



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>



Universitat Autònoma
de Barcelona

Nuevas Estrategias para el Diseño de Sistemas Chipless-RFID y Aplicaciones

Tesis Doctoral

Autor:

Cristian Herrojo Prieto

Director:

Prof. Ferran Martín Antolín

Programa de Doctorado en Ingeniería Electrónica y de
Telecomunicación

Universitat Autònoma de Barcelona

Departamento de Ingeniería Electrónica



Bellaterra (Cerdanyola del Vallès), 22 de marzo de 2018



El abajo firmante, **Ferran Martín Antolín**, Profesor del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Escuela de Ingeniería de la Universitat Autònoma de Barcelona,

CERTIFICA:

que la tesis titulada “*Nuevas Estrategias para el Diseño de Sistemas Chipless-RFID y Aplicaciones*” ha sido escrita por **Cristian Herrojo Prieto** bajo su supervisión, en cumplimiento de los requisitos del Programa de Doctorado en Ingeniería Electrónica y de Telecomunicación.

Y para certificarlo, firma la presente.

Firma: Ferran Martín Antolín

Universitat Autònoma de Barcelona
Escuela de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Electrónica

Bellaterra, 22 de marzo de 2018.

Contenido

Agradecimientos.....	ix
Resumen	xi
Summary.....	xiii
1 Motivación y Objetivos	15
2 Fundamentos de Tecnologías de Identificación Automática.....	19
2.1 Códigos de Barras Ópticos.....	19
2.2 Tecnología RFID	20
2.3 Códigos de Barras Ópticos vs RFID.....	22
2.4 Chipless-RFID: Estado del Arte y Técnicas de Codificación	23
2.4.1 Etiquetas Chipless-RFID Basadas en el Dominio del Tiempo: Principio de Funcionamiento.....	23
2.4.1.1 Técnicas de Codificación	24
2.4.1.1.1 ON-OFF Keying (OOK).....	24
2.4.1.1.2 Pulse Position Modulation (PPM).....	28
2.4.1.1.3 Modulación de Fase	29
2.4.2 Etiquetas Chipless-RFID Basadas en el Dominio de la Frecuencia: Principio de Funcionamiento.....	29
2.4.2.1 Técnicas de Codificación	30
2.4.2.1.1 Codificación Bi-estado	31
2.4.2.1.2 Codificación Multi-estado en un Dominio.....	33
2.4.2.1.3 Codificación Multi-estado en Dos Dominios: Técnicas Híbridas	34
2.4.3 Comparación entre Técnicas de Codificación	36
3 Propiedades de Simetría: Principio de Funcionamiento para el Diseño de Etiquetas Chipless-RFID	39
3.1 Introducción a Resonadores Eléctricamente Pequeños	39
3.1.1 Split Ring Resonator (SRR)	40

3.1.2	Edge-Coupled Split Ring Resonator (SRR)	40
3.1.3	Electric LC Resonator (ELC)	40
3.1.4	S-Shaped Split Ring Resonator (S-SRR)	41
3.2	Análisis Comparativo del Tamaño Eléctrico.....	42
3.3	Líneas de Transmisión Cargadas con Resonadores Simétricos.....	43
3.3.1	Propiedades de Simetría de una Línea de Transmisión	44
3.3.2	Mecanismo de Codificación Basado en las Propiedades de Simetría	45
3.3.3	Aplicación de las Propiedades de Simetría en el Diseño de Etiquetas Chipless-RFID	48
3.4	Conclusiones	48
4	Etiquetas Chipless-RFID Basadas en Firma Espectral.....	49
4.1	Etiquetas Basadas en Múltiples Resonadores S-SRR: Codificación Bi-estado	49
4.1.1	Mecanismo de Codificación y Modelo Circuitual del S-SRR.....	50
4.1.2	Diseño e Implementación de Etiquetas de 10 bits	51
4.2	Etiquetas Basadas en Múltiples Resonadores S-SRR: Codificación Multi-estado	53
4.2.1	Mecanismo de Codificación.....	54
4.2.2	Diseño e Implementación de Etiquetas de hasta 18 bits.....	54
4.3	Aplicaciones	57
4.3.1	Etiquetas Basadas en Resonadores Bi-estado	57
4.3.2	Etiquetas Basadas en Resonadores Multi-estado.....	60
4.4	Conclusiones	62
5	Etiquetas Chipless-RFID con Lectura en Campo Cercano y Secuencial	65
5.1	Sistema Implementado en Tecnología CPW: Principio de Funcionamiento.....	65
5.1.1	Diseño e Implementación de Etiquetas de 40 bits	68
5.2	Sistema Implementado en Tecnología Microstrip: Principio de Funcionamiento.....	70
5.2.1	Diseño e Implementación de Etiquetas de 40 bits	73
5.2.2	Etiquetas Programables con Lectura Independiente de la Orientación	73
5.2.3	Etiquetas Impresas sobre Sustrato Plástico y Papel con Tecnología Inkjet	75
5.3	Aplicaciones	76
5.3.1	Seguridad Documental.....	76

5.3.2 Sensores de Velocidad Angular	79
5.4 Otras Estrategias	80
5.5 Conclusiones	82
6 Conclusiones y Líneas Futuras	85
Conclusiones.....	85
Líneas Futuras	87
Referencias	89
Artículos de la Tesis	97
Artículos Fundamentales de la Tesis	101
Artículos No Fundamentales de la Tesis.....	173
Publicaciones del Autor	243

Agradecimientos

La realización de este trabajo ha sido gracias a la contribución y a la inestimable ayuda de muchísimas personas, entre las que se encuentran compañeros, amigos y familiares.

En primer lugar, me gustaría agradecer a mi director de tesis, el Profesor Ferran Martín, haberme dado la oportunidad de realizar la tesis doctoral en el grupo de investigación GEMMA/CIMITEC del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universitat Autònoma de Barcelona. Aspectos como su demostrada experiencia en el campo de las microondas, su disponibilidad incondicional a tratar o discutir cualquier duda o sus ideas han sido claves para que se cumplieran los objetivos que se plantearon al principio de esta tesis. Me gustaría también agradecer a los miembros que forman o han formado parte del grupo GEMMA/CIMITEC, y del Instituto de Microelectrónica de Barcelona su apoyo y ayuda. Paris Vélez, Jordi Selga, Gerard Zamora, Gerard Sisó, Jordi Bonache, Lijuan Su, Pau Aguilà, Anna Cedenilla, Miquel Moras, Alba Núñez, Eloi Ramon y Armando Fernández-Prieto (investigador de la Universidad de Sevilla). Especial atención merecen Javier Mata, Ferran Paredes y Simone Zuffanelli, quienes han trabajado a mi lado durante este período. Las largas discusiones y horas en el laboratorio con ellos han ayudado significativamente a conseguir muchos de los resultados presentados en esta tesis.

No quiero olvidarme de mis compañeros de despacho y departamento con los que he compartido muchísimos buenos momentos y risas: Carlos Couso, Marcos Maestro, Javier Díaz, Alberto Rodríguez, Jordi Muñoz, Fran Pasadas, Oscar Súchil y Javier Hellín.

Finalmente, quiero agradecer a mis amigos, mis padres, Julian y María, y mi hermana María la confianza dada durante todos estos años, pero sobre todo a mi pareja Noemi y mi hija Chloe. Este trabajo va sin duda dedicado a ellas, las personas más importantes de mi vida. Gracias por ser tan pacientes y comprensivas conmigo en momentos de estrés, por apoyarme en todo momento y por confiar siempre en mí.

Cristian Herrojo
Bellaterra
Marzo 2018

Resumen

Actualmente, la identificación por radiofrecuencia (RFID) es una de las tecnologías con mayor crecimiento dentro de la industria de las tecnologías de la información y las comunicaciones (TIC) y de la identificación automática. En este contexto, RFID es una tecnología que puede utilizarse en un amplio espectro de aplicaciones, tales como control de acceso, seguimiento, seguridad, control de inventario, logística, entre otros. Asimismo, RFID proporciona multitud de beneficios imposibles de conseguir con los tradicionales sistemas de identificación ópticos, comúnmente conocidos como código de barras ópticos, incluyendo rango de lectura, capacidad de detección de la etiqueta sin necesidad de tener visión directa con el lector, capacidad de información, etcétera. Sin embargo, los sistemas ópticos son extremadamente baratos comparado con los sistemas RFID. Por esta razón, los códigos de barras siguen siendo, en términos de identificación, el punto de referencia en el mercado. De hecho, más del 70% de los productos fabricados en el mundo están identificados con él.

Principalmente, el coste de las etiquetas RFID viene determinado por el circuito integrado de aplicación específica (ASIC) que llevan incorporado. Por lo tanto, parece razonable que una posible solución consista en implementar etiquetas RFID sin ASIC (Chipless-RFID), donde un determinado patrón metálico sobre un sustrato contiene un determinado código identificativo. Esta nueva tecnología puede proporcionar un coste más reducido ya que las etiquetas carecen de circuito integrado. No obstante, presenta una serie de retos tecnológicos que han sido abordados por diferentes grupos de investigación en la última década. Entre dichos retos, se encuentra conseguir aumentar la capacidad de información de las etiquetas hasta el punto de ser competitivas con los códigos de barras ópticos, o incluso, con las etiquetas RFID con chip.

Esta tesis tiene como principal objetivo desarrollar diferentes estrategias o sistemas Chipless-RFID para incrementar la capacidad de información, de este modo, contribuyendo al avance y desarrollo de esta tecnología. Asimismo, este trabajo también se centra en aplicar en un entorno real las diferentes estrategias aportadas. Principalmente, se demuestra su aplicabilidad en seguridad documental y/o autenticación (para evitar falsificaciones o copias de documentos oficiales, actas notariales, exámenes, papeletas de voto, recetas médicas, etc.), para el desarrollo de sensores de velocidad angular, o como sensores de presencia con capacidad de identificación.

Summary

Nowadays, radio frequency identification (RFID) is one of the fastest growing technologies within the information technology (IT) industry and automatic identification. In this context, RFID is a technology which can be used in a wide spectrum of applications, such as access control, tracking, security, inventory as well as logistics. Moreover, RFID provides several advantages which are difficult to achieve with traditional optical identification systems, typically known as optical barcodes, including reading range, tag detection capability without the need to have line of sight with the reader, data storage capability, etc. Nevertheless, optical systems are extremely cheap compared to RFID systems. Therefore, in terms of identification, barcodes are still the benchmark in the market. In fact, more than 70% of the products manufactured worldwide are identified with optical systems.

The cost of the RFID tags is mainly given by the application specific integrated circuit (ASIC) connected to the antenna. Therefore, it seems reasonable that a possible solution is based on implementing RFID tags without ASIC (Chipless-RFID), where a certain metallic pattern on a substrate contains a certain identification code. This recent technology may provide a lower cost since tags are not equipped with integrated circuit. Nevertheless, it presents a series of technological challenges that have been addressed by different research groups in the last decade. One of these challenges is to increase the data capability of tags in order to be competitive with optical barcodes, or even with chipped RFID tags.

The main objective of this thesis is to develop alternative approaches or Chipless-RFID systems in order to increase the data capability, thus contributing to the advance and development of this technology. Besides, this work also focuses on applying the different approaches in real scenarios. Mainly, it is demonstrated that it is possible to use the proposed Chipless-RFID systems in secure paper applications (in order to avoid counterfeiting or copies of corporate documents, exams, ballots, etc.) as well as angular velocity sensors or as proximity sensor with identification capability.



Motivación y Objetivos

La identificación por radiofrecuencia (RFID) es una tecnología inalámbrica ampliamente utilizada en la identificación automática, control de acceso, seguimiento, trazabilidad, seguridad, control de inventario, logística, entre otros. Dicha tecnología tiene el potencial suficiente para reemplazar a los códigos de barras ópticos, debido a su capacidad de información, flexibilidad, e incluso, versatilidad de aplicaciones. Sin embargo, este hecho todavía no se ha producido, básicamente por el elevado coste de la etiqueta RFID comparado con los códigos de barras ópticos. Principalmente, dicho coste proviene del circuito integrado de aplicación específica (ASIC), o chip, que llevan incorporado. En este contexto, en la última década se han llevado a cabo enormes esfuerzos por diseñar e implementar etiquetas RFID de bajo coste sin circuito integrado, completamente pasivas, conocidas como etiquetas Chipless-RFID o códigos de barras de radiofrecuencia (RF). En términos generales, la mayoría de los sistemas Chipless-RFID usan materiales específicos y/o diseños para conseguir un determinado comportamiento electromagnético (EM), dotando de una “firma espectral” a la etiqueta. Dicha firma espectral contiene el código identificativo de la etiqueta. Es importante destacar que el hecho de que con esta tecnología se pretenda reducir el coste tanto como sea posible, concretamente por debajo del céntimo de euro, es en detrimento de perder prestaciones que la tecnología RFID proporciona, como, por ejemplo, tamaño, rango de lectura, lectura simultánea de las etiquetas o capacidad de información que muchas aplicaciones pueden requerir.

En esta tesis se pretende dar un paso más en el estado del arte de la tecnología Chipless-RFID y diseñar e implementar etiquetas, capaces de ser competitivas, en términos de capacidad de información, con las etiquetas RFID con chip convencionales. Asimismo, el reto más ambicioso consiste en reducir el coste de las etiquetas Chipless-RFID tanto como sea posible. Para tal propósito, es necesario diseñar e implementar etiquetas sobre papel convencional y usando tintas conductoras. Asimismo, un aspecto importante a tener en cuenta, relacionado con los costes, es la capacidad de programación, borrado y reprogramación de las etiquetas. El hecho de que se puedan fabricar masivamente todas iguales y se puedan programar en una fase posterior, implica que los costes de fabricación se puedan reducir drásticamente.

Para conseguir los objetivos señalados en el párrafo anterior, se propondrá una estrategia inédita para el diseño de sistemas Chipless-RFID, basada en el dominio temporal, donde la lectura del código de la etiqueta se realiza en campo cercano y de forma secuencial. El aspecto más relevante es el hecho de que el número de bits que se podrá conseguir sólo vendrá limitado por el tamaño de la etiqueta. Por otra parte, la lectura por proximidad será de interés, como se verá, en aplicaciones tales como seguridad documental, donde las cortas distancias entre el lector y el código, lejos de representar una limitación, se convierten en una ventaja, por la confianza que genera el sistema frente a actos de “escuchas” o espionaje, por ejemplo.

Esta tesis se ha redactado como **Compendio de Artículos**. Por lo tanto, muchos de los resultados presentados en esta tesis se referenciarán a los artículos correspondientes. Dichos artículos se pueden encontrar en el apartado **Artículos de la Tesis**.

A continuación, se muestra como se ha organizado el trabajo presentado:

- En el Capítulo 2 se realiza una revisión del estado del arte de la tecnología Chipless-RFID tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia, mostrando los avances más significativos, y los diferentes mecanismos de codificación empleados.
- En el Capítulo 3 se describen las propiedades de simetría de una línea de transmisión cargada con resonadores eléctricamente pequeños y simétricos, y su utilidad como mecanismo de codificación en etiquetas Chipless-RFID basadas en una línea de transmisión cargada con múltiples resonadores.
- En el Capítulo 4 se muestra el diseño e implementación de etiquetas Chipless-RFID basadas en el dominio de la frecuencia, concretamente, basadas en una línea de transmisión CPW cargada con múltiples resonadores S-SRR. Además, se demuestra que con el control del acoplamiento magnético entre la línea *host* y la partícula resonante mediante rotación es posible conseguir más de dos estados lógicos por resonador, y en consecuencia incrementar la capacidad de información de la etiqueta.
- En el Capítulo 5 se propone una estrategia novedosa para diseñar e implementar etiquetas Chipless-RFID, basada en el dominio del tiempo, con lectura secuencial y en campo cercano. Dicha estrategia se caracteriza por proporcionar una capacidad de información muy elevada comparada con los sistemas Chipless-RFID que se pueden encontrar en la literatura, e incluso, se puede comparar con la proporcionada por las etiquetas RFID con chip.
- En el Capítulo 6 se resumen los resultados más relevantes obtenidos en esta tesis, y se proponen líneas de investigación que pueden ser abordadas en un futuro cercano.

El trabajo realizado en esta tesis se ha llevado a cabo entre 2015 y 2018, dentro del grupo GEMMA (Grup d’Enginyeria de Microones, Metamaterials i Antenes) /CIMITEC (Centre d’Investigació en Metamaterials per a la Innovació en Tecnologies Electrònica i de Comunicacions), el cual forma parte del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universitat Autònoma de Barcelona (UAB). GEMMA/CIMITEC ha formado parte de la Red de Excelencia de la Unión Europea 500252-2 METAMORPHOSE (*Metamaterials organized for radio, millimeter wave and photonic super lattice engineering*), cuyo principal objetivo de su investigación,

fue promover y estudiar materiales electromagnéticos artificiales y metamateriales. Esto ha dado lugar al METAMORPHOSE VI ASBL (Virtual Institute for Artificial Electromagnetic Materials and Metamaterials). Además, CIMITEC es uno de los centros de la Red de Innovación Tecnológica TECNIO (ACCIÓ) del gobierno catalán, creado con el objetivo de promover la transferencia de la industria en el campo de las tecnologías de la información y de la comunicación, y ha sido reconocido como grupo consolidado por el gobierno catalán (AGAUR). Por otro lado, esta tesis también es el resultado de la cercana colaboración con el Instituto de Microelectrónica de Barcelona-CNM (CSIC).

Este trabajo ha sido financiado por el gobierno catalán y español a través de diferentes proyectos y contratos, y especialmente, por la beca FPI (Formación de Personal Investigador) con referencia BES-2014-068164, otorgada por el Ministerio de Economía, Industria y Competitividad (MINECO). Entre los proyectos y contratos con distintas instituciones y compañías que han ayudado al desarrollo de las actividades de investigación, cabe destacar las siguientes:

- Proyecto TEC2013-40600-R de la Dirección General de Investigación Científica y Técnica, otorgado por el Ministerio de Economía y Competitividad (MINECO). Título del Proyecto: *Diseño y síntesis de componentes de RF/microondas basados en conceptos avanzados y su aplicación a circuitos de comunicaciones, sensores y RFID*. Período: 2013-2016.
- Proyecto RTC-2014-2550-7 ChiplessRFID de la convocatoria Retos-Colaboración 2014, financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad español (MINECO). Consorcio formado por: Scytl Secure Electronic Voting, S.A., Instituto de Microelectrónica de Barcelona-CNM (CSIC) y UAB-CIMITEC. Título del Proyecto: *Desarrollo tecnológico de tags chipless RFID mediante tecnologías de impresión sobre sustratos de bajo coste para su integración en sistemas de modernización electoral (Chipless RFID)*.
- Reconocimiento como *Grupo de Investigación Consolidado* por la Agencia de Gestión y Ayudas Universitarias y de Investigación (AGAUR-Generalitat de Catalunya). Núm. expediente: 2014SGR-157. Período: 2014 - 2016.
- Proyecto de la convocatoria Acción Estratégica Economía y Sociedad Digital (AEESD'15), financiado por el Ministerio de Industria, Energía y Turismo. Entidad solicitante: Nabelia. Entidades subcontratadas: Instituto de Microelectrónica de Barcelona-CNM (CSIC) y UAB-CIMITEC. Título del Proyecto: *Scctet - Maie's Sistema De Control, Conservación, Eficiencia y Trazabilidad en Medicamentos de Alto Impacto Económico*. Núm. de expediente TSI-100700-2015-48. Período: septiembre 2015 - diciembre 2017.
- Proyecto de la convocatoria Acción Estratégica Economía y Sociedad Digital (AEESD'15), financiado por el Ministerio de Industria, Energía y Turismo. Entidad solicitante: Meditecnologia. Entidades subcontratadas: Instituto de Microelectrónica de Barcelona-CNM (CSIC) y UAB-CIMITEC. Título del Proyecto: *Medical Chipless Secure Paper, Desarrollo de tags chipless RFID mediante tecnologías de impresión electrónica para su integración en*

sistemas de receta médica segura. Núm. de expediente TSI-100103-2015-30. Período: julio 2015 – diciembre 2017.

- Proyecto TEC2016-75650-R, otorgado por el Ministerio de Economía y Competitividad (MINECO). Título del Proyecto: *Diseño y síntesis de componentes de RF/microondas basados en conceptos avanzados y su aplicación a circuitos de comunicaciones, sensores y RFID (II)*. Período: 2017 - 2019.
- Proyecto del Centro para el Desarrollo Tecnológico Industrial (CDTI). Título del Proyecto: *Contactless Audit - Auditorías de Resultados Electorales de Limitación de Riesgo Facilitadas por Circuitos RFID Impresos en Papel*. Entidad solicitante: Scytl Secure Electronic Voting, S.A. Entidad subcontratada: UAB-CIMITEC. Referencia: EXP - 00086867 / IDI-20160275. Período: mayo 2016 – marzo 2018.



Fundamentos de Tecnologías de Identificación Automática

Los sistemas de identificación automática, también conocidos como *automatic Identification and data capture (AIDC) systems*, son sistemas cada vez más comunes para la sociedad. Dichos sistemas son una familia de tecnologías que identifican, verifican, registran, comunican y almacenan información. Entre ellas, se encuentran los códigos de barra ópticos, reconocimiento óptico de caracteres (OCR), sistemas biométricos, reconocimiento de la voz, tarjetas inteligentes y sistemas de identificación por radiofrecuencia (RFID). Este capítulo se centrará en detallar las ventajas y limitaciones de las dos tecnologías que, actualmente, están compitiendo por dominar el mercado: (i) códigos de barras ópticos y (ii) RFID. Posteriormente, se realizará una revisión del estado del arte tanto de sistemas Chipless-RFID basados en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia, mostrando los últimos y más relevantes avances de la tecnología, y los diferentes mecanismos de codificación utilizados. Por último, se definirán las principales figuras de mérito, que se utilizarán como criterio para comparar diferentes mecanismos de codificación.

2.1 Códigos de Barras Ópticos

La tecnología AIDC más antigua corresponde a los códigos de barras ópticos. Dicha tecnología lleva décadas implantada en nuestra industria, nuestra sociedad y nuestras vidas con aplicabilidad comprobada en el campo de la identificación, seguimiento o control de acceso, entre otros. De hecho, a día de hoy, el 70% de los productos fabricados se identifican con un código de barras óptico [1]. El dominio en el mercado de esta tecnología se explica, en parte, por su bajo coste de producción, menos de un céntimo de euro por unidad, y en parte por su baja probabilidad de error, una entre dos millones [1].

