considerado (Fig.1.13) tiene una extensión limitada (50 cm) y, principalmente, las interacciones electromagnéticas tendrían lugar dentro de una cavidad de pérdidas extremadamente bajas, lo que supone una gran ventaja para asegurar la fiabilidad de la comunicación. El efecto perjudicial debido al tamaño reducido del sensor, tal como exige la aplicación considerada, podría ser aliviado por las pérdidas electromagnéticas casi insignificantes, dentro de la cámara [30]. Finalmente, el protocolo RFID es capaz de manejar la interrogación concurrente de una multitud de etiquetas de modo que sea posible un denso muestreo espacial del interior de la cavidad. Por lo tanto, una red de sensores RFID pasiva parece una aproximación adecuada al problema incluso aunque todavía existan algunos desafíos, como la miniaturización extrema de la antena y la cohabitación con las resonancias de la cavidad y con las potencias residuales / fugas.



Fig.1.13: Maqueta utilizada durante las medidas con dos sondas que no aparecen en la imagen y cuatro sensores en el interior.

Las escasas contribuciones relacionadas con esta aplicación [30]-[34] plantean escenarios que constan únicamente de dos elementos, a saber, un transmisor / receptor y una etiqueta. El efecto de una red más densa se introduce en este trabajo, por primera vez, por medio de configuraciones de tres (dos sondas y una etiqueta) y

seis elementos (dos sondas y cuatro etiquetas), midiendo y comparando la potencia de activación de las etiquetas para diferentes casos.

1.6 Objetivos de la tesis

El trabajo presentado en esta tesis propone soluciones para mejorar las prestaciones (rango de lectura) del sistema RAIN RFID en entornos de alta exigencia. A partir de tres aplicaciones concretas, se realizará el diseño de diferentes antenas para etiquetas bajo las restricciones de cada aplicación juntamente con una validación experimental de todos los diseños presentados.

1.6.1 Etiquetado de objetos metálicos

En este caso se pretende realizar diseños para etiquetar instrumentos electrónicos y herramientas metálicas. En consecuencia, los diseños se realizan para operar sobre objetos de 20 x 20 cm² (equipos electrónicos) y tamaños inferiores (para herramientas).

El objetivo perseguido es el de obtener diseños competitivos en comparación con el estado del arte en términos de grosor, superficie y coste de la etiqueta. Para ello, se estudiarán las soluciones existentes y se propondrán diferentes diseños que proporcionen una mayor versatilidad y miniaturización, manteniendo rangos de lecturas similares a los de las soluciones actuales.

1.6.2 Cintas identificativas

En esta aplicación se pretende plantear diferentes diseños de antenas para cintas identificativas que cumplan con los requisitos de tamaño, bajo coste, y que sean cómodas de llevar para los pacientes. Por todo ello, como se ha justificado anteriormente, las dimensiones de la etiqueta tienen que ser menores que 40 x 27 x 1.5 mm³ (Fig.1.12).

El alcance del sistema debe mantenerse dentro del margen entre los 2 y 3 metros, por lo que es deseable el estudio de diferentes casos reales (posiciones y ajuste de la pulsera) para asegurar el correcto funcionamiento del mismo.

1.6.3 Estudio de la implementación de un sistema de RFID en el interior de una guía de onda coaxial

Esta parte del trabajo ha sido realizada durante una estancia en el laboratorio Pervasive Electromagnetics Lab de la Università di Roma Tor Vergata [35] bajo la supervisión del profesor Gaetano Marrocco y en colaboración con la Agencia

Nacional Italiana para las Nuevas Tecnologías, Energía y Desarrollo Económico Sostenible (ENEA) [36].

Los objetivos marcados al inicio de la estancia fueron los siguientes:

1. Estudiar el escenario de la aplicación.
2. Diseñar las antenas de los sensores y las sondas.
3. Realizar la medida de la potencia mínima de operación.
4. Comprobar el funcionamiento del sistema de medida de temperatura.

1.7 Estructura de la tesis

El trabajo presentado en esta tesis está estructurado en siete capítulos más la introducción del capítulo 1:

- En el capítulo 2 se presentan las bases teóricas y los métodos de medida para caracterizar el rendimiento de las etiquetas con el fin de poder realizar comparaciones justas con los diseños existentes en la literatura.
- En el capítulo 3 se realiza un estudio del estado del arte actual concerniente a las tres aplicaciones aquí tratadas. Para ello, se lleva a cabo el estudio y la comparación de las soluciones que ofrecen mejores prestaciones.
- En el capítulo 4 se presentan las antenas parche y las técnicas de diseño aplicadas a etiquetas de RFID. A partir del análisis de la estructura y de la realización de estudios paramétricos, se ofrecen las pautas de diseño utilizadas para optimizar el rendimiento de los diseños. Como resultado, se proponen cinco diseños como soluciones para las aplicaciones de etiquetado de objetos metálicos y cintas identificativas.
- En el capítulo 5 se presentan los diseños propuestos basados en antenas helicoidales. Inicialmente se comprueba el funcionamiento de una antena helicoidal cilíndrica sobre objetos metálicos, y posteriormente se propone un diseño de sección cruzada rectangular y de bajo perfil para ser utilizado en cintas identificativas.
- En el capítulo 6 se realiza la comparación entre los diseños propuestos en los capítulos 4 y 5 y el estado del arte.
- En el capítulo 7 se presenta un sistema de RFID como solución al mapeado de la temperatura dentro de una guía de onda coaxial. El trabajo consiste en el estudio del escenario, el posterior diseño de etiquetas y sondas para la comunicación inalámbrica entre los sensores de temperatura y el lector, la realización de las medidas necesarias para la comprobación del funcionamiento del sistema, y la puesta en marcha y validación del sistema de medida de la temperatura mediante varios experimentos.

- Finalmente, en el capítulo 8 se presentan las conclusiones del trabajo realizado y las líneas de investigación futuras.

1.8 Publicaciones resultantes de la tesis

Publicaciones en revistas

- S. López-Soriano and J. Parrón, "Small Size and Low Cost UHF RFID Tag Antenna Mountable on Metallic Objects," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2015, Article ID 870478, 6 pages, 2015.
- S. Lopez-Soriano and J. Parron, "Design of a Small-Size, Low-Profile, and Low-Cost Normal-Mode Helical Antenna for UHF RFID Wristbands," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, no. , pp. 2074-2077, 2017.

Publicaciones en congresos

- S. López-Soriano and J. Parrón, "Low profile UHF RFID tag for wristbands in healthcare applications," *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, The Hague, 2014, pp. 874-877.
- S. López-Soriano and J. Parrón, "Small UHF RFID tag antenna for metallic objects," *The 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Lisbon, 2015, pp. 1-5.
- S. López-Soriano and J. Parrón, "Wearable RFID tag antenna for healthcare applications," *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, Turin, 2015, pp. 287-290.
- S. López-Soriano and J. Parrón, "Parallel plate antenna for UHF RFID tags operating over metallic objects," *The 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos, 2016, pp. 1-3.
- S. Lopez-Soriano, I. P. Spassovsky, J. Parron and G. Marrocco, "Electromagnetic feasibility of a passive wireless sensor network for temperature mapping inside a shielded enclosure," *The 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Paris, 2017, pp. 1995-1998.

- S. López-Soriano and J. Parrón, "Performance Assessment of a Small UHF RFID Tag on Metallic Objects of Different Sizes," Submitted to: *The 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, London, 2017.

2

Fundamentos y procedimientos de caracterización

La comunicación inalámbrica mediante la modulación de señales retro-dispersadas desde un transpondedor (etiqueta de RF o *tag*) es fundamentalmente diferente de una comunicación radio convencional porque implica dos enlaces distintos: el enlace de activación, para alimentar las etiquetas de RF pasivas, y el enlace de retro-dispersión en el que la etiqueta envía información al lector. A causa de las severas limitaciones a las que se somete a la etiqueta de RF, es imprescindible el conocimiento en detalle del canal de retro-dispersión para maximizar la retro-difusión de la potencia interceptada por la antena de la etiqueta.

En este capítulo, se definen los parámetros principales que intervienen en un enlace monoestático retro-dispersado y se presenta la metodología utilizada para la caracterización de etiquetas.

2.1 Balance de potencias

Para que una comunicación entre una etiqueta y un lector tenga éxito, deben poder establecerse correctamente los enlaces tanto de activación o bajada (lector → etiqueta) como de transmisión de información o subida (lector → etiqueta → lector). En primer lugar, para activar la etiqueta es necesario que la potencia recibida por el μ -chip de RFID (P_{tag}) sea superior a su sensibilidad (P_s). P_{tag} puede calcularse mediante la fórmula de Friis para la transmisión en espacio libre [37]:

$$P_{tag} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 PIRE \chi_p G_t \tau \geq P_s \quad (2-1)$$

donde λ es la longitud de onda en el espacio libre, r es el rango de lectura, $PIRE$ es la potencia isotrópica radiada equivalente del lector, χ_p es el coeficiente de desacoplamiento de polarización [37], G_t es la ganancia de la antena de la etiqueta y τ es el coeficiente de transmisión de potencia [38]

$$\tau = 1 - |s|^2 = \frac{4R_{\mu\text{-chip}} R_a}{|Z_{\mu\text{-chip}} + Z_a|^2} \leq 1 \quad (2-2)$$

donde Z_a es la impedancia de entrada de la antena ($Z_a = R_a + jX_a$), Z_{chip} es la impedancia de entrada del μ -chip ($Z_{chip} = R_{chip} + jX_{chip}$), y $|s|^2$ es el coeficiente de reflexión de potencia [39] entre la antena de la etiqueta y el microchip

$$|s|^2 = \left| \frac{Z_{\mu\text{-chip}} - Z_a^*}{Z_{\mu\text{-chip}} + Z_a} \right|^2 \quad (2-3)$$

La $PIRE$ es igual al producto de la potencia transmitida por el lector (P_T) y la ganancia de la antena del lector (G_T) y está limitada por organismos reguladores.

En segundo lugar, se calculará el balance de potencias para la transferencia de datos. Una etiqueta de RF pasiva es tan simple que no consta de los componentes típicos de un receptor de radiofrecuencia. Por ello, tras activarse el μ -chip, la etiqueta modula la señal de onda continua, procedente del lector, con la información a transmitir y la refleja hacia la antena receptora. Para que el lector reciba la señal reflejada por la etiqueta P_R tiene que ser mayor que la sensibilidad del receptor (P_{sL}). Hoy en día la sensibilidad del receptor suele ser bastante mejor que la del μ -chip.

Existen tres tipos de configuraciones para el intercambio de información [40], aunque en este documento todas las medidas se realizarán con un enlace monoestático ya que es la configuración más simple y de uso más frecuente. De este modo la ecuación para la transmisión completa (incluyendo los enlaces de bajada y subida) es similar a la ecuación del radar monoestático:

$$P_R = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^4 P_T G_T^2 \chi_p^2 G_t^2 M \quad (2-4)$$

donde P_R es la potencia recibida de la señal retro-dispersada modulada por la etiqueta en vatios y M es el factor de modulación [40] y expresa la cantidad de potencia reflejada por la etiqueta.

Una vez obtenidas las potencias recibidas por el microchip y el lector se pueden aislar fácilmente las distancias entre la etiqueta y el lector. De mayor interés es conocer el rango de lectura máximo alcanzable por una etiqueta, que para el enlace de bajada viene dado por la expresión [38]

$$r_{\text{MAX,bajada}} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_{T,\text{MAX}} G_T \chi_p G_i \tau}{P_s}} \quad (2-5)$$

y para el de datos [40]

$$r_{\text{MAX,subida}} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{G_T \chi_p G_i} \left(\frac{P_{T,\text{MAX}}}{P_R} M \right)^{1/4} \quad (2-6)$$

Actualmente el rango de lectura de un sistema UHF RFID pasivo está limitado por la sensibilidad del μ -chip (P_s) [40], por lo que, en este documento se utiliza (2-5) para el cálculo del rango de lectura de los prototipos.

2.2 Estándares RFID de UHF

La regulación del espectro dedicado a aplicaciones de RFID dentro de la banda UHF es competencia de las administraciones públicas de cada país. En [11] se detalla el estado actual de las regulaciones para 81 países incluyendo asignaciones de frecuencias, límite de potencia emitida por la antena del lector, técnicas de comunicación y detalles del organismo regulador.

Los márgenes de frecuencias entre 865.6 MHz – 867.6 MHz y 902 MHz – 928 MHz son los utilizados por la mayoría de países. Los países de la Comunidad Europea se ciñen a las regulaciones descritas en el estándar EN 302 208 de la ETSI (European Telecommunications Standard Institute [41]) y utilizan las frecuencias entre 865.6 y 867.6 MHz con una potencia radiada máxima de 2 W PRA (potencia radiada aparente).

$$PIRE = 1.64 \cdot PRA \quad (2-7)$$

Estados Unidos utiliza el estándar FCC part 15.247 de la FCC (Federal Communications Commission [42]), en donde se delimita el margen de frecuencias de 902 MHz a 928 MHz con una PIRE máxima de 4 W.

Los diseños presentados en este documento se han realizado para cumplir con la legislación Europea.

2.3 Polarización

La pérdida de potencia en el enlace de bajada debida al desacoplamiento de polarización entre las antenas de la etiqueta y el lector se contabiliza en (2-1) mediante el término χ_p . Las antenas comerciales para lectores de RFID típicamente están polarizadas circularmente. La razón principal es la de poder detectar las etiquetas, por lo general con polarización lineal, independientemente de la posición en la que se encuentren. Por lo tanto, normalmente χ_p será igual a 0.5 para ambos enlaces.

2.4 Microchips y sensibilidad

Los avances tecnológicos de los últimos años, en materia de micro y nano-electrónica, han posibilitado la mejora de la eficiencia de las etiquetas RFID por medio del aumento de la sensibilidad de los nuevos μ -chips. En la Tabla I se muestran los microchips utilizados en los diseños presentados en esta tesis: Alien Higgs-3 (AH3) [43], Alien Higgs-4 (AH4) [44] y EM4325 [45]. Se ha añadido el Alien Higgs-EC [46], por ser el último modelo, a modo de comparación con los modelos anteriores.

TABLA I MICROCHIPS: IMPEDANCIA Y SENSIBILIDAD

	Impedancia en modo lectura (@ 866 MHz)	P_s Lectura (dBm)	P_s lectura/escritura (dBm)
Alien Higgs-3 (AH3)	30.5 - j211 Ω	-18	-11.5
Alien Higgs-4 (AH4)	20.5 - j191 Ω	-20.5	-17
Alien Higgs-EC	18.5 - j214 Ω	-22.5	-19
EM4325	23.3 - j145 Ω	-8.3	-7

Para entender cómo ha variado la sensibilidad de los μ -chips solo hace falta fijarnos en la gama ofrecida desde el año 2014 por una de las compañías líderes del sector a nivel mundial (Alien Technology [13]). Entre el AH3 y el Alien Higgs-EC, podemos observar como la sensibilidad ha aumentado en 4.5 dB, lo cual, según (2-4), mejora el rango de lectura de las etiquetas en un 67%.

2.5 Ganancia realizable y potencia de activación

La ganancia realizable de la etiqueta es una figura de mérito del sistema y resulta de gran utilidad para realizar comparaciones con diferentes diseños. Se calcula mediante el producto de la ganancia de la antena de la etiqueta y el coeficiente de transmisión de potencia de la etiqueta ($G\tau$) y está relacionada con la potencia de activación del chip (P_{io}) según:

$$G_i\tau = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \frac{P_s}{P_{io}G_T\chi_p} \quad (2-8)$$

La potencia de activación es la mínima potencia transmitida por el lector que hace que se active la etiqueta, es decir, es el valor de P_T cuando la etiqueta recibe P_s para una distancia, frecuencia, orientación y μ -chip dados.

Más adelante se detalla el procedimiento para medir el rango de lectura a partir de la medida de la potencia de activación.

2.6 Ancho de banda

El ancho de banda de una etiqueta depende del mínimo rango de lectura requerido por cada aplicación. Una vez fijadas las restricciones de potencia, existe una relación directa entre el rango de lectura y el parámetro del sistema $G\tau$ (2-5). De hecho, la estabilidad en frecuencia de la ganancia realizable determina el comportamiento en frecuencia del rango de lectura del sistema [37].

Es importante tener en cuenta que, aunque los anchos de banda designados a aplicaciones de RFID son estrechos (2 MHz en la banda Europea, y 26 MHz para Estados Unidos), el ancho de banda de la etiqueta sigue siendo un parámetro decisivo en el rendimiento del sistema a causa de que la impedancia de la etiqueta puede ser fácilmente desintonizada debido a acoplamientos con el objeto a etiquetar y a otros elementos del entorno, dando como resultado una disminución del rango de lectura.

A pesar de la importancia del ancho de banda de la etiqueta en el rendimiento final del sistema, en muchos casos a lo largo de la literatura se prescinde de un estudio al respecto, o se proporcionan datos que no pueden ser comparados con los de otros diseños. En [37], se define, de forma general, el ancho de banda de una etiqueta como el margen de frecuencias para el cual el rango de lectura de una

etiqueta perfectamente adaptada, y con una antena isótropa, se reduce al 70%; o lo que es lo mismo, el margen de frecuencias para el cual se cumple que $G\tau = 0.5$.

Sin embargo, esta definición carece de sentido práctico en los casos en que, por motivos referentes al escenario de aplicación, como en el caso del etiquetado de objetos metálicos, la ganancia de la antena tiene valores inferiores a -3 dB. Por lo tanto, es necesario establecer un criterio que se ajuste específicamente a cada aplicación. En aras de uniformar un criterio que sirva para la comparación de cualquier etiqueta, en adelante se define el ancho de banda relativo, independientemente de la ganancia, como el margen de frecuencias para el cual la etiqueta presenta valores de τ superiores a -3 dB ($BW_{\tau=-3\text{dB}}$). Aunque este no es un parámetro cualitativo por sí solo, sí que proporciona información importante al comparar etiquetas con rangos de lectura similares.

2.7 Metodología de caracterización de etiquetas

2.7.1 Herramientas de simulación y de cálculo

La herramienta utilizada durante la tesis para el diseño y modelado de los prototipos ha sido el programa de simulación electromagnética FEKO [47]. En particular se ha empleado el método de los momentos (MoM) con equivalencia superficial (SEP) para computar los campos en el dominio de la frecuencia.

Además, el entorno de computación numérica Matlab [48] ha sido utilizado para diversas tareas:

- Procesado de los datos obtenidos por medio de simulaciones y medidas.
- Cálculo de la impedancia de entrada.
- Cálculo del coeficiente de transmisión de potencia.
- Cálculo de la ganancia realizable.
- Cálculo de la potencia de activación a partir de los parámetros S.
- Cálculo del rango de lectura a partir de la potencia de activación.
- Comprobación de los modelos estudiados durante la tesis.

2.7.2 Medidas de impedancia

Para medir la impedancia de entrada de las antenas diseñadas se utiliza el analizador de redes PNA-X N5242A [49]. Debido a que tanto los μ -chips como las antenas de las etiquetas son dispositivos balanceados y los cables coaxiales usados

en las medidas son no-balanceados, se han utilizado diferentes sistemas de medida dependiendo de si la antena a medir es simétrica o no.

Existen varios métodos para medir la impedancia de entrada de un dispositivo balanceado con entradas diferenciales [50]:

- El uso de baluns. La precisión de la medida depende de lo preciso que sea el balun [51]. Esto puede ser un problema, especialmente al medir la impedancia en márgenes amplios de frecuencia.
- Utilizar la teoría de imágenes y un plano de masa para medir la impedancia de media antena [51] , (solo para antenas simétricas).
- Medida con 2 puertos no balanceados. [52].
- Medida remota: se calcula la impedancia de entrada a partir de tres medidas de los parámetros S, con la antena conectada a diferentes cargas (circuito abierto, corto circuito y carga adaptada) [53].

A continuación se comentan en mayor detalle las técnicas utilizadas durante la realización de la presente tesis.

2.7.2.1 Plano de masa + teoría de imágenes

Una forma de medir una antena simétrica consiste en dividir la antena por su plano de simetría eléctrico y situar un plano de masa en su lugar. El tamaño del plano de masa utilizado es de $3\lambda \times 3\lambda$. El terminal restante, resultado de dividir el puerto de la antena se conecta al pin del conector (Fig.2.1). Es importante asegurar la conexión con el plano del resto de zonas metalizadas de la antena en contacto con el mismo. El conector se conecta mediante un cable coaxial al analizador vectorial de redes (VNA). La impedancia de entrada se obtiene de la medida del parámetro S_{11} a través de:

$$Z_{in} = 2Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (2-9)$$

donde Z_0 es la impedancia de referencia del analizador de redes y el factor 2 se aplica para obtener la impedancia de la antena completa.

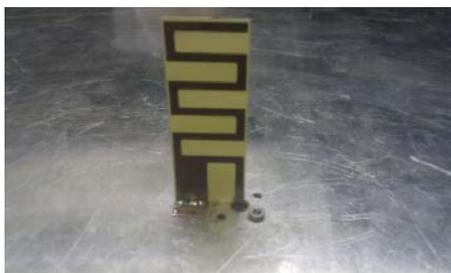


Fig.2.1 Medida de la impedancia de entrada de la antena sobre un plano de masa.

2.7.2.2 Parámetros-S en modo mixto

Este método permite obtener una medida balanceada a partir de una no-balanceada mediante la transformación diferencial de los parámetros-S convencionales [54].

Para realizar esta medida se fabrica el accesorio de la Fig.2.2. Con las terminaciones del accesorio fabricado no es posible utilizar el kit de calibración SMA estándar, por lo que el trozo de línea añadido solo se tendrá en cuenta como un retardo eléctrico. Para ello se desplazará el plano de calibración al plano correspondiente a las puntas del accesorio mediante la función de extensión de puerto (port extension) del analizador de redes, la cual permite medir y eliminar el desfase eléctrico de la medida. Finalmente, la impedancia de la antena balanceada se puede calcular como [52]:

$$Z_d = 2Z_0 \frac{(1 - S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21} - S_{12} - S_{21})}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (2-10)$$



Fig.2.2: Accesorio usado en las medidas diferenciales de las antenas diseñadas.

2.7.3 Medidas de potencia

Para las medidas de la potencia de activación y el rango de lectura se utiliza el lector R220 [55], cuya sensibilidad máxima es de -80 dBm, y una antena [57] de ganancia 8.5 dBic, lo que para una etiqueta con polarización lineal se traduce en 5.5 dBil. El lector y la antena están conectados por un cable coaxial de 2.5 metros de longitud con unas pérdidas (L) de 36.5 dB/100m (0.91 dB). Dado que en Europa la máxima potencia radiada está limitada a 2W de PRA [41], la potencia máxima de salida del lector es de:

$$\begin{aligned} P_{T,MAX} &= 2.1 + PRA(dBm) - G_T + L = \\ &= 35.1 - 5.5 + 0.9 = 30.5 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (2-11)$$

Las medidas se realizan dentro de la cámara anecoica del departamento de Telecomunicación e Ingeniería de Sistemas de la Universitat Autònoma de Barcelona (Fig.2.3).



Fig.2.3: Escenario de medida de la potencia de activación en la cámara anecoica.

En la medida de P_{io} se utiliza el siguiente procedimiento: el lector inicia la transmisión, en la banda seleccionada (865.6 MHz – 867.6 MHz), enviando el nivel de potencia mínimo, configurado manualmente. Si la etiqueta no responde, se aumenta la potencia progresivamente, en intervalos de valores configurables, hasta que la etiqueta responde. Una vez calculada P_{io} , se puede obtener el valor de $G\tau$ a partir de (2-8).

2.7.4 Comparación del rango de lectura del enlace de bajada y el de subida

Anteriormente hemos mencionado que el rango de lectura está limitado por el enlace de bajada. A continuación se comprueba que esto es así para los equipos que utilizaremos en la medida. Suponiendo que el rango de lectura esté limitado por enlace de bajada, tendremos que

$$r_{\max,bajada} \leq r_{\max,subida} \quad (2-12)$$

$$\left(\frac{P_{T,MAX}}{P_s} \tau \right)^{1/2} \leq \left(\frac{P_{T,MAX}}{P_{sL}} M \right)^{1/4} \quad (2-13)$$

Si introducimos en la ecuación los valores de sensibilidad del lector R220 (−80 dBm) y del AH3 (−18 dBm) llegamos al siguiente resultado:

$$P_{T,MAX} \leq 25.12 \frac{M}{\tau^2} \quad (2-14)$$

De esta condición se deduce que, para la determinación del enlace más restrictivo, utilizando los equipos mencionados, depende únicamente del diseño de la etiqueta, de los efectos del entorno en la impedancia de entrada de la antena y de la potencia transmitida por el lector. En el caso de configurar la potencia de transmisión del lector a 1 W:

$$\tau^2 \leq 25.12M \quad (2-15)$$

Finalmente, en la ecuación (2-15) sólo quedan las variables M y τ , y ambas dependen de la etiqueta. Dado que en la mayoría de casos $M = 0.25$ [40], resulta que $\tau < 2.5$ cosa que se cumplirá siempre y, por tanto, queda confirmado que el enlace de bajada será el más restrictivo.

3

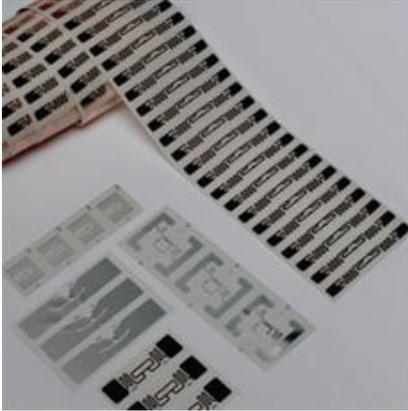
Estado del arte

A lo largo de este capítulo se realiza una revisión del estado del arte en materia del diseño de antenas para etiquetas de RAIN RFID para el etiquetado de objetos metálicos y del cuerpo humano. Para ello, se presentan los diseños actuales con mejores prestaciones (relación entre tamaño, alcance y coste) encontrados en la literatura y se realiza una comparación entre ellos. A continuación, se presenta el estado del arte relativo al uso de determinadas estructuras como posible canal de comunicaciones de bajas pérdidas para sistemas de RFID.

3.1 Etiquetas de RFID en la banda de UHF

En general, la mayoría de las antenas para etiquetas de UHF omnidireccionales consisten en dipolos impresos. Para conseguir adaptación de impedancias compleja se emplean las técnicas T-match, acoplamiento inductivo y ranura anidada [37]. Por otro lado, para reducir el tamaño de la antena, se emplean meandros (MLA: meander line antenna) y capacetes [37], [58]. Estas antenas (Fig.3.1) son de muy bajo perfil ($50 \mu\text{m} \pm 10\%$ [13]), lo que les proporciona flexibilidad, aunque hay que tener en cuenta que el grosor del μ -chip ($> 250 \mu\text{m}$). Estas configuraciones presentan un gran número de grados de libertad, lo que permite adaptar la antena a una amplia variedad de μ -chips y conseguir diferentes tamaños de antena, sin embargo, su rendimiento disminuye drásticamente con la proximidad de materiales altamente conductivos como objetos metálicos o el cuerpo humano [19].

En consecuencia, la presencia de dichos objetos conductores requiere aplicar técnicas de diseño diferentes que son las que se pretende estudiar y en las que se centrará la tesis y el estudio del estado del arte que sigue a continuación.



(a)



(b)

Fig.3.1: a) Varias etiquetas comerciales de Alien [13]. b) Etiqueta ALN-9640 – “Squiggle®” [13] de dimensiones: 94.8 mm x 8.1 mm.

3.2 Interacción antena-materia

La variedad de elementos a etiquetar es tan amplia como dispar. Podemos encontrar etiquetas de RFID en tiendas de ropa, en libros y artículos multimedia, en ganado, control de especies y animales de laboratorio, humanos, herramientas y objetos metálicos, líquidos y en definitiva todo tipo de objetos de los que se requiera su identificación. El problema de esta gran variedad radica en que la presencia de un objeto en las proximidades del elemento radiante puede alterar, y de hecho así lo hace, las propiedades de radiación de la antena. En consecuencia, el objeto a etiquetar determinará decisivamente el diseño usado para la antena de la etiqueta. La magnitud y el tipo de efecto producido dependen principalmente de:

- La separación entre la antena y el objeto a etiquetar y el tamaño del objeto.
- Las propiedades electromagnéticas del objeto, su permitividad eléctrica relativa (ϵ_r) y sus pérdidas ($\tan \delta$) / conductividad (σ).

Un ejemplo concreto es el etiquetado de un objeto metálico con una etiqueta de antena dipolo. Según la teoría de imágenes [37], una antena real (fuente) situada a una distancia (d) de un plano conductor eléctrico, equivale a situar una antena idéntica (virtual o imagen) en el lado opuesto del plano y equidistante del mismo. El plano es eliminado, y su efecto se modela mediante la antena imagen para mantener las condiciones de contorno sobre el plano (campo eléctrico tangencial nulo). En el caso de las etiquetas de RFID, la antena está situada paralela al plano y a una distancia muy pequeña, en comparación con la longitud de onda ($d \ll \lambda$). Para cumplir las condiciones de contorno en el plano, por la antena imagen debe circular una corriente de igual magnitud, pero de fase opuesta a la de la antena real. En

consecuencia, las contribuciones de ambas antenas en campo lejano se anulan. En otras palabras, las antenas, real y virtual, están prácticamente cortocircuitadas, lo que degrada drásticamente la eficiencia de radiación.

Sin embargo, haciendo igualmente uso de la teoría de imágenes, podemos afirmar que un plano conductor paralelo a una fuente equivalente magnética (por ejemplo, un lazo de corriente eléctrica) puede ser sustituido por una imagen idéntica a la fuente original siguiendo el mismo procedimiento del párrafo anterior. En este caso, para cumplir las condiciones de contorno, la corriente magnética de la imagen tendrá la misma magnitud e igual fase que la fuente. Para distancias $d \ll \lambda$, el campo radiado resultante será, por tanto, aproximadamente el doble que el de la fuente en espacio libre.

Por supuesto, los objetos etiquetados distan mucho de ser planos infinitos y en muchos casos no son mayores de una longitud de onda. A pesar de ello, queda constatado que la cercanía de un objeto metálico paralelo a una corriente eléctrica producirá un deterioro considerable en su eficiencia y que por el contrario la cercanía de un objeto metálico paralelo a una corriente magnética mejorará su eficiencia en un grado determinado por el tamaño del objeto mismo.

Si en lugar de un objeto conductor, se pretende etiquetar un objeto con determinadas características dieléctricas, como el cuerpo humano, resulta mucho más complejo demostrar qué tipo de fuente de campo radiará más eficientemente. A modo ilustrativo, en la Fig.3.2 se presentan las ganancias obtenidas mediante simulaciones de un dipolo eléctrico elemental y un dipolo magnético elemental equivalente, sobre un semiespacio con las características dieléctricas de $\epsilon_r = 42$ y $\sigma = 0.99$ S/m. Los resultados demuestran que el dipolo magnético radia más eficientemente que el eléctrico. Por lo tanto, en una primera aproximación se puede concluir que las antenas que cuyo comportamiento sea equivalente al de un dipolo magnético también obtendrán mejores resultados sobre objetos de altas pérdidas.

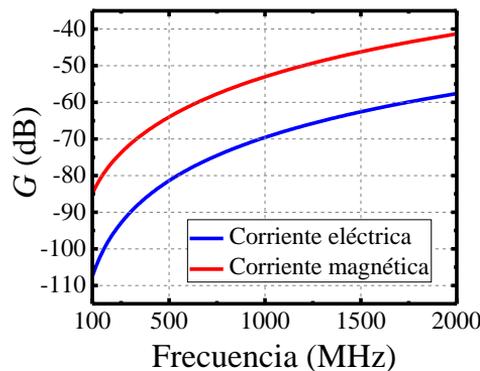


Fig.3.2: Comparación entre las ganancias de un dipolo eléctrico elemental y un dipolo magnético elemental equivalente sobre un semiespacio de material dieléctrico.

3.3 Antenas para etiquetas de RFID montables en objetos metálicos

En este punto, resulta de utilidad una clasificación de las etiquetas por el tipo de antena usado en el diseño. La mayoría de antenas para etiquetar objetos metálicos puede clasificarse según presenten o no plano de masa propio [19].

3.3.1 Antenas sin plano de masa propio

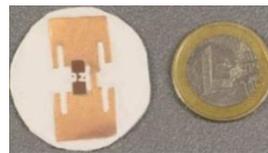
Entre los diferentes tipos de antenas sin plano de masa podemos encontrar antenas dipolo, ranuras y antenas helicoidales.

Los diseños basados en antenas dipolo [59]-[61] consiguen alcances reducidos y tamaños de antena grandes. Un modo de evitar esto es mediante el uso de sustratos de alta permitividad que mejoran el rendimiento de la antena pero aumentan el coste de la etiqueta.

El diseño presentado en [59] utiliza una estructura con cuatro brazos de diferentes formas y longitudes como medio para evitar las variaciones en la impedancia de entrada de la antena al pasar de un escenario en espacio libre a uno en la cercanía de un objeto conductor. A pesar de ello solo consigue un alcance reducido 1.8 metros con una huella mayor a 83 x 30 mm². De un modo similar [60] (Fig.3.3.a) utiliza una configuración de múltiples dipolos doblados para mejorar la ganancia de la antena. A pesar de separar la antena del objeto metálico mediante una espuma de 1 mm de grosor, alcanza distancias de 4.7 metros. La etiqueta presentada en [61] (Fig.3.3.b) utiliza un compuesto cerámico para obtener un sustrato flexible de alta permitividad con un grado elevado de miniaturización. El diseño consiste en un dipolo T-match y capacetes para obtener mayor miniaturización.



(a)



(b)

Fig.3.3: Diseños de etiquetas con antenas dipolo a) [60] y b) [61].

Al igual que en el caso de los dipolos, las antenas basadas en ranuras [62] y [63] producen diseños en los que para conseguir buenos rendimientos se precisa usar antenas gruesas o sustratos de alta permitividad. El diseño propuesto en [62] (Fig.3.4) proporciona largo alcance a costa de un elevado grosor de sustrato (5

mm). Mientras que en [63] se propone una antena de tamaño reducido utilizando un sustrato de titanato de bario (BaTiO_3).



Fig.3.4: Diseño de la etiqueta con antena ranura de [62].

En cuanto a las antenas helicoidales en modo normal (NMHA), las contribuciones [64]-[66] hacen referencia a su uso sobre objetos metálicos con un elemento estructural adicional similar al lazo utilizado en la técnica T-match (Fig.3.5). Estos diseños se encuentran protegidos por una patente a nombre de los mismos autores [67].

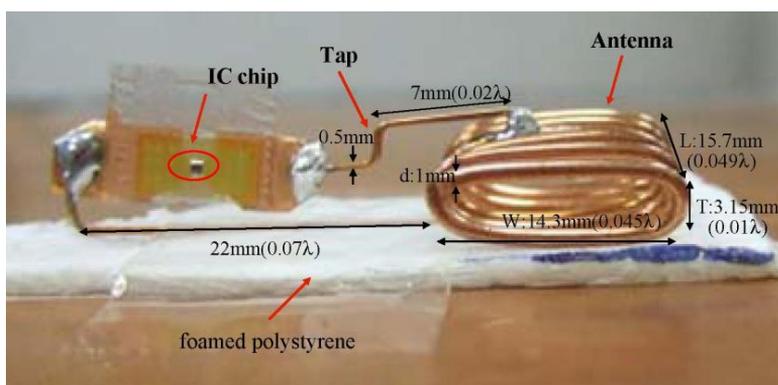


Fig.3.5: Prototipo fabricado mostrado en [66].

3.3.2 Antenas con plano de masa propio

En mayor número, podemos hallar en la literatura, diseños en los que se hace uso de antenas con plano de masa, debido a que, típicamente, obtienen una mejor relación tamaño/rango. Las antenas parche son las estructuras que más contribuciones han dado a la literatura sobre etiquetas RFID para objetos metálicos. Debido a la gran cantidad de diseños existentes, se han seleccionado un conjunto de estas antenas para poder comparar el rendimiento de los diseños presentados en este trabajo [68]-[77]. El criterio de selección ha perseguido que los diseños obtengan buenas prestaciones en términos de alcance, ancho de banda y/o miniaturización de la etiqueta.

En [68] se propone un diseño para conseguir alcances de hasta 25 metros. Una antena tipo parche con un cortocircuito a masa o PIFA es usada en [69] obteniendo

buenas relaciones de tamaño/alcance. En este diseño se abren unas ranuras en forma de ‘U’ en los laterales del parche, con lo que se consigue un comportamiento de banda ancha. La referencia [70] (Fig.3.6.a) es una versión mono-banda de [69] con la que se obtienen rangos de lectura muy competitivos. El diseño de [71] (Fig.3.6.b) consiste en varios parches acoplados, con frecuencias de resonancia ligeramente diferentes, para mejorar el comportamiento en frecuencia.

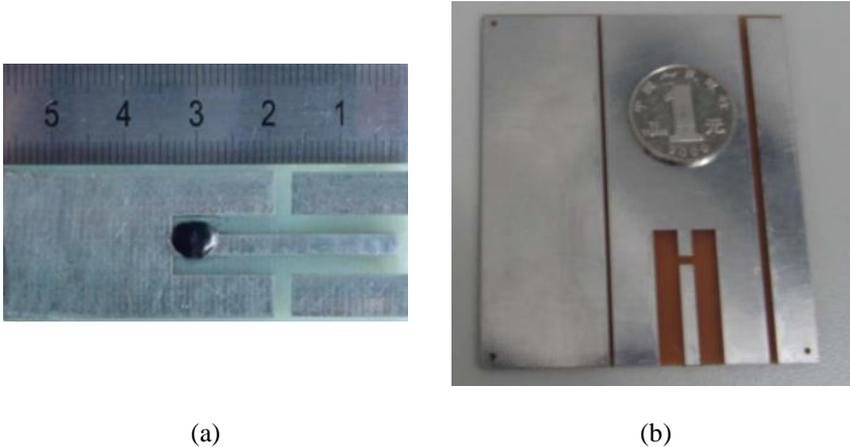


Fig.3.6: Imagen de los prototipos fabricados presentados en a) [70] y b) [71].

Uno de los diseños con mayor repercusión en el estado del arte de etiquetas de RFID para objetos metálicos es [72] (Fig.3.7.a). La antena aquí presentada consiste en dos parches acoplados cortocircuitados (PAC) y será el punto de partida de algunos diseños presentados en nuestro trabajo. La referencia [73] (Fig.3.7.b) consiste en una versión miniaturizada de [72]. El autor afirma, mediante el uso de un modelo de elementos concentrados, que la reducción de tamaño se produce mediante la adición de una placa metálica como elemento resonante en el interior de la estructura. En [74] se estudia el comportamiento de la antena PAC en términos de impedancia mediante el uso del modelo de línea de transmisión [78]. La referencia [75] propone un sistema de adaptación de impedancias también para la antena PAC. Sin embargo, los diseños propuestos en [75] consiguen alcances reducidos.