Básicamente, un código de barras consiste en la representación de un conjunto de líneas paralelas con distinto grosor y espaciado que en su conjunto tienen una determinada información, y que es único para cada producto [ver Figura 2.1(a)]. Este tipo de códigos de barras, son también denominados códigos unidimensionales



Figura 2.1. Estructuras de códigos de barras: (a) unidimensional con codificación EAN 13 y (b) bidimensional (QR).

o lineales (1D), los cuales han evolucionado a rectángulos, círculos, hexágonos, e incluso, otros patrones geométricos bidimensionales (2D) conocidos como *quick response barcodes* (QR). Un código de este tipo se muestra en la Figura 2.1(b).

Actualmente, el código de barras más utilizado a nivel mundial es el EAN 13 (*European Article Number*) [2], constituido por 13 dígitos y con una capacidad de información de 43 bits [1], [3]. La capacidad de codificación del código de barras se limita por la difracción de la luz a través de los bordes de las líneas, la sensibilidad del lector, y la distancia de lectura. La difracción restringe el ancho de línea mínimo detectable, así como la separación entre dos líneas adyacentes [4]. De este modo, aumentar la longitud del código de barras es la única forma de aumentar su capacidad de información. Este aspecto se considera una de las principales limitaciones que presenta esta tecnología.

2.2 Tecnología RFID

La tecnología RFID es la segunda opción más usada en el mercado para implementar sistemas de identificación automática [5]–[7]. Dicha tecnología es una alternativa a los códigos de barra ópticos que utiliza ondas de radiofrecuencia para la identificación y seguimiento de objetos. Un sistema RFID está compuesto, básicamente, por un lector, generalmente conectado a una base de datos, el cual se comunica con una etiqueta RFID mediante un radio enlace. A su vez, dicha etiqueta está compuesta, típicamente, por un circuito integrado de aplicación específica (chip) conectado a una antena. Dicho circuito integrado contiene una memoria donde se almacenan los datos. El lector transmite una señal electromagnética de interrogación hacia la etiqueta. Como respuesta a la señal de interrogación, la etiqueta RFID genera una señal que contiene la información del objeto donde está colocada la etiqueta, la cual es retransmitida y recibida por el sistema lector. Típicamente, dicho sistema lector se conecta a un microcontrolador o a un ordenador para procesar y compartir los datos. En la Figura 2.2 se muestra una configuración genérica de un sistema RFID.

Es importante destacar que la mayoría de ASICs que podemos encontrar en la tecnología RFID están diseñados para cumplir con los requisitos del protocolo EPC *Class 1 Generation 2*. El estándar se basa en el concepto de código electrónico de producto (EPC), el cual puede considerarse como una evolución del código EAN, típicamente usado en códigos de barras ópticos. En su forma más básica, el código EPC está dividido en cuatro segmentos, el cual aporta información de la versión del protocolo, el fabricante del producto, tipo y número de serie del producto. Toda

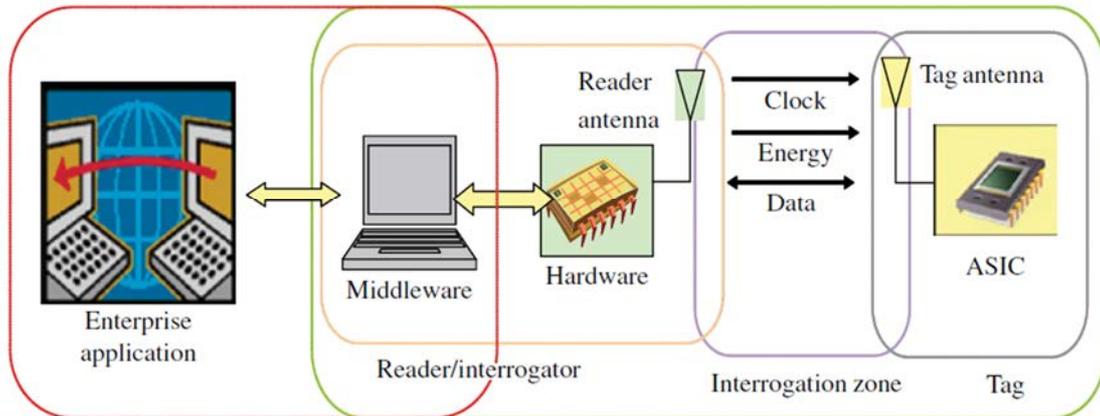


Figura 2.2. Arquitectura de un sistema de identificación por radiofrecuencia genérico. Figura extraída de [8].

Tabla 2.1. Clasificación de las etiquetas RFID pasivas en función de su frecuencia de operación, especificando el principio físico de funcionamiento, rango de lectura y coste por unidad para cada tipo de etiqueta.

Banda frec.	LF 125 y 134.2 KHz	HF 13.56 MHz	UHF 868-915 MHz	SHF 2.45 y 5.8 GHz
Principio físico	Acoplo inductivo	Acoplo inductivo	Propagación (campo lejano)	Propagación (campo lejano)
Rango lectura	< 0.5 m	< 1 m	< 15 m	< 15 m
Coste unidad	> 1 euro	> 0.4 euro	> 0.15 euro	> 0.3 euro

Tabla 2.2. Comparación entre códigos de barras ópticos y RFID.

	Códigos de barras ópticos	RFID
Tamaño	Muy pequeños	Medio
Rango de lectura	Varios centímetros	Hasta 15 m (pasivos)
Capacidad de almacenaje	43 bits (código EAN 13)	96 bits EPC Class1 Gen2
Lectura simultanea	No	Si
Reprogramable	No	Si
Fácil de copiar	Si	No
Posición lector/etiqueta	Necesita visión directa	No necesita visión directa
Coste	< 0.01 euros	≈ 0.15 euros

esta información viene codificada en 96 bits de información. Esto es más que suficiente para identificar todos los productos fabricados en el mundo en muchos años [9].

Las etiquetas RFID se pueden clasificar de acuerdo con distintos criterios, entre ellos el coste de la etiqueta. La primera condición que determina su precio es si necesitan o no una fuente de alimentación o batería. Siguiendo este aspecto, se pueden distinguir tres tipos de etiquetas: (i) etiquetas activas, (ii) etiquetas semi pasivas y (iii) etiquetas pasivas. Las etiquetas activas poseen una batería para alimentar el circuito integrado y para transmitir la señal al lector. Por otro lado, las etiquetas semi pasivas, también disponen de una batería, pero en este caso, solo la utilizan para activar el chip. Por último, las etiquetas pasivas, usan la señal EM emitida por el lector para alimentar el circuito integrado, y para comunicarse con el lector. Este tipo de etiquetas (pasivas) funcionan de forma similar a los tradicionales códigos de barras y son, con mucho, las etiquetas RFID más comunes y usadas en el mercado, ya que no necesitan de batería y son mucho más baratas [1], [5], [8], [10]. Las diferentes etiquetas pasivas son, por lo general, clasificadas en función de su rango frecuencial de operación. En la Tabla 2.1 se muestra el principio de funcionamiento, rango de lectura y coste de las etiquetas RFID pasivas dependiendo de la banda frecuencial utilizada (LF, HF, UHF y SHF). La solución más económica y con mayor rango de lectura es la correspondiente a etiquetas diseñadas e implementadas en la banda UHF.

2.3 Códigos de Barras Ópticos vs RFID

Los sistemas ópticos de identificación (códigos de barras) y los sistemas RFID tienen ambos sus propias ventajas y limitaciones, siendo cada uno de ellos apropiado para diferentes propósitos y aplicaciones. En la Tabla 2.2 se muestra una comparación de ambas tecnologías que incluye coste, tamaño, rango de lectura, y otros aspectos relevantes para ciertas aplicaciones. De acuerdo con la tabla mostrada, la tecnología RFID tiene el potencial necesario para reemplazar a los códigos de barras ópticos, ya que presenta un rango de lectura y una capacidad de información significativamente mayor, permite realizar lecturas de varias etiquetas simultáneamente, y éstas son reprogramables, e incluso, para realizar la lectura no es necesaria la visión directa entre la etiqueta y el lector. Sin embargo, el reducido coste que presentan los códigos de barras ópticos limita considerablemente, la completa penetración en el mercado de la tecnología RFID. Como se mencionó al principio de este capítulo, el coste de la etiqueta viene dado, principalmente, por el ASIC o microchip que lleva incorporado la etiqueta, y es difícil imaginar un escenario futuro en el que el precio de la etiqueta RFID baje a un céntimo de euro o menos. En este contexto, se presenta una tecnología alternativa a RFID, la cual carece de ASIC, denominada Chipless-RFID, que tiene como principal objetivo aliviar, parcialmente, el alto coste de los microchips [11], [12]. En Chipless-RFID, la etiqueta, típicamente, consiste en un codificador completamente pasivo (generalmente un patrón de resonadores), que puede necesitar o no de antena para transmitir el código identificativo. Es importante mencionar que eliminar el circuito integrado de la etiqueta y sustituirlo por un codificador totalmente pasivo no es una tarea ni sencilla ni trivial. Dicha tarea necesita de un esfuerzo de investigación

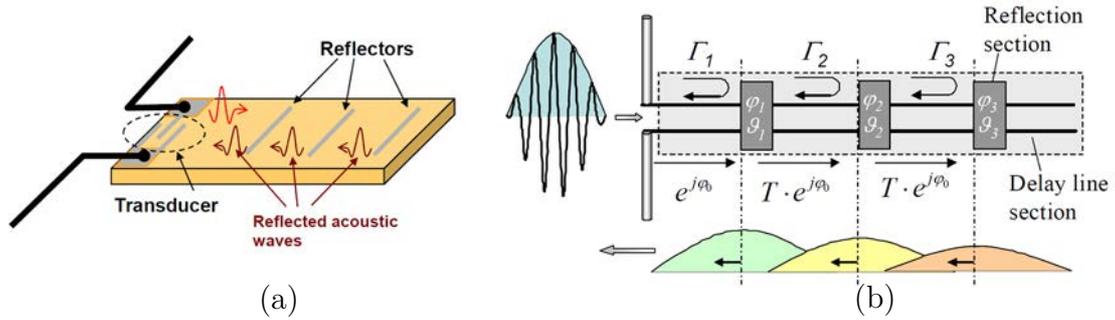


Figura 2.3. Principio de funcionamiento de un sistema Chipless-RFID basado en el dominio del tiempo (a) usando tecnología SAW (Figura extraída de [3]) y (b) usando líneas de retardo (Figura extraída de [13]). En ambos casos el principio de funcionamiento se puede denominar TDR (del inglés, *time-domain reflectometry*).

en el diseño e implementación de estructuras planares de microondas sobre sustratos de bajo coste (por ejemplo, papel) y usando tintas conductoras.

2.4 Chipless-RFID: Estado del Arte y Técnicas de Codificación

El presente apartado tiene como objetivo presentar las dos principales categorías en las que se pueden dividir las etiquetas Chipless-RFID: (i) etiquetas basadas en el dominio del tiempo y (ii) etiquetas basadas en el dominio de la frecuencia. En ambos casos, se darán a conocer los avances más recientes y prometedores llevados a cabo. Además, puesto que la codificación de la información es un aspecto esencial, se analizarán los diferentes mecanismos de codificación que se pueden emplear, y se definirán las principales figuras de mérito que se utilizan para compararlas.

2.4.1 Etiquetas Chipless-RFID Basadas en el Dominio del Tiempo: Principio de Funcionamiento

Los primeros diseños de etiquetas Chipless-RFID que se desarrollaron, se inspiraron en el funcionamiento de las etiquetas RFID con chip convencionales, las cuales codifican la información en el dominio del tiempo. Dichos diseños estaban implementados sobre tecnología *Surface Acoustic Wave* (SAW) [14]–[19] y se componen, básicamente, de un transductor electro-acústico conectado a una antena, generalmente, una antena monopolo. El principio de funcionamiento se muestra en la Figura 2.3(a). El lector envía un pulso electromagnético que es recibido por la antena y transformado en energía acústica mediante el transductor. Posteriormente, la onda acústica se propaga por el sustrato, reflejándose, parte de ella, en aquellas posiciones donde hay un reflector. Estas reflexiones son convertidas de nuevo en energía electromagnética y transmitidas hacia el lector. Es importante mencionar que se pueden conseguir etiquetas basadas en tecnología SAW con una elevada capacidad de información (hasta 256 bits) [20]. Sin embargo, éstas no son competitivas en términos de coste, ya que una unidad puede tener un precio de 10-20 céntimos de euro [2].

Una solución, con un principio de funcionamiento muy similar [ver Figura 2.3(b)], consiste en implementar etiquetas compuestas por una línea de retardo (línea de transmisión), sobre sustratos de microondas convencionales, la cual contiene discontinuidades (a modo de reflectores) o impedancias complejas en ciertas posiciones. Básicamente, el lector envía un pulso que se propaga por la etiqueta a través de la línea de retardo, y se refleja en aquellos puntos donde encuentra una discontinuidad. De este modo, el código identificativo está formado por la reflexiones o ecos producidos en la etiqueta. Es importante mencionar que la velocidad del sonido es de 340 m/s, un millón de veces menor que la velocidad de la luz (c). Este aspecto conlleva a que se necesiten líneas de transmisión con longitudes grandes para producir retardos medibles.

2.4.1.1 Técnicas de Codificación

Esta sección tiene como propósito analizar los principales métodos de codificación aplicados en sistemas Chipless-RFID basados en el dominio del tiempo que se pueden encontrar en la literatura. Como se mostrará a continuación, la codificación en el dominio del tiempo presenta, principalmente, dos dificultades, y retos al mismo tiempo, que limitan significativamente la capacidad de información que se puede conseguir con esta estrategia: (i) miniaturizar la línea de retardo para codificar la máxima información en un área reducida y (ii) minimizar las pérdidas y efectos de dispersión de las líneas de retardo que forman la etiqueta.

2.4.1.1.1 ON-OFF Keying (OOK)

La codificación *ON-OFF Keying* (OOK) es considerada como el método más simple para codificar en sistemas Chipless-RFID basados en el dominio del tiempo. Básicamente, los estados lógicos ‘0’ y ‘1’ se determinan mediante la ausencia o presencia, respectivamente, de una reflexión de la señal de interrogación en un intervalo específico del tiempo.

En 2006, L. Zhang *et al.* reportan por primera vez el método de codificación OOK [21]. La etiqueta está compuesta por una línea de transmisión coplanar (CPW) amebdrada (para reducir el tamaño), donde se han insertado discontinuidades capacitivas SMD en paralelo y en posiciones predefinidas [ver Figura 2.4(a)]. El lector envía un pulso de corta duración, concretamente de 2 ns, el cual se propaga a través de la línea de transmisión CPW. La presencia de una discontinuidad capacitiva en una posición determinada de dicha línea produce una desadaptación que da lugar a un pulso reflejado que se transmite de nuevo hacia el lector. La presencia de dicha reflexión se interpreta como el estado lógico ‘1’, mientras que su ausencia se interpreta como un ‘0’ lógico. Un ejemplo de código medido se muestra en la Figura 2.4(b). El hecho de que la duración del pulso sea de 2 ns, implica que las líneas de retardo deben tener una longitud de 180 mm (el sustrato utilizado tiene una permitividad de $\epsilon_r = 3.48$) para evitar solapamiento entre pulsos. En el área de 25 cm², se han implementado cuatro líneas de retardo, por lo tanto, la etiqueta tiene una capacidad de información de 4 bits.

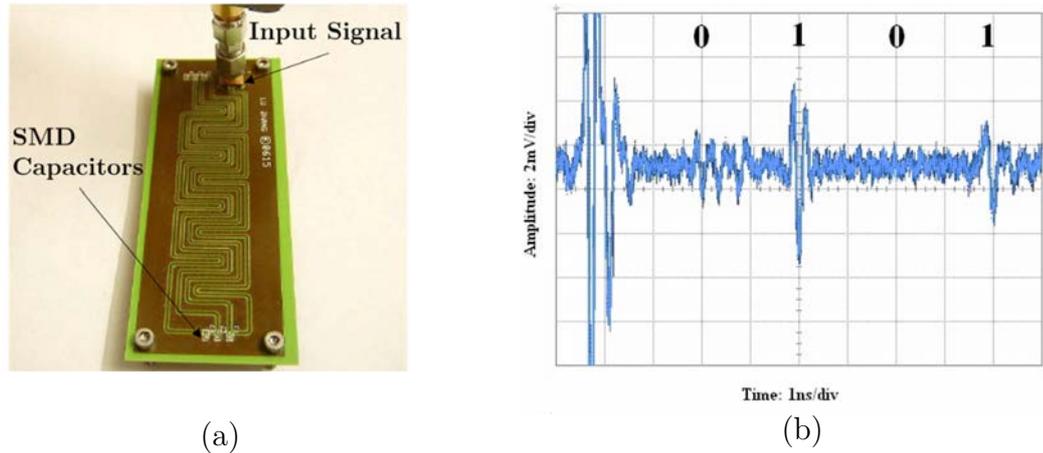


Figura 2.4. (a) Fotografía de la etiqueta Chipless-RFID propuesta por L. Zhang *et al.* configurada para obtener el código '0101' y (b) medida del código '0101'. Figuras extraídas de [21].

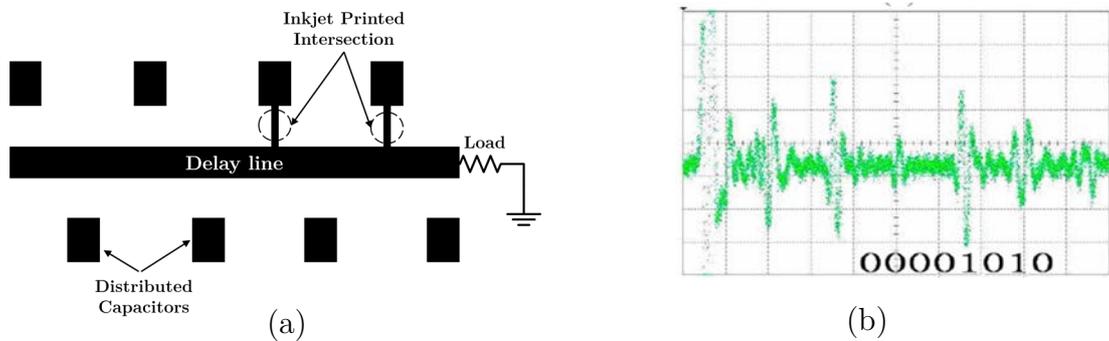


Figura 2.5. (a) Layout de la etiqueta Chipless-RFID propuesta por L. Zheng *et al.* configurada para obtener el código '00001010' y (b) medida del código '00001010'. Figuras extraídas de [22].

L. Zheng *et al.* [22] y Botao *et al.* [23], en 2008 y 2010, respectivamente, reemplazan las capacidades discretas por capacidades distribuidas para obtener una estructura completamente planar. En este caso, dichas capacidades son preimpresas durante la fabricación de la etiqueta y desconectadas de la línea de transmisión *microstrip*, cómo se puede ver en la Figura 2.5(a). Posteriormente, el código identificativo de la etiqueta se programa mediante la conexión de determinadas capacidades a la línea de retardo. Para reducir el tamaño de la etiqueta, aproximadamente en un factor 4, utilizando el mismo sustrato que en [21], la duración del pulso de la señal de interrogación se ha reducido a 0.4 ns. De este modo, la longitud total de las líneas de retardo debe ser de 400 mm para una etiqueta de 8 bits, si se quiere evitar solapamientos entre pulsos reflejados. En la Figura 2.5(b) se muestra un ejemplo de código medido.

En [24], [25] se presenta una estrategia diferente para implementar etiquetas Chipless-RFID basadas en el dominio del tiempo con codificación OOK. La principal novedad con respecto a las implementaciones descritas anteriormente reside en el hecho de que la línea de retardo se usa en transmisión y no en reflexión. Como se puede ver en la Figura 2.6(a), la señal de entrada se divide en dos ramas, una corta y recta (línea sin retardo) y otra más larga y ameandrada (línea con

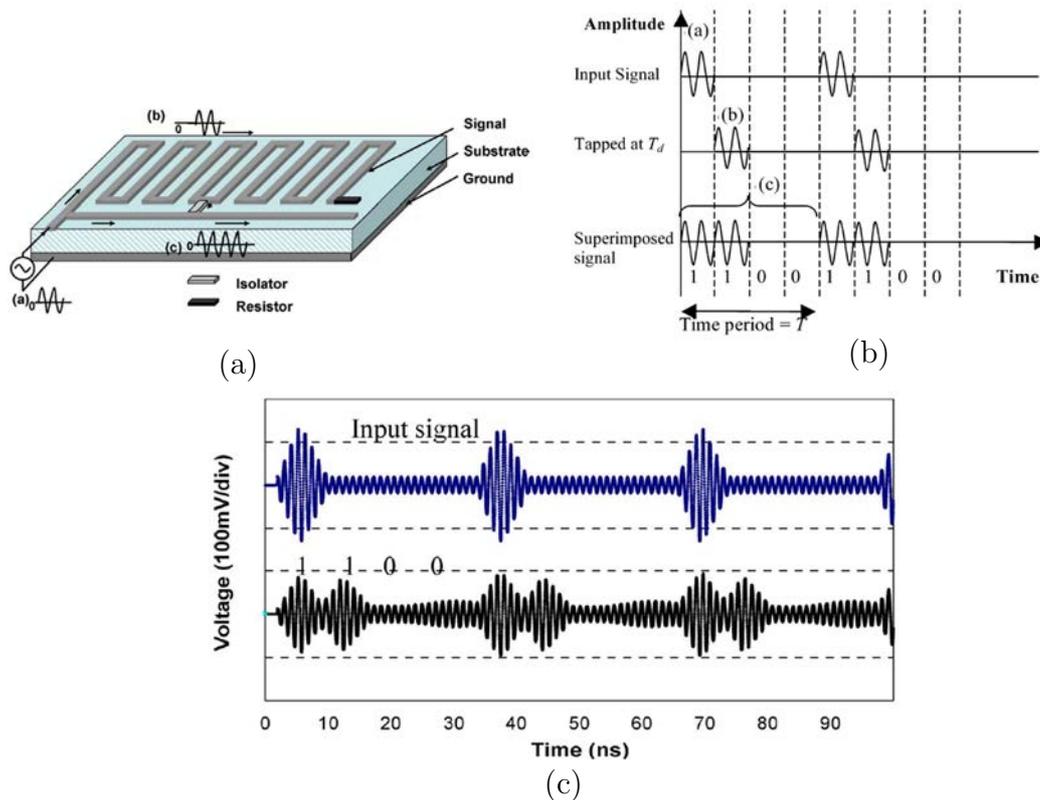


Figura 2.6. (a) Esquemático de la línea de retardo propuesta por A. Chamarti *et al.* (b) Principio de generación de código por la superposición de señales retardadas y (c) medida de las señales de entrada y salida, ésta última correspondiente con el código '1100'. Figuras extraídas de [24].

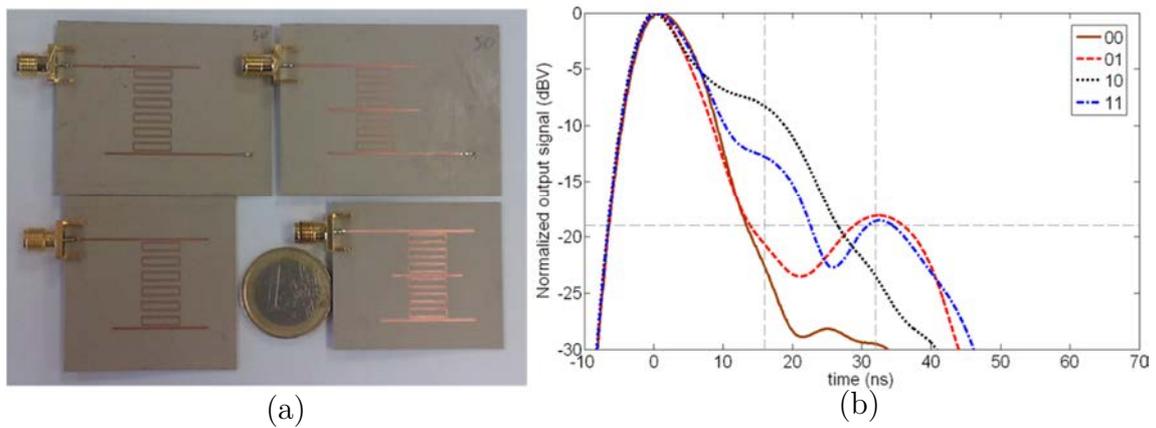


Figura 2.7. (a) Fotografía del conjunto de etiquetas Chipless-RFID de 2 bits propuesta por F.J. Herraiz *et al.* y (b) sus correspondientes respuestas medidas en el dominio del tiempo. Figuras extraídas de [26].

retardo). Un aislador o circulador conecta las dos ramas para desviar el segundo pulso en el instante apropiado. De este modo, la posición temporal de dicho pulso varía con la posición del aislador, y, en consecuencia, la codificación de la etiqueta. Con el propósito de aclarar la estrategia de codificación, en la Figura 2.6(b) y Figura 2.6(c) se muestra el principio de generación de código basado en la superposición de señales retardadas y un ejemplo de código medido, respectivamente.

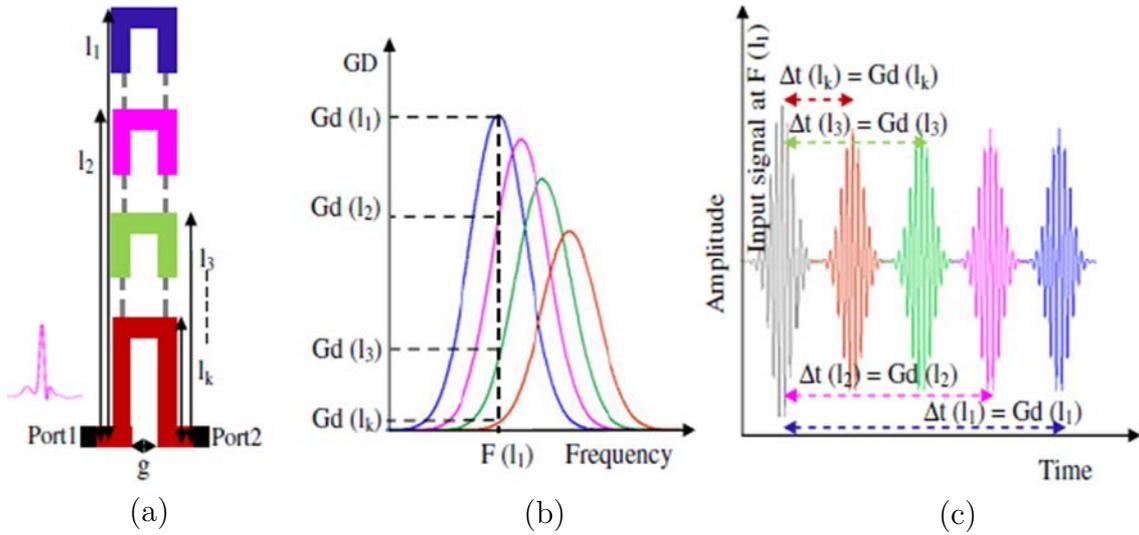


Figura 2.8. Principio de codificación de una etiqueta basada en el uso de *C-sections*: (a) Topología de una *C-section* con longitud variable, (b) retardo de grupo en función de la frecuencia para distintas longitudes de *C-section* y (c) correspondencia en el dominio temporal. Figura extraída de [27].

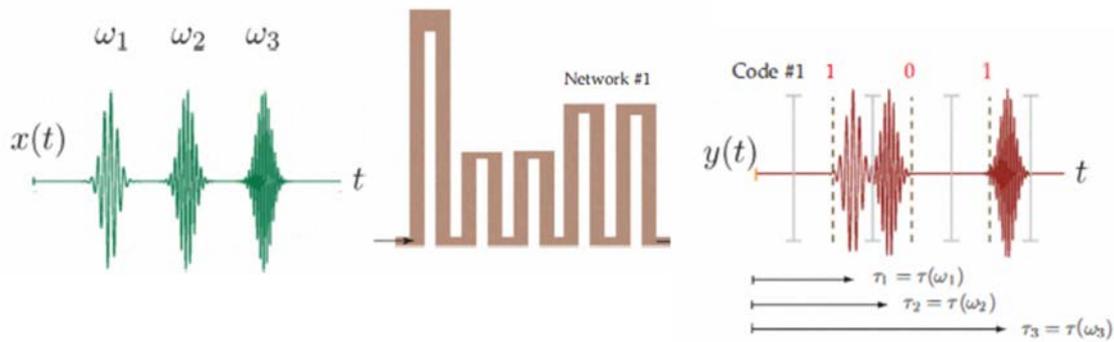


Figura 2.9. Etiqueta propuesta por Gupta *et al.* alimentada con tres pulsos con frecuencias distintas ω_1 , ω_2 y ω_3 y un ejemplo de codificación PPM. Figura extraída de [28].

Por otro lado, en 2012, F.J. Herraiz *et al.* proponen una estrategia novedosa, basada en líneas de retardo capaces de propagar ondas magneto-inductivas (MIW) [26]. Básicamente, MIWs son ondas lentas que se propagan a través de resonadores acoplados magnéticamente [26], [29]. Dichas ondas lentas proporcionan una velocidad de grupo (v_g) alrededor de $c/100$ (siendo c la velocidad de la luz), por lo tanto, maximizan el retardo de grupo (τ_g). De esta forma, para un mismo retardo, se pueden conseguir líneas de retardo más cortas (comparado con las convencionales). Para la implementación de las líneas de retardo se usan resonadores *Split Ring Resonators* (SRRs) con topología rectangular para maximizar el acoplamiento. Una línea de transmisión *microstrip* acoplada inductivamente al primer resonador de la cadena de SRRs, sirve como transductor entre el modo *microstrip* y el modo MIW de la línea de retardo. Finalmente, las líneas de transmisión *microstrip* adicionales se usan como reflectores, y se acoplan a SRRs específicos de la cadena para generar el código identificativo de la etiqueta. De este

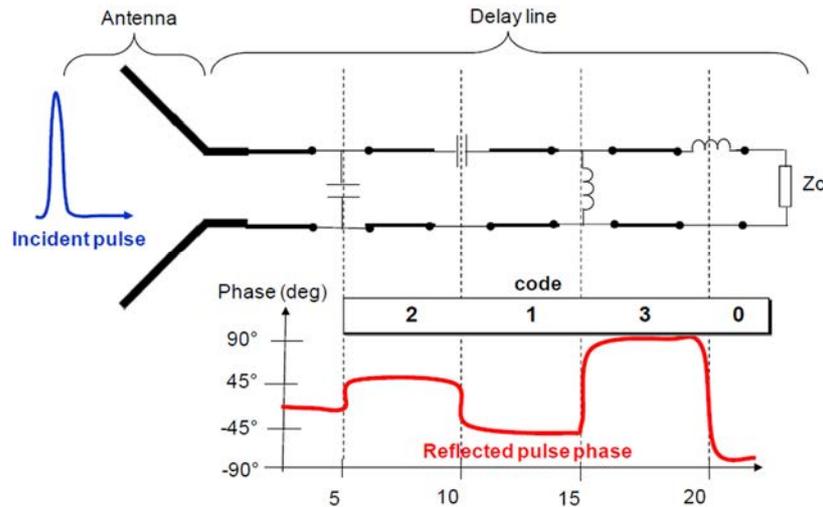


Figura 2.10. Codificación temporal basada en la modulación de fase del pulso de entrada a la etiqueta. Figura extraída de [3].

modo, la posición de los reflectores es diferente para cada etiqueta [ver Figura 2.7(a)], dando lugar a diferentes respuestas temporales, como se puede ver en la Figura 2.7(b). La principal limitación que presenta esta estrategia es que las elevadas pérdidas de las líneas de retardo MIW impiden implementar etiquetas con una elevada capacidad de información.

2.4.1.1.2 Pulse Position Modulation (PPM)

La codificación *Pulse Position Coding* (PPM) consiste en la variación de la posición de un pulso dentro de una determinada ventana temporal. Concretamente, PPM codifica n bits con un solo pulso, el cual ocupa uno de los 2^n slots en los que se divide la ventana temporal. La ventaja de esta codificación, con respecto a OOK, es que requiere de un menor número de reflectores. Sin embargo, para conseguir la misma capacidad de información es necesario un *span* temporal mayor. Por ejemplo, con una línea de retardo que proporcione un retardo de 1 ns, y asumiendo una resolución de 100 ps, con la codificación OOK es posible codificar 10 bits, mientras que, con PPM, sólo es posible codificar 3.3 bits.

La mayoría de los trabajos reportados en la literatura que utilizan este tipo de codificación, utilizan estructuras dispersivas que exhiben una velocidad de grupo dependiente de la frecuencia. De este modo, una señal de banda ancha propagándose por este tipo de estructuras experimenta un retardo de grupo diferente para cada componente frecuencial [30]. Dicha estructura puede implementarse con *C-Section all-pass networks* [31], la cual está compuesta por dos líneas acopladas [ver Figura 2.8(a)], cuya longitud eléctrica es $\lambda_g/4$ a la frecuencia donde el retardo de grupo es máximo. De este modo, la posición frecuencial de dicho máximo depende de la longitud de la estructura, como se puede ver en la Figura 2.8(b). En consecuencia, en el dominio del tiempo, para la correspondiente frecuencia, se obtiene un retardo igual al retardo de grupo.

En 2010, Gupta *et al* [28]. implementan por primera vez una etiqueta de 3 bits basada en estructuras dispersivas *C-section* dispuestas en cascada (ver Figura 2.9)

diseñadas de tal modo, que proporcionen máximos en el retardo de grupo a 3, 4 y 5 GHz. En este caso, cada pulso puede tener dos posiciones diferentes dentro de una ventana temporal, dependiendo de su codificación ('0' o '1'). Otros ejemplos basados en este concepto se pueden encontrar en [27], [30], [32]–[34].

2.4.1.1.3 Modulación de Fase

Con el propósito de aumentar la densidad de información de la etiqueta, en 2009, Mandel *et al.* [35] proponen un método de codificación diferente basado en la modulación de fase del pulso de entrada a la etiqueta, e incluyen la utilización de líneas de retardo artificiales *Composite Right/Left Handed* (CRLH), también utilizadas en [13], [36]. El uso de dichas líneas se justifica por su menor velocidad de grupo comparado con las líneas de retardo convencionales. Este aspecto permite la implementación de líneas de retardo más cortas para un determinado retardo. En este caso, se usan cargas complejas de diferente valor con el propósito de modificar la fase de los pulsos reflejados, como se puede ver en la Figura 2.10. De este modo, con cuatro elementos distintos es posible conseguir cuatro valores de fase distintos (2 bits por cada reflector). El número de códigos que es capaz de generar la etiqueta es, por lo tanto, 4^k (siendo k el número de reflectores que contiene la línea de retardo).

2.4.2 Etiquetas Chipless-RFID Basadas en el Dominio de la Frecuencia: Principio de Funcionamiento

En el apartado anterior, se ha realizado una revisión de diferentes etiquetas Chipless-RFID basadas en el dominio del tiempo, prestando especial atención en su tamaño y capacidad de información. En este sentido, el mejor logro conseguido es una etiqueta de 8 bits con un tamaño razonable [22], omitiendo las etiquetas implementadas sobre tecnología SAW por motivos de coste. Como se mostrará a continuación, dicha capacidad es considerablemente más pequeña que la que se puede conseguir con sistemas Chipless-RFID basados en el dominio de la frecuencia.

Las etiquetas Chipless-RFID basadas en el dominio de la frecuencia, también conocidas como etiquetas basadas en firma espectral, están implementadas con elementos resonantes sintonizados, cada uno de ellos, a frecuencias diferentes y predefinidas. Dichas frecuencias están distribuidas dentro de una determinada banda frecuencial, la cual debe estar cubierta por la señal de interrogación. Típicamente, cada elemento resonante proporciona un bit de información, y la codificación se determina a partir de la ausencia o presencia de cambios abruptos en la amplitud y/o fase de la respuesta frecuencial de la etiqueta. En la Figura 2.11 y Figura 2.12 se muestra el principio de funcionamiento de un sistema Chipless-RFID basado en el dominio frecuencial, donde se han considerado dos tipos de etiquetas: (i) aquellas basadas en una línea de transmisión cargada con partículas resonantes (*retransmission*) [37] y (ii) aquellas basadas en *backscattering* [38]. Las primeras, fueron diseñadas, implementadas y patentadas por Preradovic *et al.* [39]. Típicamente, estas etiquetas Chipless-RFID se equipan con una antena transmisora y receptora con polarización cruzada con el objetivo de comunicarse

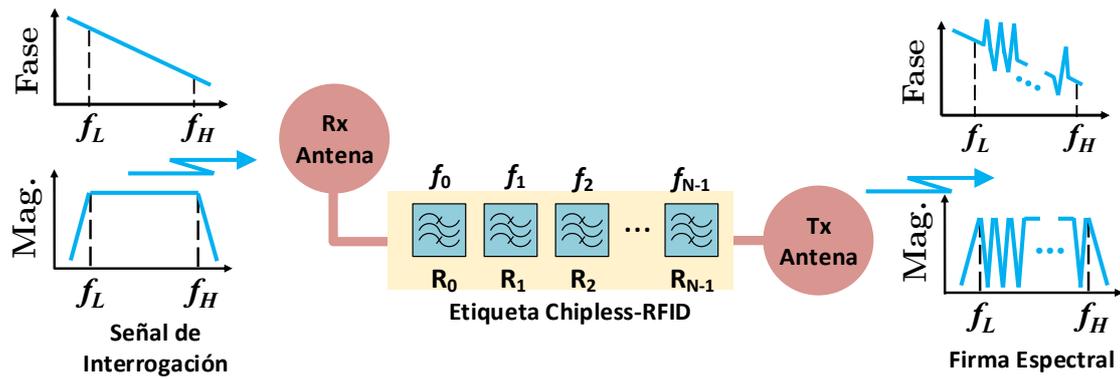


Figura 2.11. Principio de funcionamiento de un sistema Chipless-RFID en el dominio de la frecuencia basado en una línea de transmisión cargada con múltiples resonadores y antenas para la recepción de la señal de interrogación y transmisión de la firma espectral.

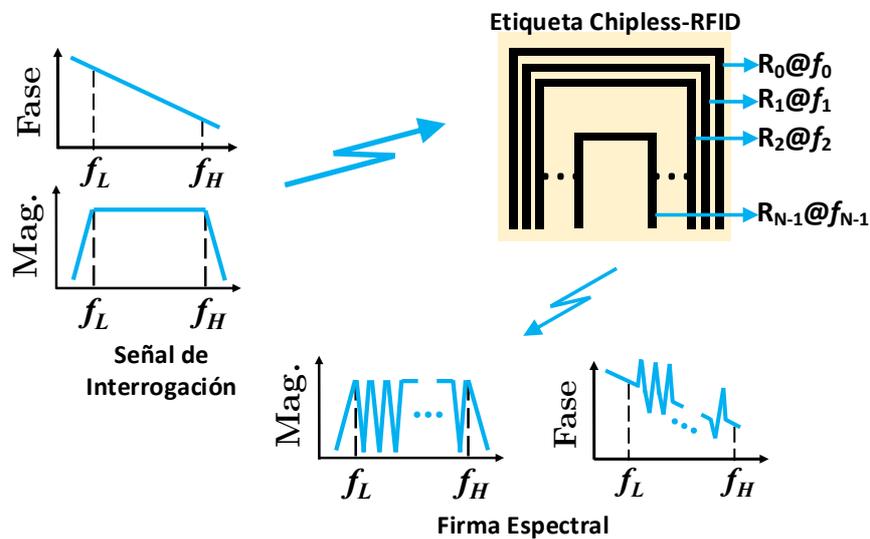


Figura 2.12. Principio de funcionamiento de un sistema Chipless-RFID en el dominio de la frecuencia basado en *backscattering*.

inalámbicamente con el lector. Dichas antenas se usan para la recepción de la señal de interrogación y la transmisión de la firma espectral de la etiqueta. Por otro lado, en las basadas en *backscattering*, los elementos resonantes proporcionan la firma espectral a través de cambios abruptos en la respuesta de la *Radar Cross Section* (RCS). La ventaja de esta estrategia es que no es necesaria la utilización de antenas, por lo que se reduce el tamaño de la etiqueta.

2.4.2.1 Técnicas de Codificación

En el dominio de la frecuencia, tanto si se consideran sistemas basados en una línea de transmisión cargada con múltiples elementos resonantes como sistemas basados en *backscattering*, la firma espectral de la etiqueta se extrae de las variaciones de amplitud y/o fase generadas en la señal de interrogación, como se mostrará en los siguientes apartados. La principal limitación de codificar la información en el dominio de la frecuencia es el ancho de banda requerido para acomodar un elevado

número de bits. Además, el hecho de aumentar la capacidad de información de la etiqueta implica incrementar el número de elementos resonantes, y, en consecuencia, su tamaño. Con el propósito de minimizar estas limitaciones o desventajas, en los últimos años, diferentes grupos de investigación han focalizado sus esfuerzos en diseñar etiquetas capaces de codificar la información en más de un dominio simultáneamente, por ejemplo, frecuencia-fase, frecuencia-amplitud, etcétera. Estos sistemas se denominan híbridos, y como se mostrará, pueden aumentar sustancialmente la capacidad de información de la etiqueta.

2.4.2.1.1 Codificación Bi-estado

Las primeras etiquetas que se implementaron en el dominio de la frecuencia usaban como método de codificación la ausencia (estado lógico '0') o presencia (estado lógico '1') de una variación de la amplitud y/o fase de la respuesta de la etiqueta a una frecuencia determinada. De este modo, cada elemento resonante proporciona un solo bit de información. Este método de codificación es similar al OOK, utilizado en sistemas Chipless-RFID basados en el dominio del tiempo.

En 2005, Jalaly *et al.* [38] proponen una solución muy simple que consiste en múltiples dipolos cargados con una capacidad variable colocados sobre un sustrato con plano de masa. El principal propósito de esta estrategia consiste en crear múltiples resonancias en el ancho de banda de la etiqueta. Una variante a la mencionada estrategia, e implementada por los mismo autores, consiste en utilizar dipolos con longitud variable [40], haciendo la estructura completamente planar. Las etiquetas están implementadas en el rango frecuencial de 2.4 a 5.8 GHz y tienen una capacidad de información de 5 bits (el tamaño de la etiqueta no es mencionado por los autores).

A partir de este momento, se reportan en la literatura numerosos trabajos basados en firma espectral que codifican la información en la amplitud y/o en la fase de la señal de interrogación [41]–[56]. Son destacables las etiquetas implementadas por Preradovic *et al.* y Vena *et al.* en [41] y [49], respectivamente. En la primera, como se puede ver en la Figura 2.13(a), la etiqueta está formada por una línea de transmisión *microstrip*, amebdrada para reducir el tamaño, cargada con múltiples resonadores, concretamente 35 *spiral resonators*, codificando 35 bits en un ancho de banda y una superficie de 4 GHz y 88 x 65 mm² (incluyendo antenas), respectivamente. Por lo que respecta a la respuesta frecuencial de la etiqueta [ver Figura 2.13(b)], ésta presenta 35 ceros de transmisión y 35 saltos de fase en la magnitud y fase de la firma espectral, respectivamente, introducidos por cada uno de los elementos resonantes que forman la etiqueta. Contrariamente, la etiqueta mostrada en la Figura 2.14(a) e implementada por Vena *et al.*, está basada en *backscattering*. Dicha etiqueta está compuesta por 20 elementos resonantes *C-shaped* con frecuencias de resonancia entre 2 y 4 GHz, y su tamaño es de 25 x 70 mm². Como se puede ver en la Figura 2.14(b), aparece un pico tanto en la magnitud de la RCS como en el retardo de grupo a la frecuencia de resonancia de cada resonador. Es importante recordar que el retardo de grupo se puede calcular analíticamente a partir de derivar la fase de la señal con respecto a la frecuencia.