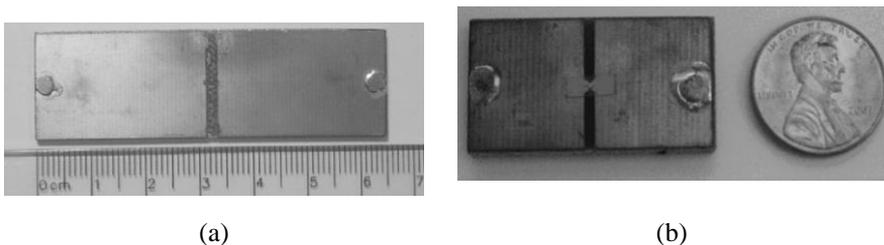


Fig.3.7: Imagen de los prototipos fabricados presentados en a) [72] y b) [73].

Otro diseño remarkable es el presentado en [76]. Este consiste en un parche cortocircuitado alimentado mediante un lazo acoplado en el interior de la estructura consiguiendo resultados muy competitivos, en términos de relación entre tamaño de la etiqueta y alcance. Por último, en [77] (Fig.3.8) encontramos un diseño que vuelve a hacer uso de una antena parche acabado en cortocircuito alimentado por un lazo acoplado en el plano del parche. La miniaturización se consigue gracias al uso, una vez más, de un sustrato cerámico de alta permitividad.



Fig.3.8: Imagen del prototipo fabricado presentado en [77].

Las estructuras electromagnéticas de banda prohibida (EBG, electromagnetic bandgap) son utilizadas por permitir o impedir la propagación de las ondas electromagnéticas que inciden sobre ellas [79]. Ello se realiza mediante el ajuste de la fase del coeficiente de reflexión entre $-\pi$ y π . Además, pueden usarse para inhibir la excitación de ondas de superficie. Aunque son de gran ayuda para mejorar el rendimiento de elementos radiantes (como dipolos o parches [80]), el uso de estas estructuras en el diseño de antenas para etiquetas de RFID tiene como gran desventaja la de resultar en antenas de tamaño elevado [81]-[83] (Fig.3.9).

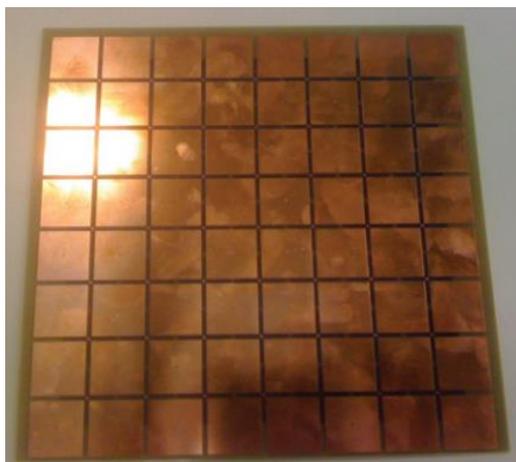


Fig.3.9: Imagen de la superficie EBG (100 x 100 mm²) utilizada en [83].

3.3.3 Comparación de prestaciones

En la Tabla II se muestra una selección de los diseños que ofrecen mejor relación entre el tamaño o huella de la etiqueta y el rango de lectura. Algunos diseños con huellas mayores también han sido incluidos por presentar un grosor inferior, lo cual reduce considerablemente el alcance de la etiqueta. A excepción de [66], los resultados rango de lectura de todos los diseños han sido recalculados para que correspondan a los valores de $PIRE$ de 4 W y P_s de -18 dBm, suponiendo total acoplamiento de polarización.

A continuación, se comparan los diseños de menor tamaño de la Tabla II. Los diseños de antenas sin plano de masa [61] (dipolo) y [63] (ranura) consiguen rangos de lectura similares. Ambos utilizan sustratos de alta permitividad, para conseguir un alto grado de miniaturización, y bajas pérdidas, lo que aumenta la eficiencia de la antena a costa de reducir el ancho de banda. La clara ventaja que presenta [61] es la posibilidad de adherirse a objetos con formas cilíndricas gracias a la flexibilidad del sustrato frente al sustrato rígido de [63] con una permitividad tres veces superior, lo cual permite una mayor miniaturización de la antena.

La NMHA rectangular presentada en [66] consigue una huella inferior en comparación a los dos diseños mencionados en el párrafo anterior. En cambio, su grosor es 6.65 mm, contando que la antena se separa del objeto mediante una espuma de 1.5 mm de espesor y que la antena tiene un grosor de 5.15 mm. Al aumentar tanto el grosor de la antena, el rango de lectura aumenta considerablemente, por lo que el diseño consigue alcances de 15 metros. Sin embargo, 6.65 mm es un valor bastante grande, si lo comparamos con los grosores del resto de etiquetas que varían entre 1.1 y 3.2 mm, que hace que el diseño no cumpla los requisitos de bajo perfil de determinadas aplicaciones.

El diseño de antena PAC propuesto en [73] presenta una huella parecida a las anteriores ([61] y [63]). Su mayor grosor es el resultado del uso de un sustrato de bajo coste (FR4), que lo convierte en un diseño más grande pero mucho más barato.

En la referencia [77] se presenta otro diseño que utiliza un sustrato de alta permitividad y bajas pérdidas para obtener una antena de dimensiones reducidas con alcances de 10 metros.

En conclusión, el diseño de la antena puede permitir balancear el compromiso entre rango de lectura, tamaño y precio hacia el lado que más convenga. Obviamente, encontrar el modo de mejorar un parámetro sin empeorar el resto representa una tarea ardua para el diseñador.

Los diseños con huellas mayores ([70], [71], [72], [76] y [81]) obtienen rangos de lectura también mayores. Una vez más, se puede observar la importancia del grosor de la antena en el alcance obtenido ([70] y [76]).

La realización de una comparación totalmente justa entre diseños mediante las diversas figuras de mérito implicadas (huella, perfil, rango de lectura, coste, flexibilidad, ancho de banda) resulta una tarea difícil. Cuando comparamos diseños en los que una de sus características presenta valores similares (p.ej. rango de lectura), las diferencias en alguna otra de sus características (p. ej. tamaño) normalmente están directamente relacionadas con el resto (p. ej. Coste). Además, resulta prácticamente imposible cuantificar el efecto de algunas características sobre el resto, como en el caso de la flexibilidad.

En consecuencia, para poder comparar los diseños presentados durante la tesis, inicialmente se establece el criterio de agrupar los diseños comparables por tener valores similares del parámetro ka , en el que $k = 2\pi/\lambda$, λ es la longitud de onda en espacio libre, y a es el radio de la circunferencia en la que se circunscribe la antena en cuestión. Posteriormente, y de forma excepcional, se añadirán a un grupo con valores de ka inferiores, los diseños que, ofrezcan una clara ventaja competitiva en términos de otra de sus características (como por ejemplo un perfil muy inferior) y obtengan rendimientos similares a los del resto de diseños del grupo.

TABLA II COMPARATIVA DE ETIQUETAS PARA METALES

	Dipolos		Ranura	Helicoidal	Parches y PIFAs						EBG
	[60]	[61]	[63]	[66]	[70]	[71]	[72]	[73]	[76]	[77]	[81]
Huella de la etiqueta (mm²)	91 x 27	804 (c)	594 (c)	36.3 x 15.7	56 x 22	85.5 x 83	65 x 20	32 x 18	72.1 x 25.5	25 x 25	100 x 100
Grosor de la etiqueta (mm)	1.1	1.5	1.22	6.65	3	1.6	1.5	3.2	3.2	3	3.2
ka	0.86	0.29	0.25	0.72	0.55	1.08	0.62	0.33	0.7	0.32	1.28
Tamaño del Objeto metálico (cm²)	20 x 20	10 x 10	20 x 20	15 x 15	20 x 20	40 x 40	17 x 17	17 x 17	20 x 20	20 x 20	20 x 20
Rango de lectura (m)	4.7	2.65	2.85	15	11.8	7.1	4.9	2.4	14.1	10.1	23
Sustrato	PET	BaTiO ₃ y PDMS	BaTiO ₃	Aire	FR4	FR4	FR4	FR4	Espuma de poliestireno	Cerámica	*
$\epsilon_r / \tan \delta$	3.4 / *	12 / 0.01	39 / 0.02	1.0005	4.4 / 0.02	4.4 / 0.02	4.2 / 0.02	4.2 / 0.02	1.1 / 0.001	48 / *	9.8 / 0.002

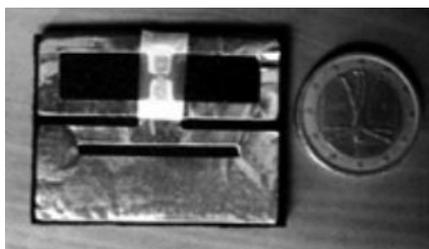
(c)= circular, *=Sin información, BaTiO₃=titanato de bario, PET=polietileno tereftalato, PDMS=polydimethylsioxane.

3.4 Antenas de RFID sobre el cuerpo humano

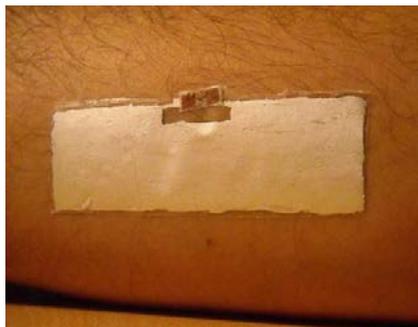
El sector salud lleva años introduciendo progresivamente la tecnología RFID en sus actividades. En la actualidad su aplicación se extiende al etiquetado de equipos y herramientas, trazabilidad de medicamentos, seguimiento de pacientes [84] y bio-monitorización a distancia en tiempo real [85], [86] (temperatura, presión sanguínea, pulso cardíaco, contenido de glucosa, comportamiento humano). En cualquier caso, el diseño de la antena vuelve a jugar un papel crucial en las características de la etiqueta ya que se requieren unas dimensiones determinadas para que sea cómoda de llevar, que se ajuste bien al cuerpo y que proporcione el rango de lectura requerido por la aplicación. Además, en el caso de la bio-monitorización, la etiqueta debe proporcionar el espacio necesario para la electrónica de los sensores. En antenas tipo parche o PIFAs, el plano de masa puede ser utilizado para tal fin [87].

Actualmente, la mayoría de los diseños de antena para etiquetas sobre el cuerpo humano, encontrados en la literatura, consisten en antenas parche o PIFAs [85], [86], [88]-[90]. Los diseños presentados en [85] y [86] (Fig.3.10.a) son una evolución de los diseños resultantes del estudio de [87]. Los diseños estudiados en [87] consisten en ranuras anidadas en forma de H en un parche suspendido sobre un sustrato dieléctrico (NSSP, nested-slot suspended-patch [37]). Para la miniaturización de [87], en [86] se utilizan dos técnicas que serán detalladas posteriormente y que consisten en abrir ranuras adicionales en el parche y en doblar la capa metálica del mismo, a modo de cortocircuito a masa. Con este diseño se consiguen rangos de lectura entre los 3 y 5 metros para unas dimensiones de 35 x 45 x 3 mm³. Un rendimiento similar se obtiene en [90] para unas dimensiones similares. En [88] (Fig.3.10.b) se hace uso de la estructura presentada en [87] para conseguir una etiqueta de muy bajo perfil (10 μm) que se adhiere a la piel con la ayuda de un material de transferencia de tatuajes, aunque los resultados de rango de lectura no superan el metro de distancia. En [89] (Fig.3.10.c) se presenta un diseño capaz de alcanzar 5 metros sobre el torso humano mediante el uso de una antena basada en parches acoplados cortocircuitados (PACs) [72].

Aunque en menor número, también encontramos en la literatura otros tipos de antenas como MLAs [91] y espiras [92] (Fig.3.10.d). El comportamiento de antenas dipolo, espiras y ranuras sobre la piel ha sido estudiado en [93]. En la referencia [92] se propone una espira cuadrada doble alimentada mediante acoplamiento inductivo [37]. El resultado es un diseño de dimensiones 50 x 50 x 0.692 mm³ y el rango de lectura alcanzable varía entre 0.9 y 2.2 metros.



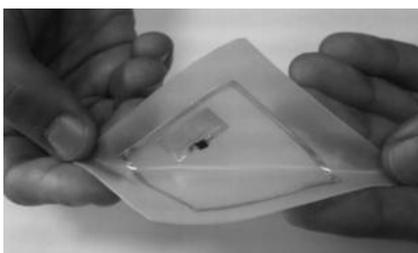
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig.3.10: Imágenes de los prototipos de etiquetas presentados en a) [86], b) [88], c) [89] y d) [92].

En la mayoría de casos, la comunidad científica ha centrado su interés en el diseño de antenas situadas directamente sobre la superficie corporal (epidérmicas) y sobre prendas de ropa. Sin embargo, para algunas aplicaciones es preferible el uso de pulseras o cintas identificativas. Tal es el caso de la identificación y seguimiento de pacientes en entornos hospitalarios. En este escenario, la etiqueta no está en contacto directo con el tejido humano lo cual en principio mejoraría la eficiencia de radiación de la antena. Sin embargo, el hecho de que la etiqueta esté sujeta a variaciones en la distancia de separación y en la orientación de la pulsera respecto al brazo provoca la des-sintonización de ésta, además de modificar su eficiencia.

Una cuestión especialmente crítica en este tipo de aplicaciones es la adecuación del diseño de la antena a las dimensiones de diferentes tipos de pulseras. En la actualidad se comercializa una amplia variedad de pulseras de RFID que ofrecen diferentes rangos de lectura para diferentes dimensiones de pulsera [23], [24], pero en ningún caso se consiguen alcances mayores a 1 metro.

3.4.1 Comparación de prestaciones

En la Tabla III aparecen los diseños más competitivos encontrados en el estado del arte. Como se puede apreciar, todos están fabricados con sustratos de bajas pérdidas que no empeoran la eficiencia de la antena. Sin embargo, en el caso de [89] se utiliza un sustrato con un precio muy superior al resto de los diseños de la tabla, fabricados en espumas y plásticos de precio muy bajo. Además, las medidas de [89] se realizan por encima de la ropa de un sujeto, lo cual no hace sino mejorar las condiciones del escenario. Si a eso añadimos una huella de dimensiones elevadas y un grosor considerable, el resultado no podía ser otro que el de la obtención de rangos de lectura elevados.

Los casos de [86], [88] y [92] utilizan sustratos flexibles, lo que los convierte en soluciones que proporcionan mayor comodidad, y se miden en contacto directo con la piel. En comparación con [89], [86] obtiene una reducción de la huella de la etiqueta a costa de duplicar el grosor de la antena. La antena propuesta en [92] propone una reducción del grosor del sustrato por inferior a 1 mm aumentando ligeramente la huella de la etiqueta y disminuyendo el alcance. En [88] se propone el diseño de menor grosor de todos los diseños presentados, y, aunque el tamaño de la huella es comparable al de [89], se consigue un rango de lectura relativamente elevado, si se tiene en cuenta el ínfimo grosor de la antena.

TABLA III COMPARATIVA DE ETIQUETAS PARA CUERPO HUMANO

	Parche			Doble espira
	[86]	[88]	[89]	[92]
Huella de la etiqueta (mm²)	45 x 35	145 x 30	137 x 32	50 x 50
Grosor de la etiqueta (mm)	3	0.01	1.575	0.6
<i>ka</i>	0.40	1.31	1.24	1.28
Directamente sobre la piel	SI	SI	NO	SI
Flexible	SI	SI	NO	SI
Rango de lectura (m)	5	1.4	7.9	Max = 1.9
Sustrato	EPDM	PET	Rogers RT 5880	Silicona
$\epsilon_r / \tan \delta$	1.21 / $\sigma=4e-5$ S/m	*	2.2 / 0.0009	2.5 / $\sigma=0.005$ S/m

EPDM=Etileno-propileno-dieno

3.5 Antenas para sensores de temperatura en guías de onda

En los últimos años se ha estudiado la posibilidad de utilizar determinadas estructuras, como por ejemplo conductos de ventilación, calefacción, aire acondicionado (HVAC), como canal de comunicaciones [30], [31]-[33] de modo que puedan ser acondicionadas para la instalación de redes de sensores (presión, temperatura, humedad) [17]. Un sistema de conductos de aire acondicionado, en la mayoría de edificios, consiste en tuberías metálicas huecas e interconectadas y con sección cruzada circular o rectangular. A frecuencias de radio estas estructuras actúan como guías de onda multi-modo. Una red de comunicaciones de este tipo puede estar formada por elementos similares a los utilizados en diseños de microondas como curvas, uniones tipo T, terminaciones, etc.

En [31] se presenta un modelo de propagación para un conducto de ventilación recto con tapas en los extremos. Se utiliza una antena transmisora y una receptora, consistentes en monopolos de longitud aproximada de $\lambda/4$. Posteriormente se derivan las expresiones analíticas para la respuesta en frecuencia del canal. Debido a las bajas pérdidas que presenta un canal de este tipo, se pueden conseguir rangos de lectura mayores que en espacio libre. En [30] se prueba experimentalmente un sistema de RFID mediante la medición del porcentaje de legibilidad de una etiqueta tipo dipolo comercial dentro de un conducto HVAC se chequea el rendimiento de un sistema de RFID comercial dando como resultado rangos de lectura del orden de los 30 metros. Para ello se utiliza un lector comercial conectado a un monopolo y una etiqueta con antena de tipo dipolo colocada sobre un bloque de espuma situado en el centro de la tubería.

La aplicación que ocupa el desarrollo de esta tesis tiene unas dimensiones sensiblemente inferiores a la canalización de aire acondicionado y calefacción. Además, en nuestro caso se requiere la medición de la temperatura en varios puntos de una superficie cilíndrica, lo que implica la coexistencia de una red de etiquetas a distancias muy próximas ($\lambda/4$ - $\lambda/5$) entre ellas. El volumen disponible para el emplazamiento de los sensores está limitado por un segundo cilindro utilizado a modo de aislamiento y unas tapas metálicas. Además de los límites de espacio, el uso de otros sistemas, como el de refrigeración y otros, exige que la red de sensores ocupe el mínimo espacio posible. Dado que el proyecto está en una fase inicial, no existen unas restricciones de tamaño exactas. Por lo tanto, se pretende realizar un diseño, de las etiquetas de los sensores, que consiga un grado de miniaturización elevado manteniendo un margen de potencia suficiente para tolerar los efectos perjudiciales causados, por otros sistemas, en el rendimiento del sistema de medida de la temperatura.

4

Antenas parche

Los primeros prototipos de antenas parche microstrip fueron publicados a principios de la década de los 70 [78]. Desde entonces, ha habido un incesante interés en este tipo de antenas, debido a sus características de bajo perfil, volumen y peso reducidos, compatibilidad con circuitos integrados, etc. La configuración más simple consiste en un parche metálico impreso en un sustrato dieléctrico situado sobre otro conductor que hace las veces de un plano de masa.

La versatilidad de este tipo de antenas permite adaptarse a prácticamente cualquier forma. Sin embargo, la característica más interesante de estas antenas es la inclusión de un plano de masa en la estructura de la antena, lo que la hace ideal para su colocación sobre superficies metálicas. Además, el plano de masa ayuda a aislar la antena de los materiales que quedan por detrás del mismo, lo que sin duda facilita la compatibilidad con materiales de altas pérdidas como el cuerpo humano. En la Tabla IV se muestran las principales ventajas e inconvenientes de las antenas microstrip para el etiquetado de materiales con altas pérdidas.

La revisión del estado del arte del capítulo anterior ilustra el predominio del uso de antenas parche para el etiquetado de objetos metálicos. A la vista de la variedad de factores de forma y alcances conseguidos por las etiquetas en las que se emplean antenas de tipo parche, a continuación se realiza un análisis de la estructura con el fin de establecer un punto de partida de cara al diseño de los prototipos presentados en este capítulo. Posteriormente, se introducen las técnicas de miniaturización aplicadas en los diseños propuestos y se estudia el efecto que tiene el tamaño del objeto etiquetado sobre las prestaciones de la etiqueta.

En las secciones posteriores, se proponen diferentes soluciones para el etiquetado de objetos metálicos y cintas identificativas, consistentes en diseños basados en antenas PAC y PIFA. Durante la fase de diseño de los prototipos presentados se realizan estudios paramétricos, a través de simulaciones, con el

objetivo de establecer las pautas de diseño y optimizar el rendimiento de las etiquetas para las dos aplicaciones estudiadas.

TABLA IV VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LAS ANTENAS MICROSTRIP PARA ETIQUETAS DE RFID

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> • Dimensiones reducidas. • Perfil bajo. • Ligeras de peso. • Coste de fabricación bajo. • Polarización lineal o circular. • Comportamiento en frecuencia fácilmente adaptable (banda dual). • Facilidad de integración con circuitos integrados. • Compatibilidad con objetos metálicos. 	<ul style="list-style-type: none"> • Banda estrecha. • Ganancia moderada. • Dificultad para conseguir una alta pureza de polarización. • Excitación de ondas de superficie.

4.1 Modelado de antenas tipo parche

El estudio del mecanismo de radiación de una antena microstrip ha sido ampliamente detallado en diversas publicaciones como [37] y [78]. En la actualidad, existen varias formas de modelar el comportamiento de las antenas microstrip. Las más comunes, ordenadas por grado de complejidad y precisión de menor a mayor son: el modelo de línea de transmisión (MLT), el modelo de cavidad, y el análisis de onda completa. Todos ellos se explican en detalle en [78].

El MLT es una herramienta práctica para la estimación de las frecuencias de resonancia de la estructura, ya que relaciona el tamaño de la estructura y la frecuencia de operación. En el MLT, la antena se modela como dos ranuras radiantes, de impedancia Z_r , separadas por una línea de transmisión de longitud L , impedancia característica Z_0 y constante de propagación β_0 (Fig.4.1). En diseños para etiquetas de RFID, el punto de alimentación tiene que estar situado en una posición que posibilite la instalación del μ -chip. Una configuración frecuentemente usada para alimentar antenas parche consiste en soldar el chip directamente a un extremo del parche o en un tramo de línea de transmisión (L_I) acoplada al mismo por un borde ([78]). En la Fig.4.1 se ilustra un ejemplo de este tipo de

configuración. El bloque A (alimentación) incluye la línea de transmisión microstrip y su acoplamiento con el parche, que se modela mediante un paso de impedancias [78]. Ejemplos de etiquetas de este tipo son [68]-[71].

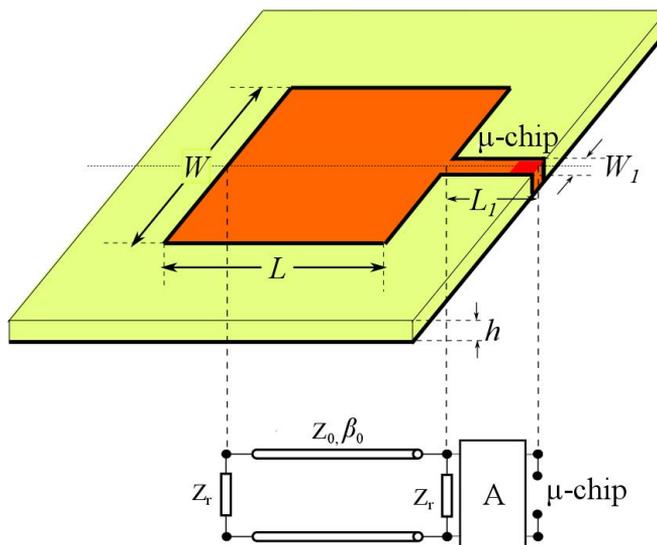


Fig.4.1: Modelo de línea de transmisión simple con el μ -chip soldado en un extremo del parche.

Por debajo de la primera resonancia, las ranuras presentan una impedancia muy elevada, por lo que se aproximan por un circuito abierto. Además, asumiremos que se conecta el μ -chip directamente al parche, obviando el bloque A. Como la longitud de una línea de transmisión resonante es media longitud de onda [97], la longitud de onda a la frecuencia de resonancia se puede calcular como $\lambda_r = 2L$. Finalmente, la frecuencia de resonancia se obtiene a partir de dividir la velocidad de propagación de la onda entre λ_r [97].

Las antenas PAC ([72]-[74]) son un caso particular en el que ambos parches se conectan simultáneamente al μ -chip [74] (Fig.4.2). De este modo, la ranura radiante se modela como una admitancia en paralelo con el μ -chip.

Otra configuración ([75]-[77]) consiste en el uso de una espira u otro elemento (p.ej. dipolo), conectado al μ -chip, y que alimenta el parche mediante acoplamiento electromagnético. La forma de modelar este acoplamiento dependerá de la posición en relación al parche [78]. La diferencia con los modelos de las Fig.4.1 y Fig.4.2 se limita al modelado de la técnica de alimentación. Un ejemplo de este método de alimentación lo encontramos en [75]. El diseño presentado consiste en una antena PAC alimentada mediante el uso de acoplamiento electromagnético. Los autores modelan la estructura mediante elementos concentrados, tanto para el lazo de alimentación como para el acoplamiento y los parches.

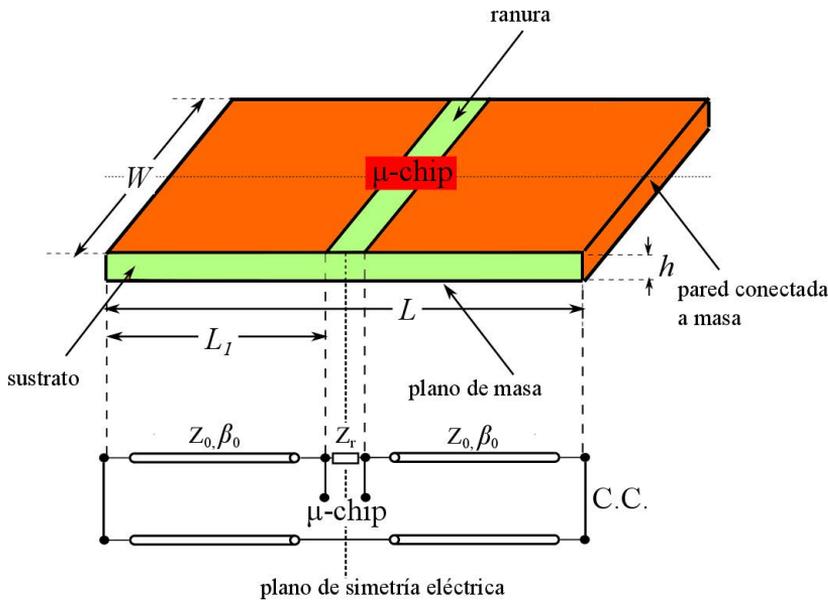


Fig.4.2: Modelo de línea de transmisión simple de una antena PAC.

El uso de modelos circuitales, basados en elementos concentrados, puede ser de gran ayuda por su predecir con bastante precisión la impedancia de la antena en un ancho de banda reducido. Sin embargo, no aporta información sobre el comportamiento a otras frecuencias, cosa que resulta de utilidad en tiempo de diseño, por ofrecer la posibilidad de relacionar las dimensiones físicas con la frecuencia de resonancia del dispositivo en un ancho de banda considerable. Además, resulta un modelo poco intuitivo.

En la actualidad, existen varios métodos para mejorar la precisión del MLT teniendo en cuenta el acoplamiento mutuo entre ranuras, formas de parche diferentes del rectángulo y pérdidas por radiación, en el dieléctrico o por conducción [74], [78].

4.2 Miniaturización de antenas parche

En la actualidad, la mayoría de tecnologías requiere de la miniaturización de los componentes y circuitos electrónicos. Así pues, el tamaño de la antena limita, en gran medida, el grado de miniaturización de los dispositivos. Los límites de miniaturización de antenas eléctricamente pequeñas han sido objeto de estudio de varios artículos, de entre los cuales cabe destacar [94]-[96]. En [94] se extrae la relación entre el factor de calidad de la antena más bajo conseguible (Q) para una antena circunscrita en una esfera de radio a . En general, se utiliza el valor de ka

(donde $k = 2\pi/\lambda$) para medir el grado de miniaturización de una antena (Tabla II). En el caso concreto de etiquetas RFID, los objetivos de diseño principales, en cuanto a tamaño, son conseguir perfiles bajos y minimizar el área ocupada por la antena. Por tanto, las métricas principales que se utilizan a lo largo del documento son grosor y huella de la etiqueta, aunque el parámetro ka resulta de utilidad para clasificar los diseños en diversos grupos.

A continuación se detallan algunas de las técnicas de miniaturización que es habitual encontrar en parches para RFID.

4.2.1 *Sustratos de alta permitividad eléctrica*

El uso de materiales con alta permitividad es una técnica bien conocida. Responde al hecho de que al aumentar la permitividad relativa (ϵ_r) del medio, la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas en el mismo disminuye y, en consecuencia, la frecuencia de resonancia de la impedancia de entrada de la antena se desplaza hacia bajas frecuencias [97].

Para el caso de antenas sin plano de masa, un sustrato de alta permitividad aumenta la separación eléctrica entre la antena y la superficie metálica. En el caso de antenas parche, la reducción de tamaño se puede entender a partir del MLT [78]. Como contrapartida, el uso de sustratos de alta permitividad resulta en un aumento del coste del diseño.

4.2.2 *Ranura de carga*

La apertura de ranuras en el parche de una antena microstrip hace que las corrientes que circulan por la antena recorran un camino más largo (Fig.4.3) por lo que la longitud eléctrica de la antena aumenta y la frecuencia de resonancia disminuye permitiendo reducir las dimensiones de la antena [86], [98].

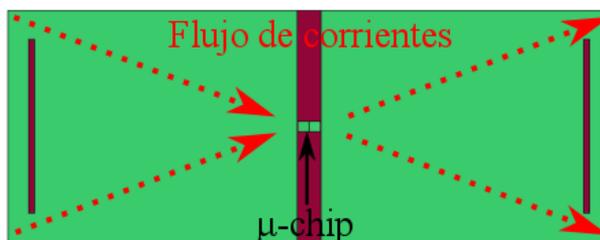


Fig.4.3: Flujo de corrientes en una antena PAC con dos ranuras una en cada parche.

La apertura de ranuras en el parche puede utilizarse también para variar el comportamiento en frecuencia como técnica de adaptación de impedancias situando

las ranuras de forma que existan diferentes caminos que den lugar a diferentes longitudes resonantes [69].

4.2.3 Cortocircuito a masa (PIFA)

Usar cortocircuitos a masa en uno o más puntos concretos del parche permite reducir el tamaño de la antena considerablemente [69], [70] y [72]-[77] (Fig.4.4). Las antenas con estas configuraciones se llaman comúnmente PIFAs (planar inverted-F antennas).

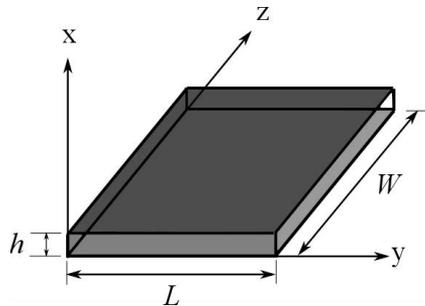


Fig.4.4: Antena parche con un extremo cortocircuitado a masa (paredes metálicas: $x=0$, $y=0$, $z=0$; $x=h$, $y=L$, $z=W$; $x=0$, $y=L$, $z=0$).

Desde el punto de vista del MLT, cortocircuitar un extremo del parche produce el desplazamiento en la frecuencia de resonancia de la impedancia de entrada de la antena. Específicamente, si tomamos un parche rectangular simétrico de longitud $\lambda/2$ alimentado en un extremo y con el otro extremo terminado en circuito abierto, los campos a una distancia de $\lambda/4$ en una línea perpendicular a L son nulos, por lo que cortocircuitar la antena a masa en ese punto no modifica la frecuencia de resonancia de la antena, en cambio permite reducir la longitud L a la mitad.

Con esta técnica se pueden lograr reducciones del tamaño de la antena cercanas al 50 %, sin embargo, como contrapartida la ganancia de la antena disminuye.

4.2.4 Doblar un parche cortocircuitado

En [99] aparece una técnica para reducir el tamaño de una antena parche terminada en corto circuito. La técnica consiste en doblar la antena sobre la recta $x=0$, $y = L_d$ (Fig.4.5). De este modo, la longitud resonante de la antena sigue siendo aproximadamente $\lambda/4$, mientras que la longitud física (L) se reduce aproximadamente a la mitad ($\approx \lambda/8$). La técnica puede ser aplicada recursivamente para obtener miniaturización adicional [100].

A pesar de las ventajas ofrecidas por esta técnica para reducir el tamaño de las antenas parche, solo existe un número reducido de documentos que hagan uso de la

misma. Además, a día de hoy, la técnica no ha sido estudiada como posible solución a la miniaturización de antenas para etiquetas de RFID. Por ello, más adelante se realiza un estudio de los efectos de la aplicación de esta técnica al diseño de etiquetas para herramientas y otros objetos metálicos.

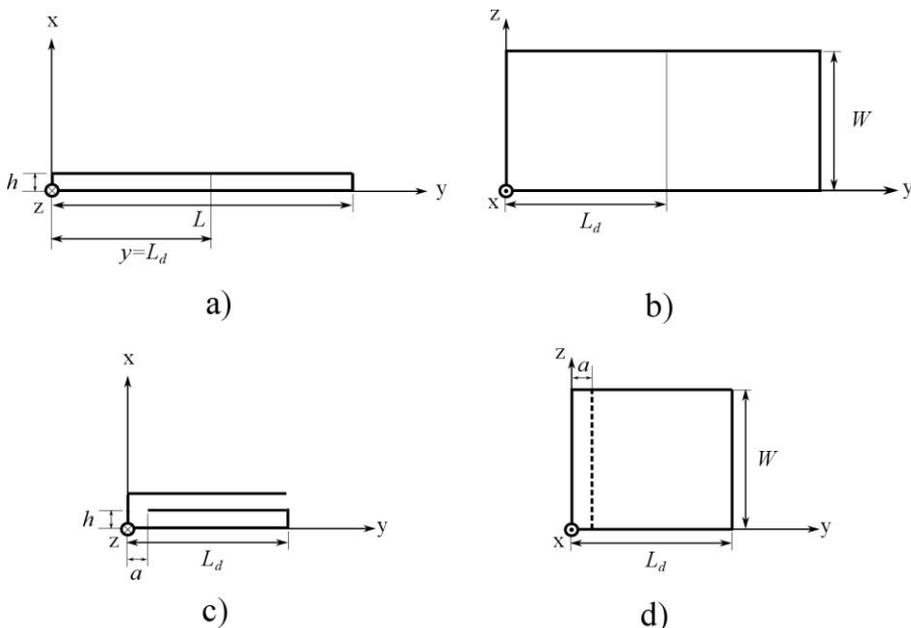


Fig.4.5: Representación del proceso de doblar la antena parche cortocircuitada, partiendo de a) y b) se dobla la antena sobre la recta $y=L_d$ hasta obtener la forma representada en b). a) y b) son las vistas lateral y superior de la antena PAC original y c) y d) las vistas lateral y superior de la estructura final.

4.3 Efecto del tamaño del objeto metálico en el rendimiento final de la etiqueta

Para evaluar dicho efecto se realizan simulaciones de una antena PAC situada sobre un objeto metálico. El objeto consiste en una placa rectangular de dimensiones L_{obj} x W_{obj} (Fig.4.6). L y W son la longitud y anchura totales de la antena. Es de esperar que las variaciones en la longitud del objeto (L_{obj}) tengan un efecto insignificante en la impedancia de entrada de la antena, a diferencia de su ganancia, donde sí que se esperan diferencias apreciables. En este estudio se emplea $L_{obj} = 18$ cm por ser un valor cercano al de la mayoría de objetos metálicos utilizados durante esta tesis y en la mayor parte del estado del arte.

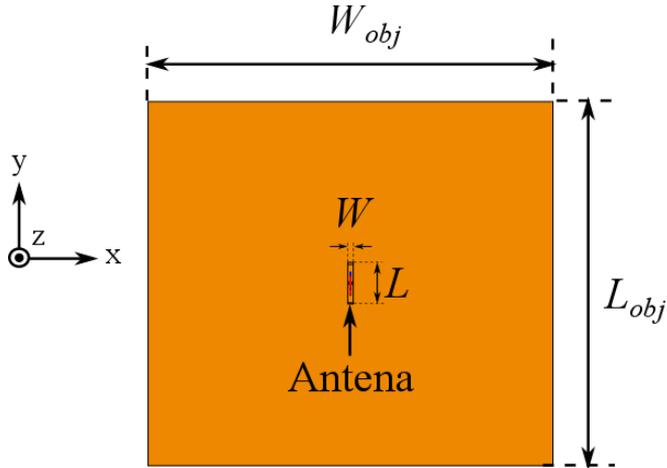
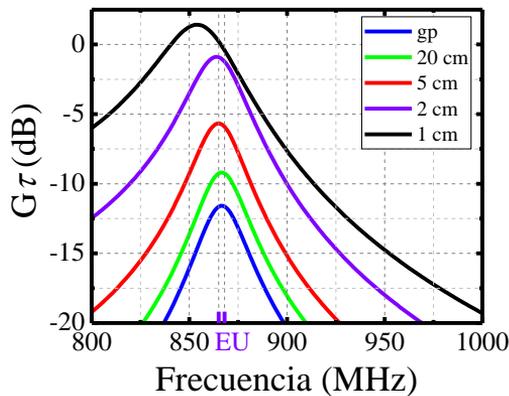


Fig.4.6: Posición de la antena respecto al objeto metálico.

En la Fig.4.7 aparecen los resultados de simulación de la ganancia realizable ($G\tau$) de la etiqueta para diferentes valores de W_{obj} . Primeramente, se observa que al variar el tamaño del objeto, la impedancia de entrada de la antena sufre desplazamientos en frecuencia de 10-15 MHz, por lo que se hace patente la necesidad de encontrar un mecanismo para resintonizar la etiqueta a la banda de operación, sobretodo en diseños con un ancho de banda estrecho.

Vale la pena mencionar que la placa de $18 \times 20 \text{ cm}^2$ se comporta prácticamente como un plano infinito, por lo que objetos de dimensiones mayores a $18 \times 20 \text{ cm}^2$ obtendrán comportamientos parecidos, lo cual puede resultar útil para realizar comparaciones entre diseños.

Fig.4.7: Valores de $G\tau$ simulados para una etiqueta sobre objetos de dimensiones $L_{obj} = 18 \text{ cm}$ y diferentes valores de W_{obj} (gp = plano de masa infinito) en la dirección normal al plano.