En ambos casos, el estado lógico '0' se consigue desplazando la frecuencia de resonancia de los resonadores (*spiral resonator* o *C-Shaped resonator*) a frecuencias

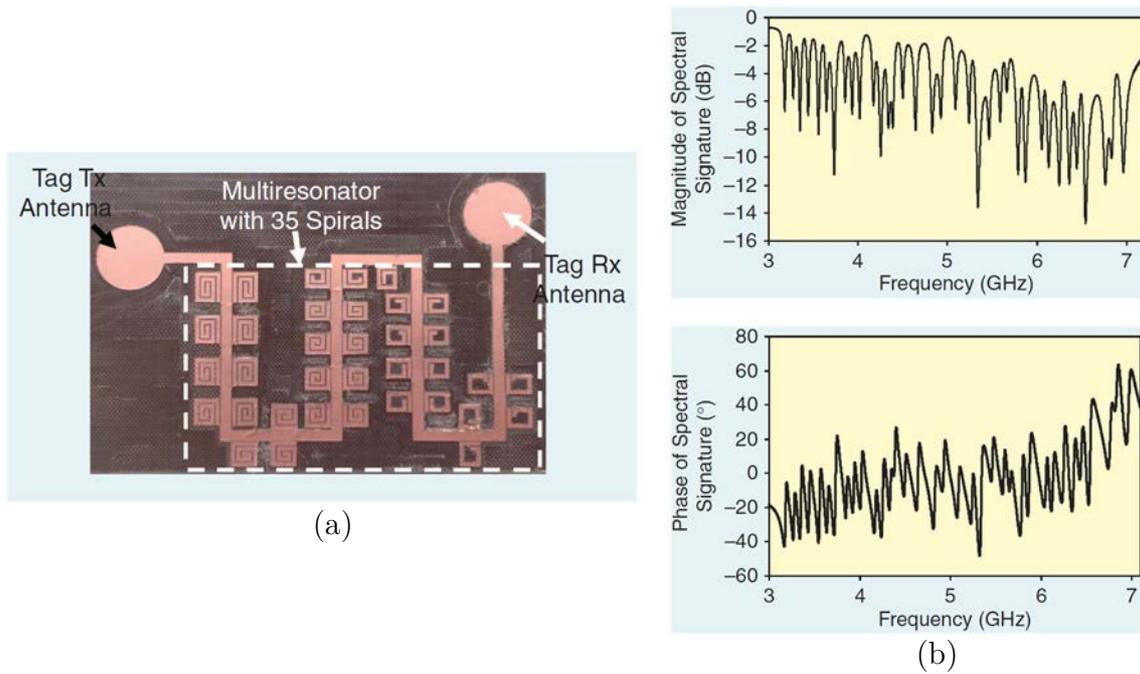


Figura 2.13. (a) Fotografía de la etiqueta Chipless-RFID de 35 bits implementada por Preradovic *et al.* y (b) magnitud y fase de la firma espectral de la etiqueta. Figura extraída de [39], [41].

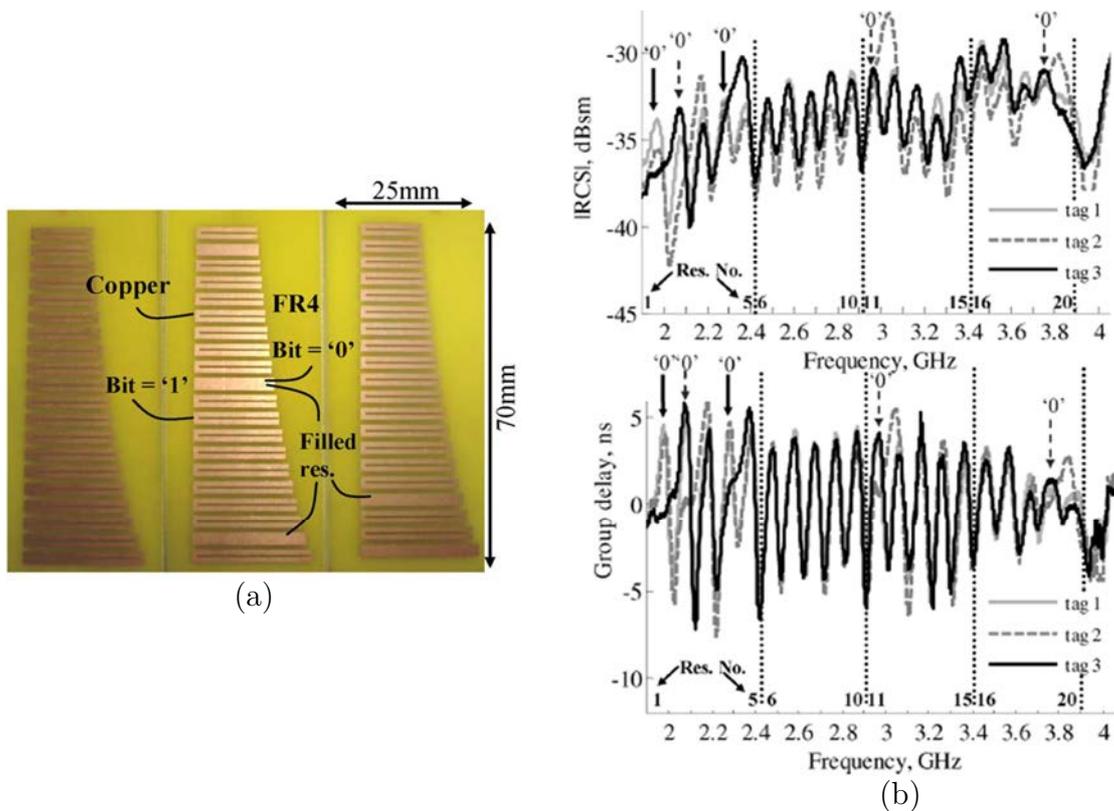


Figura 2.14. (a) Fotografía de la etiqueta Chipless-RFID de 20 bits implementada por Vena *et al.* y (b) magnitud y retardo de grupo de la firma espectral de la etiqueta. Figura extraída de [49].

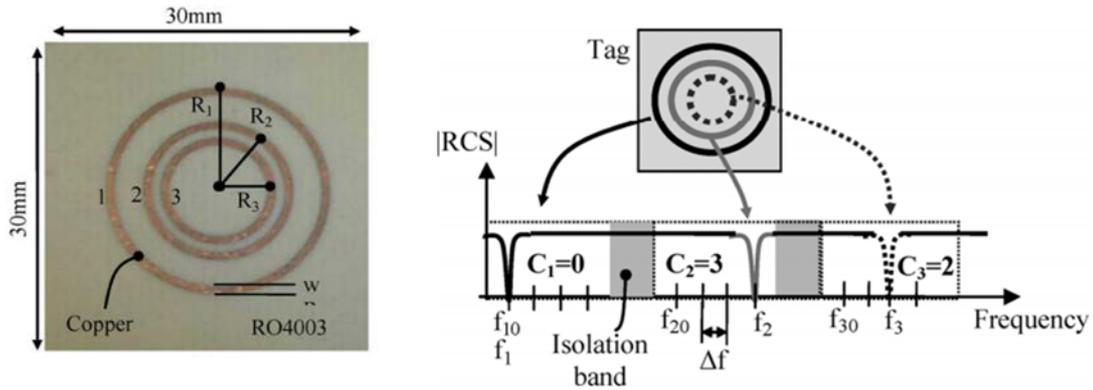


Figura 2.15. Fotografía de una etiqueta Chipless RFID formada por tres anillas circulares, cuya codificación se basa en la posición frecuencial de las resonancias. Figura extraída de [57].

más altas. Básicamente, dicho desplazamiento frecuencial se consigue cortocircuitando los resonadores. El hecho de que no sea necesario eliminarlos de la estructura es una gran ventaja, ya que, abre la posibilidad de fabricar todas las etiquetas iguales con todas los resonadores cortocircuitados para, posteriormente, programarlos, eliminando el cortocircuito con láser, por ejemplo.

A pesar del hecho de que en la literatura se han reportado etiquetas Chipless-RFID basadas en el dominio de la frecuencia con una considerable capacidad de información, capaces de competir con los códigos de barras ópticos (recuérdese que el código EAN 13 tiene una capacidad de codificación de 43 bits), todavía están lejos de la capacidad de información que puede proporcionar una etiqueta RFID con chip. Además, como se mencionó anteriormente, para acomodar un número considerable de bits es necesario un ancho de banda muy grande, aspecto que complica y eleva el coste del sistema lector de forma muy significativa. De este modo, para intentar paliar estas dificultades, recientemente se han reportado estrategias para incrementar la capacidad de información, donde los elementos resonantes pueden proporcionar más de un bit de información.

2.4.2.1.2 Codificación Multi-estado en un Dominio

La codificación multi-estado tiene como propósito asignar más de dos estados lógicos a un solo elemento resonante. En la mayoría de los casos, la forma más sencilla de conseguirlo, es codificando la información en la frecuencia [57]–[59], de manera que la frecuencia de resonancia de cada resonador puede variar entre diferentes valores dentro de un ventana frecuencial predefinida. Obviamente, con esta estrategia el número de estados vendrá determinado por el ancho de banda que se le asigne a cada elemento resonante. Para aclarar el concepto, en la Figura 2.15 se muestra una etiqueta Chipless-RFID basada en tres anillos circulares. Dicha etiqueta funciona en la banda frecuencial de 3.1 a 10.6 GHz, es decir, en un ancho de banda de 7.5 GHz que se ha dividido en *slots* de 30 MHz. De este modo, se tienen 250 *slots* a compartir entre tres anillos (80 para cada uno), y, en consecuencia, se pueden generar $80^3 = 512000$ códigos diferentes (19 bits) en un área de 9 cm².

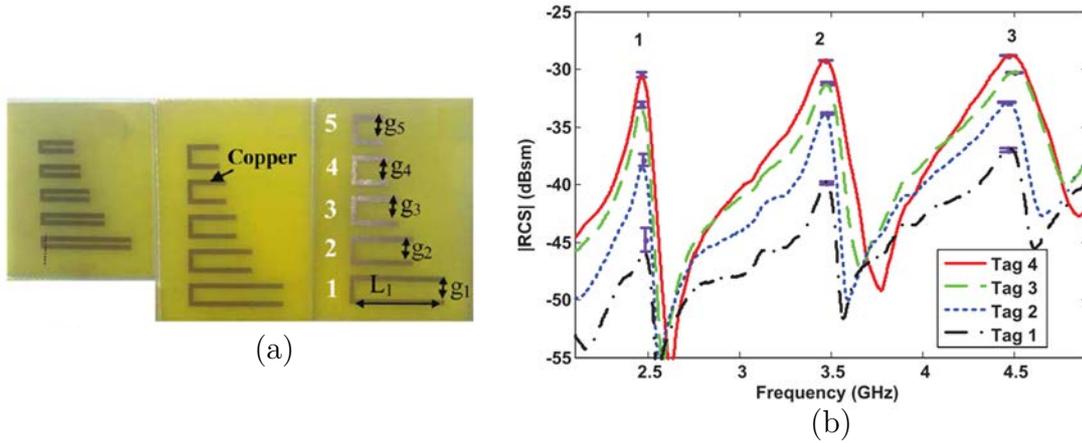


Figura 2.16. (a) Fotografía de tres etiquetas Chipless-RFID propuestas por Vena *et al.*, donde la información se codifica en la magnitud de las resonancias pico de un *C-Shaped resonator* y (b) respuesta frecuencial medida. Figura extraída de [60].

Otra forma de conseguir un comportamiento multi-estado, consiste en codificar la información en el nivel de amplitud de los ceros de transmisión introducidos por cada uno de los elementos resonantes que forman la etiqueta [60], [61] o en el nivel de magnitud de las resonancias pico de la RCS [62], [63]. Un ejemplo de esta codificación¹ se muestra en la Figura 2.16, donde la información se codifica en el nivel de magnitud de la resonancia pico que exhibe la RCS del *C-Shaped resonator*. Con esta estrategia cada resonador puede proporcionar 2 bits (4 estados) de información. El ancho de banda utilizado está entre 2 GHz y 5 GHz, mientras que el área de la etiqueta es de 7.2 cm².

2.4.2.1.3 Codificación Multi-estado en Dos Dominios: Técnicas Híbridas

Como se mencionó anteriormente, las técnicas de codificación híbridas tienen como objetivo incrementar sustancialmente la capacidad de información de las etiquetas Chipless-RFID. Para tal propósito, el código identificativo de la etiqueta se codifica en dos dominios de forma independiente. En la literatura podemos encontrar propuestas de etiquetas con codificación híbrida muy variadas, por ejemplo, la combinación de la posición de la respuesta frecuencial de un resonador dentro de una determinada ventana frecuencial con la desviación de fase [64], o con diversidad de polarización [59], [65], o con el ancho de banda del cero de transmisión [66], entre otros [57], [58], [61], [67]–[73].

Para evidenciar el potencial de las técnicas de codificación híbrida, a continuación, se mostrarán con más detalle algunos de los ejemplos mencionados

¹ Esta estrategia también se puede ver como una codificación en dos dominios. Además de considerar el nivel de amplitud de la firma espectral a una determinada frecuencia, nótese que la ausencia o presencia de una resonancia a una frecuencia determinada (cada resonador está sintonizado a una frecuencia distinta) puede aportar también información. Por tanto, también se podría considerar una técnica híbrida.

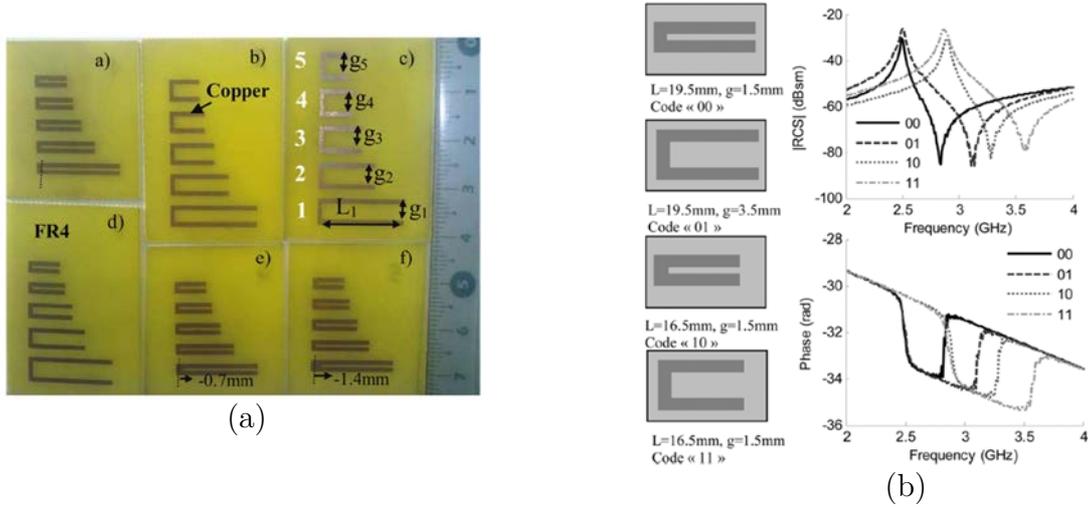


Figura 2.17. (a) Fotografía de seis etiquetas Chipless-RFID propuestas por Vena *et al.* y (b) principio de codificación que combina la posición en frecuencia y la desviación de fase de la respuesta frecuencial de un *C-shaped resonator*. Figura extraída de [64].

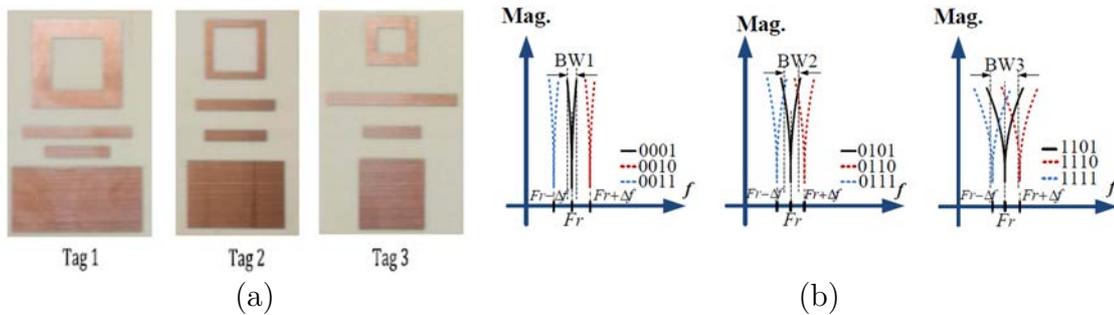


Figura 2.18. (a) Fotografía de tres etiquetas Chipless-RFID propuestas por El-Awamry *et al.*, cuya codificación combina la posición en frecuencia y el ancho de banda del *notch* introducido por el resonador propuesto. (b) Principio de funcionamiento de la técnica de codificación propuesta. Figura extraída de [66].

anteriormente. En 2011, Vena *et al.* [64] presentan una etiqueta que codifica la información en dos parámetros independientes, la desviación de fase y la posición de la frecuencia dentro de una determinada ventana frecuencial. Dicha etiqueta está formada por cinco *C-Shaped resonators* impresos sobre un sustrato *FR4* (ver Figura 2.17) con frecuencias de resonancia dentro de la banda frecuencia de 2.5 GHz a 7.5 GHz. Cada resonador exhibe un pico y un *notch* controlados, básicamente, por la longitud del resonador y el ratio g/L , respectivamente. En el ejemplo de la Figura 2.17(b), el estado lógico ‘00’ se asigna a la respuesta con una desviación de fase más estrecha y una resonancia pico a 2.5 GHz mientras que el estado lógico ‘01’ corresponde con la respuesta con una desviación de fase más ancha y manteniendo la misma resonancia pico. Los estados lógicos restantes ‘10’ y ‘11’, corresponde con una desviación de fase estrecha y ancha, respectivamente, pero, en este caso, con la resonancia pico situada a 3 GHz. Es evidente que, con este ejemplo, a cada resonador se le pueden asignar 2 bits de información, sin embargo, variando las dimensiones de los elementos resonantes, es posible aumentar la capacidad de información de cada partícula. De hecho, los autores de este trabajo consiguen que

Tabla 2.3. Comparación de diferentes etiquetas Chipless-RFID en función de la técnica de codificación utilizada.

Clase	Técnica Codificación	Etiqueta	DPF (bits/GHz)	DPS (bits/cm ²)
Tiempo	OOK	[23]	---	0.17
	PPM	[34]	---	0.45
	Modulación fase	[35]	6.25	0.09
Frecuencia	Bi-estado	[41]	8.97	0.61
		[51]	25	0.1
		[40]	11.1	0.77
		[49]	10	1.14
	Multi-estado (un dominio)	[57]	2.53	2.11
		[58]	2.57	3
		[60]	2	1.25
		[69]	4.07	3.56
	Técnicas Híbridas	[64]	4.58	2.86
		[66]	16	2.4
[70]		10	5.88	

cada resonador pueda ofrecer 24 estados. De modo que con 5 resonadores es posible generar $24^5 = 7962624$ códigos diferentes (equivalente a 22.9 bits) en un tamaño de 8 cm².

Otra posibilidad, propuesta por El-Awamry *et al.* en [66], consiste en una codificación híbrida que combina la posición frecuencial de un notch y su ancho de banda. Dicha técnica de codificación consta de tres anchos de banda distintos (BW_1 , BW_2 y BW_3) y tres posiciones frecuenciales distintas (f_r , $f_r + \Delta f$, $f_r + \Delta f$), donde f_r es la frecuencia de resonancia de la partícula resonante y Δf es el desplazamiento frecuencial usado para codificar. Para conseguir tres anchos de banda distintos, la etiqueta usa diferentes elementos codificadores: un dipolo, un anillo cuadrado y un parche [ver Figura 2.18(a)]. Posteriormente, el control de la posición en frecuencia del *notch* se realiza variando las dimensiones de los elementos resonantes. Con esta estrategia, en un tamaño de 20 cm² se pueden llegar a conseguir 48 bits (4 bits por resonador), utilizando un ancho de banda de 3 GHz y 3 etiquetas con 4 resonadores cada una.

2.4.3 Comparación entre Técnicas de Codificación

Como se ha visto en el apartado anterior, existen diferentes parámetros (tamaño de la etiqueta, ancho de banda, número de bits por resonador, etcétera), que se deben tener en cuenta, para determinar como de eficiente es el método de

codificación empleado. Hay que recordar que los principales retos que se persiguen son: (i) codificar la máxima información en la mínima superficie posible y, al mismo tiempo, (ii) minimizar el ancho de banda. De este modo, es interesante definir figuras de mérito (o criterios) con las que se pueda evaluar y comparar los diferentes métodos de codificación y diseños de etiquetas. Las principales figuras de mérito miden la densidad de bits por unidad de superficie (DPS) en bits/cm² y la densidad de bits por unidad de frecuencia (DPF) en bits/GHz. En la Tabla 2.3 se han comparado diferentes etiquetas Chipless-RFID que se pueden encontrar en la literatura, entre ellas, las mostradas y descritas a lo largo de este capítulo. Nótese que las etiquetas implementadas en el dominio del tiempo proporcionan en general una DPS muy baja comparada con las etiquetas diseñadas e implementadas en el dominio de la frecuencia. A su vez, y como era de prever, las etiquetas formadas por elementos resonantes capaces de proporcionar más de dos estados lógicos presentan un buen balance entre el número de bits que se consigue por ancho de banda y por unidad de superficie (principalmente aquellas etiquetas que utilizan técnicas híbridas). En esta tesis, concretamente, en el Capítulo 4, se intentará mejorar el estado del arte diseñando e implementando etiquetas basadas en el dominio de la frecuencia, concretamente, etiquetas basadas en una línea de transmisión cargada con múltiples resonadores eléctricamente pequeños. Por otro lado, en el Capítulo 5, se presentará un sistema Chipless-RFID basado en el dominio del tiempo capaz de competir en términos de capacidad de información con las etiquetas RFID con chip. Además, se mostrará que es posible su implementación sobre sustratos de papel de bajo coste y utilizando tintas conductoras, así como la capacidad de programación de las etiquetas, requisito necesario para reducir el coste de las mismas.



Propiedades de Simetría: Principio de Funcionamiento para el Diseño de Etiquetas Chipless-RFID

Como se pudo ver en el capítulo anterior, el tamaño de las etiquetas Chipless-RFID es un aspecto importante que se debe tener en cuenta en el diseño, ya que éste tiene un impacto directo en la capacidad de información, es decir, número de bits por unidad de superficie que se puede conseguir. En este capítulo, se analizarán varias topologías de resonadores planares, con dimensiones mucho más pequeñas que la longitud de onda, λ , a su frecuencia de resonancia fundamental. Típicamente, dichos resonadores se utilizan para la síntesis de metamateriales, para la implementación de líneas de transmisión metamaterial, y para el diseño de dispositivos de RF/microondas [74]. Posteriormente, se describirán las propiedades de simetría de una línea de transmisión cargada con diferentes resonadores simétricos, y su utilidad como mecanismo de codificación en etiquetas Chipless-RFID, concretamente, en estructuras multi-resonantes acopladas a una línea de transmisión que codifican la información en el dominio de la frecuencia. Finalmente, se mostrarán algunas implementaciones de tres bits como prueba de concepto.

3.1 Introducción a Resonadores Eléctricamente Pequeños

En la literatura existen multitud de tipos de resonadores planares. Sin embargo, en esta sección se describirán aquéllos que han sido usados a lo largo de esta tesis o resultan de interés en la implementación de etiquetas Chipless-RFID. El principal propósito de este apartado consiste en describir tanto la topología de dichos resonadores como su mecanismo de excitación.