En la figura 4.7 también se puede observar que el peor rendimiento se obtiene para un plano de masa infinito y que la reducción del tamaño del objeto mejora la operación de la antenna. Para entender esto, la Fig.4.8 muestra las distribuciones de corrientes en la antenna y el objeto metálico para dos valores de W_{obj} extremos. En el caso de $W_{obj} = 1$ cm, en el objeto se excita una corriente paralela al eje y , que genera la misma polarización que la etiqueta. En cambio, el aumento de la anchura del objeto metálico produce que las corrientes eléctricas en el objeto fluyan en direcciones diferentes. Como consecuencia, se observa una disminución en la eficiencia de la radiación (Fig.4.9).

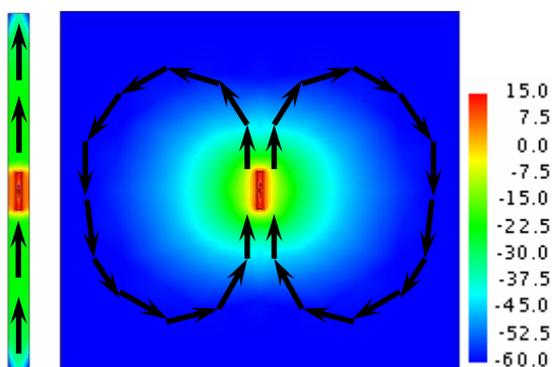


Fig.4.8: Densidad de corriente (dBA/m) para $W_{obj} = 1$ cm (izquierda) y $W_{obj} = 20$ cm (derecha).

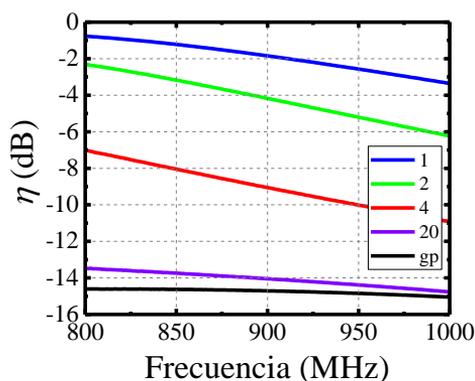


Fig.4.9: Eficiencia de radiación simulada para las diferentes configuraciones de la figura 4.7.

En una situación real, el objeto etiquetado no está en un entorno aislado sino que se encuentra rodeado de otros objetos. Dejando de lado el omnipresente efecto del suelo, existen muchos otros objetos de diferentes materiales que pueden encontrarse en las proximidades de la antenna y afectar a su comportamiento.

4.4 Antena PAC resintonizable

En esta sección se presenta un diseño tipo PAC de dimensiones reducidas y bajo coste. El diseño aporta la ventaja de ser resintonizable con posterioridad al proceso de fabricación y reutilizado, para trabajar en diferentes bandas y con los diferentes μ -chips del mercado. Esto se consigue mediante la adición de un elemento que permite modificar la impedancia de entrada de la antenna, sin que esto perjudique el rendimiento de la etiqueta. La Fig.4.10 ilustra la geometría de la antenna. La estructura está formada por la antenna PAC sobre la que se emplaza una línea de transmisión en forma de tira de cobre.

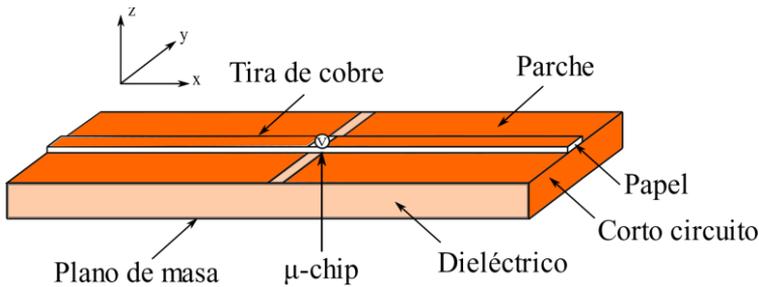


Fig.4.10: Geometría de la antenna.

4.4.1 Diseño de la antenna

El objetivo de diseño es conseguir la adaptación conjugada con la impedancia del AH3 (Tabla I) en la banda europea de UHF, cuya impedancia es $30 - j211\Omega$. La antena PAC se monta sobre sustrato FR4 ($\epsilon_{r1} = 4,2$ y $\tan\delta_1 = 0,02$) por ser un material de bajo coste. La tira de cobre se separa de la antena PAC por una delgada tira de papel de $100\ \mu\text{m}$ de espesor ($\epsilon_{r2} = 3,85$ y $\tan\delta_2 = 0,08$ [75]). En la Fig.4.11 se representan los parámetros geométricos que definen los elementos de la antena.

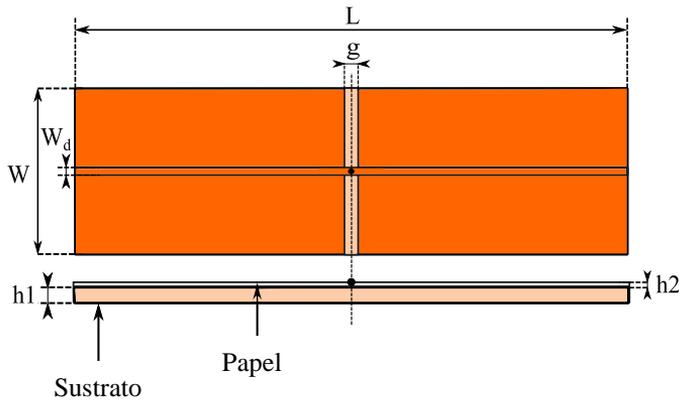


Fig.4.11: Parámetros geométricos (vista superior y lateral).

Durante el proceso de diseño de la antena se hace uso de una simplificación del modelo de línea de transmisión para calcular la parte imaginaria de la impedancia de entrada a partir de las dimensiones físicas de la antena. En esta simplificación se asume que la ranura radiante tendrá una impedancia muy elevada, por lo que se representará por un circuito abierto. El modelo utilizado se representa en la Fig.4.12.

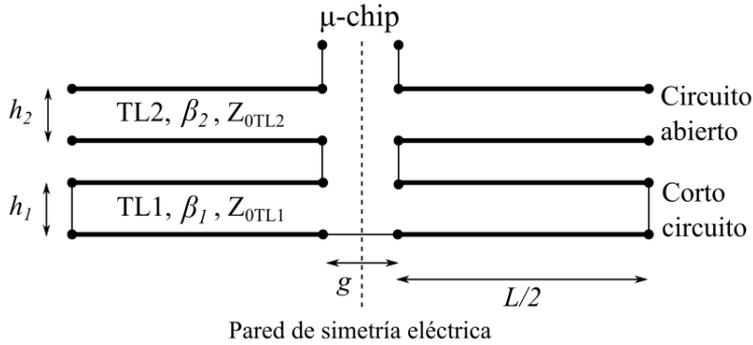


Fig.4.12: Esquema del modelo de línea de transmisión.

La antena PAC se modela como dos líneas de transmisión de placas paralelas (TL1) acabadas en cortocircuito. La línea de transmisión que alimenta el parche, se modela como dos líneas de transmisión microstrip (TL2) terminadas en circuito abierto. Por lo tanto, la impedancia de entrada vista desde el μ -chip se puede calcular como la suma de todas las impedancias en serie:

$$Z_{in} = 2(Z_{in1} + Z_{in2}) \quad (0.1)$$

con

$$Z_{in1} = jZ_{01} \tan\left(\beta_1 \frac{L+g}{2}\right) \quad (0.2)$$

$$Z_{in2} = -jZ_{02} \cot\left(\beta_2 \frac{L+g}{2}\right) \quad (0.3)$$

donde β_i y Z_{0i} son, respectivamente, la constante de propagación y la impedancia característica de cada línea de transmisión. De [97] podemos obtener las expresiones para la impedancia característica para cada línea de transmisión a partir de sus dimensiones

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_{r1}}} \frac{h_1}{2W} \quad (0.4)$$

$$Z_{02} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{4h_2}{W_d} + \frac{W_d}{2h_2} \right) \quad (0.5)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_{r2} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{r2} - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 6h_2/W_d}} \quad (0.6)$$

La Fig.4.13 muestra los resultados, en espacio libre, obtenidos mediante el modelo y las simulaciones de onda completa en un amplio margen de frecuencias (100 MHz - 10 GHz), con $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 1$ y $\tan\delta_1 = \tan\delta_2 = 0$. A medida que aumenta la frecuencia aparecen diferentes efectos que no están contemplados en el modelo como por ejemplo el efecto de la disminución de la impedancia de la ranura o la aparición de otros modos de propagación en la estructura. Sin embargo, el modelo resulta de gran utilidad para, prácticamente a simple vista, poder hacer una estimación acerca de las frecuencias de resonancia. En nuestro caso, dado que se pretende minimizar el tamaño de la antena, la zona de operación será a la izquierda de la primera resonancia, donde la reactancia tiene un valor positivo suficiente para compensar la reactancia negativa del μ -chip.

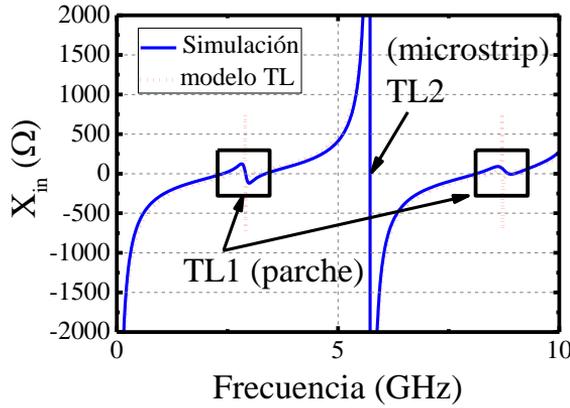


Fig.4.13: Reactancia de entrada calculada mediante el modelo de línea de transmisión y simulaciones de onda completa para una estructura de dimensiones $L = 50$ mm, $W = 25$ mm, $W_d = 1$ mm, $g = 1$ mm, $h_1 = 3.1$ mm y $h_2 = 0.1$ mm.

De acuerdo con el MLT, la longitud de una PIFA montada en FR4 debe ser inferior a

$$L = \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_{r1}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 867 \cdot 10^6 \sqrt{4.2}} = 42 \text{ mm} \quad (4-1)$$

Por lo tanto, la longitud de la antena PAC debe ser sensiblemente inferior a $2L = 8.4$ cm, dependiendo de las pérdidas del sustrato, ya que estas afectan a la forma de la curva de la reactancia.

4.4.2 Estudio paramétrico

En esta sección se realiza el estudio, mediante simulaciones, del efecto de variar algunos de los parámetros geométricos de la antena en los valores de impedancia y ganancia. En la Tabla V aparecen los valores que se utilizarán como punto de partida para el estudio.

TABLA V DIMENSIONES DE LA ANTENA (EN MM)

<i>L</i>	<i>W</i>	<i>h1</i>	<i>h2</i>	<i>g</i>	<i>W_d</i>
73	25	3.1	0.1	1	1

Longitud total *L*: Este parámetro controla la posición de la primera resonancia de la antena (Fig.4.14.a). Mediante la variación de este parámetro se ajusta la reactancia de la antena para intentar cancelar la del μ -chip.

Ancho total *W*: Este parámetro está directamente relacionado con la impedancia característica de las líneas de transmisión (TL1 en el modelo de línea de transmisión). Las variaciones de este parámetro tienen un efecto menor que *L* en la respuesta de impedancia, sobre todo en zonas alejadas de la resonancia (Fig.4.14.b). En cambio, tiene un efecto significativo en la ganancia de antena (Fig.4.14.c).

Tamaño del gap *g*: La longitud de del gap también controla la longitud de la línea de transmisión y afecta directamente a la posición de la primera resonancia.

En consecuencia, incrementar el tamaño del gap aumenta la frecuencia de resonancia de la antena (Fig.4.14.d). De modo que para reducir el tamaño de la antena conviene reducir el tamaño del gap. Sin embargo, se debe tener en cuenta que la ganancia resultante, a la frecuencia de adaptación, puede variar, resultando en una disminución de la misma (Fig.4.14.e). Téngase en cuenta que la frecuencia de adaptación de la antena es aquella para la que se consigue adaptación conjugada con la impedancia del μ -chip y, para los valores de $g = 0.5, 1$ y 3 , se corresponden con las siguientes frecuencias: 850 MHz, 874 MHz y 916 MHz respectivamente.

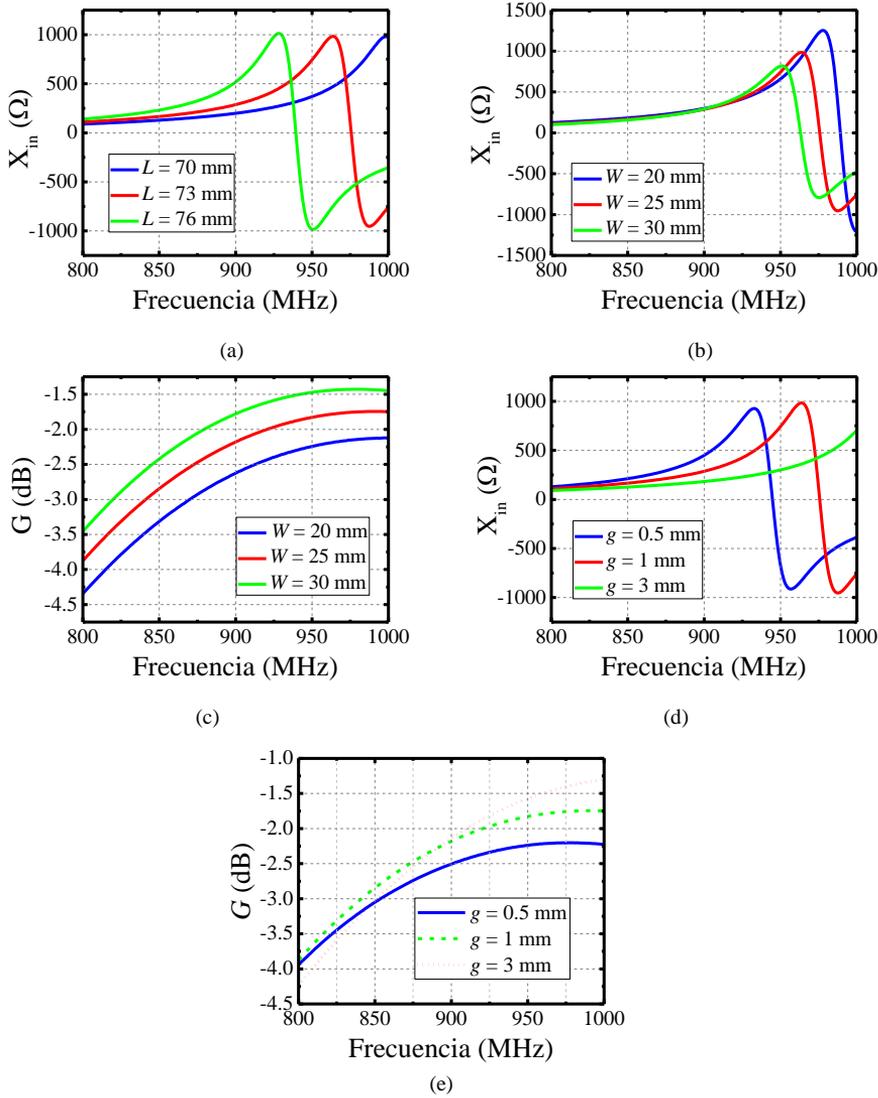


Fig.4.14: a) Parte imaginaria de la impedancia de entrada para diferentes valores de L . b) Parte imaginaria de la impedancia de entrada para diferentes valores de W . c) Ganancia de la antena para diferentes valores de W . d) Parte imaginaria de la impedancia de entrada para diferentes valores de g . e) Ganancia de la antena para diferentes valores de g .

4.4.3 Simulaciones, fabricación y medidas

Como era de esperar, el diagrama de radiación de ganancia sobre un plano de masa infinito se corresponde con el de un dipolo magnético orientado según y (forma toroidal). Sin embargo, a medida que el tamaño del objeto metálico disminuye, el diagrama de radiación se vuelve más directivo. En la Fig.4.15 se

muestra el diagrama de ganancia total de la antena sobre un plato metálico de 20 x 20 cm² (valores a la frecuencia de 867 MHz).

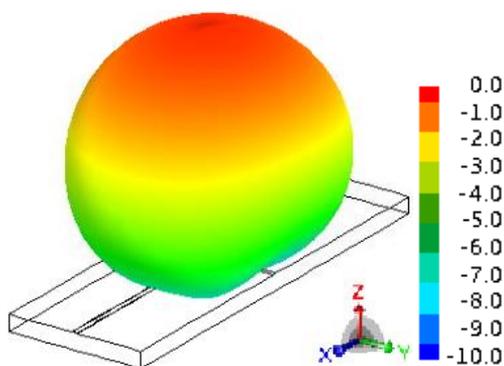


Fig.4.15: Diagrama de radiación de la antena a partir de simulaciones.

La Fig.4.16 muestra los valores, obtenidos mediante simulaciones, de la ganancia realizable, en la dirección $\theta=0^\circ$, correspondientes al prototipo con las dimensiones de la Tabla V.

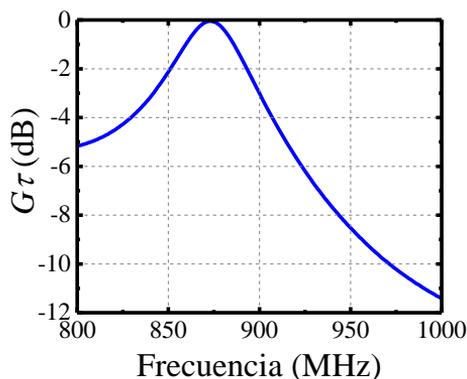


Fig.4.16: Ganancia Realizable para $\theta=0^\circ$.

A partir de la ganancia realizable, se puede calcular, usando (2-5), el rango de lectura teórico (Fig.4.17). Los resultados obtenidos pronostican rangos de lectura superiores a los 9 m en un ancho de banda de 15 MHz, lo que es más que suficiente para cubrir la banda Europea de UHF.

La antena se fabrica utilizando una máquina fresadora y sustrato FR4, mediante el fresado del gap y la posterior soldadura de los extremos para realizar los cortocircuitos de los parches. Posteriormente, se adhiere la tira de cobre sobre el sustrato de papel el cual se fija sobre la antena PAC mediante un material adhesivo. A continuación se extrae la parte del cobre sobre la cual se instalará el μ -chip.

Finalmente, los terminales del μ -chip son soldados a ambos brazos de la línea de transmisión que forma la tira de cobre adherida al parche (Fig.4.18).

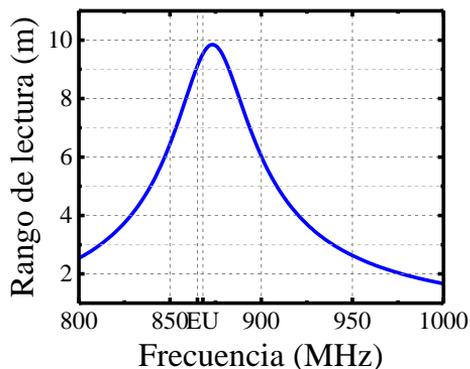


Fig.4.17: Rango de lectura obtenido numéricamente.

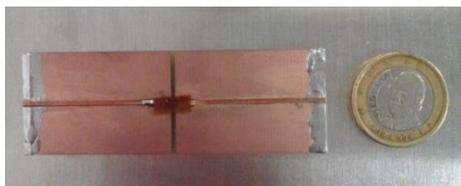


Fig.4.18: Prototipo fabricado.

4.4.3.1 Impedancia de entrada



Fig.4.19: Fotografía de media antena sobre un plano de masa utilizado para la medida de la impedancia de la antena en espacio libre mediante el proceso descrito en la sección 2.7.2.1.

Las medidas de impedancia se realizan mediante el proceso descrito en la sección 2.7.2.1. En la Fig.4.19 se muestra la fabricación de la mitad de la antena y su colocación sobre el plano de masa. La comparación entre los resultados

obtenidos a partir de las simulaciones y las medidas (Fig.4.20) muestran buena coincidencia, lo que demuestra la precisión del proceso de fabricación de los prototipos. A partir de la medida del coeficiente de transmisión de potencia, de la Fig.4.21 se extrae el margen de frecuencias para el que τ es superior a -3 dB dando como resultado un ancho de banda de 36 MHz.

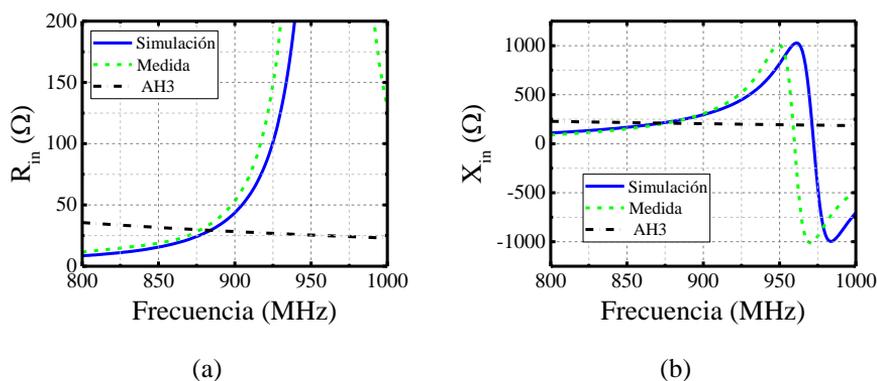


Fig.4.20: Simulación y medida de la impedancia de entrada de la antena en comparación con la impedancia del μ -chip, a) resistencia y b) reactancia.

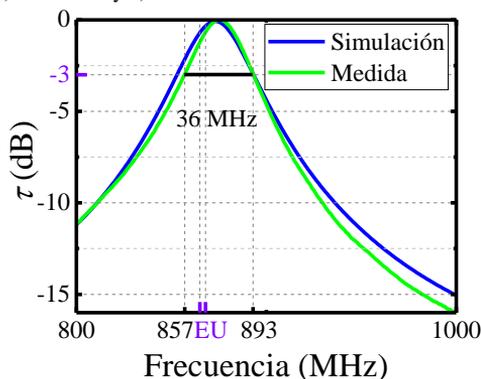


Fig.4.21: Simulación y medida del coeficiente de transmisión de potencia.

4.4.3.2 Rango de lectura

La medida del rango de lectura se ha realizado cumpliendo la normativa europea que establece un ERP de 2 W. La antena alcanza rangos de lectura de 9.5 m sobre un plato metálico de 20 x 20 cm² en la banda de frecuencia europea UHF. En espacio libre el rango de lectura se reduce a 3.5 m debido a la desadaptación de la antena a causa del cambio de escenario. Además, el objeto metálico produce un aumento de la ganancia que en espacio libre desaparece.

4.5 Antena PAC sobre cuerpo humano

En esta sección se presenta una primera aproximación al diseño de cintas identificativas para la identificación y el seguimiento de pacientes en el interior de instalaciones hospitalarias. Su diseño consiste en una antena PAC, con los parches en forma de pajarita (Fig.4.22). La forma de la “pajarita” es utilizada por ofrecer un grado más de libertad (w_2), que puede ser usado en tiempo de diseño para facilitar la adaptación conjugada con la impedancia del μ -chip (AH3). Además, es de esperar que el uso de un dieléctrico de mayor permitividad y menor grosor reduzca el ancho de banda en cuyo caso la forma de pajarita puede ayudar a paliar este efecto.

Este diseño está basado en la antena presentada en [105], donde los autores proponen un mecanismo de sintonización post-fabricación para adaptar la frecuencia de operación a las distintas bandas nacionales dentro de UHF.

4.5.1 Diseño de la antena

En este diseño se prioriza la minimización del grosor de la etiqueta y para ello se utiliza el sustrato dieléctrico de alta permitividad y bajas pérdidas ARLON AD1000 ($\epsilon_r = 10.2$, $\tan \delta = 0.0023$, grosor 0.64 mm). Se han añadido dos ranuras de carga (Fig.4.22) las cuales permiten reducir la longitud (L) de la antena y tener mayor control de la impedancia de entrada de la antena mediante los parámetros w_s y l_s . Como contrapartida, la apertura de las ranuras en el parche produce una reducción en la ganancia de la antena.

Para la adaptación conjugada con el AH3, se requiere que la impedancia de entrada de la antena a la frecuencia de trabajo (867 MHz) tenga un valor cercano a $30 - j211 \Omega$. Con el objetivo de obtener un diseño de tamaño reducido, se busca trabajar por debajo de la primera resonancia. Por lo tanto, según el modelo de línea de transmisión $L < 54$ mm.

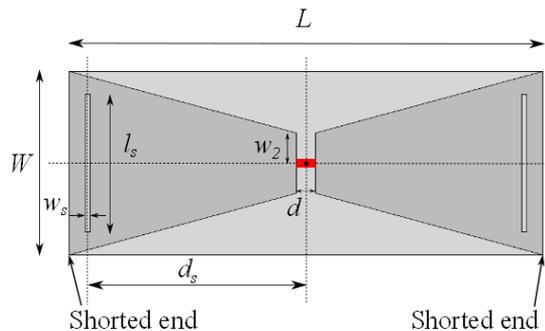


Fig.4.22: Parámetros geométricos de la antena en [mm]: $L = 51.1$, $W = 21.3$, $h = 0.64$, $w_2 = 3.5$, $d = 2.0$, $l_s = 16$, $w_s = 0.5$, $d_s = 23.5$.

4.5.2 Simulaciones

Se realizan simulaciones de la antena en tres escenarios diferentes: espacio libre, sobre un plano de masa infinito y sobre un sustrato dieléctrico infinito que imita el tejido humano ($\epsilon_r = 50$, $\sigma = 1 \text{ S / m}$). La Fig.4.23.a y Fig.4.23.b muestran la impedancia de entrada de la antena para cada escenario. En ellas se puede ver como las partes real e imaginaria no coinciden con las del μ -chip exactamente a la misma frecuencia, sin embargo, la antena consigue una buena transferencia de potencia en todos los escenarios (Fig.4.24).

El valor de la ganancia, obtenido a partir de simulaciones, en la dirección de radiación máxima ($\theta=0^\circ$) es -12.7 dB sobre el plano de masa, -14.5 dB sobre el cuerpo humano y -15.9 dB en espacio libre. A partir de estos datos se calcula el rango de lectura esperado por medio de (2-5). Los resultados se muestran en la para los tres escenarios considerados (Fig.4.25.a y Fig.4.25.b). A raíz de los resultados obtenidos, la etiqueta debe ser capaz de proporcionar suficiente rango de lectura para la aplicación de identificación de personas.

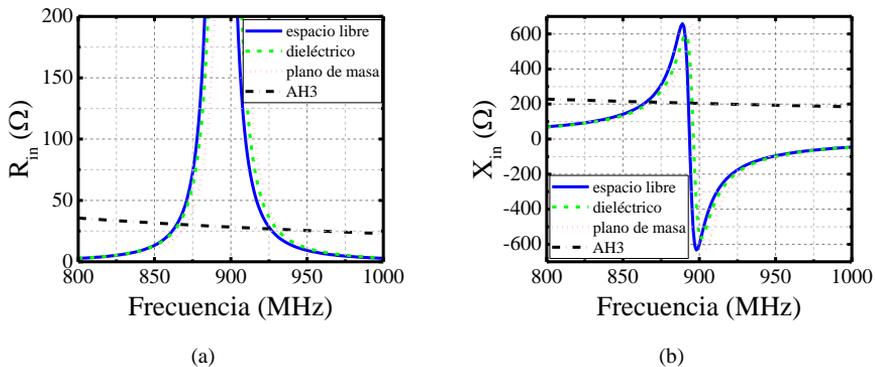


Fig.4.23: Simulación de la impedancia de entrada de la antena en los tres escenarios en consideración con la referencia de la impedancia del AH3, a) resistencia y b) reactancia.

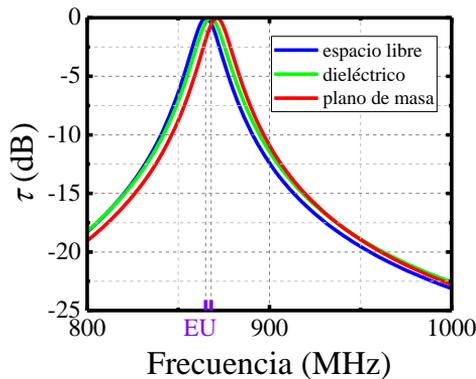


Fig.4.24: Coeficiente de transmisión de potencia de la etiqueta.

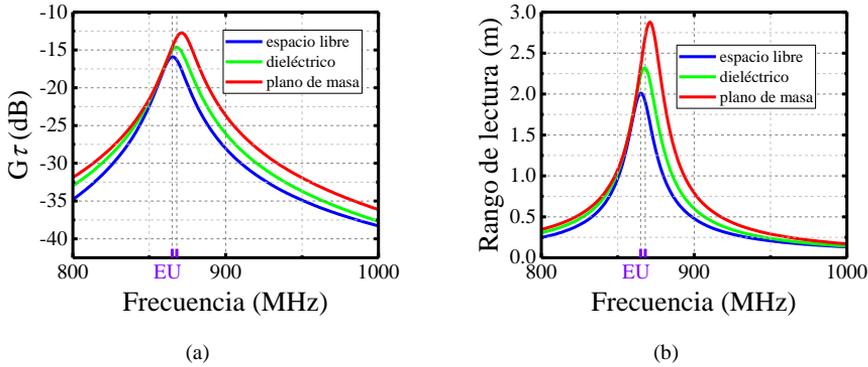


Fig.4.25: Simulación de a) la ganancia realizable y b) el rango de lectura para la antena en tres escenarios diferentes: espacio libre, semiespacio de material dieléctrico y un plano de masa infinito.

4.5.3 Medidas experimentales

4.5.3.1 Impedancia de entrada

Los resultados de la simulación se validan utilizando el procedimiento descrito en la sección 2.7.2.1, para lo que se fabrica media antena y se sitúa perpendicular a una placa metálica cuadrada (1 x 1 m) como se muestra en la Fig.4.26. Las Fig.4.27.a y Fig.4.27.b muestran la comparación entre los valores de simulación y medida de la impedancia de entrada y el coeficiente de transmisión de potencia. Se observa un ligero desplazamiento en frecuencia (alrededor de 4 MHz) que puede ser debido a imprecisiones en la fabricación de la antena. Este desplazamiento se puede compensar fácilmente ajustando la relación de aspecto de la ranura y la posición. El ancho de banda de la antena se ha visto reducido aproximadamente a la mitad, pasando de 36 a 17 MHz, respecto al diseño de la sección 4.4, a causa de la reducción del grosor del sustrato.

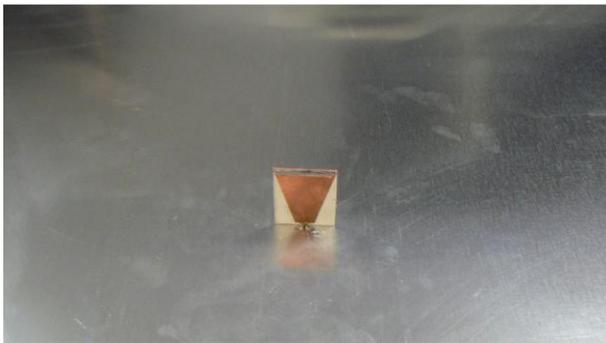


Fig.4.26: Set-up de medida consistente en media antena sobre un plano de masa para la medida de la impedancia de entrada en espacio libre.

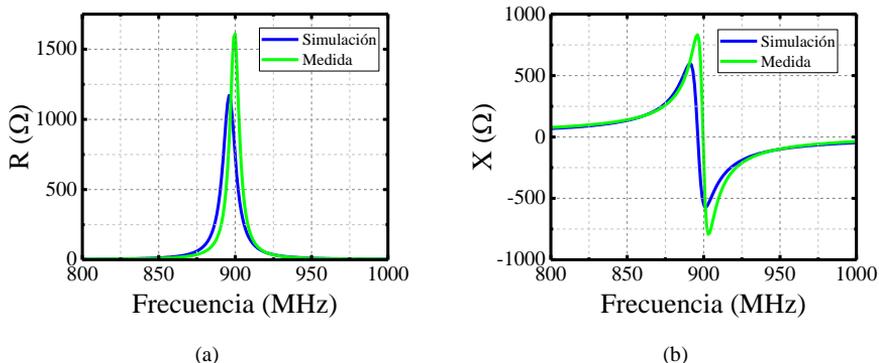


Fig.4.27: Comparación entre medida y simulación de la impedancia de entrada de la antena: a) resistencia y b) reactancia.

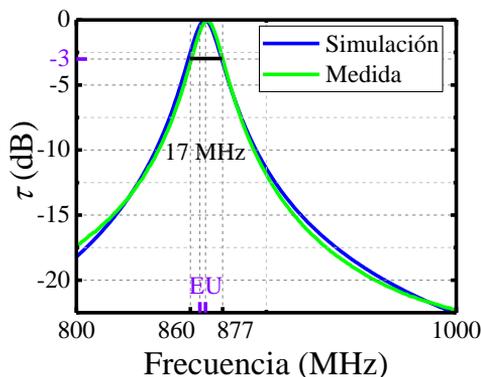


Fig.4.28: Comparación entre medida y simulación del coeficiente de transmisión de potencia.

4.5.3.2 Rango de lectura

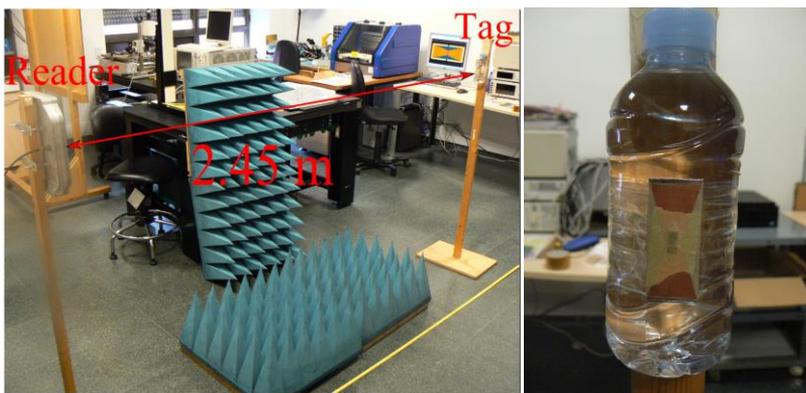


Fig.4.29: Set-up de medida del rango de lectura. La etiqueta está situada sobre la botella, llena de agua, de la imagen de la derecha.

En la Fig.4.29 se muestra el set-up de medida del rango de lectura. La separación entre la etiqueta y los otros objetos en la sala es mayor de 1.5 m para

evitar la recepción de ondas reflejadas. La etiqueta se coloca sobre cinco materiales diferentes y se sitúa a la misma altura que la antena del lector. Una vez que se mide el rango de lectura, la ganancia realizable se calcula según (2-1).

La Tabla VI muestra los resultados de las medidas del rango de lectura y la ganancia realizable de la etiqueta sobre diferentes objetos. La etiqueta diseñada alcanza más de 2 m cuando se coloca sobre una botella llena de agua y su comportamiento apenas se ve afectado cuando se coloca sobre dieléctricos y conductores. Sin embargo, el rango de lectura en espacio libre disminuye de acuerdo con los resultados de ganancia obtenidos en la simulación.

TABLA VI MEDIDA DEL RANGO DE LECTURA SOBRE DIFERENTES OBJETOS

	<i>Rango de lectura (m)</i>	<i>Ganancia realizable (dB)</i>
<i>Plato metálico 40 x 40 cm²</i>	2	-15.8
<i>Botella de agua pequeña (radio 28 mm)</i>	2,4	-14.1
<i>Botella de agua grande (radio 42 mm)</i>	2.5	-13.9
<i>Cuerpo humano (muñeca)</i>	2.1	-15.4
<i>Espacio libre</i>	1	-21.8

Este diseño cumple con el requisito de rango de lectura mínimo impuesto por la aplicación referente al seguimiento de pacientes mediante cintas identificativas, sin embargo, la longitud de la antena es mayor a la requerida. Además, al utilizar el sustrato AD1000, tampoco cumple con los requisitos de bajo coste. De todos modos, aunque la propuesta no satisface todas las restricciones iniciales, el resultado es una estructura de tamaño reducido y bajo perfil que podría ser empleada en casos prácticos en los que se relajasen las restricciones de tamaño y coste.

4.6 PIFA miniaturizada re-sintonizable

A pesar de los largos alcances y reducidos tamaños que se consiguen con antenas PAC acabamos de ver que, en algunos casos, se requiere de una mayor miniaturización de la antena.

A continuación, se utilizan las técnicas de miniaturización típicas de parches para obtener diseños de menor tamaño. Obviamente, cabe esperar que la reducción del tamaño produzca una reducción en el rango de lectura de la etiqueta.

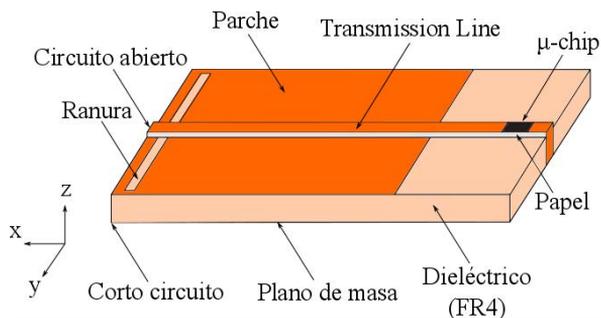


Fig.4.30: Estructura geométrica de la antena.

El diseño presentado en esta sección consiste en una antena PIFA de tamaño reducido y bajo coste. La geometría de la antena se ilustra en la Fig.4.30. En primer lugar, el cortocircuito del extremo de la antena hace que, según el MLT, la longitud resonante disminuya aproximadamente a la mitad. A continuación, la anchura del plano de masa de la antena parche se ajusta para coincidir aproximadamente con las dimensiones del parche. Para reducir más el tamaño de la antena, se abre una ranura en el extremo del parche. Por último, el parche se alimenta por medio de acoplamiento electromagnético con una delgada línea de transmisión que, además de reducir ligeramente el tamaño de la antena, facilitará su resintonización y reutilización.

4.6.1 Diseño de la antena

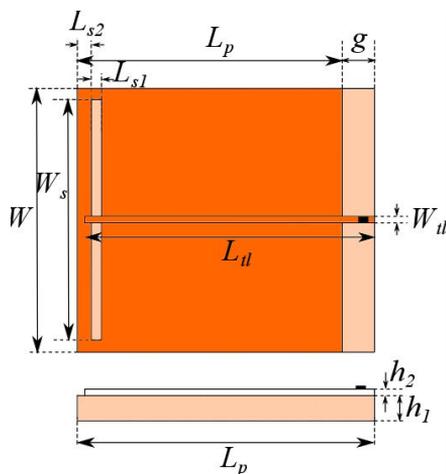


Fig.4.31: Parámetros geométricos de la antena (vista superior y lateral).