3.1.1 Split Ring Resonator (SRR)

El *Split Ring Resonator* (SRR), también conocido como *open loop* SRR, es esencialmente un resonador doblado de media longitud de onda ($\lambda/2$) [75]. Es bien conocido que una de las técnicas de miniaturización de este resonador consiste en doblar los brazos para incrementar la capacidad de la partícula resonante [ver Figura 3.1(a)], y, en consecuencia, reducir su longitud eléctrica significativamente. Esta partícula se puede excitar a su frecuencia de resonancia fundamental, aplicando un campo magnético o un campo eléctrico (ambos uniformes y variantes en el tiempo) en la dirección axial o tangencial a la partícula, respectivamente. La razón es que, a la frecuencia fundamental, la partícula presenta un momento dipolar magnético y un momento dipolar eléctrico, orientados según z e y , respectivamente. Por lo que respecta al modelo circuital del SRR [ver Figura 3.1(b)], básicamente, el *loop* del resonador se puede modelar como una inductancia mientras que la capacidad viene determinada por el tamaño de los brazos y la distancia entre ellos (*gap*).

3.1.2 Edge-Coupled Split Ring Resonator (SRR)

El *Edge-Coupled Split Ring Resonator* (EC-SRR) fue propuesto por primera vez por Pendry *et al.* [76] para desarrollar un medio efectivo con permeabilidad negativa. Dicha partícula consiste en dos anillos concéntricos, acoplados, a los cuales se les ha practicado unas aperturas (*gaps*) en posiciones opuestas, tal y como se muestra en la Figura 3.2(a). Cuando se aplica un campo magnético uniforme y variante en el tiempo en la dirección axial al EC-SRR, se induce una fuerza electromotriz (fem) en la partícula. La corriente eléctrica generada fluye de un anillo a otro a través de la capacidad distribuida que aparece entre ambos, cerrando, de este modo, el circuito. Por otro lado, el eje de simetría de la partícula se comporta como una pared eléctrica. Bajo estas condiciones de contorno, las cargas eléctricas de la mitad superior son la imagen de las cargas eléctricas de la mitad inferior, dando lugar a un momento dipolar eléctrico en la dirección y . Por esta razón, también es posible excitarla mediante un campo eléctrico uniforme y variante en el tiempo, orientado según y . Es importante destacar que el EC-SRR puede considerarse eléctricamente pequeño, siempre y cuando exista un acoplamiento entre anillos considerable, dado por una capacidad distribuida entre anillos significativa. Bajo esta condición, se puede aplicar un análisis cuasi-estático de la estructura resonante, pudiéndose modelar con el circuito LC de la Figura 3.2(b), donde la L y C corresponden con la inductancia equivalente de un solo anillo de radio medio y la capacidad distribuida de cada mitad del EC-SRR (cada una de valor $2C$), respectivamente.

3.1.3 Electric LC Resonator (ELC)

El *electric LC resonator* (ELC) es un resonador bisimétrico formado por dos *loops* metálicos, los cuales están en contacto y capacitivamente cargados, tal y como se muestra en la Figura 3.3(a). Dicho resonador fue propuesto por primera vez en [77] para la implementación de medios efectivos con permitividad real negativa (ENG).

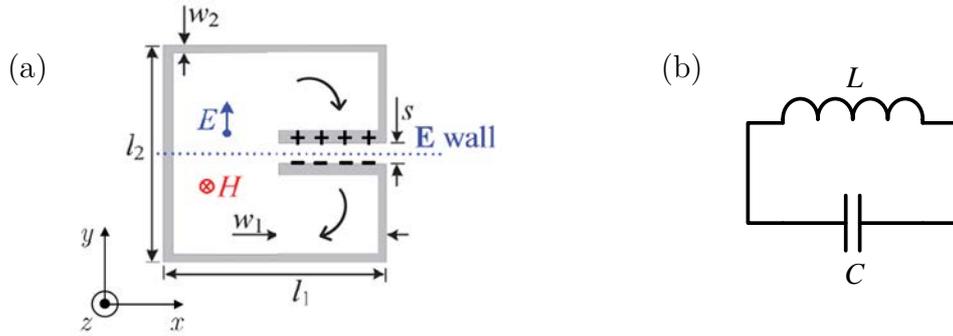


Figura 3.1. (a) Topología cuadrada del SRR y dimensiones. Adicionalmente, se muestra la dirección de los campos, distribución de cargas eléctricas y condiciones de contorno en el eje de simetría para la frecuencia de resonancia fundamental. (b) Modelo del circuito equivalente de un SRR.

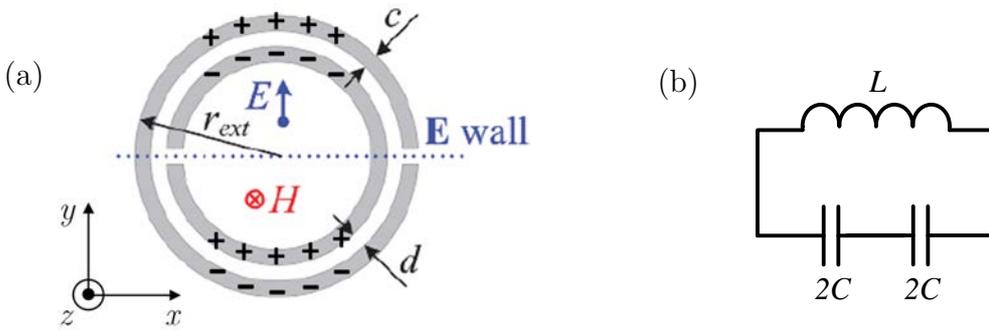


Figura 3.2. (a) Topología circular del EC-SRR y dimensiones. Adicionalmente, se muestra la dirección de los campos, distribución de cargas eléctricas y condiciones de contorno en el eje de simetría para la frecuencia de resonancia fundamental (Figura extraída de [78]). (b) Modelo del equivalente circuital de un EC-SRR.

Contrariamente al SRR y EC-SRR, el ELC exhibe dos planos de simetría orientados según x e y , los cuales se comportan como una pared eléctrica y magnética, respectivamente, a su frecuencia de resonancia fundamental. Bajo estas condiciones, las corrientes eléctricas que circulan por ambos *loops* tienen direcciones opuestas, de forma que el resonador se puede excitar siempre y cuando se aplique un campo magnético no uniforme y variante en el tiempo en la dirección axial a éste, es decir paralelo al eje z . Por otro lado, la distribución de cargas a la frecuencia de resonancia fundamental da lugar a un momento dipolar eléctrico en la dirección del eje y , por lo que la partícula se puede excitar con un campo eléctrico uniforme y variante en el tiempo, aplicado en dicha dirección. El equivalente circuital del ELC se muestra en la Figura 3.3(b). Dicho circuito está representado por dos inductancias de valor L en paralelo, modelando los *loops* inductivos mientras que el gap capacitivo de la rama central se modela con una capacidad C .

3.1.4 S-Shaped Split Ring Resonator (S-SRR)

El *S-Shaped Split Ring Resonator* (S-SRR) [ver Figura 3.4(a)] fue propuesto en [79], [80] para la implementación de medios zurdos. De forma similar al resonador ELC,

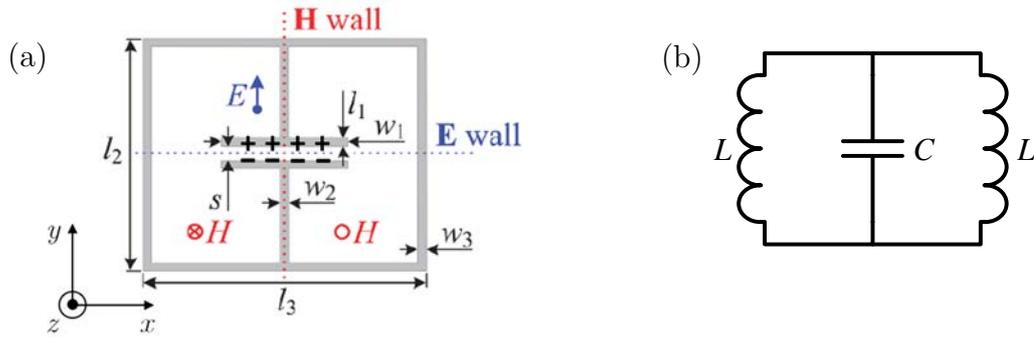


Figura 3.3. (a) Topología cuadrada del ELC y dimensiones. Adicionalmente, se muestra la dirección de los campos, distribución de cargas eléctricas y condiciones de contorno en los ejes de simetría para la frecuencia de resonancia fundamental (Figura extraída de [78]). (b) Modelo del circuito equivalente de un ELC.

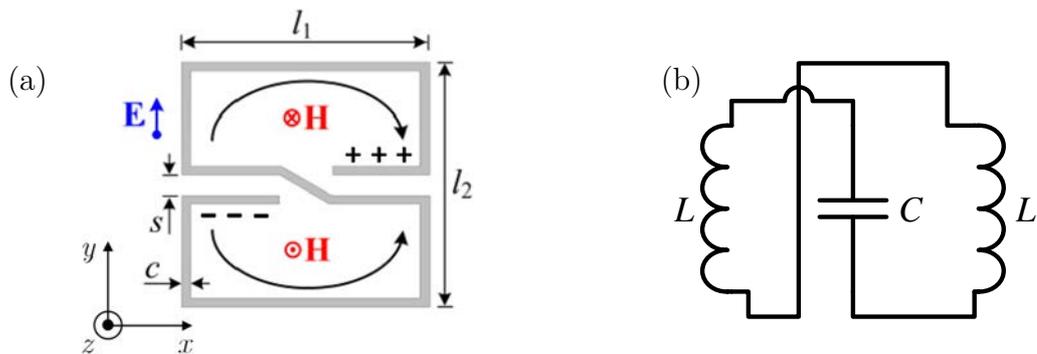


Figura 3.4. (a) Topología cuadrada del S-SRR y dimensiones. Adicionalmente, se muestra la dirección de los campos, distribución de cargas para la frecuencia de resonancia fundamental (Figura extraída de [81]). (b) Modelo del circuito equivalente de un S-SRR.

el S-SRR puede excitarse con un campo magnético no uniforme y variante en el tiempo, aplicado en la dirección axial a la partícula (orientado según el eje z), debido a que las corrientes eléctricas que circulan por los *loops* del resonador tienen direcciones opuestas a su frecuencia de resonancia fundamental.

En términos de parámetros eléctricos circuitales, básicamente, tal y como se puede ver en la Figura 3.4(b), la inductancia de cada *loop* está representada por L , mientras que la capacidad del resonador está modelada por una C . Nótese, además, que los *loops* de dicho resonador están conectados en serie, por lo tanto, la inductancia total será, aproximadamente, cuatro veces mayor que la inductancia total del ELC, obviamente, siempre y cuando tengan las mismas dimensiones. En consecuencia, se espera que el S-SRR sea eléctricamente mucho más pequeño que el ELC, concretamente en un factor de dos, aproximadamente.

3.2 Análisis Comparativo del Tamaño Eléctrico

Con el propósito de comparar el grado de miniaturización que se puede conseguir con las topologías de resonadores analizadas en el apartado anterior, se ha llevado a cabo una simulación del coeficiente de transmisión de una línea de transmisión

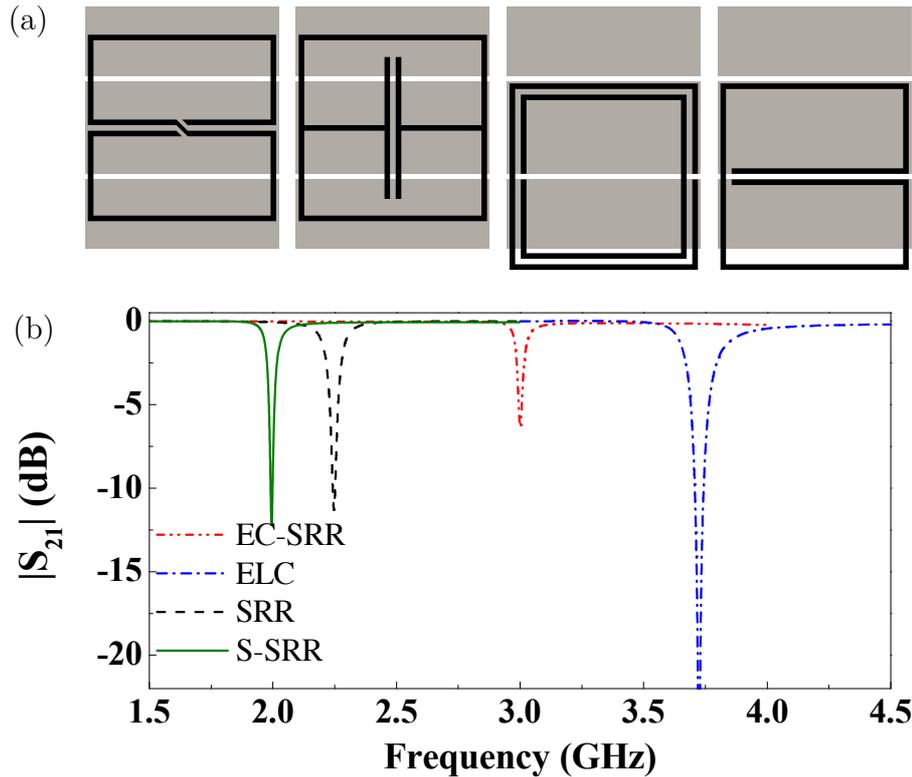


Figura 3.5. (a) Topologías cuadradas de resonadores acopladas a una línea de transmisión CPW: (de izquierda a derecha) S-SRR, ELC, EC-SRR y SRR. (b) Coeficiente de transmisión simulado con *Keysight Momentum* sin considerar pérdidas.

CPW cargada con dichos resonadores, apropiadamente orientados y posicionados para su excitación, como se puede ver en la Figura 3.5(a). Dicha orientación se comentará con más detalle en la siguiente sección. El resultado obtenido [ver Figura 3.5(b)] revela que, para una superficie determinada, el resonador S-SRR es el que proporciona una frecuencia de resonancia fundamental más baja, siendo, de este modo, eléctricamente más pequeño que los demás. Este aspecto, lo hace realmente interesante para su aplicación en el diseño de etiquetas Chipless-RFID.

3.3 Líneas de Transmisión Cargadas con Resonadores Simétricos

Como se mostró en el capítulo anterior, las etiquetas Chipless-RFID propuestas por Preradovic *et al.* en [42], [82] están basadas en el dominio de la frecuencia. Concretamente, consisten en una línea de transmisión cargada con múltiples resonadores, donde cada uno de ellos está sintonizado a una frecuencia distinta. En esta estrategia, el estado lógico ‘0’ y ‘1’ se consigue con la ausencia o presencia, respectivamente, de un cero de transmisión a la frecuencia fundamental del resonador. Alternativamente, para obtener el estado lógico ‘0’, también se puede desintonizar el correspondiente resonador, cortocircuitándolo. En este apartado se presentará una forma de codificación diferente, basada en las propiedades de simetría de una línea de transmisión cargada con resonadores simétricos, utilizada

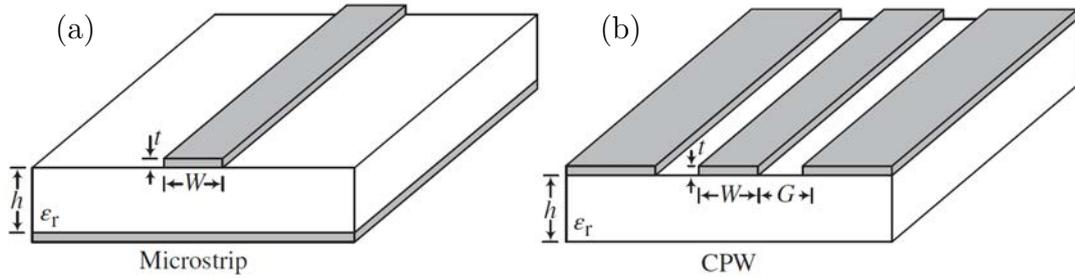


Figura 3.6. Perspectiva tridimensional y dimensiones de la geometría de una línea de transmisión (a) *microstrip* y (b) CPW. (Figura extraída de [74]).

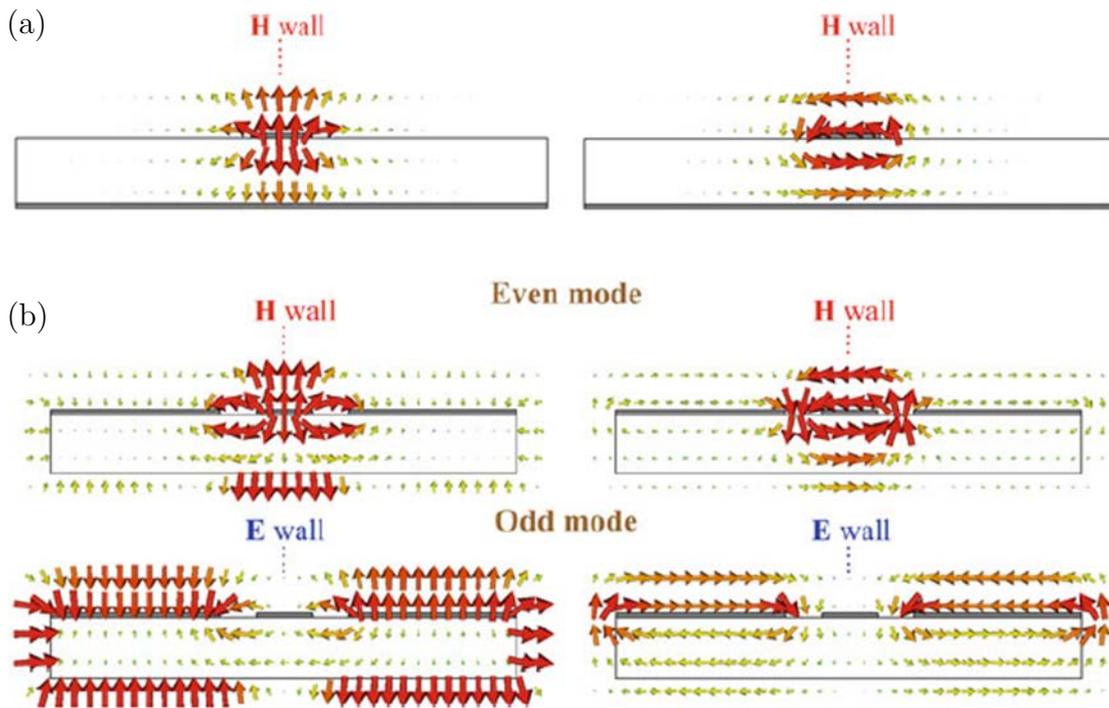


Figura 3.7. Distribución del campo eléctrico (izquierda) y magnético (derecha) de una línea de transmisión (a) *microstrip* y (b) CPW. Nótese que también se indican las condiciones de contorno para los diferentes modos fundamentales. Figura extraída de [83].

anteriormente, como estrategia para diseñar sensores de microondas para la medida del desplazamiento y velocidad angular [84], alineamiento y desplazamiento lineal [85], e incluso, para caracterización dieléctrica [86], [87]. Para clarificar este concepto, previamente, se van a describir las propiedades de simetría de los modos de propagación fundamentales de algunas líneas de transmisión típicas que se han usado a lo largo de esta tesis, como son la línea de transmisión CPW y *microstrip*.

3.3.1 Propiedades de Simetría de una Línea de Transmisión

La geometría de una línea de transmisión *microstrip* se muestra en la Figura 3.6(a). Dicha línea está compuesta por dos conductores (un *strip* de anchura W y grosor de la metalización t , y un plano de masa) separados por un sustrato de grosor h y

permitividad ε_r , y soporta un modo de propagación denominado cuasi-TEM. Por otro lado, en la Figura 3.7(a) se muestra la distribución de líneas de campo magnético y eléctrico. Como se puede ver, su eje de simetría se comporta como una pared magnética. Además, el hecho de que una fracción de las líneas de campo se propague por una región dieléctrica entre el *strip* conductor y el plano de masa, mientras que otra fracción se propague por el aire, da lugar a que la velocidad de fase (v) de los campos en la región del sustrato esté determinada por $c/\sqrt{\varepsilon_r}$, mientras que la velocidad de propagación de los campos en el aire venga definida por c . En estas circunstancias, es evidente que, la línea *microstrip* no puede soportar la propagación de un modo TEM puro. No obstante, en la mayoría de aplicaciones, el grosor del sustrato es eléctricamente delgado ($h \ll \lambda$) y se puede considerar que por la línea *microstrip* se propaga un modo cuasi-TEM [88].

Por otro lado, la línea de transmisión CPW está compuesta por tres conductores. Un *strip* central de anchura W , separado de dos planos conductores por un gap de anchura G , dispuestos sobre un sustrato de grosor h y permitividad ε_r [ver Figura 3.6(b)]. Como en el caso *microstrip*, las líneas de campo magnético y eléctrico se propagan por un medio no homogéneo. Sin embargo, la línea CPW se caracteriza porque puede propagar dos modos fundamentales: (i) el modo coplanar o modo *even* y (ii) el modo *slot* o modo *odd*. Para el modo coplanar y modo *slot*, el eje de simetría se comporta como una pared magnética y pared eléctrica, respectivamente, como se puede ver en la Figura 3.7(b). Típicamente, la línea CPW es una estructura simétrica, la cual se alimenta a través del *strip* central, y los dos planos conductores, situados a cada lado de dicho *strip*, se conectan a masa (tienen el mismo potencial), excitando, de este modo, el modo coplanar o *even*. Sin embargo, si se rompe la simetría de la estructura, el modo *slot* también se excita, y la energía de los dos modos se intercambia continuamente [89]. Un procedimiento habitual para evitar la excitación del modo *slot*, consiste en realizar unas vías y grabar unos *strips* en la parte posterior del sustrato para cortocircuitar los planos de masa.

3.3.2 Mecanismo de Codificación Basado en las Propiedades de Simetría

Un resonador acoplado a una línea de transmisión presenta, típicamente, un cero de transmisión a su frecuencia de resonancia fundamental, reflejando gran parte de la potencia inyectada a la línea *host* hacia la fuente ($|S_{21}| \approx 0$). Sin embargo, la aparición de dicho cero de transmisión puede prevenirse con la apropiada orientación relativa entre el resonador y la línea *host*. Concretamente, el resonador se excita, si el plano de simetría de la línea de transmisión y el resonador se alinean, y tienen la misma naturaleza electromagnética (los dos son una pared eléctrica o magnética) o si hay un desalineamiento de los planos de simetría (en tal caso, las características del cero de transmisión dependen del grado de dicho desalineamiento). Por el contrario, la estructura exhibe transmisión total ($|S_{21}| = 1$) si ambos planos de simetría tienen diferente naturaleza electromagnética (uno es una pared eléctrica y el otro es una pared magnética) y están perfectamente alineados.