Los objetivos de diseño son, por un lado la adaptación compleja conjugada con el μ -chip AH3 y, por el otro, maximizar la ganancia de la antena sobre un objeto metálico de área $20 \times 20 \text{ cm}^2$. El sustrato elegido para la construcción de la antena

parche es FR4, por su bajo coste. En cuanto a la línea de transmisión, consiste en una tira de cobre que está separada del parche por una hoja de papel estándar de espesor $100 \mu\text{m}$ ($\epsilon_{r2} = 3,85$ y $\tan \delta = 0,08$ [75]). En la Fig.4.31 pueden verse los parámetros geométricos del diseño propuesto. Se ha seleccionado un grosor de 3 mm (h_1) para el substrato del parche con fines comparativos con los diseños del estado del arte.

4.6.2 Estudio paramétrico

Durante el estudio se usarán los valores de la Tabla VII como referencia para todas las simulaciones. Los valores de ganancia presentados se obtienen en la dirección $\theta=0^\circ$ que, como veremos más adelante, se corresponde con la dirección de máxima radiación.

TABLA VII DIMENSIONES DE LA ANTENA (EN MM)

L	L_p	L_{ul}	L_{s1}	L_{s2}	g
33.5	30.5	33.5	1	1	3
	W	W_{ul}	W_s	h_1	h_2
	30	1	28	3.1	0.1

4.6.2.1 Parámetros geométricos del parche

La longitud del parche (L_p) controla la frecuencia de resonancia de la antena que corresponde aproximadamente a un cuarto de la longitud de onda efectiva (Fig.4.32.a) y se sintoniza para proporcionar la inductancia que compense la capacidad del chip a la frecuencia de operación. Como se ha comentado anteriormente, se abre una ranura en el parche aumentando de ese modo su longitud eléctrica. Este efecto se ilustra en la Fig.4.32.b.

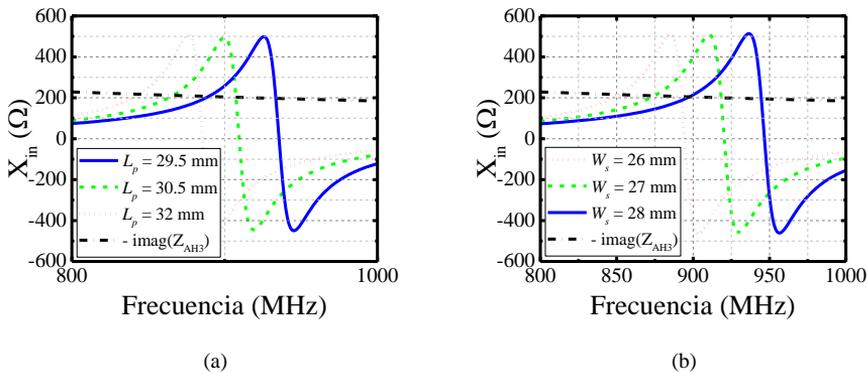


Fig.4.32: a) Reactancia de entrada de la antena para diferentes longitudes del parche en comparación con la reactancia del AH3. b) Reactancia de entrada de la antena para diferentes anchos de ranura en comparación con la reactancia del AH3.

El tamaño del gap (g), la anchura (W) y el espesor del sustrato (h) también afectan a la impedancia de entrada de la antenna, aunque lo hacen de un modo más significativo a la ganancia de antenna. La Fig.4.33.a muestra que el grosor es el parámetro más relevante para la ganancia, mientras que ajustando el tamaño del gap (Fig.4.33.b) y la anchura total (Fig.4.33.c) se puede conseguir que la ganancia mejore algún dB.

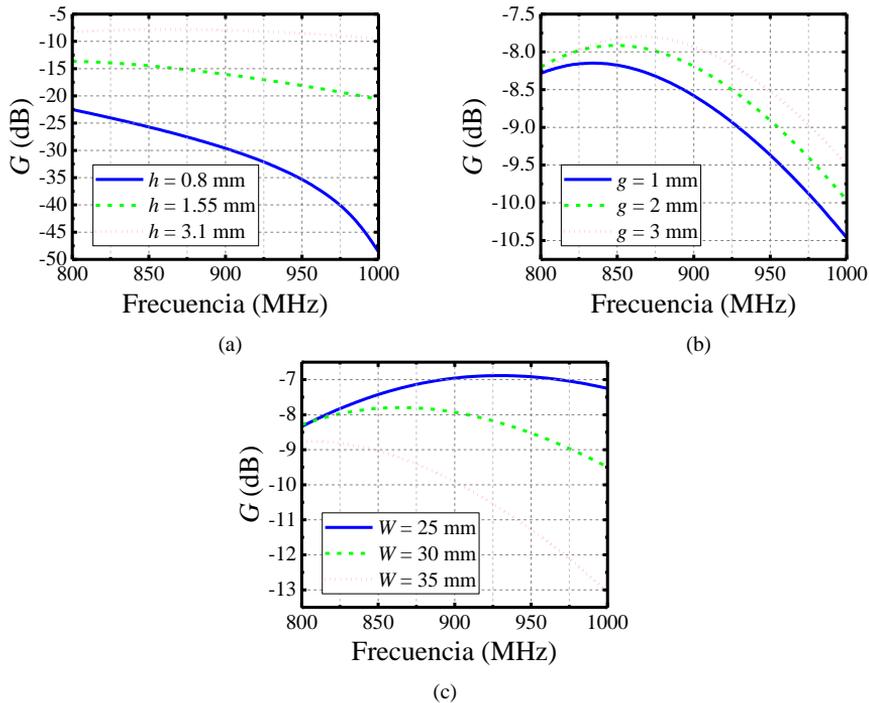


Fig.4.33: a) Ganancia de la antenna para diferentes grosores del parche. b) Ganancia de la antenna para diferentes tamaños del gap. c) Ganancia de la antenna para diferentes anchuras del parche.

4.6.2.2 Parámetros geométricos de la línea de transmisión

Una vez ajustadas las dimensiones del parche para lograr la máxima ganancia en la banda deseada, las dimensiones de la línea de transmisión, anchura (W_{ll}) y longitud (L_{ll}), pueden resultar útiles para adaptar la reactancia de entrada a diferentes μ -chips sin modificar significativamente la ganancia. La Fig.4.34.a muestra las variaciones en la impedancia de entrada que se pueden conseguir cambiando la longitud de la línea en uno y dos milímetros. La Fig.4.34.b muestra que el efecto de modificar la anchura de la línea de transmisión en la impedancia de entrada de la antenna.

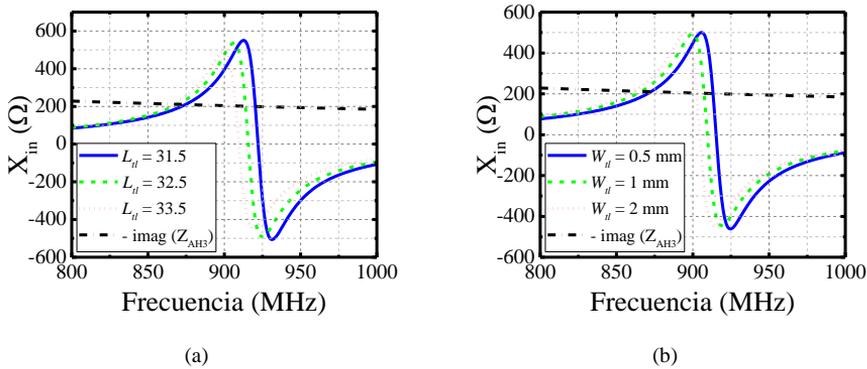


Fig.4.34: a) Reactancia de entrada de la antena para diferentes longitudes de la línea de transmisión. b) Reactancia de entrada de la antena para diferentes anchuras de la línea de transmisión.

4.6.3 Simulaciones y medidas experimentales

La Fig.4.35.a representa el diagrama de radiación simulado de la antena sobre una placa metálica de $20 \times 20 \text{ cm}^2$. Como era de esperar, éste es similar al de una ranura orientada a lo largo del eje y en las mismas condiciones. La ganancia total máxima es de -6 dB en la dirección $\theta=0^\circ$. La Fig.4.35.b muestra una imagen del prototipo fabricado con el μ -chip ya soldado a la línea de transmisión.

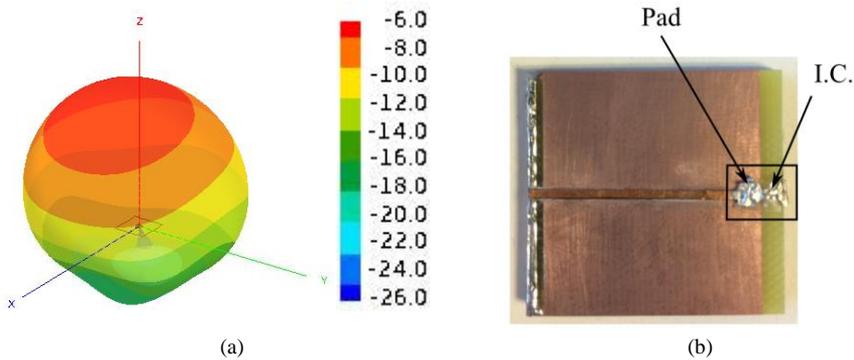


Fig.4.35: a) Diagrama de radiación de ganancia simulado sobre un plato metálico de $20 \times 20 \text{ cm}^2$. b) Fotografía del prototipo fabricado.

4.6.3.1 Impedancia de entrada

Las medidas de impedancia se toman sobre un plano de masa de $1 \times 1 \text{ m}^2$. El set-up de medida se muestra en la Fig.4.36. La calibración se realiza en el extremo del cable coaxial SMA, posteriormente se añade un retardo eléctrico de $1,46 \text{ ns}$ para tener en cuenta el efecto, previamente caracterizado, del cable MMCX.

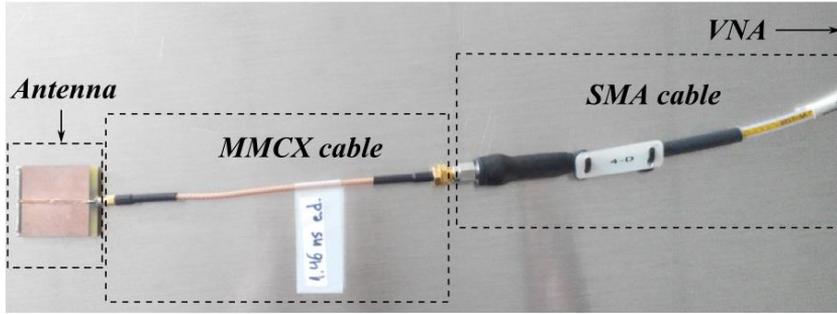


Fig.4.36: Set-up utilizado en la medida de la impedancia.

Las medidas han demostrado ser repetibles. Las medidas de la impedancia de entrada se comparan con las simulaciones en las Fig.4.37.a y Fig.4.37.b. A pesar del ligero desplazamiento de la reactancia medida, ambos resultados muestran buena concordancia. Como se aprecia en la Fig.4.38, el ancho de banda de la antena es de 24 MHz.

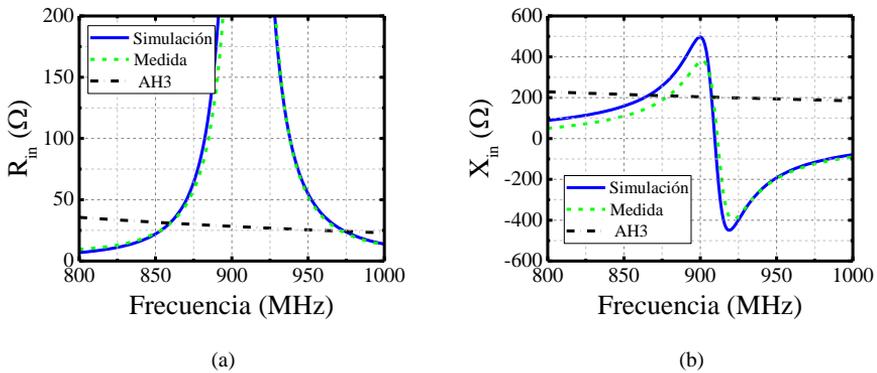


Fig.4.37: Simulación y medida de la impedancia de entrada de la antena en comparación con la impedancia del μ -chip, a) resistencia y b) reactancia.

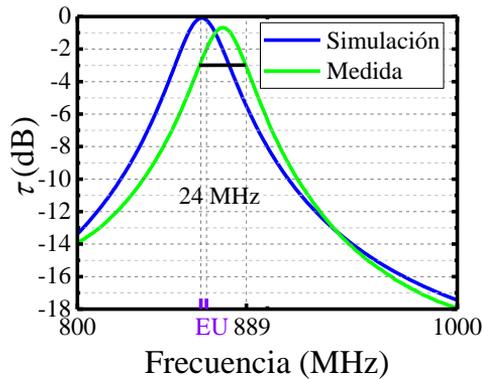


Fig.4.38: Simulación y medida del coeficiente de transmisión de potencia.

4.6.3.2 Rango de lectura

El rango de lectura de esta etiqueta se mide en dos escenarios diferentes. La primera medición se realiza en el interior de un laboratorio. En la Fig.4.39 aparece una fotografía del set-up utilizado en la primera medida del rango de lectura. El rango de lectura se obtiene a partir de situar la antena lectora y la etiqueta sobre la placa metálica en línea recta e ir separándolas hasta que se deja de detectar la etiqueta.

Las mediciones se toman para una PRA de 2 W. En estas condiciones, el prototipo consigue un rango de lectura de 5 m, colocado sobre una placa metálica de 20 x 20 cm².



Fig.4.39: Set-up de medida del rango de lectura.

La siguiente medida se realiza en CEIT de la Universidad de Navarra [101]. El equipo Voyantic Tagformance [102] se ha utilizado para evaluar el rango de lectura de nuestra etiqueta con respecto a la frecuencia. En este caso, la etiqueta se ha colocado sobre una caja metálica de 15 x 8 x 6 cm³.

Se realizan simulaciones para observar las variaciones producidas por los objetos utilizados en las diferentes medidas en el rendimiento de la etiqueta. Se comprueba que la ganancia disminuye en 1 dB al colocar la etiqueta sobre la caja metálica de 15 x 8 x 6 cm³ respecto a la placa metálica de 20 x 20 cm². Este efecto reduce el rango de lectura en un factor 1.12, lo cual explica la diferencia entre los rangos de lectura obtenidos mediante ambas medidas. Comparando las Fig.4.38 y Fig.4.41 se observa que la frecuencia de máxima adaptación se mantiene en ambas medidas.

Al comparar los resultados del diseño de antena PAC (sección 4.4) con el diseño con PIFA, se observa que, en el caso de la PIFA, tanto el tamaño de la antena como el rango de lectura se han reducido a la mitad.

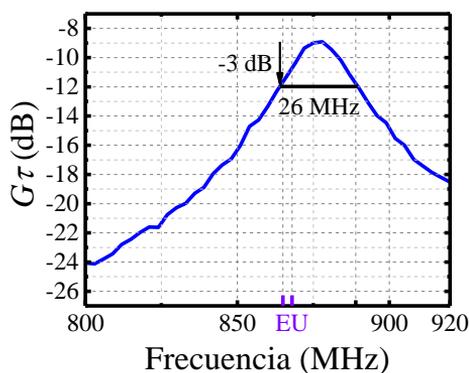


Fig.4.40: Medida de la ganancia realizable en la dirección $\theta=0^\circ$.

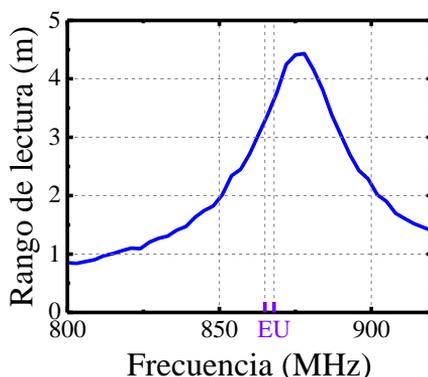


Fig.4.41: Medida del rango de lectura mediante el sistema Voyantic Tagformance [102].

Como acabamos de ver, el tamaño del objeto a etiquetar es de vital importancia en el rendimiento final de la etiqueta, debido a la variación de la ganancia de la antena.

Los diseños presentados, hasta el momento, obtienen buenos rendimientos como soluciones para el etiquetado de objetos metálicos. Sin embargo, algunas aplicaciones, como el etiquetado de herramientas, imponen condiciones más restrictivas sobre el tamaño de la antena, por lo que las soluciones anteriores no pueden ser utilizadas. En consecuencia es necesario seguir explorando alternativas que cumplan con los requisitos especiales de algunas aplicaciones.

4.7 PIFA para cintas identificativas

La antena utilizada en este diseño es una variación de la presentada en la sección anterior. Como ya ha quedado demostrado, las antenas PIFA obtienen buen rendimiento sobre metal, por lo que se pretende utilizar un diseño similar para una

cinta identificativa que permita el seguiment de pacients en el interior de instal·lacions hospitalaries.

Puesto que la cinta se instala alrededor de la muñeca se prevé que la distancia con el brazo varíe constantemente debido a: variaciones en la holgura de la pulsera, tamaños diferentes del brazo humano o variaciones en la posición y la orientación de la cinta a causa del movimiento del brazo del paciente. En estas circunstancias, la impedancia de entrada de la antena sufrirá desplazamientos constantes en frecuencia, si ésta no se aísla convenientemente del entorno. Dado que las antenas con que tratamos tienen un ancho de banda estrecho, lo anterior resultaría en la disminución drástica del rango de lectura y en un mal funcionamiento del sistema.

Con el fin de evitar este efecto, se pretende aprovechar el buen rendimiento de la antena PIFA sobre objetos metálicos situando una delgada lámina de cobre (Fig.4.42) que ocupe el total del área disponible para la etiqueta. Dicha lámina o cinta no solo mejora la eficiencia de la antena sino que además ayuda a aliviar los efectos causados por la proximidad del cuerpo humano y por las variaciones en la posición de la cinta identificativa.



Fig.4.42: Ilustración de la estructura de la cinta identificativa.

La geometría de la antena se ilustra en la Fig.4.43. El μ -chip (AH3) se conecta a la línea de transmisión microstrip cortocircuitada que alimenta, mediante acoplamiento electromagnético [78], a un parche también cortocircuitado.

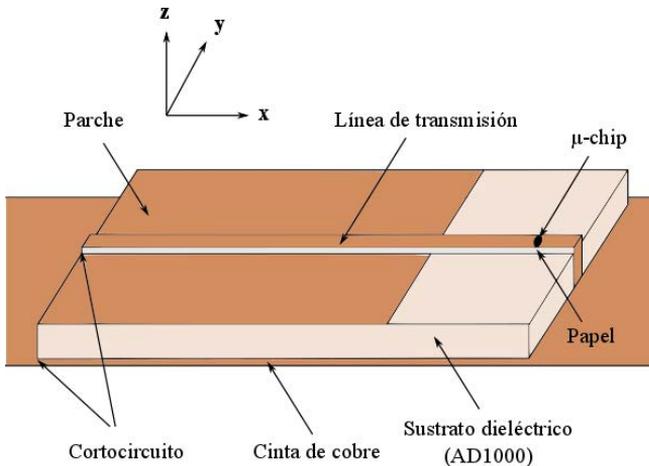


Fig.4.43: Ilustración de la estructura de la cinta identificativa.

4.7.1 Diseño de la antena

La antena se diseña para obtener adaptación conjugada con la impedancia del μ -chip (AH3). La línea de transmisión consiste en una fina tira de cobre adherida sobre papel estándar ($\epsilon_r = 3.85$, $\tan \delta = 0.08$, grosor = 100 μm). A diferencia del diseño sobre metal, en este caso las altas pérdidas generadas por el cuerpo humano disminuyen drásticamente la impedancia de entrada de la antena, por lo que se cortocircuita la línea de transmisión para aumentar el valor de la inductancia de la antena.

El parche se monta sobre sustrato ARLON AD1000 ($\epsilon_r = 10.2$, $\tan \delta = 0.0023$, grosor = 0.64 mm). Por último, la antena se emplaza sobre una delgada cinta de cobre de 29 x 120 mm² y grosor de 66 μm .

El brazo humano se modela como un ortoedro de dimensiones 300 x 55 x 35 mm³. Las características dieléctricas del cual son $\epsilon_r = 42$ y $\sigma = 0.99$ S/m [103].

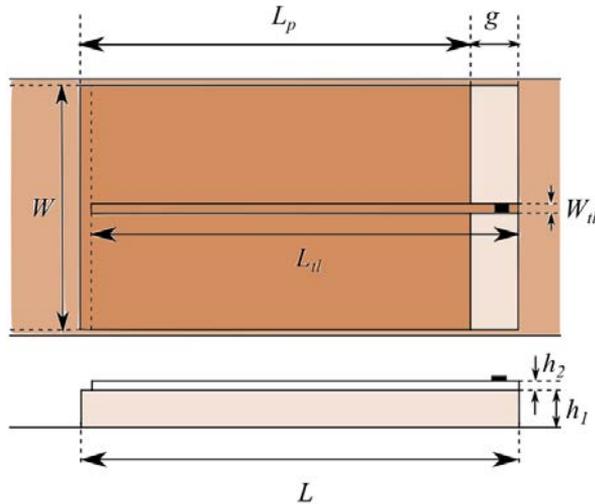


Fig.4.44: Parámetros geométricos de la antena.

Aunque el MLT no tiene en cuenta el efecto del cuerpo humano, éste se utiliza con el fin de agilizar el proceso de diseño para estimar la longitud L_p , dando como resultado 2.7 cm. Posteriormente, se ajustan la anchura W del parche y la longitud del gap g para optimizar la ganancia.

TABLA VIII DIMENSIONES DEL PROTOTIPO DISEÑADO EN [MM].

L	L_p	L_{tl}	W	W_{tl}	h	g
36.3	26.3	36.3	27	1	0.64	10

Al igual que el diseño del apartado 4.6, utilizando las dimensiones L_{it} y W_{it} , es posible ajustar la impedancia de entrada de la antena a una amplia gama de valores, haciendo posible el uso de diferentes circuitos integrados sin necesidad de rediseñar toda la antena. Las dimensiones finales del prototipo se muestran en la Tabla VIII. El área ocupada total para la antena es $36.3 \times 27 \text{ mm}^2$ y el grosor total es 0.75 mm , satisfaciendo así los requisitos de tamaño de la aplicación.

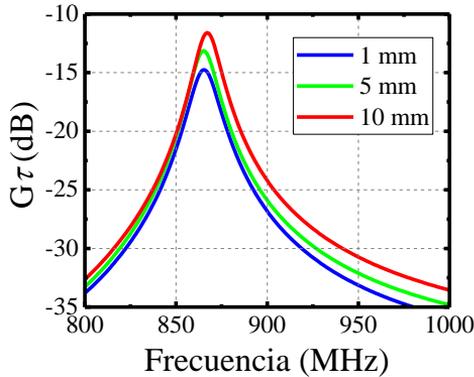


Fig.4.45: Ganancia realizable simulada para diferentes separaciones entre cinta y brazo.

En la Fig.4.45 se muestran los resultados de simulación de la ganancia realizable de la etiqueta para diferentes separaciones de la muñeca. En primer lugar se observa que la variación de la separación entre la cinta y el brazo prácticamente no modifica la frecuencia de operación por lo que la cinta realiza la función esperada. Por otro lado, la ganancia aumenta considerablemente con la separación del brazo (3 dB al pasar de 1 a 10 mm).

4.7.2 Diagrama de radiación de ganancia y de rango de lectura

En la Fig.4.46.a se muestra una vista en 3D de la geometría usada durante las simulaciones. La Fig.4.46.b muestra el diagrama de radiación de ganancia a la frecuencia de 867 MHz.

A partir de los resultados de simulación es posible calcular el diagrama de rango de lectura mediante la fórmula de Friis para la transmisión en espacio libre (2-5). En el diagrama de rango de lectura (Fig.4.47) se observa que la cinta obtiene un rango de lectura mayor a 2 m no sólo en la dirección normal, sino también en un amplio margen angular. Hay que señalar que también hay radiación significativa en la parte posterior del brazo.

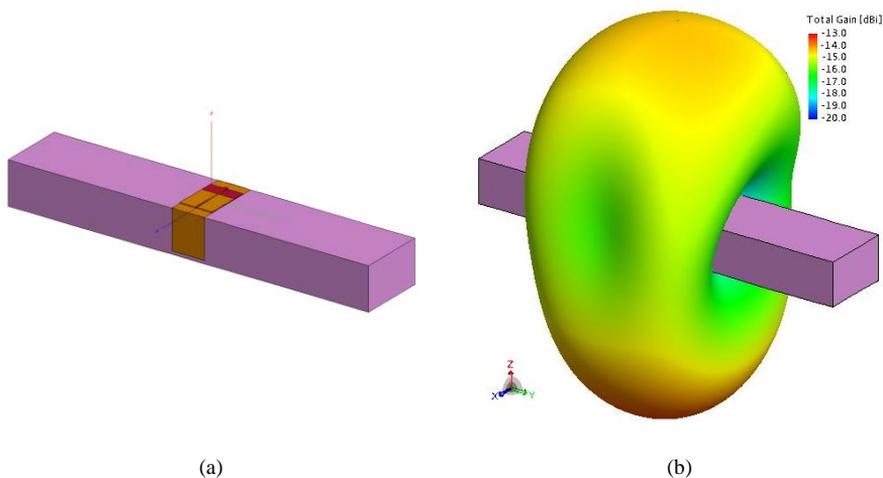


Fig.4.46: a) Modelo 3D simulado en FEKO del brazo juntamente con la cinta identificativa y b) diagrama de radiación de ganancia a 867 MHz.

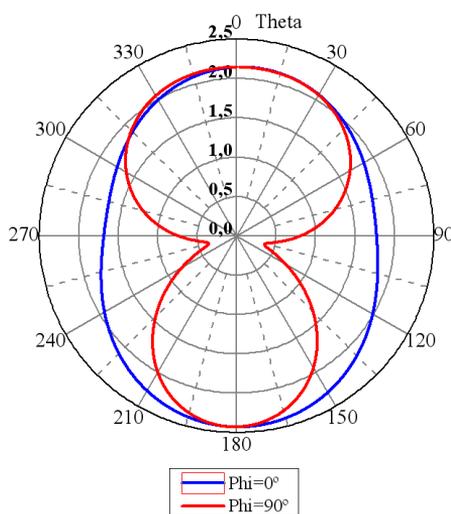


Fig.4.47: Diagrama del rango de lectura en los planos $\Phi = 0^\circ$ y $\Phi = 90^\circ$.

4.7.3 Fabricación y medidas

El prototipo se fabrica mediante los procedimientos habituales del laboratorio: en primer lugar se recorta la tira de cobre y se adhiere al papel que posteriormente se vuelve a recortar. La fabricación del parche se realiza mediante un proceso de fresado y posteriormente se suelda el extremo con la masa para realizar el cortocircuito. En la Fig.4.48 aparece una fotografía del prototipo final. En la

Fig.4.49 se muestra una parte del set-up de medida del coeficiente de transmisión de potencia en una situación similar al escenario de utilización.

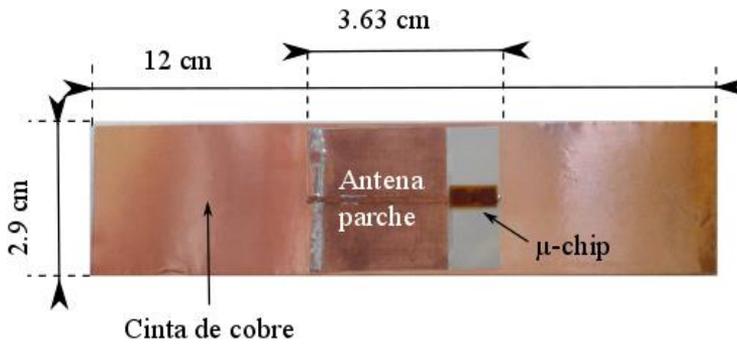


Fig.4.48: Fotografía de un prototipo de la antena fabricada.

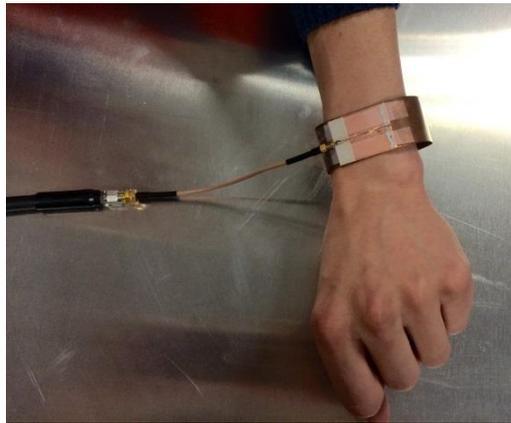


Fig.4.49: Set-up de medida del coeficiente de transmisión de potencia.

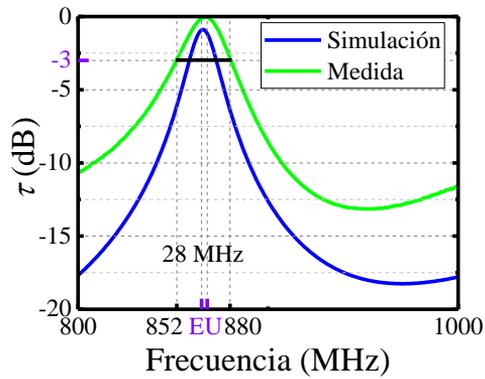


Fig.4.50: Comparación entre simulación y medida de las pérdidas de retorno.

En la Fig.4.50 se comparan los resultados de la medida y simulación del coeficiente de transmisión de potencia. Los resultados demuestran que se obtiene una buena adaptación en la banda de frecuencia de operación (865-868 MHz), obteniéndose en este caso un ancho de banda superior (28 MHz) al diseño anterior. Las diferencias entre simulación y medida se pueden deber a diferencias ocasionadas durante el proceso de fabricación de la antena y montaje de la cinta (fabricación manual de la línea microstrip, soldaduras y separación entre la antena y la cinta/pulsera).

La Fig.4.51.a se corresponde con el escenario de medida. La potencia de transmisión se ha establecido para cumplir con la normativa europea. A continuación, se realizan las medidas de rango de lectura para tres sujetos con diferente tamaño de circunferencia de la muñeca. El experimento se realiza en dos situaciones: 1. en la que la pulsera queda ceñida y 2. La pulsera queda suelta respecto al brazo de los sujetos (Fig.4.51.b).

TABLA IX SE MUESTRAN LOS RESULTADOS.

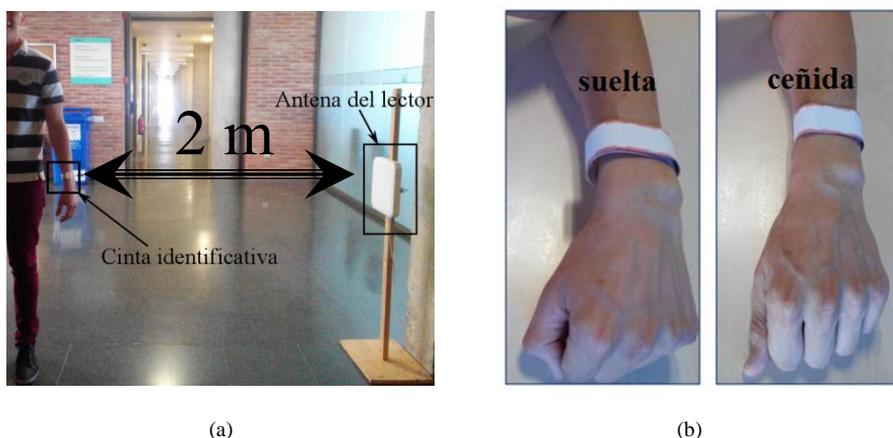


Fig.4.51: a) Escenario de medida del rango de lectura. b) Imágenes de los dos ajustes de la cinta al brazo del sujeto 2.

En los resultados de la tabla IX se puede observar que los sujetos con mayor circunferencia de muñeca obtienen mayores resultados de rango de lectura. Por ello, si en el futuro se requiere mejorar el rendimiento de la antena, una forma de conseguirlo sería optimizar el diseño de la antena para el peor caso (mínimo tamaño del brazo).

En este caso, a pesar de que el diseño propuesto asegura el cumplimiento de los requisitos de rango de lectura mínimo y tamaño de la etiqueta impuestos por la aplicación, el coste de fabricación es elevado a causa del sustrato dieléctrico

empleado. Por ello, la reducción del coste de fabricación sigue siendo un factor a perseguir en futuros diseños.

TABLA IX MEDIDA DEL RANGO DE LECTURA EN TRES SUJETOS DISTINTOS.

	Circunferencia de la muñeca	Rango de lectura (m)	
		ceñida	suelta
Sujeto 1	13.4 cm	2.03	2.37
Sujeto 2	16.4 cm	2.06	2.41
Sujeto 3	20 cm	2.10	2.53

4.8 Antena PAC miniaturizada

El etiquetado de herramientas metálicas e instrumentos electrónicos presenta un reto aún mayor que el etiquetado de objetos metálicos grandes (mayores de 20 x 20 cm²) puesto que la etiqueta es objetivo de mayores restricciones de tamaño y forma. La mayoría de herramientas presentan un factor de forma en el que la anchura es mucho menor que la longitud, por lo que el ancho de la etiqueta pasa a estar limitado por el ancho de la herramienta. Por otro lado, el hecho de que las herramientas o instrumentos electrónicos tengan un coste elevado proporciona la posibilidad de utilizar sustratos de mayor precio que proporcionen mayor miniaturización para una mejor instalación de la etiqueta.

En esta sección se investiga la aplicación de la técnica de miniaturización propuesta en [99] en una antena PAC para aplicaciones de RFID. Para ello se analizan los efectos de la miniaturización de la antena en su rendimiento: tamaño, rango de lectura y ancho de banda. Posteriormente se realizan simulaciones con diferentes tamaños de objetos metálicos y se analiza su efecto en el rendimiento de la antena. Basado en los resultados obtenidos, se presenta un prototipo de antena diseñada para etiquetar herramientas en un laboratorio.

A partir de dicho prototipo, se realizan medidas experimentales de impedancia y de rango de lectura sobre objetos metálicos de diferentes tamaños.

4.8.1 Diseño de la antena

El proceso de desarrollo tecnológico requiere del avance conjunto en todas las áreas involucradas. En el caso de la RFID, la mejora del rendimiento de las etiquetas se debe a los avances en el diseño de antenas y a los nuevos diseños de μ -chips que, por una parte mejoran el rango de lectura debido a su mayor sensibilidad, y por otra, cuentan con una menor resistencia de entrada, que mejora la adaptación en determinadas aplicaciones como el etiquetado de materiales conductores. Por ello, en este diseño se utiliza el μ -chip AH4 [44] con $P_s = -20.5$ dBm y una

impedancia de entrada en la banda europea de $20.5-j191 \Omega$. La elección del sustrato Arlon AD1000 ($\epsilon_r = 10.2$, $\tan \delta = 0.0023$, grosor 0.64 mm) se basa en las necesidades de miniaturización.

Los parámetros geométricos involucrados en el proceso de diseño se muestran en la Fig.4.52. El ancho de la antenna (W) se limita a 3 mm , para facilitar el etiquetado de objetos con anchuras inferiores a 1 cm y formas irregulares que dificultan el emplazamiento de la etiqueta, como, por ejemplo, herramientas de laboratorio. El grosor de la etiqueta se restringe a 3 mm para cumplir con el requisito de bajo perfil deseado en la mayoría de aplicaciones.

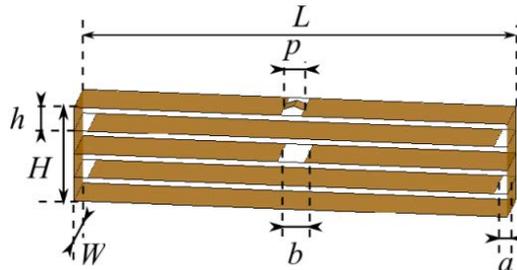


Fig.4.52: Parámetros geométricos genéricos necesarios para el diseño multicapa.

4.8.1.1 Proceso de miniaturización

Para la demostración del proceso de miniaturización, se parte de una antena PIFA que se modela mediante el circuito de la Fig.4.53.

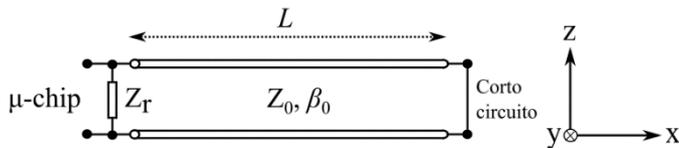


Fig.4.53: Modelo de línea de transmisión de la antena PAC.

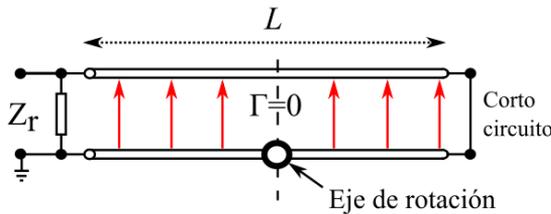


Fig.4.54: división de la antena por simetría.

El primer paso consiste en plegar la antena, alrededor de un eje de rotación (Fig.4.54), sobre la longitud de la línea de transmisión. El pliegue añade una discontinuidad en la línea de transmisión que forman las placas haciéndola

eléctricamente más pequeña (Fig.4.55), por lo tanto, para mantener la misma reactancia de entrada, es necesario alargar la línea de transmisión (L_2).

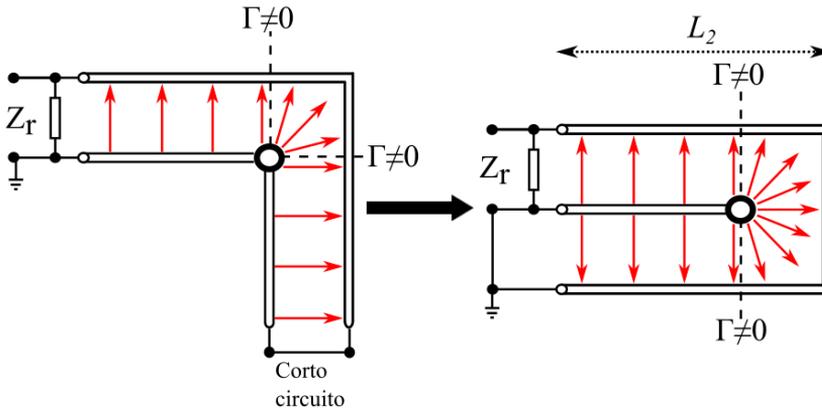


Fig.4.55: Doblez de la estructura y obtención de una antena bicapa.

Al plegar la antena estamos aumentando la altura H , si se desea mantener la altura original es necesario reducir la separación entre placas h . Esta reducción implica un cambio de la impedancia característica de la línea de transmisión que forman las placas por lo que de nuevo habrá que ajustar la longitud para mantener la misma reactancia de entrada.

La Fig.4.56 es el resultado de realizar dos iteraciones más de este proceso. Si únicamente se modifica la longitud (L) de la antena, el proceso puede repetirse $N-1$ veces, obteniendo longitudes totales (L_N) cada vez menores, hasta llegar al valor mínimo en el que satisface la condición $L_N = b + 2a$, donde el subíndice N indica el número de capas de la antena.

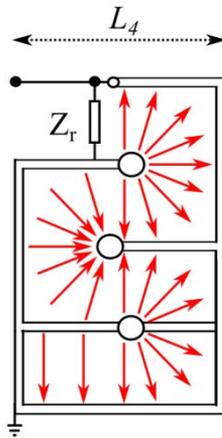


Fig.4.56: Final del proceso de miniaturización: consecución de una antena PIFA formada por cuatro capas.

4.8.1.2 Efectos de los pliegues

En esta sección se estudia el efecto de aplicar la técnica de miniaturización a una antena PIFA (Fig.4.57.a) para obtener antenas de dos (Fig.4.57.b), cuatro (Fig.4.57.c) y ocho (Fig.4.57.d) capas. Las longitudes de las cuatro antenas son $L_1 = 20$ cm, $L_2 = L_1/2$, $L_4 = L_1/4$ y $L_8 = L_1/8$, y los grosores totales son $H_1 = h$, $H_2 = 2h$, $H_4 = 4h$ y $H_8 = 8h$ respectivamente. El resto de dimensiones son comunes para todos los casos: $W = 3$ mm, $h = 1.55$ mm, $a = h$, $b = 2h$ y $p = 1$ mm.

Para el estudio se comparan los resultados de la reactancia de entrada de la antena obtenida mediante simulaciones con la obtenida con el MLT (Fig.4.57.a-Fig.4.57.d).

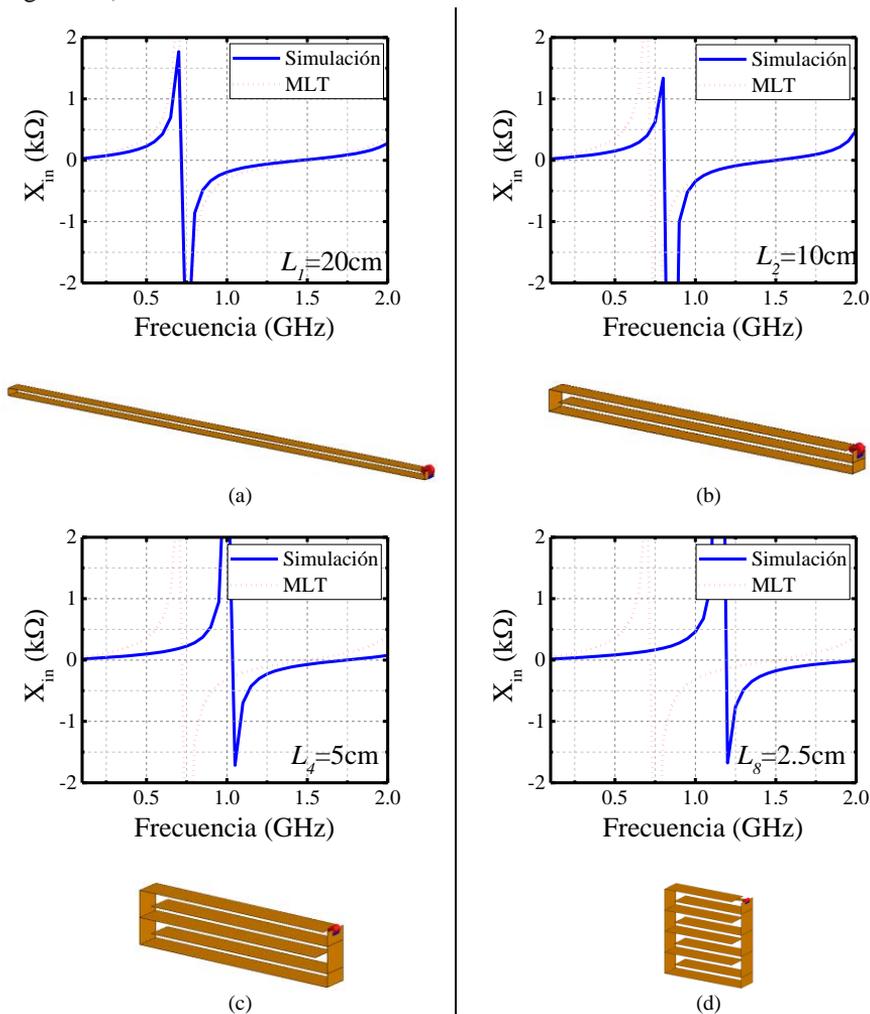


Fig.4.57: Comparación de los valores de la reactancia de entrada computada numéricamente y mediante el MLT para antenas parche de una (a), dos (b), cuatro (c) y ocho (d) capas y dimensiones: $W = 3$, $h = 1.55$, $a = h$, $b = 2h$ y $p = 1$.

La Fig.4.57.a muestra que el MLT predice con precisión la frecuencia de resonancia para la antena PIFA. Sin embargo, a medida que N aumenta (Fig.4.57.b, Fig.4.57.c y Fig.4.57.d), se observa un desplazamiento de la respuesta en frecuencia como consecuencia de los $N-1$ pliegues, no tenidos en cuenta en el modelo. En conclusión, si se desea mantener la misma frecuencia de resonancia, el hecho de doblar la antena no reduce la longitud de la misma a la mitad.

El modelado de las zonas en las que aparecen las discontinuidades (pliegues) puede realizarse mediante la adición de elementos concentrados al modelo de línea de transmisión. Debido a la imprecisión del MLT para estimar la frecuencia de resonancia para valores de N mayores que 1, en las siguientes secciones se procederá al uso de simulaciones de onda completa para el estudio de la estructura y el diseño de la antena.

4.8.2 Estudio comparativo

Con el fin de observar el efecto del sustrato en el rendimiento de la antena la antena se utilizan dos sustratos diferentes para el siguiente estudio: un sustrato con las características del espacio libre ($\epsilon_r = 1$ y $\tan\delta = 0$) y Arlon AD1000. El escenario de las simulaciones consiste un plano de masa infinito sobre el que se sitúa la antena.

En la Tabla X se muestran los resultados para los casos de $N = 1, 2, 4, 8$ y 16 . Las antenas comparadas han sido diseñadas con el objetivo de obtener adaptación conjugada con el AH4 en la banda europea de UHF. En consecuencia, la longitud no se reduce proporcionalmente con el número de pliegues si éste número no es, por lo menos, superior a 4. Este efecto es más acusado con el sustrato sin pérdidas que con el AD1000.

TABLA X COMPARATIVA DE TAMAÑO Y RANGO DE LECTURA DE ANTENAS CON DIFERENTE NÚMERO DE CAPAS ($W = 3$ MM Y $H = 3.1$ MM)

Número De capas	h (mm)	L (mm)		Rango de lectura (m)	
		Espacio libre	AD1000	Espacio libre	AD1000
1	3.1	63	47	4.5	4.4
2	1.55	58	33.5	4.5	4.3
4	0.77	44.5	19.8	4.4	4
8	0.38	28.8	10.1	4.6	3.4
16	0.19	15.7	5.1	4.3	2.6

La Tabla X también muestra que, en el caso del sustrato sin pérdidas, el alcance máximo no se ve afectado con el aumento de pliegues. Sin embargo, en el caso de un sustrato con pérdidas (aunque sean bajas) el número de pliegues máximo estará relacionado con el máximo alcance deseado.

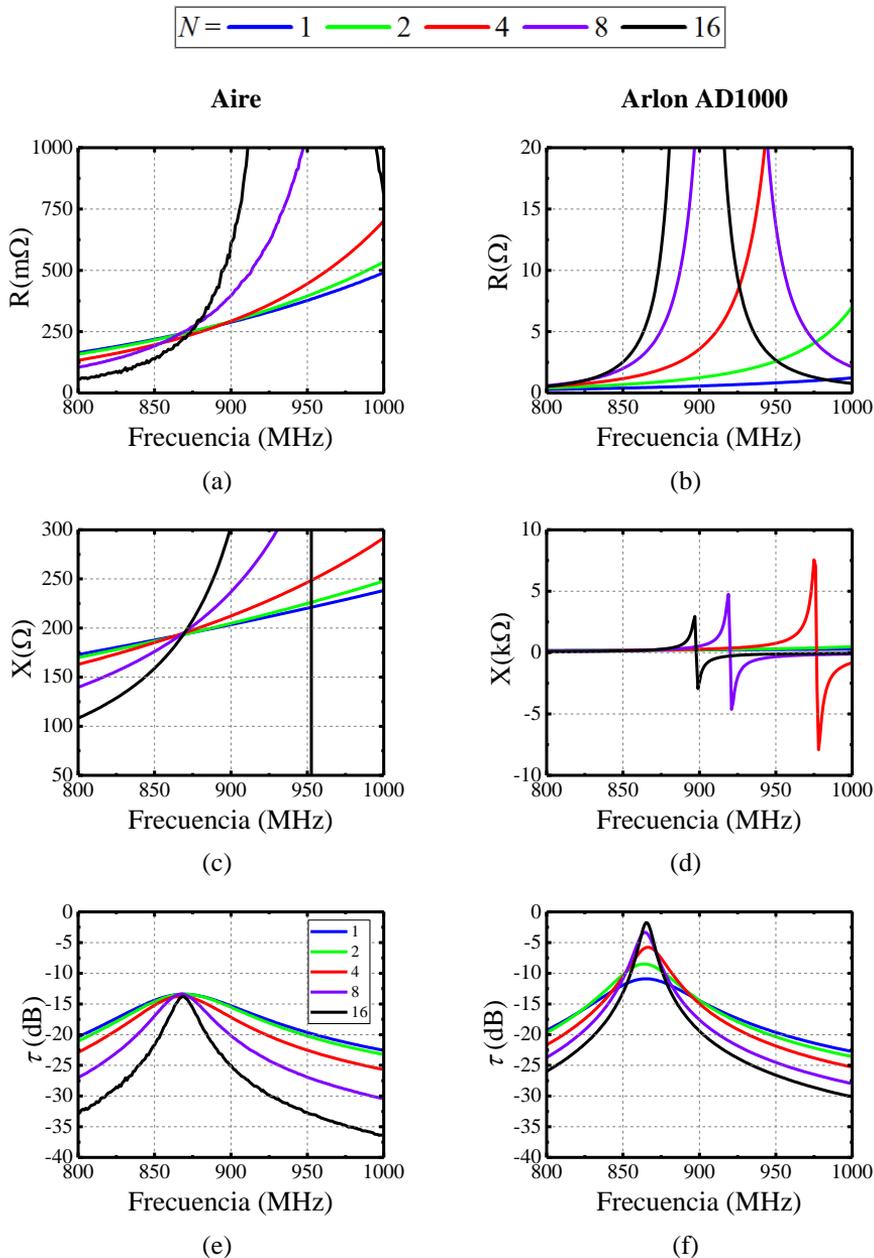


Fig.4.58: Valores de R_{in} , X_{in} y τ , para $N = 1, 2, 4, 8$ y 16 , obtenidos mediante simulaciones para estructuras montadas en aire (a, c, e) y AD1000 (b, d, f).

En la Fig.4.58, se ilustran los efectos comentados hasta el momento. El primer efecto a tener en cuenta es el producido por la no existencia de pérdidas en el sustrato (Fig.4.58.a). La consecuencia son valores de resistencia de la antena muy bajos, por lo que a pesar de conseguir el valor de reactancia necesario para la adaptación con el AH4 (Fig.4.58.c), la transferencia de potencia entre la antena y el μ -chip se reduce gravemente (Fig.4.58.e) en comparación con el sustrato con pérdidas (Fig.4.58.b, Fig.4.58.d y Fig.4.58.f).

Sin embargo, en ambos casos se observa como el ancho de banda disminuye al aumentar N (Fig.4.58.e y Fig.4.58.f) como consecuencia del efecto de la miniaturización en la impedancia de la antena. Concretamente, la reducción de la altura del sustrato (h) implica una disminución de la impedancia característica de la línea de transmisión formada entre cada par de conductores paralelos (Fig.4.54-Fig.4.56). Esto produce una disminución de la impedancia de entrada, a las frecuencias de resonancia, haciendo variar la pendiente de la reactancia de la antena (Fig.4.58.d) en su paso por la zona de adaptación conjugada con el AH4 ($X_{AH4}=j191\Omega$), generando curvas más abruptas para valores de N mayores.

Para la antena sin sustrato (aire), la ganancia se mantiene constante alrededor de 4.75 dB al aumentar el número de pliegues. Este resultado corresponde a una ranura pequeña en un plano de masa. Si la antena es pequeña y sin pérdidas $G = D$, y es lógico que la directividad sea constante. Sin embargo, para el caso del sustrato con pérdidas (Fig.4.59) se observa que la ganancia disminuye para la antena PIFA hasta 2 dB y que continúa disminuyendo con el número de pliegues.

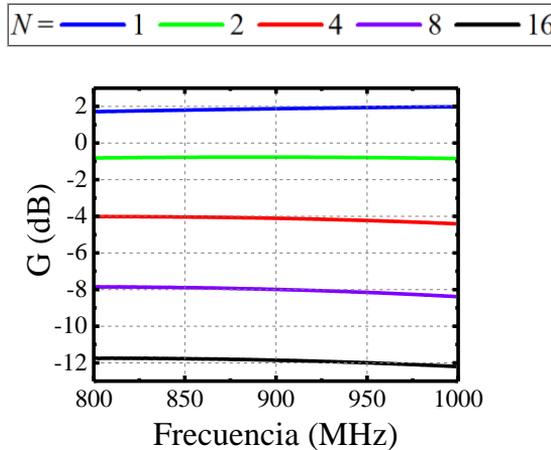


Fig.4.59: Valores de G para $N = 1, 2, 4, 8$ y 16 , obtenidos mediante simulaciones para estructuras montadas en AD1000.

Como era de esperar, el máximo del rango de lectura para el caso del sustrato sin pérdidas (Fig.4.60.a) se mantiene constante debido a que τ y G son constantes. En cambio, el rango de lectura correspondiente al sustrato Arlon, disminuye al

aumentar N (Fig.4.60.b), como consecuencia de que la mejora de transferencia de potencia (Fig.4.58.f) no es suficiente para compensar la disminución de ganancia (Fig.4.59).

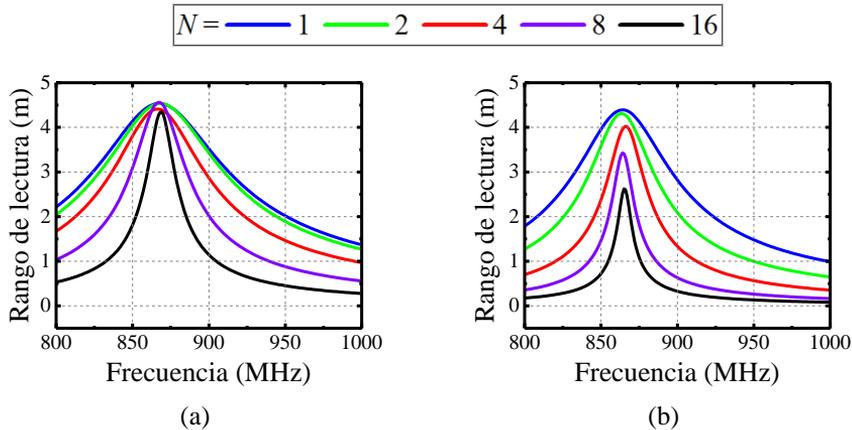


Fig.4.60: Valores del rango de lectura, para $N = 1, 2, 4, 8$ y 16 , obtenidos mediante simulaciones para estructuras montadas en aire y AD1000.

En conclusión, el proceso de miniaturización según esta técnica conlleva el beneficio de reducir la longitud de la antena mucho más que los diseños actuales del estado del arte. Sin embargo, presenta los siguientes inconvenientes: disminución del ancho de banda, reducción del rango de lectura dependiendo de las pérdidas del sustrato y aumento en la complejidad del proceso de fabricación.

Dentro de ese compromiso de complejidad, prestaciones y reducción de tamaño finalmente se opta por utilizar una antena formada por cuatro capas como la de la Fig.4.52. En esta configuración cabe esperar una ligera disminución del alcance y el ancho de banda, a la vez que se consigue reducir el tamaño de la antena a un 42% del tamaño inicial. Las dimensiones finales de la antena, que será utilizada en posteriores simulaciones, en la fabricación del prototipo y en las medidas realizadas, se detallan en la Tabla XI.

TABLA XI DIMENSIONES DE LA ANTENA (EN MM)

L	H	W	h	p	b	a
20.5	2.56	3	0.64	1	1.28	0.64

4.8.3 Fabricación y medidas

Mediante el uso de una máquina fresadora, se fabrican las cuatro capas de la Fig.4.61. Se realiza el fresado de las ranuras de dimensiones a y b . Posteriormente

se unen las capas mediante cinta de cobre. Finalmente se suelda el μ -chip en la parte superior de la antena.

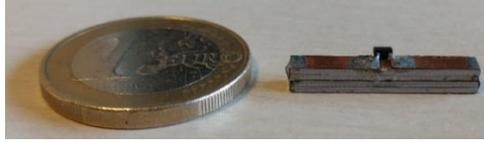


Fig.4.61: Prototipo fabricado al lado de una moneda de un Euro, donde se puede observar la diferencia en el grosor de la antena en ambos extremos debida a las soldaduras de unión entre las tiras de cobre y las metalizaciones.

Visto con el microscopio, el proceso manual de corte de los segmentos de cinta de cobre que unen las metalizaciones de las capas conlleva un número elevado de imperfecciones, tales como fragmentos de la tira obstruyendo parte del lateral de la antena o ligeros desplazamientos en la posición de las capas, que más allá de modificar la frecuencia de operación, pueden resultar en una disminución de la eficiencia de la antena causada por el aumento de las pérdidas.

4.8.3.1 Impedancia de entrada

La medida de la impedancia de entrada se toma con la antena colocada sobre una placa metálica de 20 x 20 cm². La medida se realiza siguiendo el procedimiento explicado en la sección 2.7.2.2.

Las Fig.4.62.a y Fig.4.62.b muestran los resultados de la medición de la impedancia de entrada en comparación con los valores de simulación. En Fig.4.62.a se aprecia un aumento de la resistencia de entrada como resultado del aumento de las pérdidas debidas al proceso de fabricación. Esto provoca la disminución de la ganancia, aunque mejora la transmisión de potencia, como muestran la Fig.4.62.c. Se puede observar que la frecuencia de operación no ha variado prácticamente, por lo que la antena está bien adaptada a la frecuencia de operación (865-868MHz, banda UHF europea), y que el ancho de banda del prototipo ($BW_{\tau=-3dB}$) es de 28 MHz.

4.8.3.2 Rango de lectura

Los valores del rango de lectura se obtienen a través de las mediciones de la potencia de activación (P_{to}) dentro de la cámara anecoica de la Fig.4.63. Los valores de P_{to} se toman a una distancia de 1.66 m para diferentes valores de W_{obj} , y L_{obj} se fija en 18 cm. Los resultados se muestran en la Tabla XII. Los valores obtenidos son consistentes con las predicciones de las simulaciones de la Fig.4.7 donde se obtienen rangos de lectura más altos para anchuras de objeto más pequeñas.

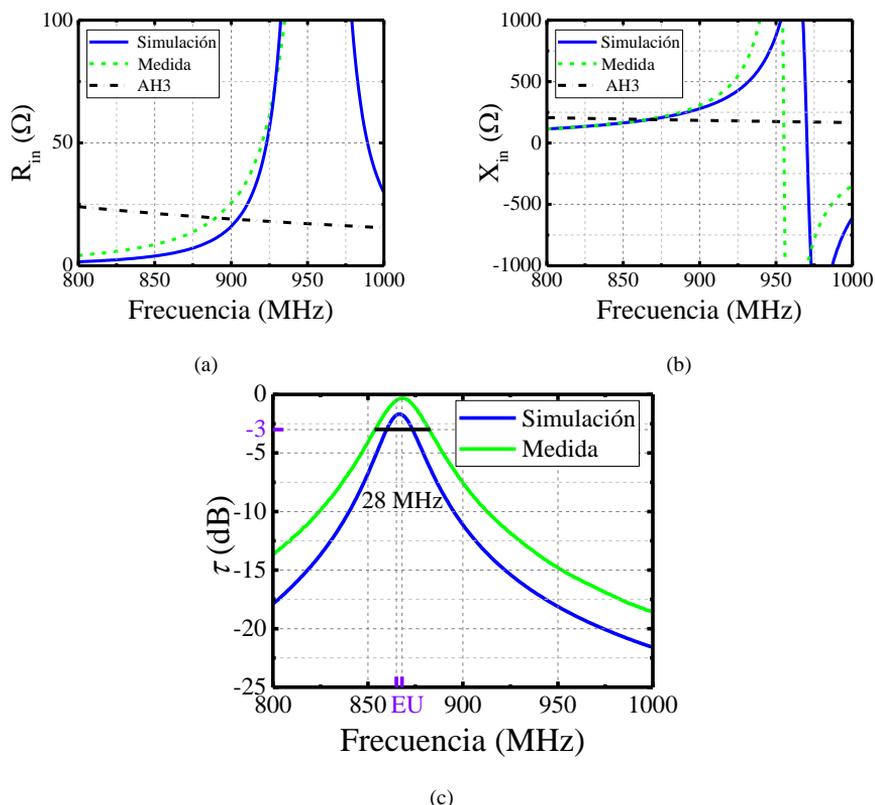


Fig.4.62: Valores de simulación y medida de la impedancia de entrada de la antena en comparación con la impedancia del μ -chip, a) Resistencia, b) Reactancia, y c) del coeficiente de transmisión de potencia.

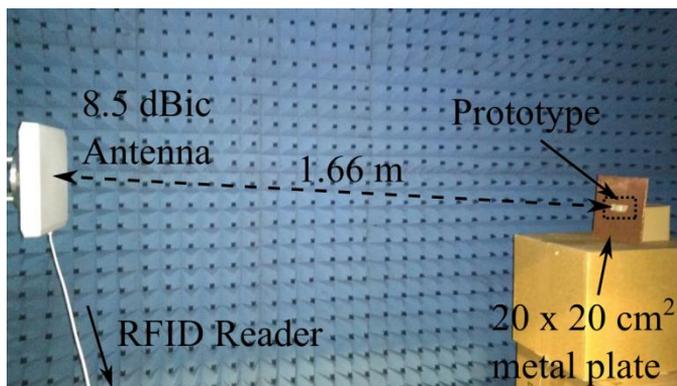


Fig.4.63: Set-up de medida de la potencia de activación.

Las medidas realizadas en la cámara anecoica garantizan un rango de lectura de 3.3 metros para una placa metálica de 20 x 20 cm². En un escenario real (laboratorio) se han conseguido rangos de lectura de hasta 4.4 metros.

TABLA XII MEDIDAS DEL RANGO DE LECTURA SOBRE OBJETOS DE DISTINTOS TAMAÑOS

Ancho de objeto (cm)	P_{10} (dBm)	$G\tau$ (dB)	Rango de lectura (m)
20	25	-11.4	3.3
5	23.5	-9.9	4
2	17	-3.4	8.5
1	14.5	-0.9	11.2

4.9 Conclusiones del capítulo

Para finalizar, se procede a remarcar las contribuciones originales realizadas en el marco de la tesis al diseño de antenas parche para aplicaciones en RFID.

En las secciones 4.4 y 4.6 se ha presentado y validado una técnica que permite la resintonización de antenas de tipo parche a diferentes frecuencias que ayuda a solucionar problemas diversos como son la utilización de etiquetas en países con bandas de frecuencias diferentes, el empleo de etiquetas en objetos de distintos tamaños y la utilización de diferentes μ -chips con la misma. El mecanismo, para ajustar la impedancia de entrada de la antena, consiste en variar la longitud de una línea de transmisión que se adhiere sobre el/los parche/s.

El uso de un material de muy bajo coste para la fabricación de la línea de transmisión representa un incremento insignificante en el coste total de la etiqueta. Los diseños presentados en las secciones 4.4 (PAC) y 4.6 (PIFA) han demostrado ser buenas soluciones para el etiquetado de objetos metálicos de varios tamaños.

En la sección 4.5, se investiga la posibilidad de usar una antena PAC para la identificación de personas. Pero, a pesar de que el diseño consigue los alcances requeridos, las dimensiones finales de la antena exceden las de los requerimientos impuestos por la aplicación.

En la sección 4.7, se ha propuesto una solución para la identificación de pacientes en instalaciones hospitalarias mediante cintas identificativas, que cumple con la mayoría de requisitos. Sin embargo, aún queda por conseguir reducir el coste de la etiqueta por lo que es necesario seguir buscando soluciones basadas en diseños distintos. Con esa finalidad, en el siguiente capítulo se estudia la posibilidad de usar antenas helicoidales en modo normal (NMHA) para conseguir antenas de menor tamaño y coste.

En la sección 4.8 se propone una solución para el etiquetado de herramientas, joyas, instrumentos electrónicos, etc. El elevado grado de miniaturización conseguido, en la antena PAC propuesta, facilita enormemente su emplazamiento

en objetos de dimensiones reducidas. Este diseño, consigue una relación alcance/tamaño considerablemente mayor que las etiquetas existentes en la literatura actual.

5

Antenas helicoidales

Las antenas helicoidales (AH) son configuraciones simples y prácticas [37]. Las primeras apariciones en la literatura de antenas con estructuras helicoidales datan del año 1947 ([106] y [107]). Desde entonces, han sido ampliamente usadas en aplicaciones tales como antenas de televisión [108], comunicaciones por satélite [109], telefonía móvil [110], comunicaciones WLAN [111], y, durante esta última década, se ha extendido su uso a diversas aplicaciones de RFID (0, [112] y [113]).

Este tipo de antenas tiene la capacidad de adoptar diferentes formas, tamaños y/o relaciones de aspecto manteniendo la misma frecuencia de operación. Esto es posible gracias a que los parámetros geométricos (Fig.5.1) están relacionados mediante un par de ecuaciones [37], que varían dependiendo de la forma de la hélice (cilíndrica, rectangular, triangular, etc.).

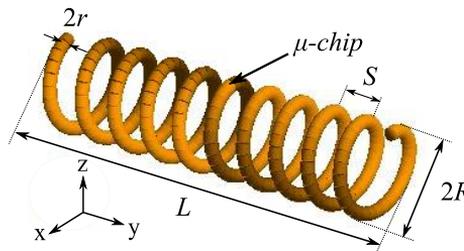


Fig.5.1: Parámetros geométricos de una antena helicoidal cilíndrica con $N = 10$ vueltas [37].

Como ya se ha comentado en la sección 1.6, uno de los objetivos principales de esta tesis es la reducción de tamaño de las antenas, usadas en etiquetas de RFID, para adaptarlas a diferentes tamaños de objetos y cintas identificativas. Por ello, las dimensiones de las antenas deben ser pequeñas en comparación con la longitud de onda en el vacío. En estas circunstancias, la antena helicoidal opera en modo normal (NMHA, del inglés “normal mode helical antenna”). El diagrama de radiación de una NMHA, en espacio libre, tiene el máximo en un plano

perpendicular al eje de la hélice, tiene forma toroidal (Fig.5.2) y su polarización depende de la relación de aspecto.

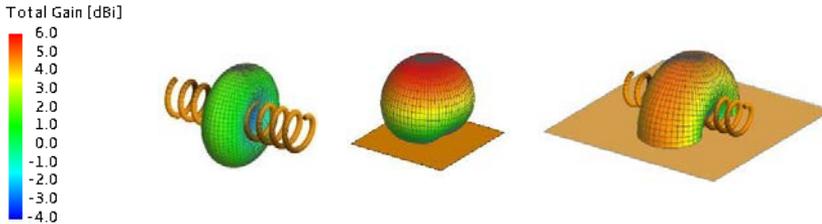


Fig.5.2: Diagrama de radiación de ganancia a 867 MHz: en espacio libre, sobre un plato de 20 x 20 cm² y en un plano de masa infinito.

En la Tabla XIII se mencionan las principales ventajas y desventajas del uso de NMHA en etiquetas de RFID.

TABLA XIII VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LAS ANTENAS HELICOIDALES PARA ETIQUETAS DE RFID

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> • Relación de aspecto variable para una misma frecuencia de operación. • Capacidad para obtener diseños de bajo perfil. • Ligeras de peso. • Coste de fabricación bajo. • Polarización lineal, elíptica o circular, simplemente variando los parámetros geométricos. 	<ul style="list-style-type: none"> • Banda estrecha. • Ganancia moderada. • Pérdidas por desacoplamiento de polarización producidas por cambios en la polarización de la antena debidos a cambios en el escenario. • Sobre objetos metálicos: necesidad de un separador para evitar cortocircuitar la antena.

Además, en los diseños publicados hasta el momento de etiquetas de RFID con antenas helicoidales, [64]-[67], [112] y [113] entre otros, no se utilizan sustratos dieléctricos para la fabricación de las mismas, aunque como se verá posteriormente, es posible adaptar la estructura a la forma del sustrato con todas las repercusiones que esto conlleva (reducción de tamaño de la antena y disminución de la eficiencia de radiación).

A continuación, se realiza el estudio de la estructura helicoidal para su uso en el etiquetado de objetos metálicos. En los siguientes apartados se presentan dos diseños de NMHA para etiquetas de RFID usadas sobre objetos metálicos, y en

pulseras para la identificación y el seguimiento de pacientes en el interior de entornos hospitalarios.

5.1 Modelo de N-dipolos y N-espiras

Una antena helicoidal operando en el modo normal puede modelarse, aproximadamente, como N espiras pequeñas y N dipolos cortos conectados en serie, como en la Fig.5.3 [37]. En espacio libre, las contribuciones de campo lejano de dichas espiras y dipolos son ortogonales entre ellas y están en cuadratura de fase.

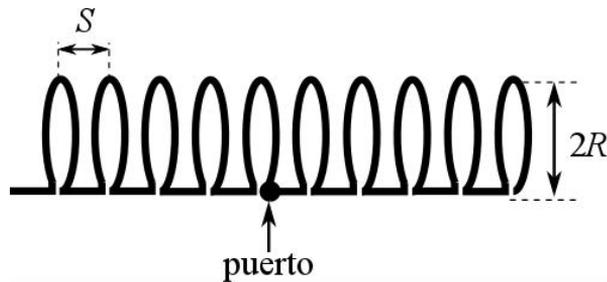


Fig.5.3: Modelo de una antena helicoidal cilíndrica con $N = 10$ vueltas [37].

En conclusión, la antena puede tener polarización lineal, elíptica o circular, dependiendo de la relación entre la sección cruzada de la hélice (el área de las espiras, A) y la longitud de los segmentos rectos (S) [37]. Diferentes escenarios de aplicación producen efectos distintos sobre la polarización de la antena, por lo que, en tiempo de diseño se deberá tener en cuenta el efecto del desacoplamiento de polarización en el cálculo del rango de lectura final.

5.2 Efecto de un plano de masa

En esta sección se pretende justificar el comportamiento en términos de campo radiado de una NMHA, a una distancia $d \ll \lambda$, sobre un plano de masa

Si situamos una NMHA cilíndrica paralela a un plano de masa, como en la Fig.5.4.a, se puede utilizar la teoría de imágenes para obtener la estructura de la Fig.5.4.b (mediante un procedimiento similar al detallado en la sección 3.2). En este escenario, las corrientes que circulan por cada pareja de dipolos de la antena fuente y de la antena imagen tienen aproximadamente la misma magnitud pero fases opuestas, por lo que la contribución de los $2N$ dipolos al campo radiado es prácticamente nula. No es así para el caso de las espiras, para las cuales la corriente que circula por ellas, en cada pareja fuente-imagen, genera un momento dipolar magnético con la misma dirección y sentido. En consecuencia, la contribución de

las $2N$ espiras al campo radiado se suma en fase. Además, la polarización de la antena en estas condiciones es esencialmente lineal.

Por lo tanto, una antena helicoidal sobre un plano de masa se puede modelar como una agrupación bidimensional de $2 \times N$ espiras próximas entre sí, y el campo radiado por dicha antena se puede calcular como la superposición de los campos radiados por cada espira individual.

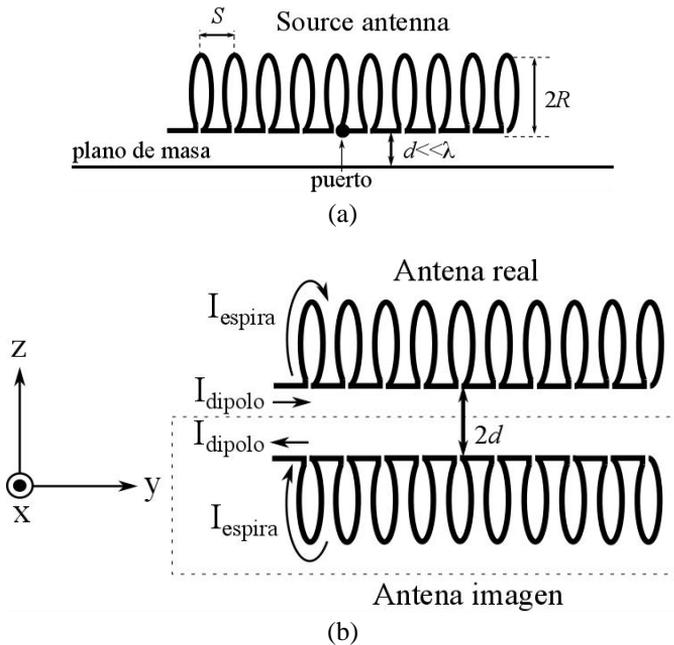


Fig.5.4: Transformación del modelo de N -espiras y N -dipolos a causa del efecto del plano de masa.

5.3 NMHA cilíndrica

Para este diseño se utiliza una estructura helicoidal comercial (ANT-433-HETH) [114] con forma cilíndrica utilizada para su montaje sobre PCBs en aplicaciones a 433 MHz. La geometría de la antena se ilustra en la Fig.5.1. El prototipo consiste en dos hélices que se conectan a cada terminal del μ -chip. Puesto que la mayoría de parámetros vienen determinados por la estructura utilizada, el proceso de diseño se basa en encontrar la longitud de antena (L) para la que se obtiene adaptación conjugada con el AH3 en la banda europea. Los valores de los parámetros geométricos del diseño se detallan en la Tabla XIV.

TABLA XIV DIMENSIONES DE LA ANTENA (EN MM)

<i>L</i>	<i>R</i>	<i>S</i>	<i>N</i>	<i>r</i>	<i>a</i>
33	3.8	3.3	10	0.6	0.64

5.3.1 Fabricación y medidas

Los brazos de la antena se construyen utilizando las estructuras helicoidales de [114]. El proceso de fabricación consiste en recortar los extremos de ambos brazos a la distancia necesaria para obtener la impedancia deseada. Posteriormente se sueldan ambos brazos a los terminales del AH3, como en la Fig.5.5.



Fig.5.5: Prototipo de la antena helicoidal cilíndrica.

5.3.1.1 Impedancia de entrada

Las medidas de impedancia y del coeficiente de transmisión de potencia (Fig.5.6) se realizan sobre un plato metálico de 20 x 20 cm², a una distancia (*d*) de 1 mm del mismo, siguiendo el procedimiento detallado en la sección 2.7.2.2. En las Fig.5.6.a y Fig.5.6.b se puede observar que la antena está perfectamente adaptada en la banda europea y que presenta un ancho de banda de 28 MHz.

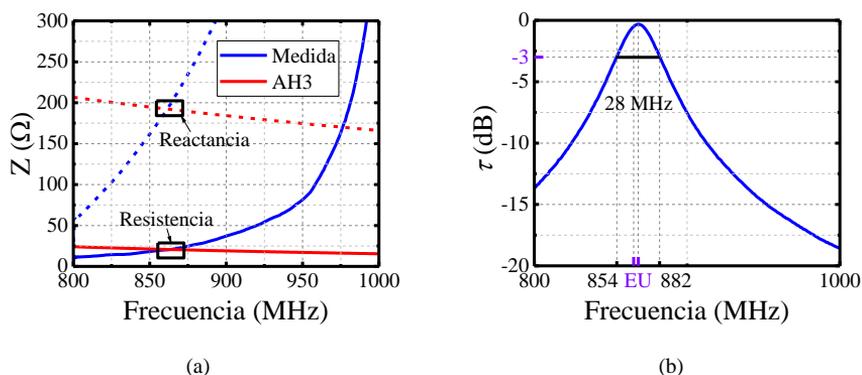


Fig.5.6: a) Medida de la impedancia de entrada y b) el coeficiente de transmisión de potencia.

5.3.1.2 Rango de lectura

La medición del rango de lectura se realiza durante el periodo correspondiente a la estancia en el Pervasive Electromagnetics Lab [35]. El lector disponible en el

laboratorio (m5e [56]) permite realizar un barrido en frecuencia de la potencia de activación a una distancia fijada previamente. Posteriormente, se calculan la ganancia realizable y el rango de lectura a partir de (2-8) y (2-5) respectivamente. La etiqueta se sitúa paralela a un plato metálico de $20 \times 20 \text{ cm}^2$ como el de la Fig.5.7 y a una distancia de 1 mm para evitar cortocircuitar la antena con la placa metálica.

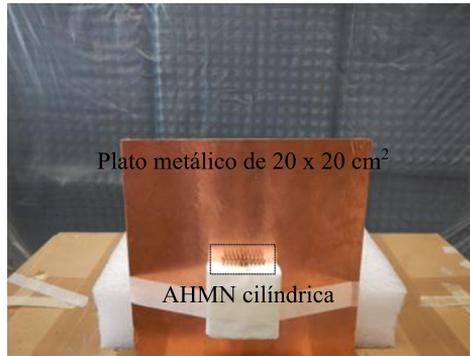


Fig.5.7: Set-up de medida de P_0 de la etiqueta sobre un plato metálico de $20 \times 20 \text{ cm}^2$.

En la Fig.5.8 se extrae el valor de $G\tau$, con un resultado de -5 dB en la banda europea. En la Fig.5.8 se observa principalmente una reducción en el ancho de banda de la antena fabricada en comparación con la simulación, que puede ser debida al proceso de fabricación mismo. Puesto que el prototipo se fabrica manualmente, resulta bastante complicado soldar la estructura al $\mu\text{-chip}$ manteniendo la simetría y la posición relativa de un brazo de la hélice con el otro, cuyos ejes deberían encontrarse en una misma recta.