Este principio de funcionamiento puede ser útil como mecanismo de codificación en etiquetas Chipless-RFID basadas en una línea de transmisión cargada con

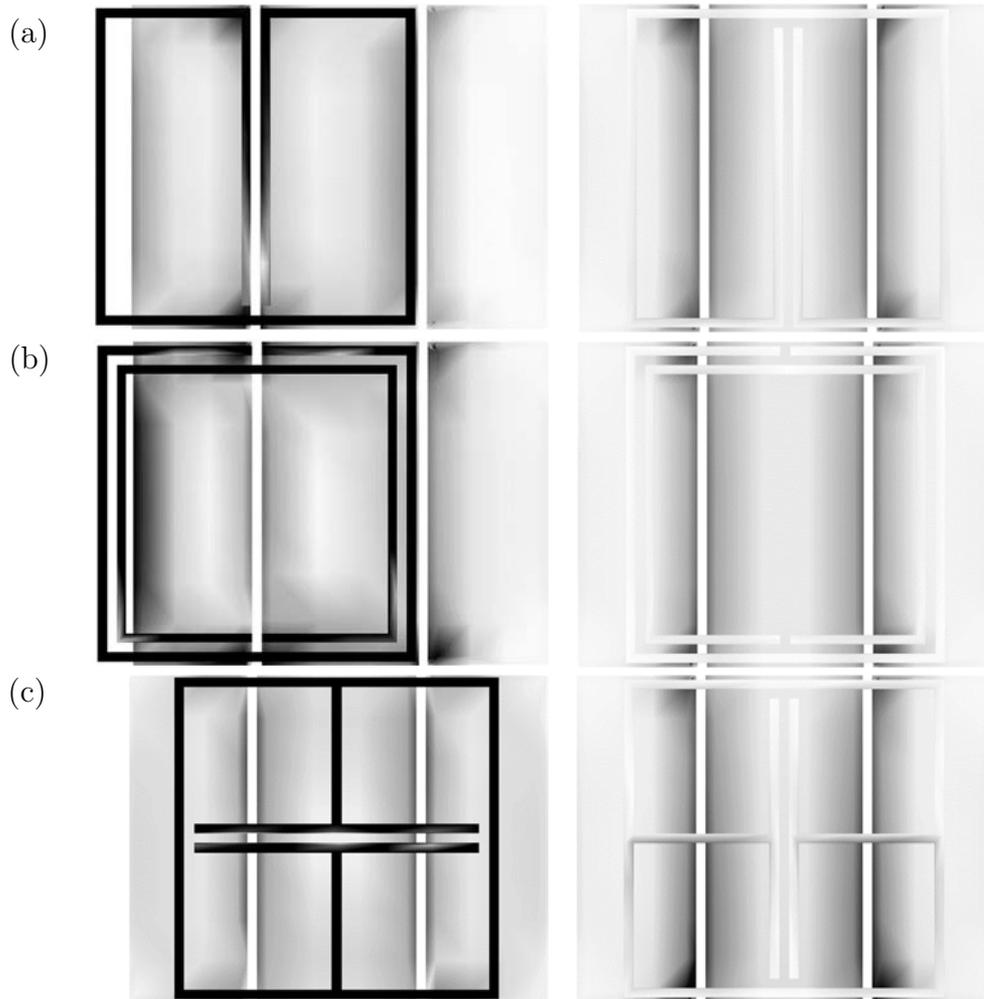


Figura 3.8. Distribución de corrientes simuladas con *Keysight Momentum* dependiendo de la orientación/posición de una línea de transmisión CPW acoplada a un (a) SRR, (b) EC-SRR y (c) ELC.

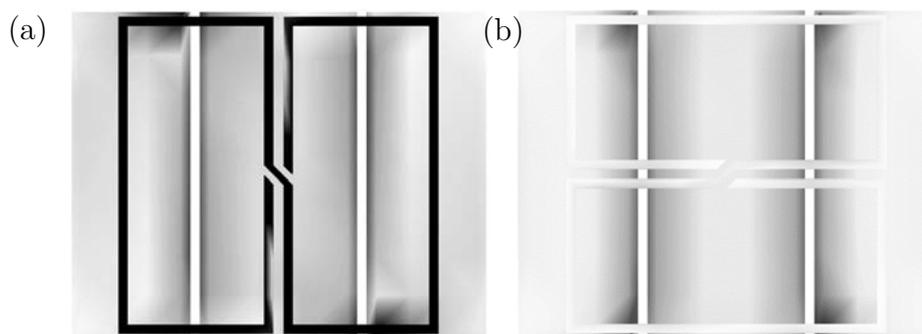


Figura 3.9. Distribución de corrientes simuladas con *Keysight Momentum* dependiendo de la orientación de una línea de transmisión CPW acoplada a un S-SRR.

múltiples resonadores simétricos, por ejemplo, en líneas de transmisión CPW cargadas con SRRs o EC-SRRs. En este caso, el estado lógico ‘1’ se puede codificar mediante el desplazamiento lateral del resonador, de este modo, rompiendo la

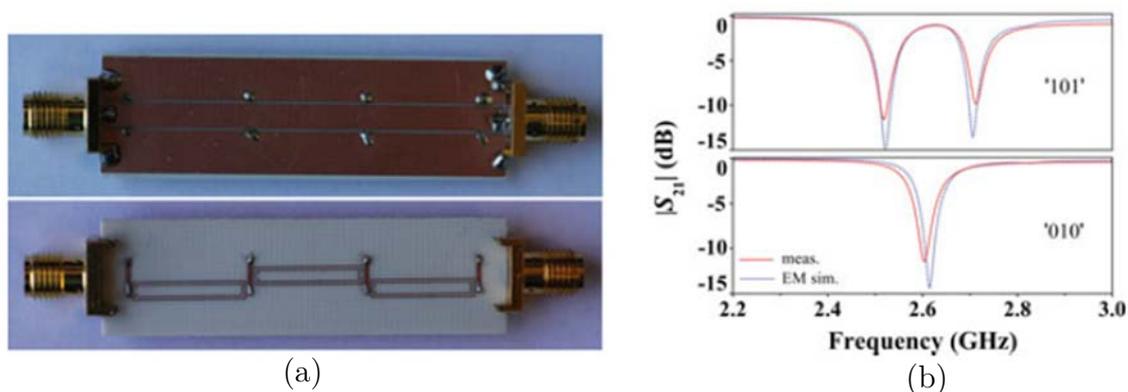


Figura 3.10. (a) Etiqueta Chipless-RFID de tres bits formada por una línea de transmisión CPW cargada con tres resonadores EC-SRR, codificada con el código '101', y (b) coeficiente de transmisión correspondiente a los códigos indicados. Figura extraída de [90].

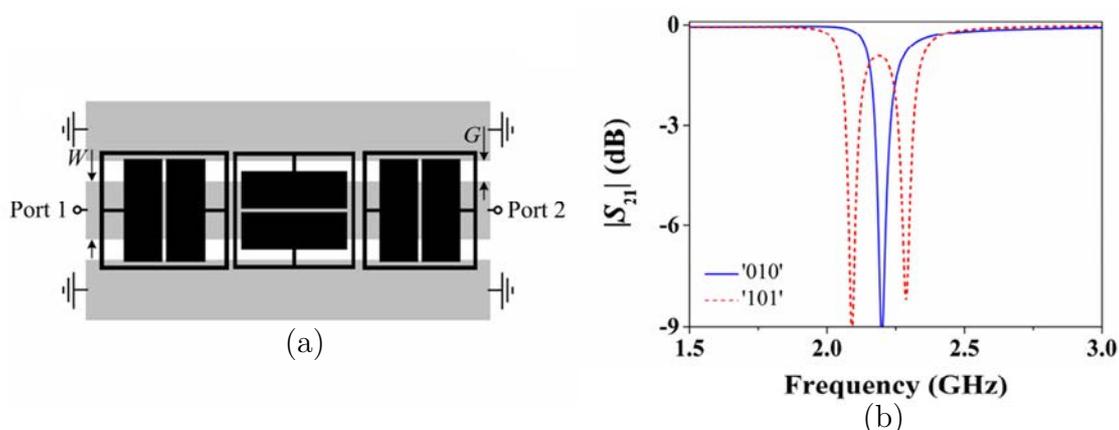


Figura 3.11. (a) Etiqueta Chipless-RFID de tres bits formada por una línea de transmisión CPW cargada con tres resonadores ELC, codificada con el código '101', y (b) coeficiente de transmisión correspondiente a los códigos indicados. Figura extraída de [91].

simetría. Sin embargo, si los dos ejes de simetría se alinean (ambos son de naturaleza electromagnética distinta), el resonador es transparente a la línea (estado lógico '0'), como se puede ver en las Figura 3.8(a) y Figura 3.8(b). Por otro lado, en la Figura 3.8(c) se muestra una línea de transmisión CPW cargada con un ELC. En este caso, la línea es transparente si la pared eléctrica del resonador se alinea con el plano de simetría de la línea (estado lógico '0'). Sin embargo, rotando la partícula 90° , el resonador se excita debido a que los dos ejes de simetría tienen la misma naturaleza electromagnética (estado lógico '1'). El hecho de que esta partícula exhiba dos ejes de simetría de distinta naturaleza (una pared eléctrica y una pared magnética), puede ser de gran utilidad para la implementación de etiquetas Chipless-RFID. Sin embargo, con esta partícula resonante no se pueden conseguir elevados niveles de miniaturización, como se demostró en el apartado 3.2. Por el contrario, el S-SRR es una buena elección para proporcionar un tamaño compacto a las etiquetas Chipless-RFID. Es importante destacar que el S-SRR es cuasi-simétrico, pero a pesar de ello, es posible maximizar y minimizar su acoplo a la línea *host*, si se orienta según la Figura 3.9(a) y Figura 3.9(b), respectivamente. En el capítulo 4 se darán más detalles de su mecanismo de codificación.

La principal ventaja que presenta el mecanismo de codificación descrito anteriormente es que no es necesario eliminar o cortocircuitar un resonador para

asociarle el estado lógico ‘0’, sino que simplemente orientando o posicionando apropiadamente los elementos resonantes que forman la etiqueta Chipless-RFID, es posible obtener los valores binarios ‘0’ y ‘1’.

3.3.3 Aplicación de las Propiedades de Simetría en el Diseño de Etiquetas Chipless-RFID

En este apartado se pretende mostrar el diseño de algunas etiquetas Chipless-RFID basadas en líneas de transmisión cargadas con resonadores simétricos que se pueden encontrar en la literatura. Dichas etiquetas son, básicamente, pruebas de concepto, ya que solamente almacenan tres bits. Por ejemplo, en [90] se ha implementado una etiqueta que consiste en una línea de transmisión CPW cargada con tres resonadores EC-SRR [ver Figura 3.10(a)] diseñados para resonar, siempre y cuando sean debidamente excitados, a 2.5 GHz, 2.6 GHz y 2.7 GHz. Los diferentes códigos mostrados en la Figura 3.10(b), se han conseguido trucando la simetría mediante desplazamiento lateral del resonador. Es importante destacar que para prevenir la propagación del modo *slot* (esta etiqueta es casi siempre asimétrica), se han añadido unas vías y grabado unos *strips* en la parte posterior del sustrato para cortocircuitar los planos de masa.

Por otro lado, en [91] se ha implementado con tecnología CPW una etiqueta Chipless-RFID de tres bits basada en resonadores ELC [ver Figura 3.11(a)]. Como se mencionó anteriormente, dicha partícula tiene dos ejes de simetría (bisimétrica), con comportamientos electromagnéticos distintos, aspecto que posibilita la codificación de los códigos presentados en la Figura 3.11(b) mediante la apropiada orientación de los resonadores. Nótese que en este caso no se han añadido vías y *strips* para evitar la excitación del modo *slot*, ya que la estructura es simétrica sea cual sea la codificación de la etiqueta.

3.4 Conclusiones

En este capítulo se han dado a conocer las propiedades de simetría de una línea de transmisión (tanto *microstrip* como CPW) acoplada a resonadores eléctricamente pequeños y simétricos (o casi simétricos como es el caso del S-SRR). Básicamente, se ha demostrado que dichas propiedades son útiles como mecanismo de codificación. Especialmente en etiquetas Chipless-RFID basadas en el dominio de la frecuencia compuestas por una línea de transmisión cargada con múltiples resonadores, ya que orientando apropiadamente los elementos resonantes es posible obtener los estados lógicos ‘0’ y ‘1’. Además, el hecho de que el S-SRR sea eléctricamente más pequeño que otros resonadores que se pueden encontrar en la literatura, hace prever que usando esta partícula como elemento resonante en una etiqueta Chipless-RFID, se pueden conseguir densidades de información por unidad de superficie elevadas, e incluso, por unidad de frecuencia si se optimiza la estructura para obtener resonancias estrechas. Por todo ello, en el siguiente capítulo se diseñarán e implementarán etiquetas Chipless-RFID basadas en una línea de transmisión CPW cargada con múltiples resonadores S-SRR.



Etiquetas Chipless-RFID Basadas en Firma Espectral

En este capítulo se mostrará el diseño de etiquetas Chipless-RFID implementadas con tecnología CPW y cargadas con resonadores S-SRR. Dichos resonadores son eléctricamente más pequeños que el ELC o incluso más pequeños que el EC-SRR, tal y como se pudo ver en el capítulo anterior. De este modo, es posible conseguir niveles de miniaturización más elevados, y, en consecuencia, densidades de información por unidad de superficie superiores. Además, con la optimización apropiada de las dimensiones de los elementos resonantes, se demostrará que es posible conseguir resonancias estrechas, y, de este modo, aumentar también la densidad de información por unidad de frecuencia. En este contexto, se expondrá, que es posible asignar más de un bit de información a cada elemento resonante. Esta funcionalidad multi-estado se conseguirá mediante el control del acoplamiento magnético (M) entre la línea de transmisión CPW y las partículas resonantes por rotación. Por lo tanto, se demostrará que tanto la densidad de información por unidad de frecuencia como la densidad de información por unidad de superficie de las etiquetas se puede incrementar sustancialmente, comparado con etiquetas basadas en resonadores bi-estado, es decir, resonadores que tienen asignado dos estados lógicos, '0' y '1'. Finalmente, se mostrarán algunas aplicaciones donde la tecnología Chipless-RFID puede implantarse.

4.1 Etiquetas Basadas en Múltiples Resonadores S-SRR: Codificación Bi-estado

Como se mencionó en el Capítulo 2, en etiquetas Chipless-RFID basadas en múltiples resonadores, cada uno de los elementos resonantes que forman la etiqueta están sintonizados a frecuencias distintas y predefinidas, y la firma espectral de la misma se extrae a partir de cambios abruptos en la amplitud, fase o, incluso, el retardo de grupo de la respuesta frecuencial de la etiqueta. De este modo, cada bit de información se relaciona, típicamente, con un elemento resonante, y la

codificación se determina a partir de la ausencia o presencia de dichos cambios en la respuesta frecuencial de la etiqueta.

Actualmente, el principal propósito en el diseño de etiquetas Chipless-RFID basadas en múltiples resonadores es conseguir aumentar de forma significativa su densidad de información por unidad de superficie y frecuencia. En este sentido, hay dos aspectos importantes a tener en cuenta para acomodar el mayor número de bits posible dentro de un ancho de banda determinado: (i) la profundidad del cero transmisión y (ii) el ancho de banda absoluto medido a -3 dB (BW_{-3dB}) de las bandas de rechazo introducidas por cada uno de los elementos resonantes que forman la etiqueta Chipless-RFID. Dichos factores son abordados en el **Artículo EPJ16**, con el objetivo de diseñar etiquetas capaces de contener 10 bits en el ancho de banda de 1 GHz dentro de la banda S , concretamente, de 2 GHz a 3 GHz.

4.1.1 Mecanismo de Codificación y Modelo Circuital del S-SRR

El mecanismo de codificación de un resonador S-SRR acoplado a una línea de transmisión CPW se muestra en la Figura 4.1. Como puede apreciarse, para la orientación de $\theta = 90^\circ$, las líneas de campo magnético generadas por la línea *host* tienen direcciones opuestas en cada uno de los *loops* que componen el resonador, por lo tanto, excitándose éste, introduciendo una banda de rechazo a la frecuencia de resonancia fundamental (f_{S-SRR}) del mismo. La razón es que las corrientes tienen direcciones contrarias en ambos *semiloops* en dicha frecuencia. Por el contrario, para la orientación de $\theta = 0^\circ$, el resonador no se excita porque la componente neta de campo magnético en el interior de los *loops* es casi nula (el resonador es cuasi-simétrico y, por lo tanto, la densidad de campo no es completamente cero). De este modo, se pueden diferenciar dos estados lógicos distintos, ‘0’ y ‘1’, considerando dos orientaciones distintas, 0° y 90° , respectivamente.

Por lo que respecta al modelo circuital de la estructura, si el resonador acoplado a la línea de transmisión CPW es eléctricamente pequeño, éste se puede modelar con el circuito equivalente discreto con pérdidas mostrado en la Figura 4.2. De hecho, en el **Artículo EPJ16** se ha demostrado, siguiendo el método de extracción de parámetros presentado en [92], que este modelo describe la respuesta frecuencial de la estructura con un ajuste realmente bueno alrededor de la frecuencia de resonancia fundamental del resonador. Además, dicho modelo se ha utilizado para analizar la magnitud del coeficiente de transmisión (S_{21}) de la estructura, llegando a la conclusión que un incremento del acoplamiento magnético entre el resonador y la línea de transmisión CPW, aumenta, simultáneamente, el BW_{-3dB} del cero de transmisión, ya que se incrementa la relación L'_S/C'_S , y la profundidad del cero de transmisión, mientras que un incremento en la resistencia de pérdidas del resonador (R_S) reduce su profundidad, tal y como se esperaba. Por lo tanto, existe un compromiso entre ancho banda y profundidad del cero de transmisión a f_{S-SRR} que se debe tener en cuenta para acomodar el mayor número de bits dentro de un ancho de banda determinado.

Teniendo como referencia el sustrato comercial *Rogers RO4003C* con permitividad $\epsilon_r = 3.55$, tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0021$ y grosor $h = 0.81$ mm, se ha realizado un análisis paramétrico del grosor del sustrato mediante simulación

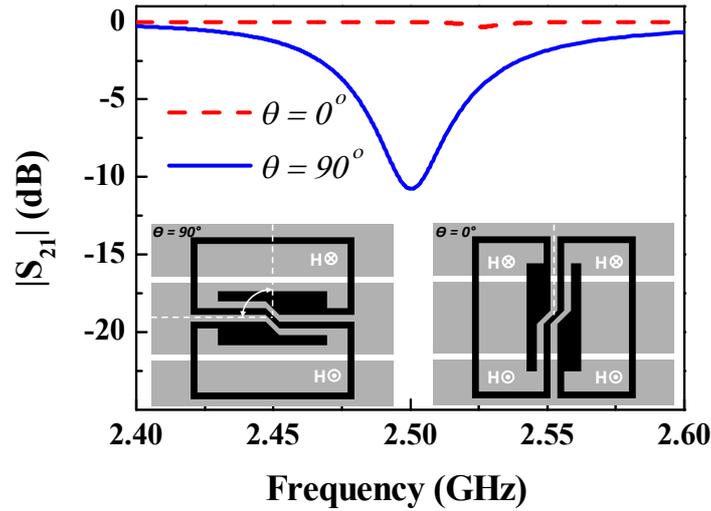


Figura 4.1. Magnitud del coeficiente de transmisión S_{21} simulado con *Keysight Momentum* de una línea de transmisión CPW cargada con un resonador S-SRR para las dos orientaciones consideradas. Las dimensiones de la estructura y sustrato están definidos en el **Artículo EPJ16**.

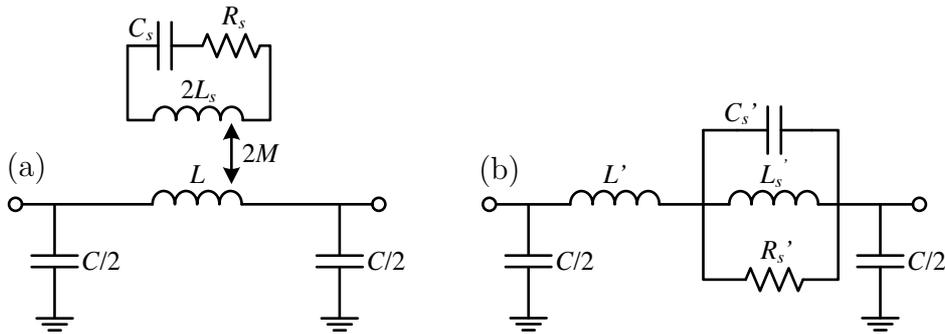


Figura 4.2. Modelo discreto con pérdidas de un resonador S-SRR acoplado a una línea de transmisión CPW (a), y modelo discreto transformado (b).

electromagnética, con el fin de deducir el efecto de M en el ancho de banda y profundidad del cero de transmisión, y que muestra la **Figura 6 del Artículo EPJ16**. En vista de los resultados obtenidos, con el sustrato comercial tomado como referencia, se puede obtener una profundidad del cero de transmisión entorno a los -10 dB y un BW_{-3dB} mucho menor a 100 MHz. Como se mostrará a continuación, dichos resultados son razonables y adecuados para la correcta lectura de un '1' lógico, y, además, posibilita que se puedan acomodar 10 bits en un ancho de banda de 1 GHz.