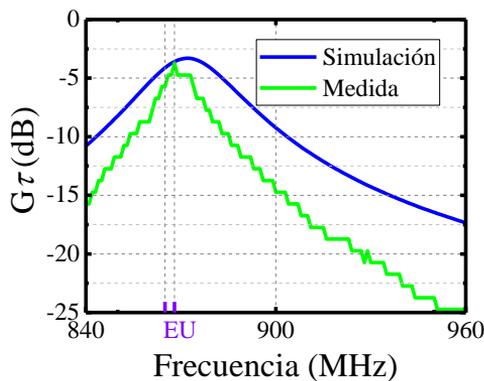


Fig.5.8: Medidas de $G\tau$ en el escenario de la Fig.5.7.

En la figura Fig.5.8 se muestran los resultados de las medidas de rango de lectura para diversos valores de d . Como puede observarse, se obtienen alcances

mayores a los 10 metros, lo cual es un buen resultado teniendo en cuenta el coste de la estructura. Por otro lado, es cierto que la etiqueta no cumple los requisitos de bajo perfil establecidos en este documento a valores inferiores a los 3 mm.

Como resultado adicional, al variar la separación de la antena y el objeto metálico se aprecia un desplazamiento de la frecuencia de operación, la cual aumenta directamente con la separación del objeto metálico. El segundo fenómeno destacable es que pequeñas modificaciones de d no afectan al valor del máximo del rango de lectura. Esto se debe a que la ganancia realizable de la etiqueta se mantiene prácticamente constante para estos valores.

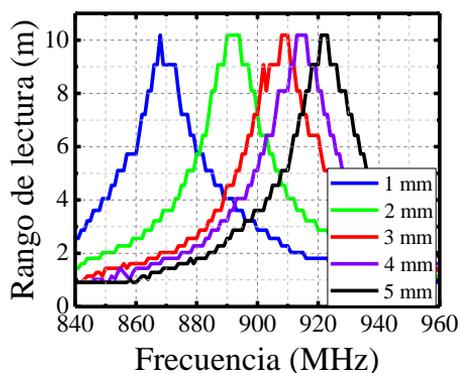


Fig.5.9: Medidas del rango de lectura para diferentes separaciones ($d = 1, 2, 3, 4$ y 5 mm) entre la etiqueta y el plano de masa.

5.4 NMHA rectangular para cintas identificativas

La siguiente solución propuesta como antena para cintas identificativas consiste en una NMHA rectangular. En este caso se pretende conseguir disminuir el tamaño de la antena con respecto al apartado 4.7 y reducir el coste de fabricación todo ello manteniendo rangos de lectura superiores a los 2 m. Para ello se empleará un sustrato de bajo coste como elemento estructural donde montar la antena helicoidal. La Fig.5.10 ilustra la geometría propuesta para la cinta identificativa sobre un ortodro para modelar un brazo humano. La cinta identificativa está compuesta por una antena helicoidal rectangular montada sobre una cinta de cobre y separada de ella por una lámina de sustrato de polietileno (PET).

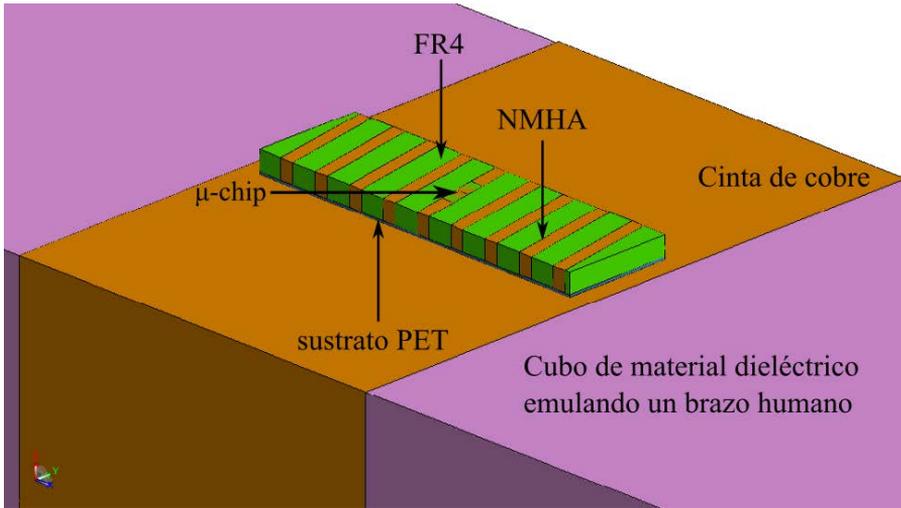


Fig.5.10: Geometría de la cinta identificativa propuesta.

5.4.1 Diseño de la antena y simulaciones

Los dos objetivos de diseño son conseguir la adaptación conjugada con la impedancia del μ -chip AH3 [43] y maximizar la ganancia de la antena. Dado que la *PIRE* en la banda UHF de la UE es de 35 dBm y la sensibilidad del AH3 es -18 dBm, a partir de (2-5) se puede determinar que la ganancia realizable de la cinta identificativa debe ser mayor de -16 dB.

Los elementos empleados en la construcción de la cinta son:

1. la antena helicoidal montada sobre un sustrato FR4 ($\epsilon_r = 4.5$, $\tan \delta = 0.02$) de 1.55 mm de grosor.
2. un elemento separador de PET ($\epsilon_r = 2.3$, $\tan \delta = 2 \cdot 10^{-4}$) de 140 μm de grosor para evitar el cortocircuito entre la antena y la cinta de cobre.
3. una cinta de cobre de 29 x 110 mm^2 y 35 μm de grosor, para mejorar el aislamiento con el cuerpo humano.

A partir de los resultados obtenidos en el apartado 4.7, se han reducido las dimensiones del modelo del brazo humano tomando valores cercanos al peor caso (circunferencias de muñeca pequeña [25]). Los nuevos valores de tamaño del ortoedro son 200 x 45 x 25 mm^3 . Las características dieléctricas del material son $\epsilon_r = 42$ y $\sigma = 0.99$ S/m [103].

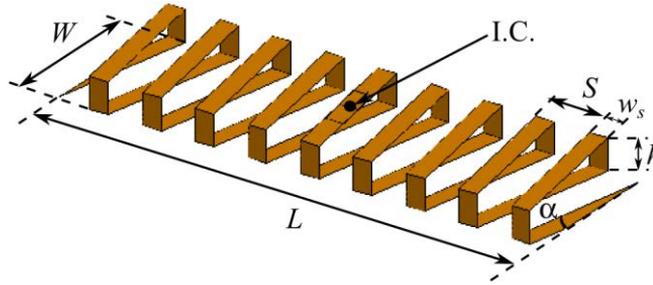


Fig.5.11: Parámetros geométricos de la hélice rectangular.

Los parámetros geométricos de la NHHA se muestran en la Fig.5.11. Dado que la NMHA es una antena pequeña, el volumen (dimensiones L , W y h) se maximiza para optimizar la ganancia. L y h están limitadas por la anchura de la pulsera y el espesor del sustrato FR4 respectivamente, por lo que se establece $L = 26$ mm y $h = 1,55$ mm. A continuación, se determina el ancho (W) mínimo que da como resultado una ganancia realizable mayor de -16 dB. La Fig.5.12 muestra los resultados de simulación del diagrama de ganancia para $W = 8$ mm. También se ha comprobado que la ganancia no cambia significativamente con los parámetros N y S , por lo que en este primer paso no es necesario ajustar estos valores con precisión.

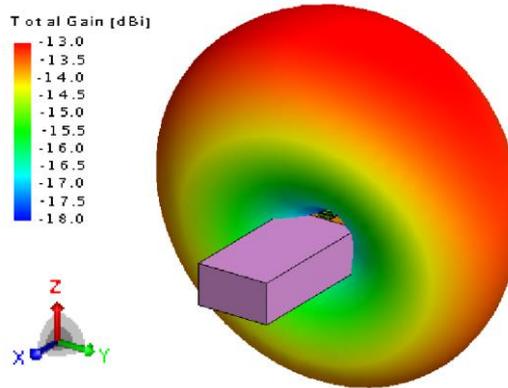


Fig.5.12: Patrón de radiación de ganancia a 868 MHz ($L = 26$ mm, $W = 8$ mm, $h = 1.55$ mm, $w_s = 1$ mm, $S = 2.85$ mm y $N = 8.8$).

Una vez determinado el volumen de la antena, en el siguiente paso se encuentra la longitud de la tira de cobre (L_T) que nos permitirá compensar la reactancia del μ -chip. Para una antena helicoidal de sección rectangular, la longitud total de la tira (L_T) se relaciona con los parámetros de la Fig.5.11 a través de

$$L_T = N \left(\sqrt{4W^2 + S^2} + 2h \right) \quad (5-1)$$

Además, la relación entre el espaciado (S), el número de vueltas (N) y el ancho de tira (w_s) deben satisfacer que

$$L = NS + w_s \quad (5-2)$$

Por lo tanto, como w_s es pequeño en comparación con L , para un volumen dado, se debe encontrar la combinación de N y S que permita obtener la impedancia conjugada del μ -chip. La Fig.5.13 muestra la variación de la impedancia de entrada de un NMHA para diferentes pares de N y S .

Cabe mencionar que, el diseño propuesto, no requiere del sistema de alimentación usado en [65] ya que se consigue de forma natural la adaptación conjugada con la impedancia del μ -chip, de esta forma se reduce significativamente el volumen de la antena.

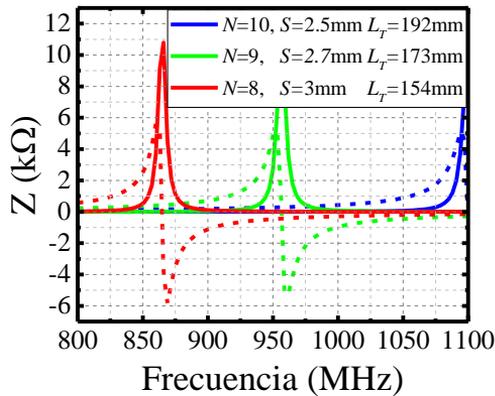


Fig.5.13: Valores de simulación de la impedancia de entrada de la antena con $L = 25.6$ mm, $W = 8$ mm, $h = 1.55$ mm, $w_s = 1$ mm y variaciones en N , S y L_T . Las líneas discontinuas y continuas se corresponden con la parte real e imaginaria, respectivamente.

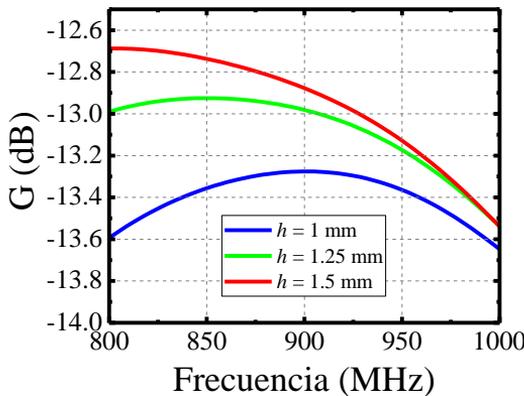


Fig.5.14: Valores de simulación de la ganancia de la antena para diferentes valores de h con $L = 25.6$ mm, $W = 8$ mm, $S = 2.7$ mm, $N = 9$, $w_s = 1$ mm.

La Fig.5.14 muestra que, como era de esperar, un aumento de h produce una mejora de la ganancia. Sin embargo, de acuerdo con la Fig.5.13, un aumento de L_T desplazará la respuesta de impedancia a frecuencias mayores, por lo tanto, N y S deben ser reajustados en consecuencia para mantener la misma frecuencia de operación.

5.4.2 Fabricación y medidas

Después de algunas iteraciones del proceso descrito en la sección anterior se obtiene el prototipo mostrado en la Fig.5.15. El prototipo se fabrica mediante el fresado de las caras superior y posterior de la antena. A continuación, se utiliza tira de cobre, de 1 mm de ancho, para soldar una a una las líneas de cobre de la cara superior con las de la cara posterior. Finalmente, se suelda el chip en el espacio reservado para ello.

Las dimensiones del prototipo final se muestran en la Tabla XV. La longitud de la tira de cobre (L_T) que forma la hélice, se ajusta después de la fabricación para una adaptación óptima de impedancia.



Fig.5.15: Prototipo de cinta identificativa fabricado.

TABLA XV DIMENSIONES DE LA ANTENA (EN MM)

L	W	h	S	N	w_s
26	8	1.55	2.85	8.8	1

5.4.2.1 Impedancia de entrada

La medida de la impedancia de entrada de la antena balanceada se realiza siguiendo el procedimiento descrito en la sección 2.7.2.2. La Fig.5.16 muestra una imagen del set-up de medida.

La medida de la impedancia de entrada de la antena y la impedancia de entrada del AH3 se muestran en las Fig.5.17.a y Fig.5.17.b. Aunque la parte real no coincide perfectamente en la banda UHF de la UE, la parte imaginaria se cancela de modo que el coeficiente de transmisión de potencia resultante es $\tau = -0.6$ dB (Fig.

5.18). Por lo tanto, la ganancia y la ganancia realizable serán aproximadamente iguales en esta banda.

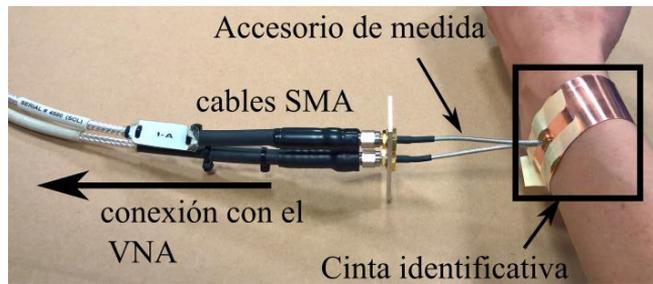


Fig.5.16: Set-up de medida de la impedancia de entrada de la antena.

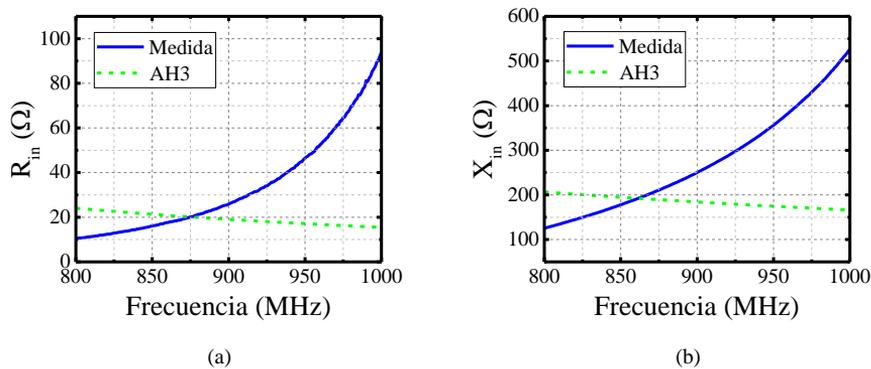


Fig.5.17: Medida de la impedancia de entrada de la antena y la impedancia del AH3: a) resistencia y b) reactancia.

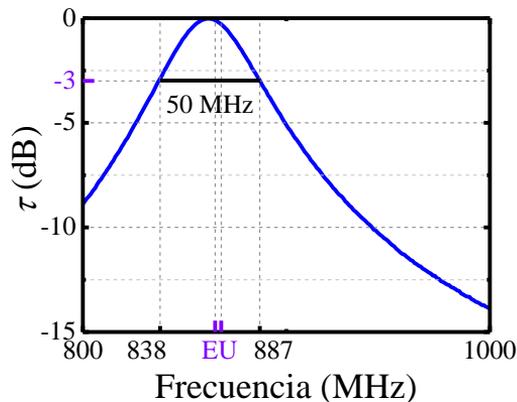


Fig.5.18: Medida de la impedancia de entrada de la antena y la impedancia del AH3.

Si asumimos que la ganancia de antena es aproximadamente constante en un rango de frecuencias de algunas decenas de MHz (Fig.5.14), el ancho de banda de la antena puede estimarse a partir del coeficiente de transmisión de potencia. La Fig.5.18 muestra un ancho de banda más que suficiente para cubrir los 3 MHz de la

banda europea de UHF. El ancho de banda para $\tau = -3$ dB es de 50 MHz, resultado que aumenta considerablemente en comparación con los otros diseños helicoidales, cosa que era de esperar a causa del aumento de las pérdidas producidas por la proximidad del cuerpo humano.

5.4.2.2 Rango de lectura

La medida de la potencia de activación se repite para cuatro sujetos diferentes con distintos tamaños de circunferencia de muñeca, de esta manera se evalúa la robustez de la solución para diferentes constituciones físicas. También se han considerado tres posiciones de brazo (Fig.5.19) para evaluar diferentes posiciones en las que se puede encontrar un paciente al entrar en la línea de visión de la antena del lector.



Fig.5.19: Posiciones del brazo para las medidas de rango de lectura de la tabla TABLA XVI: P1, P2 and P3 de izquierda a derecha.

TABLA XVI MEDIDA DEL RANGO DE LECTURA EN CUATRO SUJETOS DISTINTOS EN LAS POSICIONES DE LA Fig.5.19

Sujeto	Circunferencia de la muñeca (cm)	Rango de lectura (m)		
		P1	P2	P3
#1	13.5	2.2	2.8	2.5
#2	16.5	2.4	2.1	2
#3	18	2	2	2
#4	20	2.2	2.2	2

A partir de la potencia de activación a una distancia fija, se calcula la ganancia realizable (2-8) y a partir de (2-5) se calcula el alcance máximo o rango de lectura de la pulsera. Los resultados se resumen en la TABLA XVI donde queda constancia de que se obtiene el mínimo rango de lectura especificado por la aplicación (2 m) en todos los casos.

5.5 Conclusiones del capítulo

En este capítulo se ha estudiado el uso de NMHAs en objetos metálicos y en cintas identificativas. La antena presentada en la sección 5.3 ha servido como punto de partida para el diseño de una NMHA rectangular, de bajo perfil, bajo coste y tamaño de la huella muy reducido. Las medidas confirman que el diseño propuesto consigue rangos de lectura superiores a los 2 metros. Para demostrar la robustez de la solución presentada, las medidas de alcance se han tomado en individuos de distintas complejones y en posiciones diferentes.

En resumen, el prototipo presentado cumple con todos los requisitos impuestos por la aplicación. Además, el uso de NMHAs ha demostrado ser una buena solución para el etiquetado de materiales de altas pérdida, como el cuerpo humano.

6

Comparativa de los prototipos

El presente capítulo tiene como finalidad comparar las prestaciones de los diseños propuestos en los capítulos 4 y 5. La revisión del estado del arte del capítulo 3 se utiliza como marco de referencia para las comparaciones entre etiquetas para objetos metálicos. A continuación se realiza la comparación entre los diseños presentados en esta tesis para cintas identificativas.

Para facilitar referirnos a los diseños de los capítulos 4 y 5, se utilizará la siguiente nomenclatura: *tipo_de_antena-nº_de_sección*, p. ej. PAC-4.5 se corresponde con la antena de parches acoplados presentada en la sección 4.5.

6.1 Etiquetado de objetos metálicos

La Tabla XVII muestra los resultados de los diseños presentados en los capítulos 4 y 5, para una comparación directa con los diseños del estado del arte (Tabla II). Los resultados rango de lectura de todos los diseños han sido recalculados para que correspondan a los valores de *PIRE* de 4 W y P_s de -18 dBm, suponiendo total acoplamiento de polarización.

En primer lugar, se dividen los diseños de la Tabla XVII en dos grupos: los diseños que presentan valores de ka cercanos a 0.65 y diseños con un valor de ka alrededor de 0.3.

En el primer grupo, con valores de ka cercanos a 0.65 incluiremos los diseños de [60], [70], [72] y [76] para ser comparados con la antena PAC-4.4. Las referencias [60] y [72] merecen ser incluidas en este grupo, aunque en términos de rango de lectura distan bastante del resto, por conseguir alcances razonables para etiquetas tan delgadas. Las referencias [70] y [76], en cambio, consiguen rangos de

lectura ligeramente superiores a la PAC-4.4, aunque [76] utiliza un sustrato de muy bajas pérdidas, lo cual mejora la eficiencia de la antena. Sin duda, el diseño presentado en [70] proporciona unas dimensiones muy reducidas consiguiendo alcances elevados en comparación al resto de los diseños del grupo. Sin embargo, la posibilidad de sintonizar la frecuencia de operación, mediante el simple mecanismo consistente en recortar una delgada línea de transmisión, convierte el diseño PAC-4.4 en una solución muy versátil para el mercado actual.

TABLA XVII COMPARATIVA DE LOS DISEÑOS PRESENTADOS PARA OBJETOS METÁLICOS.

	PAC-4.4	PIFA-4.6	PAC-4.8	NMHA-5.3
Huella de la etiqueta (mm²)	73 x 25	33.5 x 30	20.5 x 3	33 x 8.6
Grosor de la etiqueta (mm)	3.2	3.2	2.56	7.6
ka	0.7	0.4	0.19	0.31
Tamaño del Objeto metálico (cm²)	20 x 20			
Rango de lectura (m)	10.5	5.5	2.7	11
BW_{τ = -3dB} (MHz)	36	24	28	28
Sustrato	FR4	FR4	Arlon AD1000	Aire
ε_r / tan δ	4.5 / 0.02	4.5 / 0.02	10.2 / 0.0023	
Diseños comparados	[60], [70], [72] y [76]	[73]	[61], [63] y [77]	[66]

En cuanto al segundo grupo (*ka* alrededor de 0.3) se comparan los diseños PIFA-4.6, NMHA-5.3 y PAC-4.8 con las referencias [61], [63], [66], [73] y [77].

Tras la inspección de [73] se llega a la conclusión de que, en términos prácticos, la estructura es prácticamente igual una antena PAC miniaturizada, similar al diseño PAC-4.8, pero con solo dos capas. Sin embargo, el uso de la técnica en [73] no obtiene un grado de miniaturización elevado. En comparación con la PIFA-4.6, ambos diseños presentan ligeras diferencias en el tamaño de la huella y rangos de lectura que son coherentes con las diferencias de tamaño.

Los diseños [61], [63] y [77] utilizan compuestos cerámicos como sustrato, lo cual reduce considerablemente el tamaño de la antena a costa de un aumento del coste de la etiqueta. En comparación, el diseño PAC-4.8 presenta un valor de ka considerablemente inferior. Fijándonos en la Tabla II, se puede observar que el diseño con un valor de ka más cercano es el de [63]. Cabe mencionar que tanto [61] como [63] presentan aproximadamente la mitad de grosor que la antena PAC-4.8, sin embargo el tamaño de la huella difiere en un orden de magnitud, siendo la huella de la antena PAC-4.8 de 61.5 mm^2 , en comparación con los 804 y 594 mm^2 de [61], [63] respectivamente. Aun así, el diseño PAC-4.8 obtiene un rango de lectura similar.

En el caso del diseño de [77], el uso de un material cerámico, con un grosor mayor y una huella aproximadamente 10 veces mayor consigue alcances tres veces mayores. Sin embargo, el coste de la etiqueta también será mayor.

Los diseños de NMHA-5.3 y [66] consisten en NMHAs cilíndricas. El diseño de 5.3, como se ha visto, consiste en una antena dipolo con brazos helicoidales. En el caso de [66], se añade a la antena una estructura para alimentar la antena, equivalente al t-match usado en dipolos [37], que según los autores facilita la adaptación a la impedancia deseada. A pesar de que ambos diseños ofrecen resultados similares de rango de lectura, la NMHA-5.3 presenta un volumen y un grosor inferiores.

6.1.1 Conclusiones referentes a los diseños para el etiquetado de objetos metálicos

Como era de esperar, la comparativa llevada a cabo en la sección anterior deja en muy buen lugar a los diseños basados en antenas parche y antenas helicoidales respecto a las antenas basadas en ranuras, dipolos o EBGs, en cuanto a relación tamaño / alcance se refiere.

Los diseños presentados de antenas PAC-4.5 y PIFA-4.6 de tamaño reducido, ofrecen la posibilidad de sintonización post-fabricación, a la frecuencia de varios μ -chips, mediante una línea de transmisión acoplada a la estructura radiante. Por otro lado, el diseño de la antena PAC-4.8 consigue un grado de miniaturización mayor que los diseños existentes en la literatura actual.

Los resultados obtenidos para el diseño NMHA-5.3 muestran valores muy prometedores para las antenas helicoidales como etiquetas de RFID sobre metal. La estructura helicoidal resulta una geometría fácilmente escalable, lo cual ofrece una gran versatilidad para adaptarse a los requisitos de distintas aplicaciones. Además, el proceso de miniaturización depende únicamente de enrollar la espiral en un volumen inferior.

6.2 Cintas identificativas

En las secciones PAC-4.5, PIFA-4.7 y NMHA-5.4 se presentan diseños para cintas identificativas de bajo perfil. La Tabla XVIII muestra los valores del sustrato utilizado, el tamaño de la antena y el rango de lectura alcanzable de los tres diseños.

TABLA XVIII RESULTADOS DEL RANGO DE LECTURA Y DIMENSIONES DE LOS DISEÑOS PROPUESTOS.

	<i>Sustrato</i>	<i>Huella de la etiqueta (mm²)</i>	<i>Grosor (mm)</i>	<i>Rango de lectura (m)</i>
PAC 4.5	AD1000	51.1 x 21.3	0.64	2.1
PIFA 4.7	AD1000	29 x 36.3	0.8	2.1
NMHA 5.4	FR4	29 x 8	1.75	2.2

El diseño PAC-4.5 obtiene un rango de lectura superior a los 2 metros, cumpliendo así los requerimientos de la aplicación. Sin embargo, vemos que el tamaño de la huella excede las dimensiones máximas requeridas para su uso en la cinta (sección 1.5.2).

En el caso de los diseños PIFA-4.7 y NMHA-5.4, ambos utilizan una cinta de cobre flexible delgada, como plano de masa, para mejorar el rendimiento de la antena sobre el cuerpo humano.

En ambos casos se obtienen rangos de lectura similares. Aunque el grosor de la NMHA es aproximadamente el doble del grosor de la antena parche, el volumen de la NMHA se ha reducido a la mitad, por lo que lo convierte en un diseño más cómodo de llevar. Otra ventaja importante del diseño de la NMHA es que el uso de FR4 reduce significativamente los costes de fabricación.

6.2.1 Conclusiones referentes a los diseños de cintas identificativas

Se han presentado tres diseños con tres tipos de antenas diferentes: PAC, PIFA y NMHA. A pesar de que el diseño de antena PAC-4.5 tiene un tamaño mayor al requerido por la aplicación, la técnica de miniaturización utilizada en PAC-4.8 haría posible su utilización en este tipo de dispositivos. Otra opción sería el uso de antenas PAC montadas en sustratos flexibles.

En el caso de la PIFA-4.7, la estrategia de diseño es muy versátil ya que la antena puede adaptarse a varias impedancias de chip simplemente modificando las dimensiones de la línea de transmisión. Además, este diseño ofrece la posibilidad de reutilizar la antena una vez el uso del paciente finaliza. El sustrato de alta permitividad y la cinta de cobre aíslan la antena del cuerpo humano de modo que el rango de lectura no varíe significativamente de uno a otro paciente y/o la forma en que la pulsera se ajusta al brazo. El prototipo obtiene el rendimiento deseado en un amplio margen angular de $\pm 30^\circ$ respecto a la dirección normal.

En cuanto a la NMHA-5.4, también se ha demostrado que es una solución muy versátil por la capacidad que presenta de obtener diferentes impedancias de entrada para un mismo volumen ($L \times W \times h$) simplemente variando los parámetros N , S y L_T . Por lo que, siguiendo las directrices básicas aquí expuestas, el diseño puede ser fácilmente adaptado para operar con diferentes μ -chips que se encuentren en el mercado.

Tanto PIFA-4.7 como NMHA-5.4, cumplen con los estrictos requisitos de tamaño de la aplicación al tiempo que garantizan un alcance mínimo de lectura de 2 metros, en un ambiente hostil (cuerpo humano) que perjudica gravemente el rendimiento de la antena. Sin embargo, en el caso de la PIFA-4.7 sería conveniente reducir el coste de la etiqueta y en NMHA-5.4 convendría disminuir el grosor de la misma.

En ambos casos, las medidas de potencia de activación con diferentes tamaños de muñeca y posiciones de brazo demuestran la robustez de los diseños al mantener el nivel de rendimiento deseado sin importar la constitución física del paciente.

7

Mapeado de temperatura dentro de un recinto blindado mediante tecnología RFID

Este capítulo aborda la viabilidad de la monitorización de temperatura, mediante un sistema inalámbrico en el interior de una sección de un CARM (del inglés Cyclotron Auto-Resonance Maser), de alta potencia y de alta frecuencia, para el calentamiento de plasma en la nueva generación de máquinas DEMO TOKAMAK [115]. Dicho escenario se investiga como potencial canal de comunicaciones para una red de sensores RFID UHF en la que se utiliza una sonda para excitar una cavidad coaxial y para recoger los datos de temperatura dispersados por la red de sensores. Para ello se realizan los diseños preliminares, y se fabrican los prototipos, de una maqueta simplificada de la cavidad y de los dispositivos (lector y sensores), con la finalidad de estudiar la viabilidad de la arquitectura y evaluar los límites de potencia para una comunicación y detección estables.

En la sección 7.1, se describe la geometría del escenario utilizado y se presentan los elementos que forman parte del sistema de medida de temperatura. A continuación, se realiza un estudio de los campos en el interior de la cavidad coaxial y se explica cómo se calcula la potencia de activación de las etiquetas en el interior de la cavidad. En la sección 7.2, se presentan los diseños de las sondas y las etiquetas y se muestran los prototipos fabricados. Los valores obtenidos mediante simulaciones se comparan con las medidas de los prototipos. En la sección 7.3, se realiza la validación experimental del sistema mediante la comparación entre medidas y simulaciones de la potencia de activación de las etiquetas en un escenario con solo una etiqueta y en un escenario con cuatro etiquetas. En la sección 7.4 se utiliza el sistema para medir la temperatura del interior de la cavidad a partir de dos experimentos. Por último, en la sección 7.5, se presentan las conclusiones del trabajo presentado durante este capítulo.

7.1 Descripción del escenario

7.1.1 Cavity coaxial

Las dimensiones de la cámara CARM son relativamente grandes (2 metros de longitud) lo que dificultaría mucho la tarea de montaje y desinstalación que hay que llevar a cabo en cada batería de pruebas. Por ello se decide usar una maqueta de dimensiones inferiores mucho más manejable y que nos servirá para analizar el rendimiento del sistema en un escenario similar.

El escenario en cuestión consiste en dos cilindros metálicos concéntricos, C_1 y C_2 , que encierran sus caras frontal y posterior mediante placas conductoras formando así una cavidad coaxial (Fig.7.1). En el interior de la cavidad C_1 se generan ondas de alta potencia (250-300 GHz) para acelerar las partículas hasta la velocidad de la luz. Se espera que las posibles fugas fuera de la cavidad interna debido a las ranuras de prueba produzcan un aumento de la temperatura de C_1 , haciendo necesario un sistema de control y monitorización en tiempo real. El cilindro exterior C_2 se utiliza para la protección y el enfriamiento por aire.

La red de sensores RFID UHF propuesta (Fig.7.1) está concebida para funcionar en la banda europea UHF (865-868 MHz) e incluye un lector RFID conectado a una antena sonda (p_s). La sonda excita el campo dentro de la cavidad con el cual interroga a un conjunto de etiquetas/sensores que se colocan a lo largo de la superficie externa del cilindro C_1 .

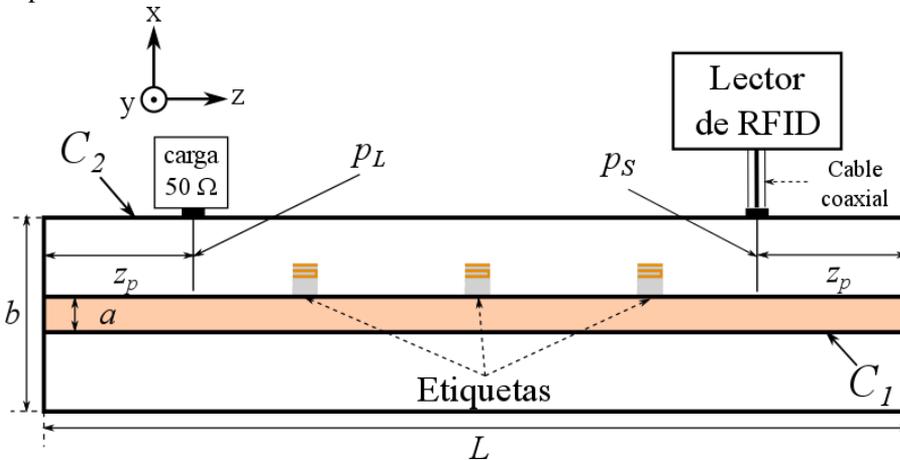


Fig.7.1: Esquema de la cavidad coaxial y de la red de elementos (sondas y sensores). Tamaños en [mm]: $L = 484$, $a = 27$, $b = 108$, distancia sonda-tapa $z_p = 70$.

En la Fig.7.2 se muestra la maqueta fabricada, utilizada para comprobar el funcionamiento del sistema y como escenario durante la adquisición de las medidas

de temperatura en distintos experimentos. En la Fig.7.2 aparece una fotografía del cilindro interno de la cavidad junto con las tapas y un trazo superpuesto que representa el cilindro externo de la cavidad. Se puede observar que las tapas son cuadrados metálicos soldados al cilindro interno. Tras la fabricación de la estructura se observan las siguientes imperfecciones:

- al tener tapas cuadradas se añaden dos tapas forradas con cinta de aluminio para evitar la fuga de las ondas electromagnéticas y tener controladas las condiciones de contorno.
- las tapas no forman exactamente un ángulo de 90° con el eje de los cilindros.

Estos defectos son difíciles de contemplar en las simulaciones, por lo que en éstas se utilizan estructuras perfectamente simétricas y concéntricas. Las medidas de las dimensiones de la maqueta son: $L = 484$ mm, $a = 27$ mm, $b = 108$ mm y distancia sonda-tapa $z_p = 70$ mm.

En el escenario final, se prevé la cohabitación de diferentes sistemas (sistema de enfriamiento, etc.). Por ello se requiere minimizar el tamaño de las etiquetas. Como la separación entre $C1$ y $C2$ es de 40.5 mm, inicialmente se decide restringir la altura máxima de las etiquetas a 20 mm. En base a los resultados de este trabajo, se ajustará esta limitación en las líneas futuras.

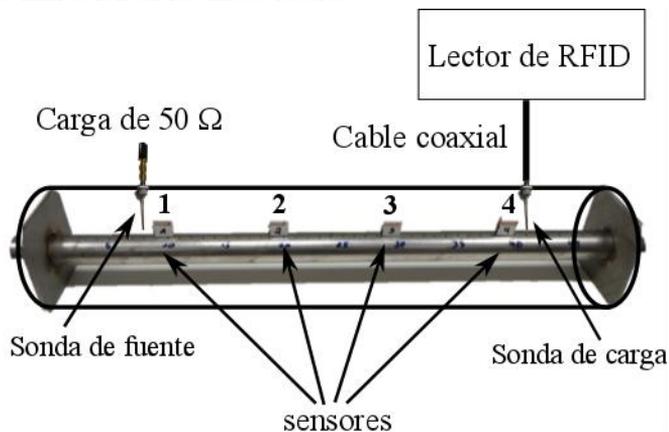


Fig.7.2: Interior de la maqueta fabricada, la posición del cilindro externo $C2$ se ha indicado con línea sólida..

7.1.2 Distribuciones de campos en la cavidad

Las cavidades son bien conocidas por su uso como componentes de microondas con un alto factor de calidad. Sin embargo, la onda estacionaria existente dentro de la cavidad puede perjudicar seriamente el establecimiento de la comunicación entre los dispositivos considerados, ya que sus posiciones a lo largo de la longitud de la cavidad pueden caer cerca de zonas ciegas de campo. En particular, la longitud de

la cavidad considerada es aproximadamente $3\lambda/2$ y por lo tanto es resonante dentro de la banda de UHF. Para disminuir la onda estacionaria dentro de la cavidad, se introduce una segunda sonda (p_L) conectada a una carga de 50Ω , que se sitúa de forma simétrica a p_S . Las simulaciones numéricas con FEKO [47] (Fig.7.3) verifican que no existen zonas ciegas que impidan el enlace RFID de modo que las etiquetas pueden colocarse libremente a lo largo de la superficie CI .

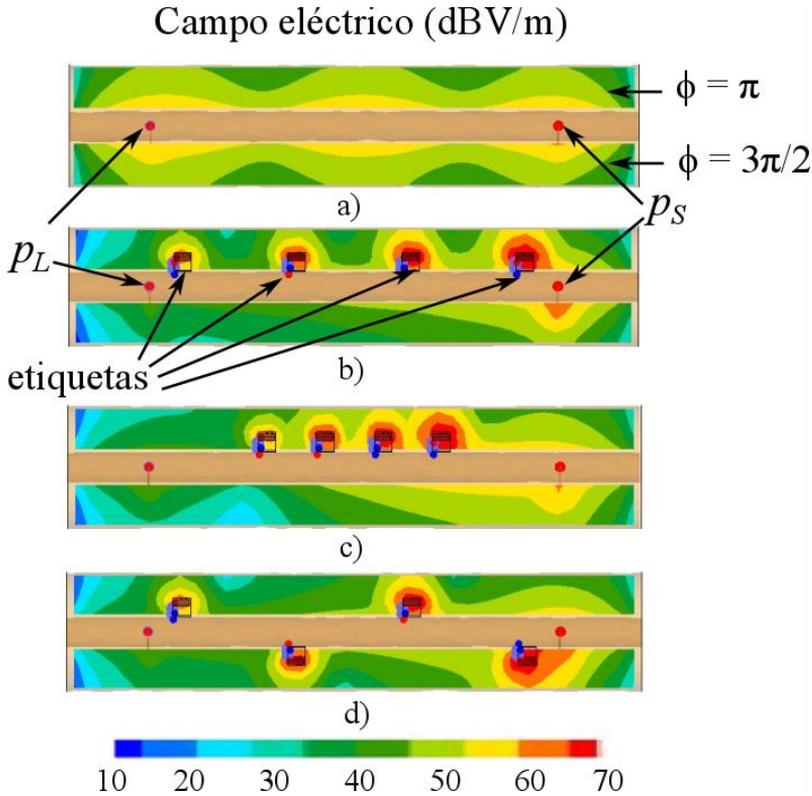


Fig.7.3: Valores numéricos del campo eléctrico (dBV/m) en el interior de la cavidad para los planos correspondientes a $\phi = \pi$ y $\phi = 3\pi/2$ en cuatro escenarios diferentes: a) las sondas de fuente y de carga con la cavidad vacía, b) las sondas de fuente y carga y cuatro etiquetas colineales separadas 10 cm, c) las sondas de fuente y carga y cuatro etiquetas colineales separadas 5 cm y d) las sondas de fuente y carga y cuatro etiquetas separadas 10 cm y con diferencias en su posición angular de 180° consecutivamente. La potencia entregada a la sonda es la misma para todos los casos y su valor es de 1 W.

Las estructuras coaxiales, a diferencia de los tubos cilíndricos [17], [30], permiten propagar un modo TEM. Para las dimensiones de la cavidad de la Fig.7.1, el modo TEM es el único modo que se propaga hasta 1,3 GHz, coincidiendo con la frecuencia de corte del modo TE_{11} [97]. Así, a pesar de que se exciten múltiples modos en las proximidades de las antenas, el modo TEM terminará llevando toda la potencia inyectada.

La distribución de campos de la Fig.7.3.a se altera al introducir los sensores que, además de romper la simetría de campo, cambian las condiciones de contorno dentro de la cavidad coaxial (Fig.7.3.b-Fig.7.3.d). La proximidad entre elementos (distancias menores de un cuarto de longitud de onda) dentro de la cavidad invalida la suposición de la existencia de un único modo TEM. Sin embargo, el campo eléctrico está principalmente orientado en la dirección radial en la mayor parte de la cavidad. Por ello, las antenas de las etiquetas deben estar orientadas a lo largo de la dirección radial para obtener el mayor acoplamiento posible con el campo excitado en el interior de la cavidad.

7.1.3 Cálculo de la potencia de activación

La comunicación lector-etiqueta tiene lugar en un recinto cerrado y, por lo tanto, las interacciones entre los elementos no pueden ser modeladas con la ecuación de Friis para la transmisión en espacio libre (2-1).

Como una aproximación de primer orden, se desprecia el acoplamiento entre etiquetas, con lo que el sistema formado por N sensores y un lector es modelado como N redes de dos puertos, que comprenden el lector y cada etiqueta en configuración independiente. El efecto del acoplamiento entre etiquetas se considerará posteriormente en la realización experimental. Por lo tanto, para una red de dos puertos, las pérdidas de transmisión de cada canal coinciden con la ganancia de potencia de transducción (G_T) [116], que se define como la relación entre la potencia recibida por el chip ($P_{R \rightarrow t}$) y la potencia disponible a la salida del lector ($P_{disp,R}$). Dicha ganancia se puede calcular como:

$$G_T = \frac{P_{R \rightarrow t}}{P_{disp,R}} = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_G)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_G\Gamma_L|^2} \quad (7-1)$$

donde Γ_G es el coeficiente de reflexión en la fuente, Γ_L es el coeficiente de reflexión en la carga y $[S_{ij}]$ son los elementos de la matriz de parámetros-S de la red de dos puertos que describen la interacción sonda-etiqueta. Por lo tanto, fijando $P_{disp \rightarrow R}$, $P_{R \rightarrow t}$ puede estimarse directamente de (7-1). Una vez que se conoce G_T , la potencia de activación P_{to} se evalúa por medio de la aplicación de

$$P_{to} = \frac{P_s}{G_T} \quad (7-2)$$

donde P_s es la sensibilidad del μ -chip.

7.2 Componentes del sistema: simulaciones y medidas

7.2.1 Sondas

Las sondas consideradas para la cavidad coaxial consisten en monopolos de longitud $\lambda/4$ a 866 MHz (Fig.7.4). El monopolo se pliega dos veces para posibilitar su colocación dentro de la cavidad. El par de sondas de fuente y de carga se diseña simultáneamente en el interior de la cavidad sin ningún otro elemento más.

En la Fig.7.4.b se muestra la sonda fabricada que consiste en un filamento de cobre de 1 mm de diámetro soldado a un conector. Para poder fijar el conector al cilindro externo se utiliza un trozo de espuma alrededor del hilo con la forma del hueco para el emplazamiento de la sonda.

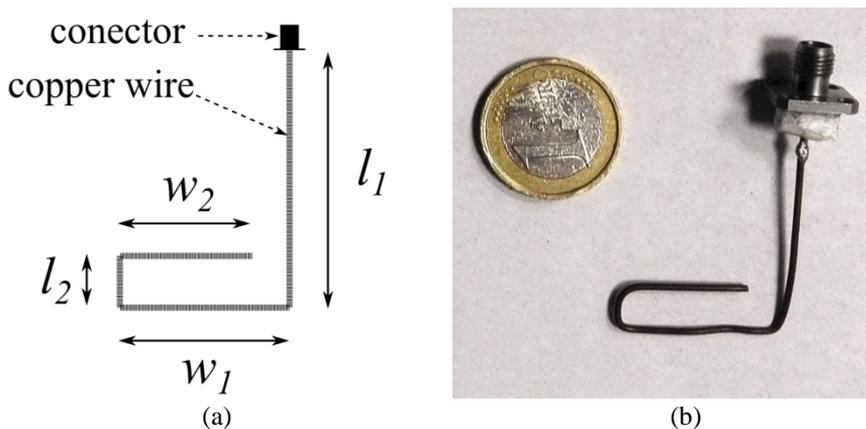


Fig.7.4: Parámetros geométricos (Fig.7.4.a), prototipo fabricado (Fig.7.4.b), dimensiones en [mm]: $l_1 = 39$, $l_2 = 5$, $w_1 = 25$, $w_2 = 20$, $l_{tot} = l_1 + l_2 + w_1 + w_2$, radio del hilo = 0.5 mm.

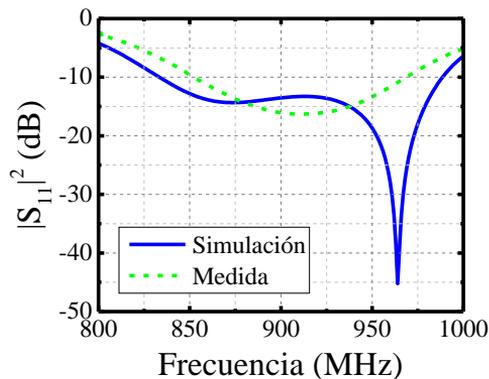


Fig.7.5: Magnitud del parámetro S_{11} de las sondas en el interior de la cavidad.

7.2.2 Sensores

Para el diseño de las etiquetas, se utiliza el μ -chip de RFID EM4325V11 [117] por su capacidad de combinar identificación y detección de temperatura ($-40^{\circ}\text{C} < T < 65^{\circ}\text{C}$, resolución $0,25^{\circ}\text{C}$, sensibilidad $P_s = -8,3 \text{ dBm}$). La antena de la etiqueta (Fig.7.6) consiste en un monopolo envuelto alrededor de la superficie de un paralelepípedo de espuma comprimida ($\epsilon_r = 2,3$, $\tan\delta = 2 \cdot 10^{-4}$). La antena ha sido diseñada para obtener adaptación conjugada con la impedancia del EM4325V11 ($Z_{chip} = 23,3 - 145j \Omega$) optimizando los meandros para sintonizar la parte real, y colocando un inductor (47 nH) para compensar la reactivancia.

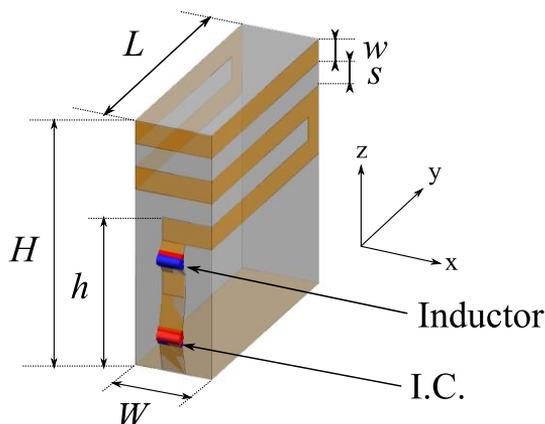


Fig.7.6: Parámetros geométricos de la etiqueta, tamaño en [mm]: $W = 5$, $L = 15$, $H = 16$, $h = 10$, $w = 1,5$, $s = 1,5$.

7.2.2.1 Simulaciones

Los valores de la impedancia de entrada de la antena sobre el plano de masa se comparan con los obtenidos dentro de la cavidad y se muestran en la Fig.7.7. Los resultados demuestran variaciones mínimas en la impedancia de entrada de la antena en ambos escenarios, lo cual sirve para validar el proceso de diseño de las etiquetas sobre un plano de masa, ya que esto reduce considerablemente el tiempo de diseño.

El coeficiente de transmisión de potencia de la etiqueta (τ) se evalúa numéricamente en varias posiciones (z_{tag}) sobre la superficie externa del cilindro *CI*. El rango de z_{tag} va de 1 a 47 en pasos de 1 cm. La Fig.7.8 muestra que τ es mayor que -3dB en la mayor parte de *CI*. Comparando la Fig.7.3.a y la Fig.7.8, se aprecia que el coeficiente de transmisión de potencia de la etiqueta es mayor en las posiciones con el nivel más alto de onda estacionaria.

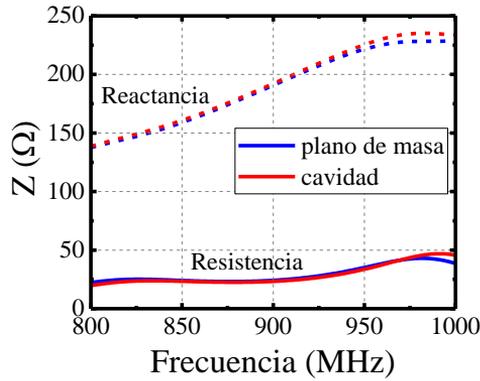


Fig.7.7: Resultados de simulación de la impedancia de la antena de la etiqueta diseñada en los dos escenarios: sobre un plano de masa de $1 \times 1 \text{ m}^2$ y en el punto medio entre las dos sondas en el interior de la cavidad.

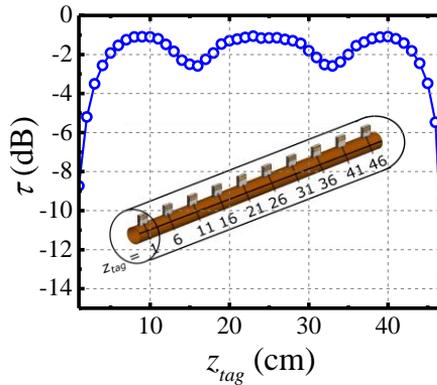


Fig.7.8: Simulación del coeficiente de transmisión de potencia de una etiqueta dentro de la cavidad para las 47 posiciones a lo largo del eje z a la frecuencia 867 MHz.

7.2.2.2 Fabricación y medidas

La antena de la etiqueta se modela sobre un plano de masa de $1 \times 1 \text{ m}^2$. Las etiquetas se fabrican manualmente, por lo que presentan diferencias entre ellas debido a la dificultad de obtener paralelepípedos de sustrato con exactamente las mismas dimensiones. A causa de ello, después de la fabricación, se recorta el extremo del monopolo (Fig.7.9) para acabar de ajustar la frecuencia de operación.

En la Fig.7.10 se muestra un esquema del set-up de medida utilizado para medir la potencia de activación de las cuatro etiquetas fabricadas. En la Fig.7.11 se puede observar que las medidas de la potencia de activación de las cuatro etiquetas fabricadas muestran un comportamiento similar con variaciones entorno a los 2-3 dB.

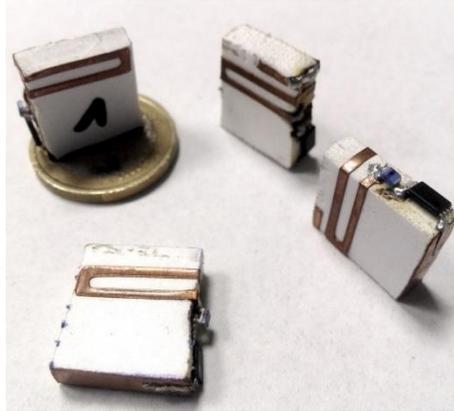


Fig.7.9: Fotografía de las 4 etiquetas fabricadas.

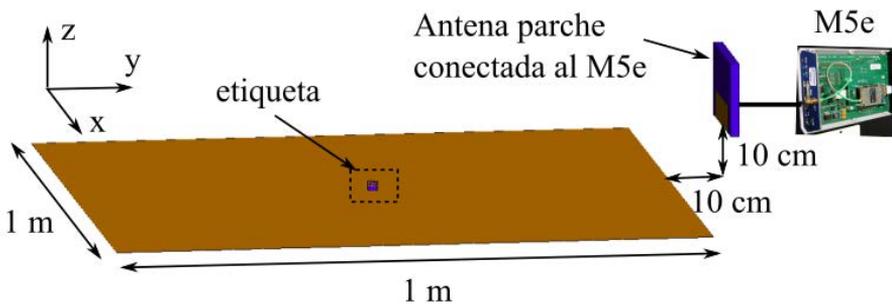


Fig.7.10: Set-up de medida utilizado para obtener la potencia de activación de los cuatro prototipos consistente en: una placa de cobre de 1 x 1 m², la etiqueta a medir, y una antena parche posicionada 10 cm a la derecha de la placa de cobre y a 10 cm por encima del mismo.

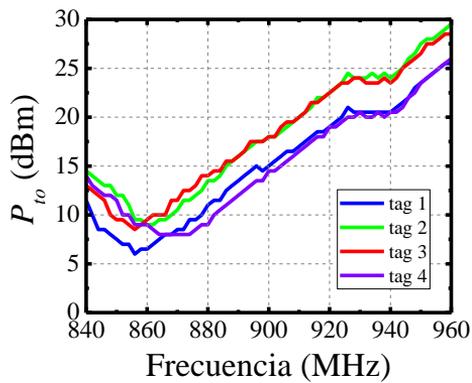


Fig.7.11: Potencia de activación de los cuatro prototipos.

7.3 Validación experimental del sistema

Para la validación experimental se cuenta con una maqueta fabricada en ENEA [35] (Fig.7.12). El set-up de medida de la potencia de activación de las etiquetas consta de los siguientes elementos:

1. Cavidad coaxial.
2. Sonda de fuente conectada al lector.
3. Lector M5e de ThingMagic [56].
4. Sonda de carga conectada a la carga de 50Ω .
5. Prototipos de los sensores RFID.

A partir del estudio del comportamiento del escenario con un solo sensor se estima que se necesita una potencia inferior a la mínima potencia de transmitida del lector, por lo que se utiliza un atenuador entre la sonda y el lector (Fig.7.12).

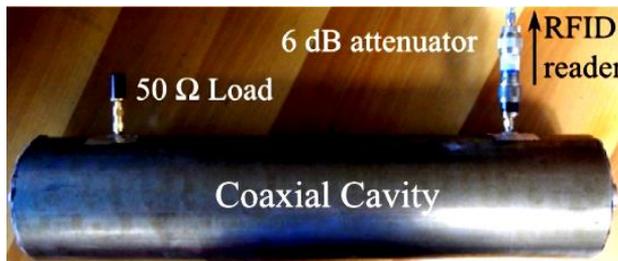


Fig.7.12: Vista exterior de la maqueta de la cavidad coaxial.

7.3.1 Coeficiente de reflexión de potencia

La Fig.7.13 muestra los valores simulados y medidos del coeficiente de reflexión de potencia de la sonda de fuente en presencia de una etiqueta (sensor de temperatura) en el interior de la cavidad en diversas posiciones a lo largo de CI . La adaptación de la impedancia de la sonda se ve claramente afectada por la etiqueta (comparando los valores de la Fig.7.5 y la Fig.7.13) y se detecta una variación de hasta 6 dB para los diferentes emplazamientos de la etiqueta a lo largo de la cavidad. En particular el S_{11} empeora, es decir aumenta, en las zonas donde la onda estacionaria tiene un mayor nivel.

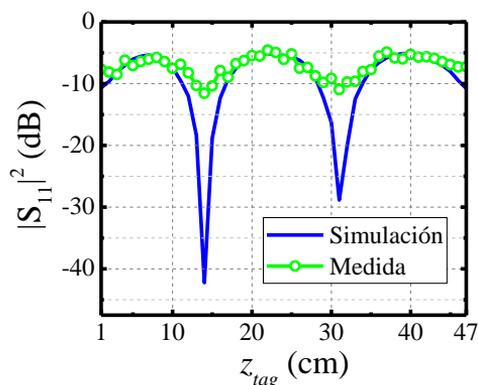


Fig.7.13: Coeficiente de reflexión de potencia visto desde la sonda de fuente cuando en el interior de la cavidad se inserta una etiqueta sobre C_I en diferentes posiciones a lo largo del eje z.

7.3.2 Potencia de activación

7.3.2.1 Un sensor

La calidad del enlace de RFID se evalúa mediante la estimación numérica y la medida experimental de la potencia de activación (P_{io}) de los sensores. La etiqueta del sensor (etiqueta marcada con el número 4) se coloca a lo largo de C_I en cuarenta y siete posiciones diferentes (z_{tag}) en intervalos de 1 cm. Los valores de medición se comparan con los valores numéricos obtenidos a partir de aplicar (7-1) y (7-2) a los resultados de simulación.

La Fig.7.14 muestra que el sensor es legible en todas las posiciones, inclusive en las que se supone que la etiqueta recibe menos potencia debido al desajuste de la sonda (Fig.7.13). Se puede observar que las posiciones con menor potencia de activación son prácticamente las mismas y corresponden a las zonas donde la etiqueta está mejor adaptada y donde la sonda está más desadaptada. Lo cual otorga prioridad, en principio, a la transmisión de potencia en la etiqueta.

Como se observa en la Fig.7.14, existe una diferencia de 5-10 dB entre medidas y simulaciones, y esta diferencia se mantiene a lo largo de la banda de UHF (Fig.7.15). Esto se puede atribuir a dos hechos fundamentales:

- Desigualdades entre la etiqueta diseñada mediante las simulaciones y las etiquetas fabricadas entre las que destacan: diferencias entre las longitudes de tira de cobre que constituyen el monopolo, la posición del inductor en la tira, las dimensiones del bloque de material sobre el que se monta el monopolo y la forma de este, que produce que la etiqueta no esté alineada

con los ejes de coordenadas, y variaciones en las características dieléctricas del material.

- Irregularidades durante el proceso de medida como la colocación manual de la etiqueta, el contacto con el cilindro CI , y la falta de control sobre el emplazamiento y la posición exacta de la etiqueta dentro de la cavidad.

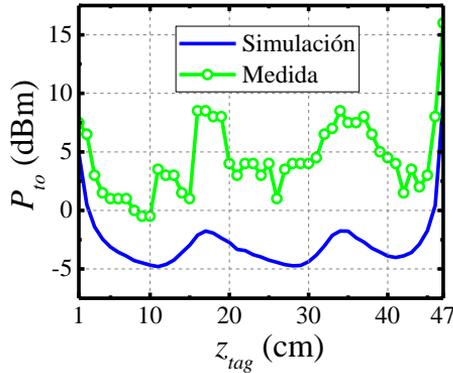


Fig.7.14: Potencia de activación de la etiqueta 4 en diferentes posiciones en el interior de la cavidad a la frecuencia de 867 MHz.

En la Fig.7.15 se puede observar que, las simulaciones producen resultados menos dispersos que las medidas. La diferencia entre la medida para $z_{tag}=10$ cm y el resto de posiciones, puede ser es debida a un error en la posición exacta de la etiqueta, a causa de la colocación manual de la misma. Esto habría hecho desplazarse la etiqueta a una posición más cercana a un mínimo de τ y a un mínimo de la onda estacionaria.

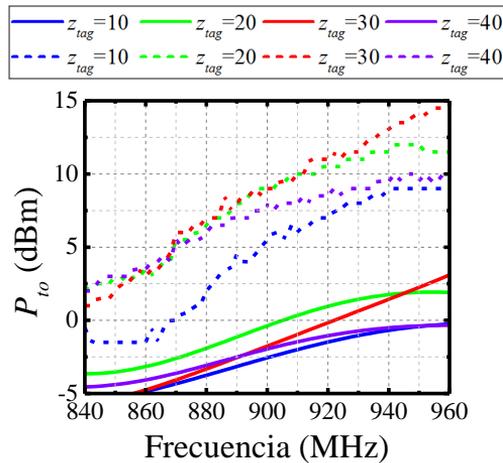


Fig.7.15: Medidas (línea discontinua) y simulaciones (línea continua) de la potencia de activación de la etiqueta 4 en diferentes posiciones en el interior de la cavidad en función de la frecuencia, en las posiciones $z_{tag} = 10, 20, 30$ y 40 cm.

7.3.2.2 Cuatro sensores

En este apartado se prueban tres configuraciones diferentes colocando cuatro etiquetas dentro de la cavidad en diferentes posiciones:

- Configuración A (Fig.7.16): las etiquetas se posicionan en una misma línea a lo largo del cilindro *CI*, equidistantes con separaciones de 10 cm entre ellas y con las mismas coordenadas angulares.
- Configuración B (Fig.7.17): igual que la configuración A pero con separaciones entre etiquetas de 5 cm.
- Configuración C (Fig.7.18): las etiquetas mantienen separaciones de 10 cm entre ellas a lo largo del eje de la cavidad, pero con rotaciones angulares de 180° consecutivas, alrededor de *CI*.

La transición de un escenario con una única etiqueta a un escenario multi-etiqueta produce cambios en el rendimiento del sistema. Esto es fácilmente visible si comparamos las simulaciones del escenario con una etiqueta (Fig.7.15) con las de la configuración A (Fig.7.16), en las que las etiquetas se disponen en las mismas posiciones. De la comparación se aprecia un aumento en la potencia de activación que crece conforme la etiqueta se aleja de la sonda de fuente. Si comparamos las medidas en las mismas figuras, la comparación no resulta tan obvia. Aun así, sí que se aprecia un ligero aumento conjunto de la potencia de activación alrededor de los 2.5 dB.

En la Fig.7.16 también se aprecia que, si ordenamos las etiquetas de acuerdo a su potencia de activación, este orden varía entre simulaciones y medidas. Esto se debe una vez más a las imprecisiones en el proceso de fabricación y medida.

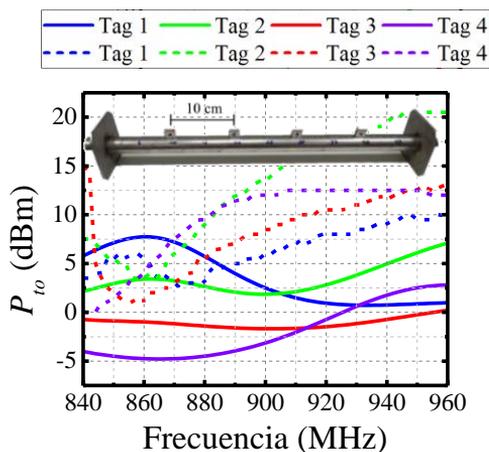


Fig.7.16: Medidas (línea discontinua) y simulaciones (línea continua) de la potencia de activación de las cuatro etiquetas situadas sobre *CI* y separadas 10 cm entre ellas.

Si nos fijamos ahora en la configuración B (Fig.7.17), se observa que, al reducir la distancia entre etiquetas, los resultados de las simulaciones apenas varían. En cambio en las medidas se aprecian los efectos hasta ahora comentados de cambios del orden en el que las etiquetas requieren mayor potencia y variaciones en la forma de P_{to} .

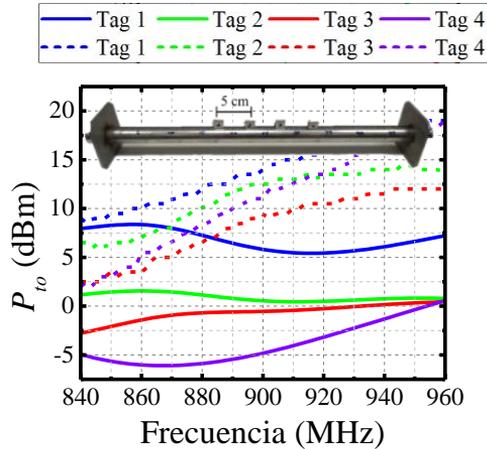


Fig.7.17: Medidas (línea discontinua) y simulaciones (línea continua) de la potencia de activación de las cuatro etiquetas situadas sobre *CI* y separadas 5 cm entre ellas.

Al rotar la posición angular de las etiquetas (configuración C, Fig.7.18) no aparecen cambios sustanciales en la respuesta en frecuencia respecto a la configuración A.

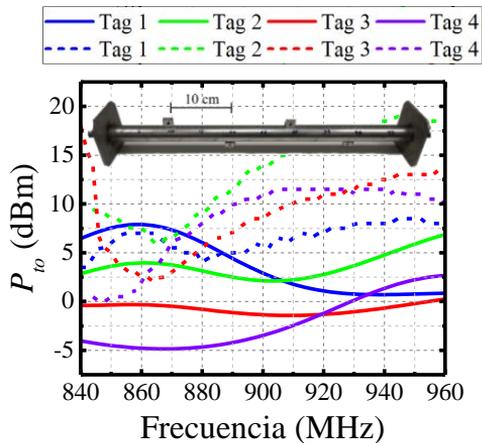


Fig.7.18: Medidas (línea discontinua) y simulaciones (línea continua) de la potencia de activación de las cuatro etiquetas separadas 10 cm entre ellas y con posiciones angulares alternadas 180° consecutivamente.

En resumen, un aumento la densidad de la red aumentaría progresivamente la potencia de activación. A pesar de que los resultados de las medidas generan cierta incertidumbre a este aspecto, las simulaciones sí que confirman lo dicho.

A continuación se realiza un estudio estadístico con la intención de valorar los resultados de las medidas. Los valores de potencia de activación (P_{to}) máxima, la media ($E[P_{to}]$) y desviación estándar ($\sigma_{P_{to}}$) para cada configuración se calculan a 870 MHz a partir de los datos recogidos de la Fig.7.16 y se muestran en la Tabla XIX. El mismo cálculo se realiza para una etiqueta independiente que se coloca, una a una, en las cuatro posiciones de las configuraciones A y B, lo que da lugar a los casos A_{1tag} y B_{1tag} .

En primer lugar, se puede observar que la potencia de activación media para la configuración A es ligeramente inferior a las configuraciones B y C, siendo la configuración B la que obtiene peores valores de P_{to} . Cabe mencionar que, a pesar de que el rendimiento del sistema no varía sustancialmente para las tres configuraciones probadas, el hecho de desplegar las etiquetas alternativamente en el espacio implica un muestreo más uniforme de la temperatura sobre la superficie del cilindro. Finalmente, si comparamos los casos A_{1tag} y B_{1tag} con los casos A y B, los casos de una sola etiqueta requieren valores inferiores de potencia de activación, de lo que se infiere que aumentar la densidad de la red de sensores implicaría un aumento de la potencia de activación de los sensores.

TABLA XIX MEDIA Y DESVIACIÓN ESTÁNDAR DE P_{TO} @ 870 MHZ

	$\text{Max}(P_{to})$	$E[P_{to}]$	$\sigma_{P_{to}}^2$
A	6	4.1	2
B	10.5	7.3	5.9
C	6.5	4.7	3.4
A_{1tag}	5	3.1	6
B_{1tag}	8	5.7	4.2

En todas las configuraciones, la potencia de activación de todas las etiquetas es inferior a 10.5 dBm en la banda UHF europea. Por tanto, como la potencia de transmisión del lector RFID es de 30 dBm, se cuenta con un margen de 19.5 dB lo que permitiría miniaturizar aún más la antena de etiqueta y/o aumentar la densidad de etiquetas dentro de la cavidad.

7.4 Ejemplos de medidas de temperatura

Los experimentos de medida de la temperatura dentro de la maqueta se realizan sustituyendo el m5e por el kit RADIOSCAN [118]. La configuración del set-up de medida se ilustra en la Fig.7.19.

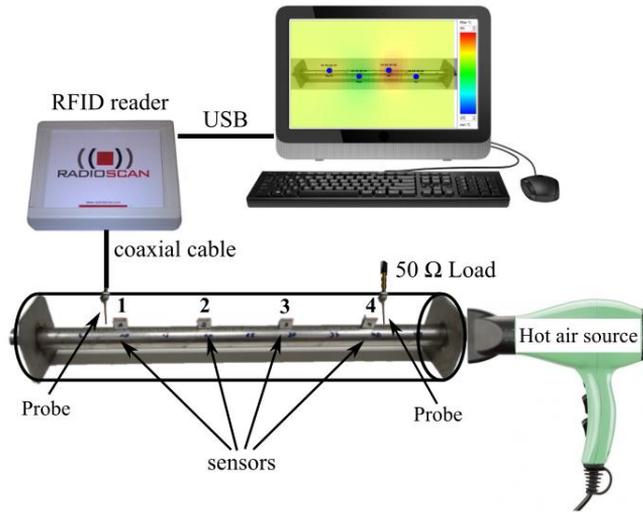


Fig.7.19: Dispositivos utilizados en la medida de temperatura: Fuente de aire caliente, maqueta de la cavidad, cuatro sensores/etiquetas, una carga de 50Ω conectada a la sonda de carga, la sonda de fuente conectada mediante un cable coaxial al lector RadioScan [118] que a su vez se conecta a una computadora, donde se registran, procesan y visualizan los datos.

Los dos experimentos consistieron en inyectar aire caliente, emulando un aumento de temperatura causado por las pérdidas de potencia.

7.4.1 Primer experimento

En el primer experimento el aire fluye por el interior del cilindro metálico hueco C_I . Se colocan cuatro sensores a lo largo de C_I en la configuración A (Fig.7.20).

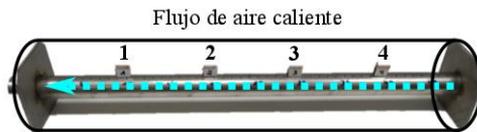


Fig.7.20: Configuración del experimento n°1: se inyecta aire caliente en el interior de C_I de derecho a izquierda.

El aire caliente se inyecta en el interior de C_I por el orificio derecho del cilindro con el lado izquierdo cerrado, impidiendo que salga el aire. En consecuencia, el cilindro aumenta su temperatura desde la derecha (tag 4) a la izquierda (tag 1). Así, la etiqueta 4 debería ser la primera en alcanzar la temperatura máxima ($63,25^\circ\text{C}$), seguida rápidamente por las etiquetas 3, 2 y 1.

La Fig.7.21 muestra un ejemplo de la temperatura superpuesta a la escena para un instante de tiempo fijo ($t=3100\text{s}$) correspondiente a la Fig.7.22.c. En la figura se observa el mapeado de la temperatura en el interior de la estructura en función del

número y la posición de los sensores. Y en el instante captado podría servir para obtener una estimación de la temperatura en la superficie del cilindro *CI*. Sin embargo, en el resto de la cavidad es lógico que la temperatura sea inferior a la que muestra el programa debido a la menor transferencia de temperatura entre el metal y el aire de la cavidad.

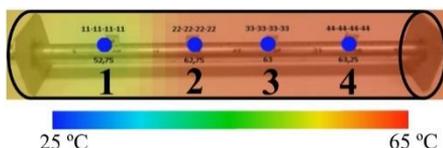


Fig.7.21: Imagen de la distribución de temperatura en el interior de la cámara como interpolación espacial de los datos muestreados por los sensores durante el experimento número uno.

En la Fig.7.22.a se muestra un ciclo de calentamiento lento y enfriamiento a temperatura ambiente. El aire caliente se inyecta durante una hora y se observa que el metal tardaba mucho más en enfriarse que en calentarse por lo que la variación temporal es muy lenta.

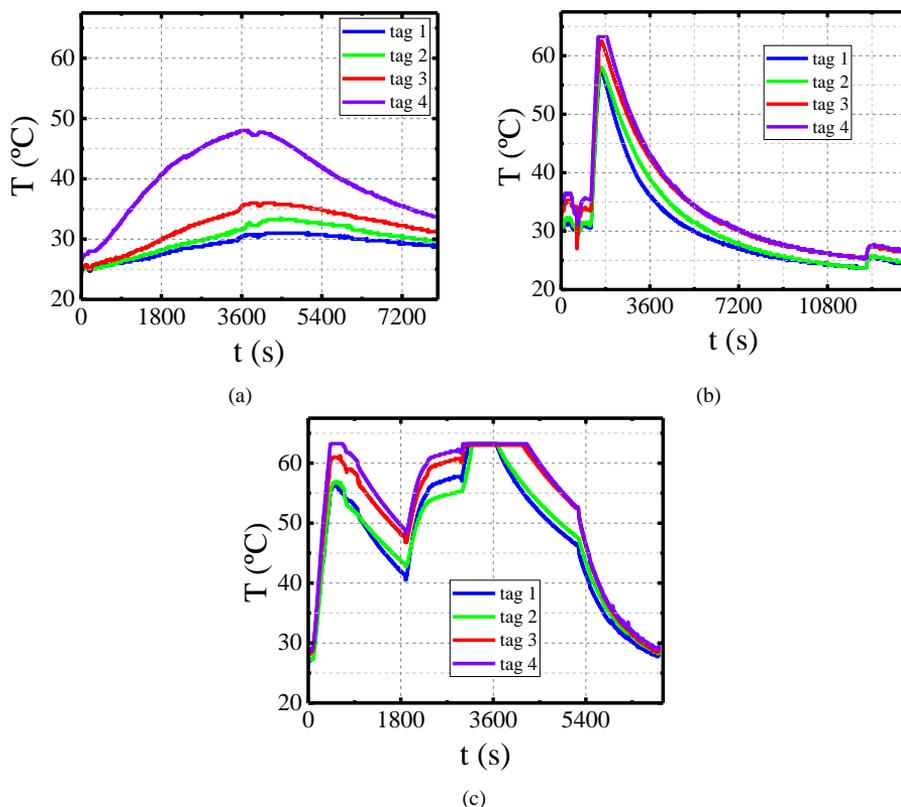


Fig.7.22: Tres ejemplos de medida de la temperatura durante diferentes ciclo de calentamiento y enfriamiento de la maqueta (Distribución según Fig.7.20).

En el experimento correspondiente a la Fig.7.22.b, durante 10 minutos, se realizaron pequeñas variaciones de temperatura debidos a ciclos cortos de calentamiento y enfriamiento, con el fin de ver cómo se comportaba el sistema delante de cambios rápidos en la temperatura. Sin embargo, A continuación, la temperatura se incrementa al nivel máximo proporcionado por la fuente hasta que la etiqueta 4 alcanza la máxima temperatura, momento en el cual se apaga la fuente de aire caliente y se mantiene la cavidad a temperatura ambiente durante el ciclo de enfriamiento.

En la Fig.7.22.c muestra varios ciclos de calentamiento y enfriamiento de la estructura. Alrededor de $t=5400s$ la pendiente de las gráficas cambia debido a un incremento en la velocidad de enfriamiento conseguido mediante una máquina de aire acondicionado. Esto se realiza para observar los cambios en las pendientes de las gráficas.

A pesar de no tener una medida de referencia de otro sistema de medida de temperatura, la eficacia del μ -chip usado ha sido probada en diversas contribuciones [119], [120]. Además, en la Fig.7.22.a se puede observar que en $t=0$ se parte de la temperatura ambiente del laboratorio ($25\text{ }^{\circ}\text{C}$). En cualquier caso, durante la realización de los experimentos se observó la coherencia entre la activación y desactivación de la fuente de aire caliente y la respuesta del sistema.

7.4.2 Segundo experimento

En este experimento se pretende comprobar el buen funcionamiento del sistema probando una configuración diferente de los sensores (configuración C) y modificando la distribución de la temperatura. Para ello el aire se inyecta en el espacio entre los cilindros $C1$ y $C2$ mediante una hendidura abierta en una de las dos tapas para tal fin (Fig.7.23). El otro extremo permanece cerrado totalmente evitando la salida de aire.

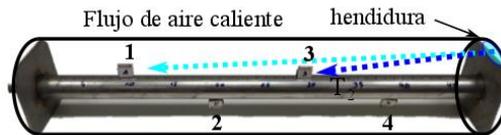


Fig.7.23: Configuración del experimento n°2: se inyecta aire caliente al interior del cilindro C_2 mediante una rendija abierta en la tapa del lado derecho de la cavidad.

La modificación de la tapa para la entrada del aire empeorará la adaptación en la fuente, con lo que la potencia de activación de los sensores aumentará. Aun así, se siguen detectando todos los sensores. Este caso no es relevante de cara al escenario final de la aplicación y por tanto no se procede al análisis del balance de potencias

en esta situación. Sin embargo, sí que es útil para probar el buen funcionamiento del sistema de medida de temperatura.

La temperatura de ambos cilindros aumenta de forma más rápida ya que los sensores reciben directamente el aire caliente. La Fig.7.24 muestra un ejemplo de temperatura instantánea superpuesta a la escena en el instante $t = 250$ s. Los valores de temperatura de los cuatro sensores con respecto al tiempo se muestran en la Fig.7.25. En el instante $t = 0$ s, el flujo de aire caliente impacta directamente con la etiqueta 3 de manera que es el primer sensor que alcanza la temperatura máxima ($63,25$ °C) seguido por la etiqueta 1. La etiqueta 4 y la etiqueta 2 están en el lado opuesto de *CI*, Por lo que el flujo de aire caliente no los golpea directamente y, por lo tanto, detectan el aumento de temperatura más lentamente. En el instante $t' = 800$ s, el ángulo del flujo de aire se cambia golpeando directamente la etiqueta 1, la cual alcanzará la temperatura máxima más rápidamente que la etiqueta 3, como puede observarse a partir de las diferentes pendientes del gráfico de temperaturas de la Fig.7.25. En conclusión, se observa que el sistema funciona adecuadamente en las diferentes configuraciones probadas.

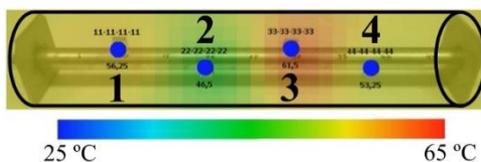


Fig.7.24: Imagen de la distribución de temperatura en el interior de la cámara como interpolación espacial de los datos muestreados por los sensores durante el experimento número dos.

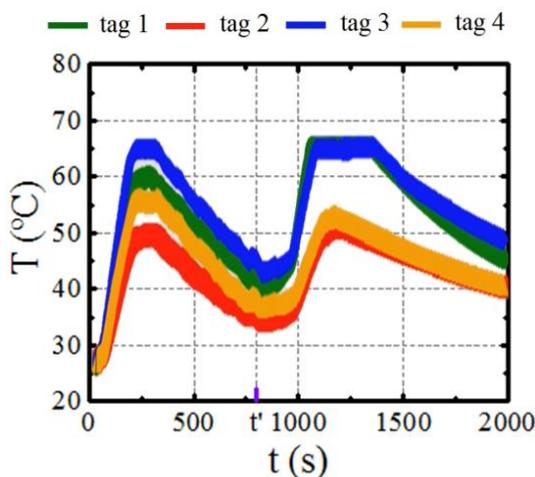


Fig.7.25: Datos adquiridos por los sensores de temperatura durante dos ciclos de calentamiento y enfriado (Distribución según Fig.7.23).