4.1.2 Diseño e Implementación de Etiquetas de 10 bits

Como se mencionó en el apartado anterior, la topología de los S-SRRs se ha optimizado para obtener una relación L'_s/C'_s tal que, como mínimo, se puedan conseguir 10 dB de atenuación y un BW_{-3dB} de 50 MHz, aproximadamente. Dichos

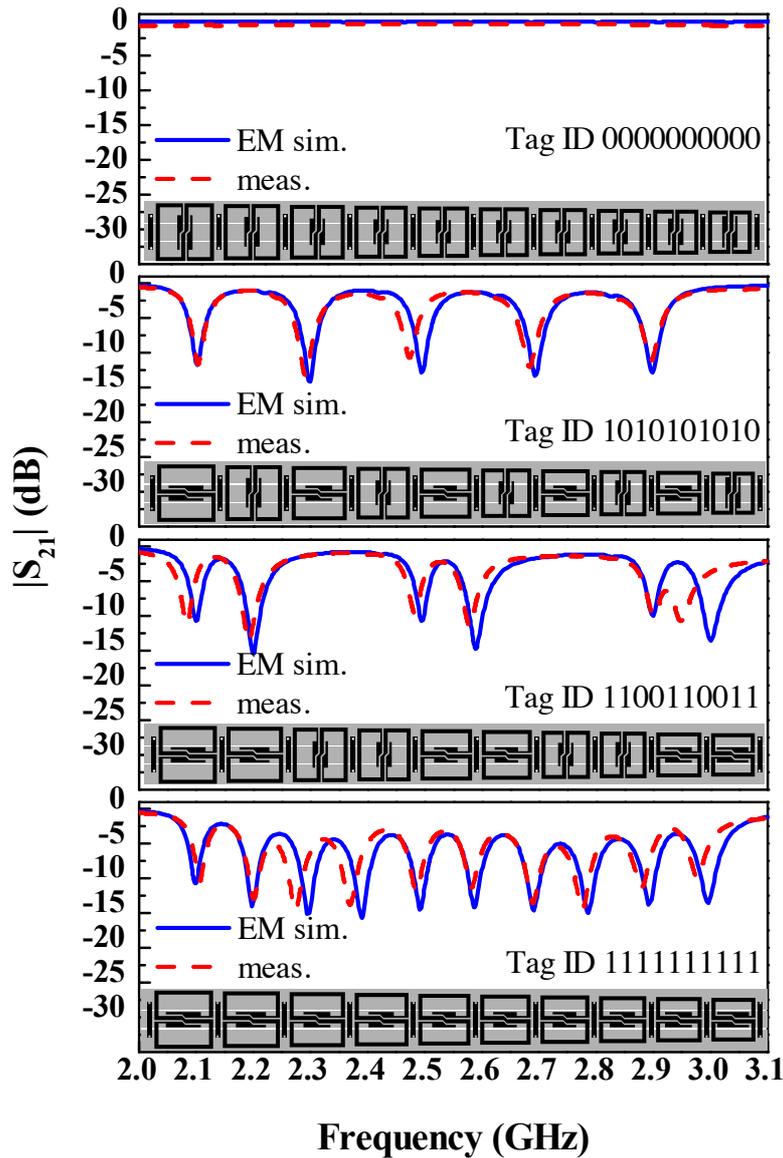


Figura 4.3. Simulación y medida de la firma espectral de las cuatro etiquetas fabricadas con su correspondiente código de identificación. Figura extraída del **Artículo EPJ16**.

resonadores se han diseñado escalando el S-SRR tomado como referencia (con frecuencia de resonancia fundamental de 2.5 GHz), generando ceros de transmisión cada 100 MHz en el rango frecuencial de 2 a 3 GHz. Un aspecto importante es que las frecuencias de resonancia de los distintos resonadores deben ser independientes, es decir, se debe evitar el acoplamiento entre resonadores (cada resonancia debe estar sintonizada solo por su correspondiente resonador). Este hecho implica que los resonadores no se pueden juntar tanto como sea posible para minimizar el tamaño de la etiqueta.

En la Figura 4.3 se muestran los layouts y las respuestas frecuenciales, tanto medidas como simuladas con *Keysight Momentum*, de cuatro etiquetas fabricadas, donde los diferentes códigos, simplemente se han generado a partir de la apropiada orientación de los elementos resonantes que forman la etiqueta. De acuerdo con los resultados obtenidos, se puede concluir que los diferentes códigos implementados

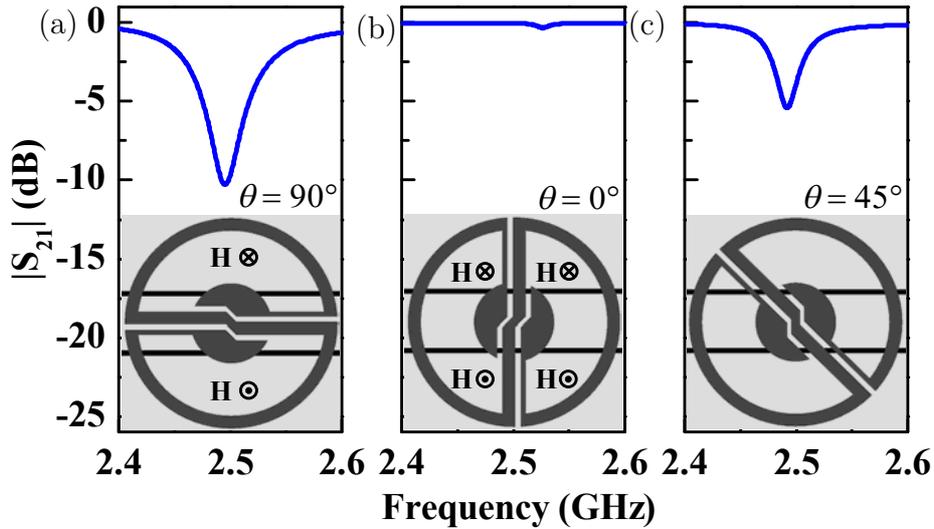


Figura 4.4. Respuesta frecuencial simulada con *Keysight Momentum* de un S-SRR acoplado a una línea de transmisión CPW para tres orientaciones distintas. (a) Máximo acoplamiento, (b) Mínimo acoplamiento y (c) acoplamiento intermedio. Las dimensiones de la estructura están definidas en el **Artículo del Congreso IMS16**.

pueden leerse correctamente, es decir, es posible distinguir perfectamente entre un ‘0’ y un ‘1’ lógico si el umbral de decisión se sitúa en -5 dB. Es importante destacar que el área que ocupa la etiqueta es de 9 cm², lo que supone una DPS y DPF de 1.11 bits/cm² y 10 bits/GHz, respectivamente. Finalmente, el hecho de que el acoplamiento magnético entre la línea *host* y el S-SRR pueda controlarse mediante rotación del mismo, posibilita el diseño e implementación de etiquetas basadas en resonadores multi-estado (más de un bit de información por resonador) y, de este modo, incrementar tanto la DPS como la DPF de la etiqueta, como se demostrará a continuación.

4.2 Etiquetas Basadas en Múltiples Resonadores S-SRR: Codificación Multi-estado

Con el objetivo de reducir el tamaño de la etiqueta y, de este modo, incrementar tanto la DPS como la DPF de la misma, se propone una nueva estrategia, donde cada uno de los resonadores (S-SRRs) aportan más de dos estados lógicos. Concretamente, en el **Artículo del Congreso IMS16** y el **Artículo TMTT16**, se han implementado etiquetas donde los resonadores tienen asignados tres y cuatro estados lógicos, respectivamente, incrementando sustancialmente la capacidad de información de la etiqueta. Dichos estados lógicos se determinan por el nivel de atenuación de las bandas de rechazo a la frecuencia fundamental del S-SRR, los cuáles son controlados por el nivel de acoplamiento magnético entre el resonador y la línea de transmisión CPW mediante rotación. Ésta es una clara mejora con respecto a etiquetas basadas en resonadores bi-estado, donde los estados lógicos ‘0’ y ‘1’ se consiguen por la presencia o ausencia del cero de transmisión a frecuencias predefinidas o, en este caso, con la apropiada orientación de los resonadores S-SRR.

4.2.1 Mecanismo de Codificación

Como se comentó en el capítulo anterior, una línea de transmisión cargada con un resonador simétrico presenta un cero de transmisión si los planos de simetría de ambos están alineados y presentan la misma naturaleza electromagnética. Sin embargo, el resonador también se excita si se trunca la simetría (los planos de simetría se desalinean). La razón es que el campo electromagnético que excita la partícula no se puede cancelar completamente. De este modo, las características del cero de transmisión, principalmente la profundidad, se pueden controlar con la orientación del resonador con respecto a la línea *host*, la cual determina a su vez, el nivel de acoplo entre ambos. Aunque el S-SRR es un resonador cuasi-simétrico, esta estrategia se puede utilizar para conseguir resonadores con comportamiento multi-estado, como veremos a continuación.

La Figura 4.4 muestra tres orientaciones distintas del S-SRR con respecto a la línea de transmisión. Como se mencionó anteriormente, la partícula se excita, introduciendo una banda de rechazo a f_{S-SRR} , si está orientada según la Figura 4.4(a) debido a que las líneas de campo magnético generadas por la línea de transmisión CPW tienen direcciones opuestas en los dos *loops* del S-SRR. Por el contrario, si se rota el resonador 90° [Figura 4.4 (b)], el campo magnético neto en cada *loop* es despreciable, y, por lo tanto, la atenuación es insignificante a la frecuencia de resonancia del S-SRR. Sin embargo, entre estos dos extremos, el nivel de atenuación depende del ángulo de rotación del resonador, como se aprecia en la Figura 4.4(c). Por lo tanto, M es de hecho un parámetro dependiente del ángulo de rotación ($M(\theta)$), que se puede modular, y, en consecuencia, se pueden conseguir tres, o más, estados lógicos por resonador, considerando distintos ángulos de rotación.

Es importante destacar que la frecuencia de resonancia del resonador no experimenta una variación significativa con respecto al ángulo de rotación, por lo tanto, se evita el solapamiento de las respuestas frecuenciales de resonadores contiguos tal y como se demuestra en el **Artículo del Congreso IMS16**. Este comportamiento del S-SRR, junto con el hecho de que son partículas resonantes eléctricamente pequeñas, justifica su uso para la implementación de etiquetas Chipless-RFID basadas en resonadores multi-estado. Además, la topología del resonador es circular, factor de forma que tiende a linealizar la profundidad del cero de transmisión (en dBs) con respecto al ángulo de rotación. De hecho, los niveles del cero de transmisión a f_{S-SRR} para las orientaciones de 45° y 90° están relacionados aproximadamente en un factor dos, debido a que el acoplamiento magnético se ha reducido casi a la mitad, tal y como se puede ver en la **tabla II del Artículo TMTT16**, donde se muestran los valores de los elementos extraídos del circuito equivalente presentado en la Figura 4.2 (a).

4.2.2 Diseño e Implementación de Etiquetas de hasta 18 bits

En el **Artículo TMTT16** se han implementado etiquetas Chipless-RFID basadas en resonadores multi-estado. Concretamente, se presentan etiquetas donde los resonadores puede ofrecer tres y cuatro estados lógicos. Las etiquetas tri-estado están formadas por 10 resonadores, donde cada uno de ellos tiene asignado tres estados lógicos. Dicha implementación se ha realizado sobre el sustrato comercial

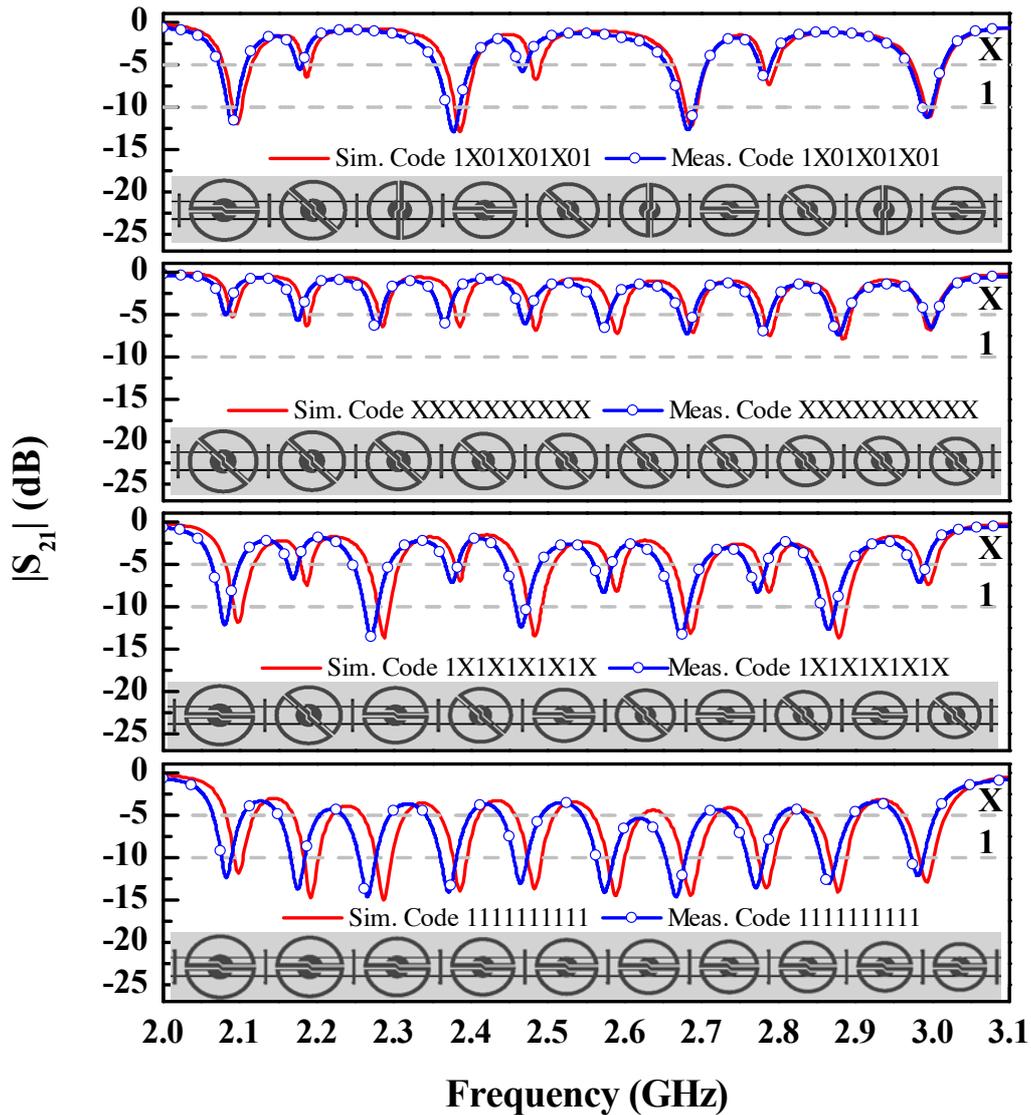


Figura 4.5. Layout y respuesta frecuencial simulada (con *Keysight Momentum*) y medida de cuatro etiquetas tri-estado formadas por 10 resonadores con sus correspondientes códigos identificativos. Las dimensiones del S-SRR de referencia (f_{S-SRR} a 2.5 GHz) están definidas en el **Artículo TMTT16**.

Rogers *RO4003C* (permitividad $\epsilon_r = 3.55$, tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0021$ y grosor $h = 0.81$ mm) y escalando el perímetro de la circunferencia del S-SRR de referencia (f_{S-SRR} a 2.5 GHz), situándolos equidistantes en frecuencia, concretamente cada 100 MHz, y cubriendo la banda frecuencial de 2 a 3 GHz. La simulación y medida de las cuatro etiquetas fabricadas se muestra en la Figura 4.5. El estado lógico intermedio se ha designado con una ‘X’ y corresponde con un ángulo de rotación del S-SRR de 45° con respecto a la línea de transmisión CPW. Los cuatro códigos fabricados manifiestan que la diferencia de niveles de los ceros de transmisión a f_{S-SRR} para los estados lógicos ‘X’ y ‘1’ es significativo, independientemente de la configuración que tengan los resonadores contiguos. Sin embargo, el nivel de atenuación sí que está influenciado por la respuesta frecuencial de los resonadores adyacentes, por lo que la profundidad de la banda de rechazo no es siempre la

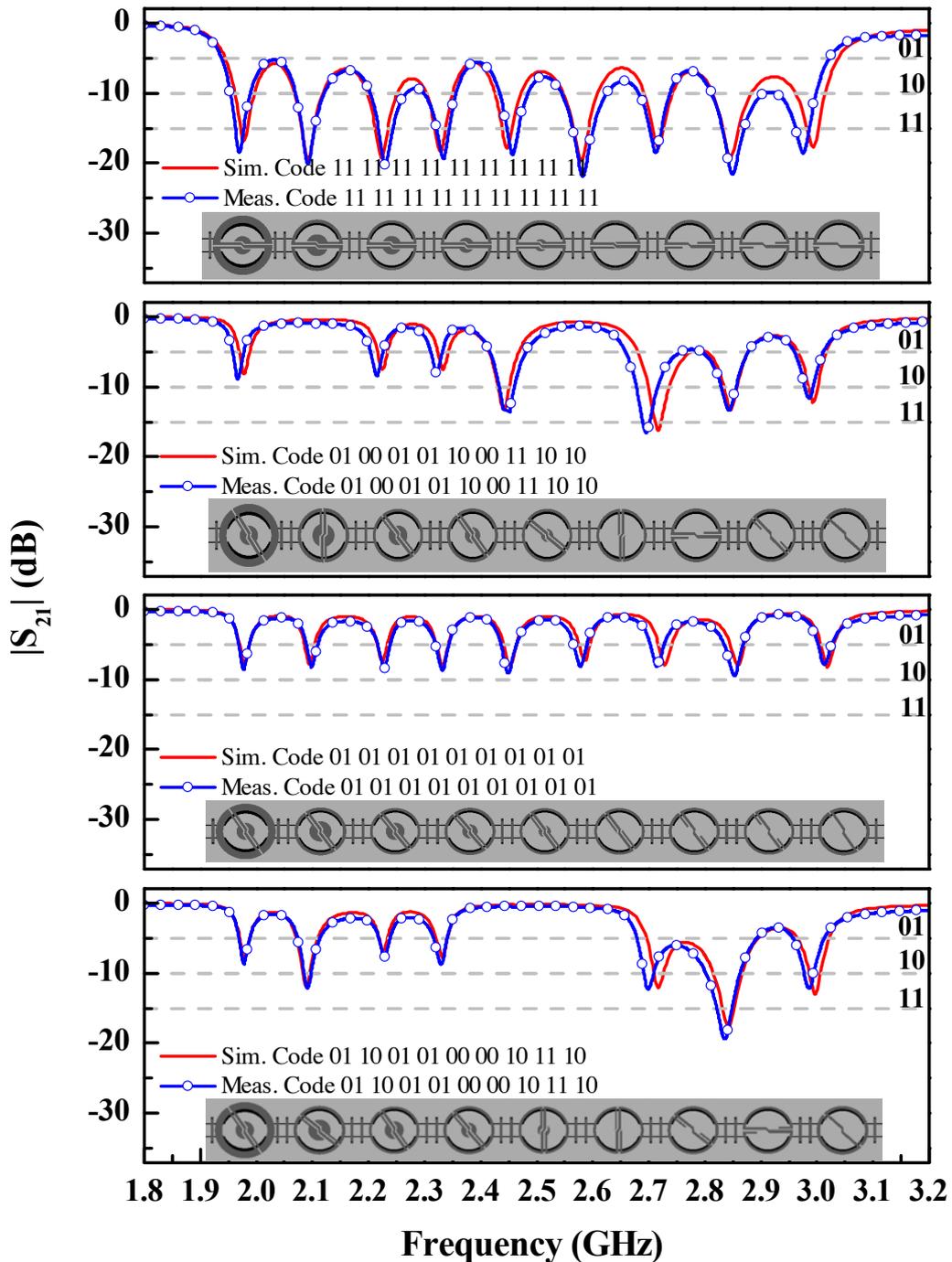


Figura 4.6. Layout y respuesta frecuencial simulada (con *Keysight Momentum*) y medida de cuatro etiquetas formadas por 9 resonadores (cuatro estados por resonador) con sus correspondientes códigos identificativos. Las dimensiones del S-SRR de referencia (f_{S-SRR} a 2.5 GHz) están definidas en el **Artículo TMTT16**.

misma para un mismo estado lógico. A pesar de ello, situando los umbrales de decisión en -5 y -10 dB, los tres estados son perfectamente distinguibles, y, por lo tanto, se pueden generar $3^{10} = 59049$ códigos diferentes. En este sentido, se consigue aumentar la DPF por encima de 15 bits/GHz. Además, la DPS es de 1.75 bits/cm².

Para la implementación de etiquetas donde las partículas resonantes proporcionen cuatro estados lógicos, ha sido necesario incrementar la profundidad del cero de transmisión para la orientación de máximo acoplo, es decir, $\theta = 90^\circ$. Con esta finalidad, se ha rediseñado la línea *host* para aumentar la densidad de líneas de campo magnético que penetran los *loops* del resonador. Conjuntamente, se ha rediseñado el S-SRR de referencia para que el nivel del cero de transmisión a la frecuencia de resonancia fundamental esté en torno a -15 dB. Con todo esto, se han fabricado cuatro etiquetas formadas por nueve resonadores (nueve en vez de 10 porque al aumentar el acoplo también se aumenta el ancho de banda) sobre el sustrato comercial *Rogers RO4003C* (permitividad $\epsilon_r = 3.55$, tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0021$ y grosor $h = 508 \mu\text{m}$). La simulación y medida de las cuatro etiquetas fabricadas se muestra en la Figura 4.6. Cabe destacar que el sustrato, en este caso, tiene un grosor más estrecho, comparado con el sustrato utilizado en el diseño de etiquetas tri-estado, con el objetivo de mejorar el acoplamiento entre línea y resonador. En este caso, los estados intermedios se han designado con ‘01’ y ‘10’ correspondiente con un ángulo de rotación de 25° y 50° , respectivamente, mientras que, los estados lógicos ‘00’ y ‘11’ corresponden con las orientaciones de mínimo (0°) y máximo acoplo (90°), respectivamente. Los códigos fabricados muestran que se pueden generar $4^9 = 262144$ códigos diferentes, además, el área de la etiqueta es de 8.19 cm^2 , obteniendo una DPF y DPS de 18 bits/GHz y 2.19 bits/cm^2 , respectivamente.

4.3 Aplicaciones

En esta sección, se demostrará que el sistema Chipless-RFID basado en el dominio de la frecuencia presentado en este capítulo, puede aplicarse en un entorno real. Concretamente, se mostrará que es posible su uso como sistema de autenticación en unas elecciones electorales, o incluso, su integración en aplicaciones de seguridad documental.

4.3.1 Etiquetas Basadas en Resonadores Bi-estado

Típicamente, las etiquetas basadas en múltiples resonadores (con dos estados lógicos por resonador) se equipan con una antena transmisora y receptora con polarización cruzada con el objetivo de comunicarse de forma inalámbrica con el lector. De este modo, estas etiquetas Chipless-RFID están compuestas por las partículas resonantes, la línea de transmisión y las antenas, y la comunicación con el lector es en campo lejano.