7.5 Conclusiones y líneas futuras

En este capítulo ha demostrado que es posible utilizar un sistema de RFID para el mapeo de la temperatura en el interior de una cavidad coaxial. Además, se ha comprobado que es posible reducir el tiempo de diseño de las etiquetas, mediante la realización de las simulaciones sobre un plano de masa en lugar de tener que simular el escenario completo.

El estudio realizado, mediante las simulaciones de la potencia de activación de las etiquetas, demuestra que:

- Aumentar el número de etiquetas, aumenta progresivamente la potencia de activación de las mismas siendo mayor para las etiquetas que se encuentran más alejadas de la fuente (p_s).
- Reducir la separación entre etiquetas tiene efectos leves en la variación de la potencia de activación de las mismas.

Las diferencias entre los valores de potencia de activación, obtenidos a partir de simulaciones y medidas, denotan la necesidad de aumentar la precisión durante el proceso de fabricación de las etiquetas.

Los experimentos llevados a cabo han demostrado que es posible medir la variación de temperatura en el interior de una cavidad coaxial por medio de sensores sin batería inalámbricos. En este sentido, se han probado con éxito diferentes configuraciones para una red de cuatro sensores.

8

Conclusiones y líneas futuras

El incesante crecimiento del mercado de etiquetas de RFID hace difícil no contemplar su expansión en varios ámbitos de la sociedad actual. Su aplicación en las industrias textil, de la música, de la alimentación o tecnológica, por mencionar unos pocos casos, es la cara más visible de la implantación masiva, de esta tecnología, que se está produciendo y que se refleja en varios ámbitos de la vida cotidiana.

Un ejemplo menos cotidiano, pero con un gran impacto económico, es el del etiquetado de herramientas y equipos en la industria, hospitales, talleres y laboratorios, el cual permite a las empresas reducir las pérdidas y hurtos de material y mejorar la eficiencia de los empleados proporcionando una enorme reducción de costes. El otro ejemplo, consiste en el seguimiento de pacientes en el interior de instalaciones hospitalarias. De este modo se pretende mejorar la calidad de la atención al paciente y minimizar errores médicos. Estas nuevas aplicaciones requieren de etiquetas más pequeñas y más eficientes, que se ajusten a estrictos requisitos de tamaño y forma, y que mantengan rangos de lectura considerables.

8.1 Conclusiones

En esta tesis se proponen soluciones para tres aplicaciones: etiquetado de objetos/herramientas metálicas para la industria, cintas identificativas para pacientes en entornos hospitalarios, y mapeado de temperatura en el interior de una cavidad resonante.

En la actualidad, los diseños comerciales y de la literatura no cumplen con los estrictos requerimientos de algunas aplicaciones (adaptación a diferentes escenarios, miniaturización de la antena o bajo coste). La dificultad reside en obtener diseños que cumplan un conjunto de requisitos a la vez.

Para ello, en este trabajo se presentan varios diseños obtenidos a partir de antenas conocidas: antenas PAC, PIFA y NMHA. Las contribuciones principales del trabajo presentado se detallan a continuación.

8.1.1 Etiquetas para objetos metálicos

Las soluciones propuestas en este trabajo han conseguido igualar y en algunos casos superar considerablemente las prestaciones ofrecidas por las contribuciones del estado del arte.

En la sección 4.3 se ha llevado a cabo un estudio del efecto del tamaño del objeto metálico en las prestaciones de la etiqueta.

En la sección 4.4 se ha presentado un sistema de resintonización para antenas parche consistente en una línea de transmisión utilizada para alimentar el parche. Las ventajas del mecanismo propuesto son varias:

- No empeora visiblemente el rango de lectura de la etiqueta.
- No aumenta el coste de la etiqueta.
- Permite la utilización de la etiqueta en países con bandas de frecuencias diferentes dedicadas al uso de sistemas de RFID.
- Permite optimizar el uso de la etiqueta sobre objetos de diferentes tamaños.
- Permite disponer de diferentes μ -chips con diferentes impedancias.

En la sección 4.8 se ha probado una técnica para la miniaturización de antenas de tipo parche en una antena tipo PAC para etiquetas de RFID. La miniaturización se consigue mediante el “pliegue” de la estructura. Además, se ha demostrado que esta técnica se puede aplicar para obtener diseños de bajo perfil consiguiendo un alto grado de miniaturización y con un leve efecto en el alcance del sistema.

8.1.2 Cintas identificativas

En el campo del seguimiento e identificación de personas mediante cintas identificativas, las aportaciones científicas se reducen a unas pocas contribuciones. En cambio, en el mercado, las pulseras de RFID gozan de mayor popularidad.

Durante la tesis se han presentado dos diseños para cintas identificativas basados en antenas parche y antenas helicoidales para conseguir etiquetas de bajo perfil y bajo coste, y que obtengan el rango de lectura requerido por la aplicación en cuestión (2 metros).

En la sección 4.8 se utiliza el diseño de PIFA resintonizable para conseguir una antena de bajo perfil que se pueda insertar en la pulsera de la aplicación y que

consiga alcances superiores a los 2 metros de distancia en un escenario real, es decir, alrededor de un brazo humano.

En la sección 5.5 se utiliza una NMHA rectangular para reducir el coste de la etiqueta a costa de aumentar sensiblemente el grosor de la misma.

En ambos casos, las soluciones aportadas no presentan grandes variaciones en su comportamiento al cambiar el sujeto o la forma en que se lleva la cinta

8.1.3 Monitorización de temperatura en el interior de guías de ondas

En el capítulo 7 se ha demostrado la viabilidad de usar el interior de una cavidad coaxial como potencial sistema de comunicaciones para el mapeado de la temperatura del interior de la cavidad.

Las escasas contribuciones referentes a sistemas de comunicaciones en el interior de guías de onda consisten en redes de dos puertos. Además, las diferentes formas geométricas de la guía de onda (cilíndrica, coaxial, rectangular, etc.), requieren un enfoque específico.

En el presente trabajo, se aborda por primera vez el estudio de la transmisión electromagnética en una red de tres y seis puertos en el interior de una cavidad coaxial. El sistema estudiado consiste en una red de etiquetas RFID, una sonda conectada al lector y otra sonda cuya finalidad es minimizar la potencia reflejada hacia dicho lector.

Tanto las sondas como las etiquetas se diseñan específicamente para operar en el interior de la cavidad coaxial. A continuación, se realiza el estudio del sistema a partir de simulaciones y medidas de los prototipos. Tras la validación de los prototipos fabricados mediante las medidas de la potencia de activación de las etiquetas se comprueba el funcionamiento del sistema de medida de temperatura mediante una serie de experimentos.

Los resultados son un éxito rotundo. El sistema presenta un margen entre la potencia transmitida por el lector y la potencia de activación máxima de 19.5 dB, lo que permite reducir el tamaño de los sensores/etiquetas, con el beneficio de una mayor granularidad espacial de la red. Además, también permite aumentar la densidad y el número de sensores.

8.2 Líneas futuras

8.2.1 *Etiquetas para objetos metálicos y cintas identificativas*

La incesante aparición de nuevas aplicaciones en el mundo de la RFID va a requerir constantes mejoras en el diseño de las etiquetas. La comparación exhaustiva entre los diseños presentados en el apartado del estado del arte y los propuestos en los capítulos 4 y 5, empieza a dibujar unos límites en cuanto a las prestaciones máximas obtenibles por los varios tipos de antenas para etiquetas sobre metal.

A pesar de ello, en el caso de las antenas helicoidales, resulta evidente la falta de atención prestada al uso de este tipo de diseños para etiquetas de RFID. En la opinión del autor, estas antenas siguen ofreciendo un amplio margen de mejora que podría ser explotado para conseguir rangos de lectura mayores, reducir el tamaño de la antena y reducir costes de fabricación, en comparación con las etiquetas actuales. Por ejemplo, si fuera deseable aumentar el rango de lectura de la cinta identificativa de la sección 5.5 o reducir el grosor de la antena, se podría conseguir mediante el ajuste de determinados parámetros de diseño de la antena.

En el caso de las antenas helicoidales rectangulares, el proceso de fabricación manual utilizado durante este trabajo puede llevar a resultados variables, a causa de la cantidad de soldaduras que se realizan. Por ello, es necesario mejorar la técnica de fabricación para mejorar la repetibilidad.

Finalmente, otra línea de trabajo parte de los resultados obtenidos en la sección 4.8. Una forma de mejorar las prestaciones de la antena en términos de coste, y rango de lectura consiste en la fabricación de la misma en sustratos plásticos de bajas pérdidas y muy bajo coste (p.ej. PET). Adicionalmente, puede resultar de gran interés, de cara a futuras publicaciones, el estudio del rendimiento de estructuras similares sobre diferentes materiales con pérdidas, como el cuerpo humano, y la inclusión de la misma en cintas identificativas.

8.2.2 *Monitorización de temperatura en el interior de guías de ondas*

A raíz de los resultados obtenidos a partir del estudio realizado y de las conclusiones expuestas, se plantean diversas variaciones para mejorar la precisión y el rendimiento del sistema:

1. La sonda de carga fue inicialmente añadida con el fin de absorber parte de la potencia inyectada en la cavidad, para mejorar la adaptación de la fuente. Sin embargo, a partir del estudio realizado, se prevé que su función no sea necesaria para un número elevado de sensores, debido a que la potencia se consumirá progresivamente a medida que la onda alcance cada etiqueta.
2. La optimización del sistema pasa por comprender los efectos electromagnéticos involucrados en el rendimiento del sistema. Con ello se obtendría información fundamental respecto a los límites del sistema, como por ejemplo la capacidad máxima del sistema (el número máximo de etiquetas que pueden ser leídas por un solo nodo de lectura) o el tamaño mínimo de la etiqueta, además de facilitar las pautas de diseño de las etiquetas con el fin de optimizar el mismo para cada tipo de guía de onda. El modelado teórico de la transmisión de potencia entre varios transmisores/receptores dentro de una guía de onda requiere ser estudiado en mayor profundidad. En el caso de un sistema RFID, se debe contemplar la caracterización de los $n-1$ enlaces (sonda-etiqueta) entre los n elementos de una red compuesta por una antena transmisora/receptora y $n-1$ transpondedores que retro-dispersan la potencia captada por sus respectivas antenas. Algunos de los beneficios que se obtendrían son maximizar el rango de lectura y mejorar el aprovechamiento del espacio dentro del canal de comunicaciones.
3. Un punto crítico, que se requiere contemplar en investigaciones futuras, consiste en la cohabitación del sistema RFID con los campos debidos a las pérdidas ocasionadas por fugas desde el interior de la cámara CARM hacia el interior de la cavidad coaxial, a frecuencias de THz.

A pesar de que, en la actualidad, el número de aplicaciones para este tipo de escenarios es reducido, los sistemas cableados están, cada vez más, siendo sustituidos por sistemas inalámbricos que requieren de menor coste de instalación y mantenimiento, además de resultar menos visibles para el usuario. Lo que hace factible la utilización de estructuras capaces de guiar ondas electromagnéticas, como conductos de ventilación y aire acondicionado, para la transmisión de datos de sistemas de RFID, WiFi o Bluetooth.

9

Conclusions and future work

The incessant growth of the RFID tag market makes almost impossible not to contemplate its expansion in several areas of today's society. Its application in the textile, music, food or technological industries, to mention a few cases, is the most visible side of the massive implementation of this technology, which is taking place and which is reflected in several areas of the daily life.

A less common example, but with a great economic impact, is the labeling of tools and equipment in the industry, hospitals, workshops and laboratories, which enables companies to reduce material losses and theft and to improve employee efficiency, providing a huge cost reduction. The other example is the tracking of patients inside hospital facilities. This is intended to improve the quality of patient care and minimize medical errors. These new applications require smaller, more efficient tags that conform to strict size and shape requirements and maintain considerable reading ranges.

9.1 Conclusions

This thesis proposes solutions for three applications: labeling of objects / metal tools for the industry, wristbands for the tracking of patients inside hospital facilities and temperature mapping inside a resonant cavity.

At present, neither commercial designs nor the ones found in the literature meet the strict requirements of some applications (adaptation to different scenarios, antenna miniaturization or low cost). The difficulty lies in obtaining designs that meet one set of requirements at the same time.

Consequently, in this work several designs are presented based on known antennas: antennas PAC, PIFA and NMHA. The main contributions of the presented work are commented below.

9.1.1 Tags for metal objects

The solutions proposed in this work have managed to equal and in some cases to improve considerably the benefits offered by the contributions of the state of the art.

In section 4.4 a retuning system has been presented for patch antennas consisting of a transmission line used to feed the patch. The advantages of the proposed mechanism are several:

- It doesn't worsen the reading range of the label.
- It doesn't increase the cost of the tag.
- It allows using the tag in countries with different frequency bands.
- It allows optimizing the use of the tag over objects of different sizes.
- It allows having different μ -chips with different impedances.

Section 4.8 has tested a technique for the miniaturization of patch-type antennas in a PAC antenna for RFID tags. The miniaturization is achieved by the "folding" of the structure. In addition, it has been demonstrated that this technique can be applied to obtain low profile designs achieving a high degree of miniaturization and it has a small effect on the performance of the system.

9.1.2 RFID Wristbands

In the field of tracking and identifying people using wristbands, the number of scientific contributions is reduced. However, on the market, RFID wristbands are quite popular.

During the thesis two designs for identification tapes based on patch antennas and helical antennas have been presented in order to obtain tags of low profile and low cost, obtaining the reading range required by the application (2 meters).

In section 4.8 the PIFA retunable design is used to get a low-profile antenna that can be inserted into the application wristband reaching more than 2 meters in a real scenario, i.e. around a human arm.

In section 5.5 a rectangular NMHA is used to reduce the cost of the tag at the expense of substantially increasing the thickness thereof.

9.1.3 Temperature monitoring inside waveguides

Chapter 7 has demonstrated the feasibility of using the interior of a coaxial cavity as a potential communication system for mapping the temperature inside the cavity.

The few contributions regarding communications systems inside waveguides consist of two-port networks. In addition, the different geometric shapes of the waveguide (cylindrical, coaxial, rectangular, etc.) require a specific approach.

In the present work, the study of the electromagnetic transmission in a network of three and six ports inside a coaxial cavity is addressed for the first time. The system studied here consists of a network of RFID tags, a probe connected to the reader and another probe whose purpose is to minimize the power reflected to that reader.

Both probes and tags are specifically designed to operate inside the coaxial cavity. Next, the study of the system is made from simulations and measurements of the prototypes. After the validation of the manufactured prototypes by the measurements of the turn-on power of the tags, the operation of the temperature measurement system is verified by means of a series of experiments.

The results are an absolute success. The system has a margin between the power transmitted by the reader and the maximum turn-on power of 19.5 dB, which allows reducing the size of the sensors / tags, with the benefit of greater spatial network granularity. In addition, it also allows increasing the density and the number of sensors.

9.2 Future work

9.2.1 Tags for metal objects and wristbands

The constant emergence of new applications in the RFID world will require improvements in the design of the tags. The exhaustive comparison between the designs presented in the state of the art and those proposed in chapters 4 and 5, begins to draw some limits on the maximum performances obtainable by the various types of antennas for tags on metal.

However, in the case of helical antennas, the lack of attention to the use of these structures in RFID tag antenna designs is evident. In the author's opinion, these antennas continue to offer a wide margin of improvement that could be exploited to achieve higher read ranges, reduce antenna size and reduce manufacturing costs compared to current labels. For example, if it were desirable to increase the reading

range of the wristband design of section 5.5 or to reduce the thickness of the antenna, it could be achieved just by adjusting certain design parameters.

In the case of rectangular helical antennas, the manual manufacturing process used during this work can lead to variable results, because of the number of welds that are made. Therefore, it is necessary to improve the manufacturing technique to improve repeatability.

Finally, another line of work starts from the results obtained in section 4.8. One way of improving the performance of the antenna in terms of cost and read range is to use low loss and low cost plastic substrates (eg PET). In addition, the study of the performance of similar structures on lossy materials, such as the human body, and in wristbands may be of great interest for future research.

9.2.2 Temperature monitoring inside waveguides

From the results obtained from the study carried out and the conclusions presented, several variations are proposed to improve the accuracy and performance of the system:

1. The source probe was initially added in order to absorb part of the power injected into the cavity, in order to improve the matching at the source. However, based on this study, it is expected that its function will not be necessary for a large number of sensors, because the power will be consumed progressively as the wave reaches each tag.
2. The optimization of the system requires the understanding of the electromagnetic effects involved in the power transmission. This would provide fundamental information regarding system boundaries, such as maximum system capacity (the maximum number of tags that can be read by a single read node) or the minimum tag size, design guidelines to optimize the antennas for different waveguides.

To this end, the theoretical modeling of power transmission between several transmitters / receivers inside a waveguide requires further study. In the case of an RFID system, the characterization of the $n-1$ links (probe-tag) between the n elements of a network composed of a transmitting / receiving antenna and $n-1$ transponders that backscatter the incident power by their respective antennas. Some of the benefits that would be obtained are maximizing the read range and improving the usage of space in the communications channel.

3. A critical point, to be studied in the future research, is the cohabitation of the RFID system with the fields due to losses caused by leakage from the interior of the CARM chamber into the coaxial cavity at THz frequencies.

Although the number of applications for these types of scenarios is currently small, wired systems are increasingly being replaced by wireless systems that require less installation and maintenance costs and that are less visible for the user. A novel solution involves using structures capable of guiding electromagnetic waves, such as ventilation and air conditioning ducts, for the transmission of data from RFID, WiFi or Bluetooth systems.

Bibliografía

- [1] L. E. Truesdell, "The development of punch card tabulation in the Bureau of the Census, 1890-1940. US GPO, 1965.
- [2] K. Finkenzeller, "RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication", Third Edition. 2010, John Wiley & Sons Ltd.
- [3] Previsiones de Mercado, <http://www.idtechex.com>.
- [4] S. Amendola, G. Bovesecchi, A. Palombi, P. Coppa and G. Marrocco, "Design, Calibration and Experimentation of an Epidermal RFID Sensor for Remote Temperature Monitoring," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 19, pp. 7250-7257, Oct.1, 2016.
- [5] J. Virtanen, L. Ukkonen, T. Bjorninen, A. Z. Elsherbeni and L. Sydänheimo, "Inkjet-Printed Humidity Sensor for Passive UHF RFID Systems," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 8, pp. 2768-2777, Aug. 2011.
- [6] S. Manzari, A. Catini, G. Pomarico, C. Di Natale and G. Marrocco, "Development of an UHF RFID Chemical Sensor Array for Battery-Less Ambient Sensing," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, no. 10, pp. 3616-3623, Oct. 2014.
- [7] C. Occhiuzzi, A. Rida, G. Marrocco and M. Tentzeris, "RFID Passive Gas Sensor Integrating Carbon Nanotubes," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 10, pp. 2674-2684, Oct. 2011.
- [8] O. O. Rakibet, C. V. Rumens, J. C. Batchelor and S. J. Holder, "Epidermal Passive RFID Strain Sensor for Assisted Technologies," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, no. , pp. 814-817, 2014.
- [9] W. D. Leon-Salas and C. Halmen, "A RFID Sensor for Corrosion Monitoring in Concrete," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 1, pp. 32-42, Jan.1, 2016.
- [10] RAIN RFID, <http://rainrfid.org>.
- [11] Regulaciones de frecuencias, http://www.gs1.org/docs/epc/uhf_regulations.pdf.
- [12] International Organization for Standarization, <https://www.iso.org>.
- [13] Alien Technology, <http://www.alientechnology.com>.
- [14] IMPINJ™, <https://www.impinj.com/solutions>.
- [15] <https://www.ramprfid.com/rfid-solutions/rfid-vehicle-tracking/>.
- [16] K. T. Patil, V. Bansal, V. Dhateria and S. K. Narayankhedkar, "Probable causes of RFID tag read unreliability in supermarkets and proposed solutions," *2015 International Conference on Information Processing (ICIP)*, Pune, 2015, pp. 392-397.
- [17] A. Nasir, Boon Hee Soong and K. A. Qaraqe, "RFID in-pipe moisture sensing system for oil and gas quality monitoring in Qatar," *2013 19th IEEE International Conference on Networks (ICON)*, Singapore, 2013, pp. 1-5.
- [18] RFID in Space, <https://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/2011001.pdf>.

- [19] T. Björninen, L. Sydänheimo, L. Ukkonen and Y. Rahmat-Samii, "Advances in antenna designs for UHF RFID tags mountable on conductive items," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 56, no. 1, pp. 79-103, Feb. 2014.
- [20] Etiquetas comerciales para objetos metálicos, <https://www.atlasrfidstore.com/metal-mount-rfid-tags/>.
- [21] M. Martínez Pérez, M. Cabrero-Canosa, J. Vizoso Hermida et al., "Application of RFID Technology in Patient Tracking and Medication Traceability in Emergency Care," *Journal of Medical Systems*, vol. 36, no. 6, pp. 3983–3993, Dec. 2012.
- [22] E. Iadanza, F. Dori, R. Miniati and R. Bonaiuti, "Patients tracking and identifying inside hospital: A multilayer method to plan an RFID solution," *2008 30th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, Vancouver, BC, 2008, pp. 1462-1465.
- [23] Pulseras comerciales de HF, <http://www.rfidhy.com/rfid-product/access-security/rfid-wristband/2017>.
- [24] Pulseras comerciales de UHF, <https://www.zebra.com/content/dam/zebra/product-information/en-us/brochures-datasheets/supplies-accessories/rfid-wristbands-fact-sheet-en-us-gl-a4.pdf>.
- [25] J. Siden, P. Jonsson, T. Olsson and G. Wang, "Performance degradation of RFID system due to the distortion in RFID tag antenna," *Microwave and Telecommunication Technology, 2001. CriMiCo 2001. 11th International Conference on*, Sevastopol, Crimea, Ukraine, 2001, pp. 371-373.
- [26] C. Cornelius, J. Sorber, R. Peterson, J. Skinner, R. Halter, D. Kotz, "Who Wears Me? Bioimpedance as a Passive Biometric", HealthSec'12.
- [27] DEMO TOKAMAK, <http://www.enea.it/it/seguici/pubblicazioni/pdf-volumi/v2016-cdr-carm.pdf>.
- [28] C. Occhiuzzi, S. Caizzone, G. Marrocco, "Passive UHF RFID Antennas for Sensing Applications: Principles, Methods and Classifications", *IEEE Antennas and Propagat. Magaz.*, Vol.44, N.6, pp.14-34, Dec, 2013
- [29] G. Marrocco et al, "RFID & IoT: a synergic pair", *IEEE RFID Virtual Journal*, N.8, March 2015, <http://ieeexplore.ieee.org/xpls/virtual-journal/virtualJournalHome?pub=rfid&issue=8>.
- [30] P. V. Nikitin, D. D. Arumugam, M. J. Chabalko, B. E. Henty and D. D. Stancil, "Long Range Passive UHF RFID System Using HVAC Ducts," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 98, no. 9, pp. 1629-1635, Sept. 2010.
- [31] P. V. Nikitin, D. D. Stancil, A. G. Cepni, O. K. Tonguz, A. E. Xhafa and D. Brodtkorb, "Propagation model for the HVAC duct as a communication channel," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 5, pp. 945-951, May 2003.
- [32] P. V. Nikitin, D. D. Stancil, O. K. Tonguz, A. E. Xhafa, A. G. Cepni and D. Brodtkorb, "Impulse response of the HVAC duct as a communication channel," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 10, pp. 1736-1742, Oct. 2003.
- [33] P. V. Nikitin and D. D. Stancil, "Antenna radiation resistance in waveguide and in free-space," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 6, pp. 2126-2128, June 2005.
- [34] D. D. Arumugam and D. W. Engels, "Characterization of RF Propagation in Helical and Toroidal Metal Pipes for Passive RFID Systems," *2008 IEEE International Conference on RFID*, Las Vegas, NV, 2008, pp. 269-276.
- [35] Pervasive Electromagnetics Lab, <http://www.pervasive.ing.uniroma2.it/>.

- [36] ENEA, <http://www.enea.it/it/centro-ricerche-frascati>.
- [37] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 3rd ed. John Wiley and Sons, 2005.
- [38] G. Marrocco, "The art of UHF RFID antenna design: impedance-matching and size-reduction techniques", in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, no. 1, pp. 66-79, Feb. 2008.
- [39] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, S. F. Lam, V. Pillai, R. Martinez and H. Heinrich, "Power reflection coefficient analysis for complex impedances in RFID tag design," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 9, pp. 2721-2725, Sept. 2005.
- [40] J. D. Griffin and G. D. Durgin, "Complete Link Budgets for Backscatter-Radio and RFID Systems," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, no. 2, pp. 11-25, April 2009.
- [41] <http://www.etsi.org>.
- [42] <https://www.fcc.gov>.
- [43] <http://www.alientechnology.com/products/ic/higgs-3>.
- [44] <http://www.alientechnology.com/products/ic/higgs-4>.
- [45] <http://www.emmicroelectronic.com>.
- [46] <http://www.alientechnology.com/products/ic/higgs-EC>.
- [47] FEKO EM Simulation software, <http://www.feko.info> 2017.
- [48] MATLAB, <https://es.mathworks.com/products/matlab.html> 2017.
- [49] <http://www.keysight.com/en/pdx-x202277-pn-N5242A/>.
- [50] H. Zhu, Y. C. A. Ko and T. T. Ye, "Impedance measurement for balanced UHF RFID tag antennas," *2010 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, New Orleans, LA, 2010, pp. 128-131.
- [51] Kin Seong Leong, Mun Leng Ng and P. H. Cole, "Investigation of RF cable effect on RFID tag antenna impedance measurement," *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Honolulu, HI, 2007, pp. 573-576.
- [52] X. Qing, C. K. Goh and Z. N. Chen, "Impedance Characterization of RFID Tag Antennas and Application in Tag Co-Design," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 5, pp. 1268-1274, May 2009.
- [53] L. Mats, J. T. Cain and M. H. Mickle, "The In-Situ Technique for Measuring Input Impedance and Connection Effects of RFID Tag Antenna," in *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, vol. 6, no. 1, pp. 4-8, Jan. 2009.
- [54] W. Fan, A. Lu, L. L. Wai and B. K. Lok, "Mixed-mode S-parameter characterization of differential structures," *Proceedings of the 5th Electronics Packaging Technology Conference (EPTC 2003)*, 2003, pp. 533-537.
- [55] Impinj, Speedway Revolution R220, <https://www.impinj.com/platform/connectivity/speedway-r220/>.
- [56] Lector m5e, <http://www.thingmagic.com/index.php/embedded-rfid-readers>.
- [57] Laird Technologies, S8658P, https://support.impinj.com/hc/en-us/article_attachments/200774718/IPJ-A1000-A1001-EU1_Antenna_Spec.pdf.
- [58] D. M. Dobkin, "The RF in RFID Passive UHF RFID in Practice", 2008, Elsevier Inc.

- [59] C. Cho, H. Choo, and I. Park, "Design of Planar RFID Tag Antenna for Metallic Objects," *Electronics Letters*, 44, 3, January 2008, pp. 175-177.
- [60] T.-W. Koo, D. Kim, J.-I. Ryu, H.-M. Seo, J.-G. Yook and J.-C. Kim, "Design of a Label Typed UHF RFID Tag Antenna for Metallic Objects," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10, 1, December 2011, pp. 1010-1014.
- [61] A. A. Babar, T. Björninen, V. A. Bhagavati, L. Sydänheimo, P. Kallio and L. Ukkonen, "Small and Flexible Metal Mountable Passive UHF RFID Tag on High Dielectric Ceramic Polymer Composite Substrate," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11, 1, December 2012, pp. 1319-1323.
- [62] Y. Park, J. N. Lee and J. K. Park, "Design of UHF Radio Frequency Identification Metal Tag Antenna Using T-shaped Slot," *Microwave and Optical Technology Letters*, 53, 10, October 2011, pp. 2251-2255.
- [63] T. Björninen, A. A. Ba bar, A. Z. Elsherbeni, L. Ukkonen, L. Sydänheimo and J. Kallioinen, "Compact metal mountable UHF RFID tag on a Barium Titanate based substrate," *Progress in Electromagnetics Research C*, 26, 2012, pp. 43-57.
- [64] Y. Yamada, W. H. Jung and N. Michishita, "Extremely Small Antennas for RFID Tags," *2006 10th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems*, Singapore, 2006, pp. 1-5.
- [65] Y. Yamada, W. G. Hong, W. H. Jung and N. Michishita, "High gain design of a very small normal mode helical antenna for RFID tags," *TENCON 2007 - 2007 IEEE Region 10 Conference*, Taipei, 2007, pp. 1-4.
- [66] W. Hong, Y. Yamada and N. Michishita, "Low profile small normal mode helical antenna achieving long communication distance," *2008 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials*, Chiba, 2008, pp. 167-170.
- [67] Y. Yamada and N. Michishita, "Normal mode helical antenna," *US 12/179,220*, Ene. 28 2010.
- [68] T. Björninen, K. Espejo Delzo, L. Ukkonen, A. Z. Elsherbeni and L. Sydänheimo, "Long range metal mountable tag antenna for passive UHF RFID systems," *2011 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications*, Sitges, 2011, pp. 202-206.
- [69] L. Mo, H. Zhang and H. Zhou, "Broadband UHF RFID tag antenna with a pair of U slots mountable on metallic objects," in *Electronics Letters*, vol. 44, no. 20, pp. 1173-1174, September 25 2008.
- [70] L. Mo and C. Qin, "Tunable Compact UHF RFID Metal Tag Based on CPW Open Stub Feed PIFA Antenna," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, Article ID 167658, 8 pages, 2012.
- [71] M. Lai, R. Li and M. M. Tentzeris, "Low-profile broadband RFID tag antennas mountable on metallic objects," *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Toronto, ON, 2010, pp. 1-4.
- [72] S. L. Chen and K. H. Lin, "A Slim RFID Tag Antenna Design for Metallic Object Applications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, no., pp. 729-732, 2008.
- [73] S. L. Chen, "A Miniature RFID Tag Antenna Design for Metallic Objects Application," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, no., pp. 1043-1045, 2009.
- [74] M. Polivka and M. Svanda, "Stepped Impedance Coupled-Patches Tag Antenna for Platform-Tolerant UHF RFID Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 9, pp. 3791-3797, Sept. 2015.

- [75] P. H. Yang, Y. Li, L. Jiang, W. C. Chew and T. T. Ye, "Compact Metallic RFID Tag Antennas with a Loop-Fed Method," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 12, pp. 4454-4462, Dec. 2011.
- [76] H. W. Son and S. H. Jeong, "Wideband RFID Tag Antenna for Metallic Surfaces Using Proximity-Coupled Feed," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, no., pp. 377-380, 2011.
- [77] J. S. Kim, W. K. Choi, G. Y. Choi, "Small proximity coupled ceramic patch antenna for UHF RFID tag mountable on metallic objects," *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 4, pp. 129-138, 2008.
- [78] R. Garg, *Microstrip antenna design handbook*. Artech house (2001).
- [79] D. Sievenpiper, Lijun Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, Nov 1999.
- [80] Fan Yang and Y. Rahmat-Samii, "Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, pp. 2691-2703, Oct. 2003.
- [81] L. Ukkonen, L. Sydanheimo and M. Kivikoski, "Effects of metallic plate size on the performance of microstrip patch-type tag antennas for passive RFID," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, no. , pp. 410-413, 2005.
- [82] Dong-Uk Sim, Dong-Ho Kim, Jae-Ick Choi and Hyung-Do Choi, "Design of novel dipole-type tag antennas using electromagnetic bandgap (EBG) surface for passive RFID applications," *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Honolulu, HI, 2007, pp. 1333-1336.
- [83] B. Gao and M. M. F. Yuen, "Passive UHF RFID Packaging With Electromagnetic Band Gap (EBG) Material for Metallic Objects Tracking," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 1, no. 8, pp. 1140-1146, Aug. 2011.
- [84] A. C. Polycarpou *et al.*, "On the Design, Installation, and Evaluation of a Radio-Frequency Identification System for Healthcare Applications [Wireless Corner]," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 54, no. 4, pp. 255-271, Aug. 2012.
- [85] C. Occhiuzzi, S. Cippitelli and G. Marrocco, "Modeling, Design and Experimentation of Wearable RFID Sensor Tag," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 8, pp. 2490-2498, Aug. 2010.
- [86] S. Manzari, S. Pettinari and G. Marrocco, "Miniaturised wearable UHF-RFID tag with tuning capability," in *Electronics Letters*, vol. 48, no. 21, pp. 1325-1326, October 11 2012.
- [87] G. Marrocco, "RFID Antennas for the UHF Remote Monitoring of Human Subjects," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 6, pp. 1862-1870, June 2007.
- [88] M. A. Ziai and J. C. Batchelor, "Temporary On-Skin Passive UHF RFID Transfer Tag," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 10, pp. 3565-3571, Oct. 2011.
- [89] A. G. Santiago, J. R. Costa and C. A. Fernandes, "Broadband UHF RFID Passive Tag Antenna for Near-Body Applications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, no. , pp. 136-139, 2013.
- [90] J. Zhang and Y. Long, "A Dual-Layer Broadband Compact UHF RFID Tag Antenna for Platform Tolerant Application," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 9, pp. 4447-4455, Sept. 2013.

- [91] L. Yang, L. J. Martin, D. Staiculescu, C. P. Wong and M. M. Tentzeris, "Conformal Magnetic Composite RFID for Wearable RF and Bio-Monitoring Applications," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 12, pp. 3223-3230, Dec. 2008.
- [92] S. Amendola, S. Milici and G. Marrocco, "Performance of Epidermal RFID Dual-loop Tag and On-Skin Retuning," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 8, pp. 3672-3680, Aug. 2015.
- [93] S. Amendola and G. Marrocco, "Optimal Performance of Epidermal Antennas for UHF Radio Frequency Identification and Sensing," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 2, pp. 473-481, Feb. 2017.
- [94] L. J. Chu, "Physical limitations of omnidirectional antennas," *J. Appl. Phys.*, vol. 19, pp. 1163-1175, Dec. 1948.
- [95] R. F. Harrington, "Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency," *J. Res. Nat. Bur. Stand.*, vol. 64D, pp. 1-12, Jan.-Feb. 1960.
- [96] R. C. Hansen, "Fundamental limitations in antennas," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, no. 2, pp. 170-182, Feb. 1981.
- [97] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Hoboken, Wiley, 2012.
- [98] H. M. Tehran and M. N. Azarmanesh, "Effect of loaded-slot on microstrip patch antenna," 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005, pp. 537-540 vol. 2A.
- [99] RongLin Li, G. DeJean, M. M. Tentzeris and J. Laskar, "Development and analysis of a folded shorted-patch antenna with reduced size," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 2, pp. 555-562, Feb. 2004.
- [100] A. Holub and M. Polivka, "A Novel Microstrip Patch Antenna Miniaturization Technique: A Meanderly Folded Shorted-Patch Antenna," 2008 14th Conference on Microwave Techniques, Prague, 2008, pp. 1-4.
- [101] <http://ceit.es/es/>.
- [102] Voyantic Tagformance, <http://voyantic.com/products/tagformance-pro>.
- [103] C. Hertleer, H. Rogier, L. Vallozzi, and L. Van Langenhove, "A Textile Antenna for Off-Body Communication Integrated into Protective Clothing for Firefighters," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, part 1, pp. 919-925, April 2009.
- [104] Arlon AD1000, <https://www.rogerscorp.com/documents/3269/acs/AD1000-Data-Sheet.pdf>.
- [105] K. H. Lin, S. L. Chen and R. Mittra, "A Looped-Bowtie RFID Tag Antenna Design for Metallic Objects," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 2, pp. 499-505, Feb. 2013.
- [106] J. D. Kraus, "Helical Beam Antenna," *Electronics*, 20, 109-111, April 1947.
- [107] H. A. Wheeler, "A Helical Antenna for Circular Polarization," in *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1484-1488, Dec. 1947.
- [108] H. G. Smith, "High-gain side-firing helical antennas for ultrahigh-frequency television broadcasting," in *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part I: Communication and Electronics*, vol. 73, no. 2, pp. 135-138, May 1954.

- [109]R. D. Brandes, "The Tactical Communications Satellite," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-6, no. 4, pp. 432-441, July 1970.
- [110]P. Haapala and P. Vainikainen, "Helical antennas for multi-mode mobile phones," *1996 26th European Microwave Conference*, Prague, Czech Republic, 1996, pp. 327-331.
- [111]Chi-Fang Huang and Chih-Hsien Chiu, "A WLAN-used helical antenna fully integrated with the PCMCIA carrier," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 12, pp. 4164-4168, Dec. 2005.
- [112]S. Manzari, C. OcckiuZZi, P. Heijnen, S. Caizzone and G. Marrocco, "Communications through tires by radiofrequency identification," *2015 IEEE 15th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, Lecce, 2015, pp. 1-4.
- [113]R. Kumar, A. Louzir and J. Y. Le Naour, "RFID helix antenna on power cord for the sensing of home electrical devices activity," *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Paris, 2017, pp. 2554-2558.
- [114]ANT-433-HETH, <https://linxtechnologies.com/wp/wp-content/uploads/ANT-433-HETH-Data-Sheet-160516.pdf>.
- [115]S. Ceccuzzi, et al, "Status of ENEA 250 GHz Cyclotron Autoresonance Maser project", *40th Int. Conf. Infrared and Terahertz Waves (IRMMW-THz-2015)*, China 2015
- [116]S. J. Orfanidis, *Electromagnetics Waves and Antennas* [Online]. Available: <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa>.
- [117]<http://www.emmicroelectronic.com/products/rf-identification-security/epc-and-uhf-ics/em4325>.
- [118]<http://www.radio6ense.com/company>.
- [119]S. Amendola, G. Bovesecchi, A. Palombi, P. Coppa and G. Marrocco, "Design, Calibration and Experimentation of an Epidermal RFID Sensor for Remote Temperature Monitoring," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 19, pp. 7250-7257, Oct.1, 2016.
- [120]C. Miozzi, S. Amendola, A. Bergamini and G. Marrocco, "Reliability of a re-usable wireless Epidermal temperature sensor in real conditions," *2017 IEEE 14th International Conference on Wearable and Implantable Body Sensor Networks (BSN)*, Eindhoven, 2017, pp. 95-98.