En el proyecto RTC-2014-2550-7 RETOS DE COLABORACIÓN 2014 (titulado: *Desarrollo tecnológico de tags Chipless-RFID mediante tecnologías de impresión sobre sustratos de bajo coste para su integración en sistemas de modernización electoral*) se tiene como objetivo desarrollar una solución Chipless para operaciones de autenticación del votante. De esta forma, lo que se pretende es disponer de un sistema de autenticación basado en dos factores: (i) contraseña y (ii) etiqueta Chipless-RFID, directamente asociado al identificador del votante, dando mayor robustez al sistema de voto, y ofreciendo mayores garantías de que

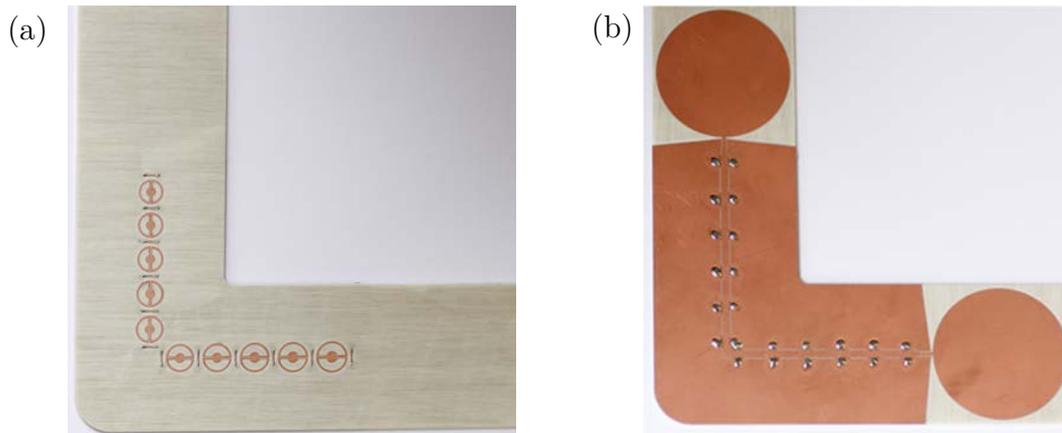


Figura 4.7. Etiqueta de 10 bits (a) grabada en la parte posterior de una línea de transmisión CPW (b), implementada sobre el sustrato comercial *Rogers RO4003C* (permitividad $\epsilon_r = 3.55$, tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0021$ y grosor $h = 0.81$ mm). La etiqueta incorpora dos antenas monopolo con polarización cruzada.

los usuarios que se autentifican realmente sean quienes dicen ser. Puesto que los dos factores de autenticación se entregan al votante de forma distinta (la contraseña se envía al votante por correo electrónico, mientras que la etiqueta Chipless RFID se puede entregar en mano o mediante correo ordinario) y que ambos son necesarios para la autenticación de los usuarios, la solución desarrollada reduce drásticamente las posibilidades de suplantar y votar por un tercero sin autorización expresa del mismo.

Para la ejecución de la prueba de concepto de la aplicación descrita anteriormente, se han diseñado etiquetas Chipless-RFID de 10 bits en el ancho de banda de 2 a 3 GHz, a las cuales se les ha incorporado un par de antenas monopolo con orientación perpendicular para minimizar el acoplo por polarización cruzada (ver Figura 4.7). Dichas antenas se utilizan para la recepción de la señal de interrogación emitida por el sistema lector y la transmisión de la firma espectral de la etiqueta. El uso de este tipo de antenas se justifica en base a los requerimientos de ancho de banda que demanda la aplicación, descartando otro tipo de topologías como, por ejemplo, antenas parche debido a que su comportamiento en frecuencia es de banda estrecha. Además, dichas antenas deben garantizar polarización lineal para evitar acoplo entre antenas (crosstalk).

Por lo que respecta al sistema lector, en la Figura 4.8 y Figura 4.9 se muestra el diagrama de bloques y una fotografía del prototipo, respectivamente. Dicho lector se compone de dos bloques principales: unidad de control digital y *Front-End* de RF. La unidad de control digital está compuesta por una tarjeta de adquisición de datos (DAQ) *myRIO* de *National Instruments* controlada por un PC, el cuál envía ordenes de lectura y recibe, e interpreta, el código identificativo de la etiqueta. El uso de dicha tarjeta de adquisición de datos se justifica porque tanto el convertor digital-analógico (DAC) como el convertor analógico-digital (ADC) ya están integrados, lo que facilita la integración conjunta de todo el sistema, además, se puede programar fácilmente con *Labview*. Por otro lado, el bloque *Front-End* de RF está compuesto por una etapa de amplificación, un oscilador controlado por tensión (VCO), las antenas monopolo de emisión y recepción, y un detector de

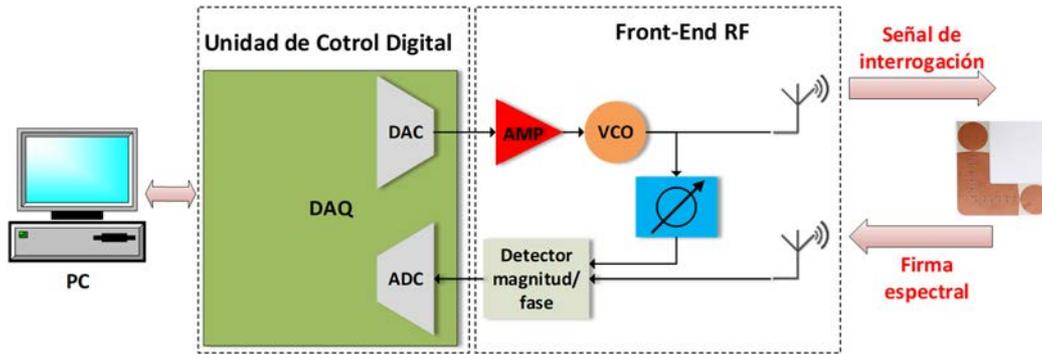


Figura 4.8. Diagrama de bloques del sistema lector de etiquetas Chipless-RFID.

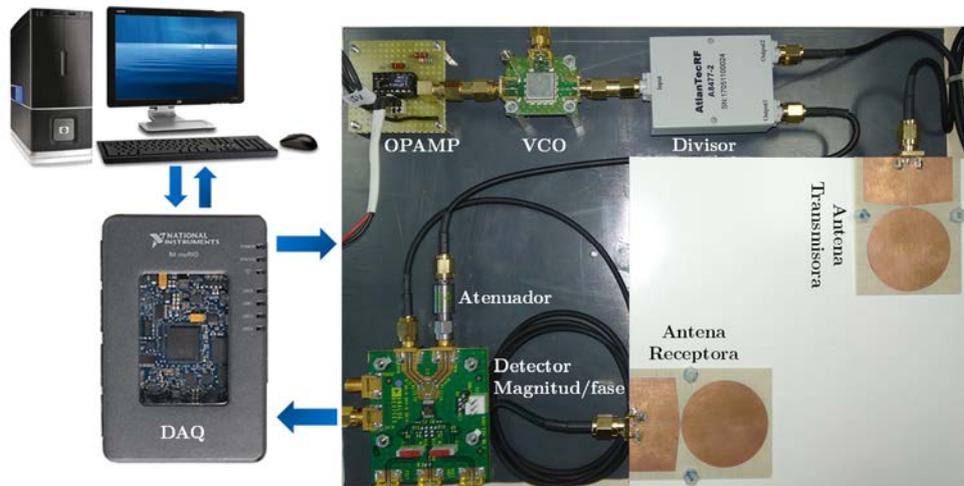


Figura 4.9. Prototipo del sistema lector Chipless-RFID.

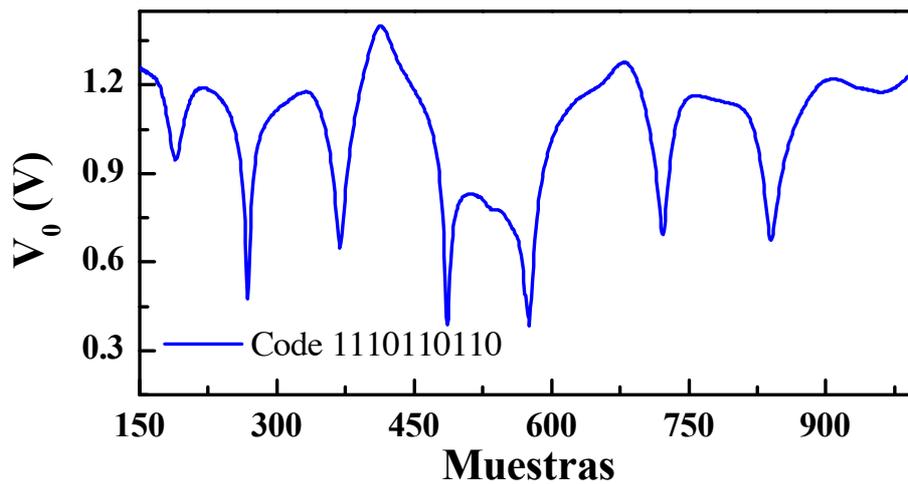


Figura 4.10. Respuesta medida con su correspondiente código de una etiqueta de 10 bits con antenas para la recepción de la señal de interrogación y la transmisión de la firma espectral.

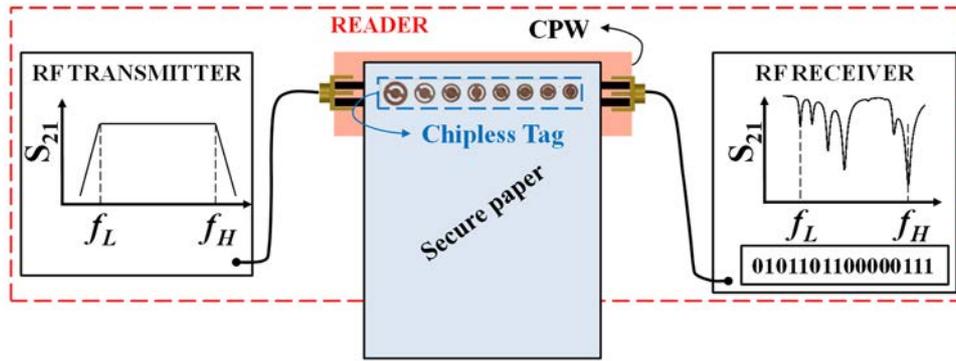


Figura 4.11. Esquema del sistema Chipless-RFID propuesto basado en el acoplamiento magnético entre el lector (línea de transmisión CPW) y la etiqueta (conjunto de resonadores). Figura extraída del **Artículo TMTT16**.

magnitud y fase. El VCO utilizado es el *V600ME10-LF* de *National Instruments*. Dicho VCO es capaz de generar tonos frecuenciales de 1600 a 3200 MHz, aplicando una tensión de entrada entre 1 y 18 V, respectivamente. Debido a la elevada tensión que se necesita para generar tonos en el ancho de banda requerido por la aplicación (de 2 a 3 GHz), concretamente entre 4 y 15 V, se ha conectado a la entrada del VCO una etapa de amplificación, formada por un amplificador operacional (OPAMP). Posteriormente, a la salida del VCO se ha conectado un divisor de potencia *A8477-2* de *AtlanTecRF* que divide cada uno de los tonos generados por el VCO de forma balanceada hacia la antena monopolo transmisora y un detector de magnitud y fase (*AD8302* de *Analog Devices*), donde se compara con el mismo tono, una vez ha sido recibido por la etiqueta, codificado y retransmitido de nuevo hacia el sistema lector. Dicho detector de magnitud y fase proporciona a la salida una tensión proporcional a la diferencia de magnitudes/fases entre los dos tonos. Con este prototipo de sistema lector, se ha obtenido el código identificativo de una etiqueta fabricada como se muestra en la Figura 4.10. Es importante mencionar que la medida de la etiqueta se ha realizado en un entorno *indoor* y que las antenas del sistema lector están separadas, aproximadamente, 8 cm. Si se incrementa esta distancia de lectura, empiezan a aparecer errores de lectura, siendo imposible la correcta descodificación del código de la etiqueta.

4.3.2 Etiquetas Basadas en Resonadores Multi-estado

Una configuración diferente a lo propuesto hasta este momento en la literatura se presenta en el **Artículo TMTT16**. Dicha configuración consiste en implementar la línea de transmisión CPW y los S-SRRs en sustratos distintos. En este caso, la línea *host* puede considerarse parte del lector y la comunicación con la etiqueta, es decir, el conjunto de resonadores es mediante campo cercano, y se basa en el acoplamiento magnético entre la línea de transmisión CPW y los S-SRRs, por lo que la lectura de la etiqueta requiere proximidad y alineamiento entre el lector (línea de transmisión) y etiqueta (conjunto de resonadores). En campo lejano no es realista pensar en poder discernir entre varios estados lógicos, principalmente debido a las pérdidas introducidas en el radio enlace. Por el contrario, en el sistema que se propone, el uso de etiquetas basadas en resonadores multi-estado está

totalmente justificado y, además, se evita el uso de antenas, por lo que se reduce drásticamente el tamaño de las etiquetas. Este sistema puede ser particularmente interesante en aplicaciones donde sea necesario incrementar la capacidad de información de la etiqueta a expensas de sacrificar rango de lectura, por ejemplo, seguridad documental, autenticación, etcétera (ver en Figura 4.11 un esquema del sistema propuesto).

Como prueba de concepto, se han implementado cuatro etiquetas mediante el grabado de ocho S-SRRs en el sustrato comercial *Rogers RO4003C*, con grosor $h = 203 \mu\text{m}$, constante dieléctrica $\varepsilon_r = 3.55$ y tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0021$, mientras que la línea *host* se ha implementado sobre el mismo sustrato, pero con grosor $h = 508 \mu\text{m}$. En esta demostración de prueba de concepto, se ha escogido un sustrato para la etiqueta más estrecho, similar a sustratos plásticos o de papel que podría requerir una aplicación real. La simulación y medida de las cuatro etiquetas se muestra en la Figura 4.12. Los estados lógicos intermedios se han designado con ‘01’ y ‘10’, obteniéndose rotando el S-SRR 55° y 70° , respectivamente. De este modo, las profundidades de los cerros de transmisión a $f_{\text{S-SRR}}$ son equidistantes para los distintos estados lógicos. El ajuste entre la simulación y la medida es razonablemente bueno, aunque existen desviaciones en frecuencia y profundidad de algunos cerros de transmisión debido a que no se dispone de un sistema de guiado/posicionamiento robusto en el laboratorio, que sea capaz de alinear correctamente la etiqueta. De hecho, para realizar dicha prueba de concepto, la alineación se ha realizado mediante la inclusión de unas perforaciones de referencia tanto en la línea de transmisión como en la etiqueta. Es importante destacar que el desplazamiento lateral y el desplazamiento vertical (air gap) máximo de la etiqueta para no producir errores de lectura es de 0.3 mm y $4.5 \mu\text{m}$, respectivamente. Dichos valores parecen ser razonables desde un punto de vista mecánico.

Los códigos fabricados muestran que se pueden generar 4^8 o $2^{16} = 65536$ códigos diferentes. Además, el área de la etiqueta es de 6.75 cm^2 , obteniéndose una DPF y DPS de 16 bits/GHz y 2.37 bits/cm^2 , respectivamente. En este contexto, la propuesta presentada en el **Artículo TMTT16**, presenta una DPF superior a la mayoría de las etiquetas basadas en el dominio de la frecuencia que se pueden encontrar en la literatura, y la DPS se encuentra por encima de la media. Por tanto, el sistema propuesto presenta un buen balance entre el número de bits que se puede conseguir por ancho de banda y por unidad de superficie.

4.4 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado el diseño e implementación de etiquetas basadas en una línea de transmisión CPW cargada con múltiples resonadores S-SRR multi-estado. Sin embargo, en esta funcionalidad multi-estado, es complicado incrementar el número de estados por resonador más allá de cuatro, por lo tanto, el número de bits que se puede conseguir con esta propuesta todavía está lejos de las etiquetas RFID con chip, e incluso, de la capacidad de información que ofrecen los códigos de barras ópticos. Además, en general, las etiquetas basadas en múltiples resonadores no son eficientes en términos de ancho de banda, puesto que cuanto mayor es el número de bits, mayor es el ancho de banda, y, en consecuencia, más complejo es el sistema lector. Por este motivo, en el siguiente capítulo, se propondrá una estrategia completamente diferente, basada en el dominio del tiempo, capaz de

aumentar drásticamente el número de bits y reducir el rango frecuencial (ancho de banda) de operación.



Etiquetas Chipless-RFID con Lectura en Campo Cercano y Secuencial

Típicamente, en los sistemas Chipless-RFID basados en el dominio del tiempo, el código identificativo se extrae de los ecos de una señal pulsada producida por el conjunto de reflectores introducidos en una línea de retardo, como ya se pudo ver en el Capítulo 2. Básicamente, las principales limitaciones de esta estrategia son: (i) el número de bits que se puede conseguir y (ii) el tamaño de las etiquetas. En este capítulo, se propone una estrategia totalmente diferente basada en el dominio del tiempo, la cual consiste en un conjunto de resonadores idénticos, alineados y grabados sobre un sustrato en posiciones predefinidas y equidistantes, de tal manera que, los estados lógicos ‘0’ o ‘1’, se consiguen por la ausencia o presencia de dichos resonadores, respectivamente. Dicha estrategia se ha diseñado e implementado en dos tecnologías diferentes (CPW y *microstrip*). Es importante destacar que el ancho de banda requerido por este sistema es virtualmente nulo, debido al hecho de que todos los elementos resonantes son iguales, por lo tanto, el número de bits que se puede conseguir con esta estrategia sólo está limitado por el área que ocupa la etiqueta. Además, se demostrará que es posible la reprogramación de las mismas, e incluso, su impresión sobre sustratos plásticos o de papel, siendo interesante, de este modo, su aplicación en el ámbito de la seguridad documental.

5.1 Sistema Implementado en Tecnología CPW: Principio de Funcionamiento

El sistema propuesto se muestra en la Figura 5.1 y se basa en el acoplamiento electromagnético entre la etiqueta y el lector, una línea de transmisión CPW alimentada por una señal harmónica sintonizada a la frecuencia de resonancia del conjunto de resonadores. En la operación de lectura, la etiqueta debe ser

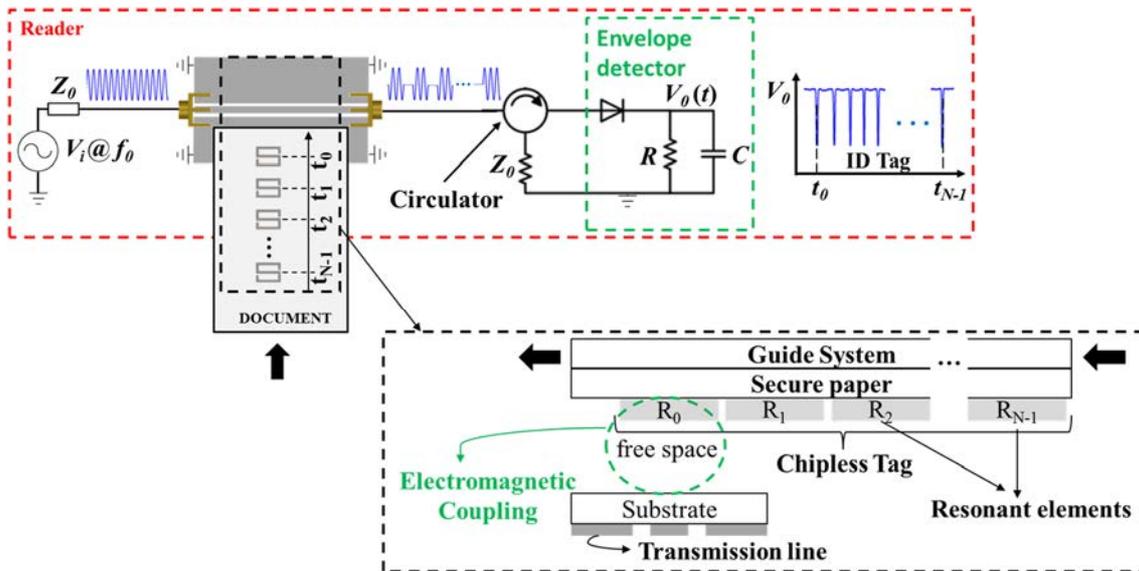


Figura 5.1. Esquema del principio de funcionamiento del sistema Chipless RFID propuesto basado en campo cercano y lectura secuencial, e implementado con tecnología CPW. Figura extraída del **Artículo del Congreso IMS17**.

obligatoriamente forzada a desplazarse transversalmente sobre el lector, próxima sobre éste. Cada vez que un elemento resonante se sitúa sobre el eje de la línea de transmisión, éste se acopla a la línea, y gran parte de la señal proveniente de la fuente se refleja, dando lugar a un mínimo de la señal transmitida (estado lógico '1'). Por el contrario, la amplitud de la señal a la salida de la línea de transmisión CPW es máxima cuando la posición relativa entre el lector y la etiqueta es tal que, hay ausencia de resonador (estado lógico '0'). De este modo, el efecto de desplazar la etiqueta transversalmente sobre el eje de la línea de transmisión es una modulación de amplitud (AM) de la señal harmónica inyectada a la entrada de la misma, y la señal moduladora, correspondiente con el código identificador, se puede obtener mediante un detector de envolvente.

En el **Artículo del Congreso IMS17** se ha desarrollado una prueba de concepto del sistema propuesto, donde las etiquetas están compuestas por resonadores S-SRR [Figura 5.2(a)]. Como en el capítulo anterior, su uso se justifica por su tamaño eléctricamente pequeño comparado con otro tipo de resonadores que se pueden encontrar en la literatura. Es importante mencionar que, para compactar el tamaño de la etiqueta, y maximizar, de este modo, la DPS, es conveniente minimizar la distancia entre resonadores tanto como sea posible, lo que resulta en un acoplamiento entre los propios resonadores de la etiqueta y, simultáneamente, un acoplo entre la línea de transmisión y los resonadores bajo la influencia del campo electromagnético generado por dicha línea. Para resolver este problema, se ha grabado un resonador S-SRR en la parte posterior de la línea de transmisión CPW, pero rotado 180° con respecto a los S-SRRs de la etiqueta (tal estrategia fue utilizada por primera vez en [93] para implementar sensores de velocidad angular). Dicha orientación es necesaria para maximizar el acoplo en la posición de referencia, la cual corresponde con el perfecto alineamiento vertical del S-SRR de la línea con uno de los S-SRRs de la etiqueta. Para esta posición, el par

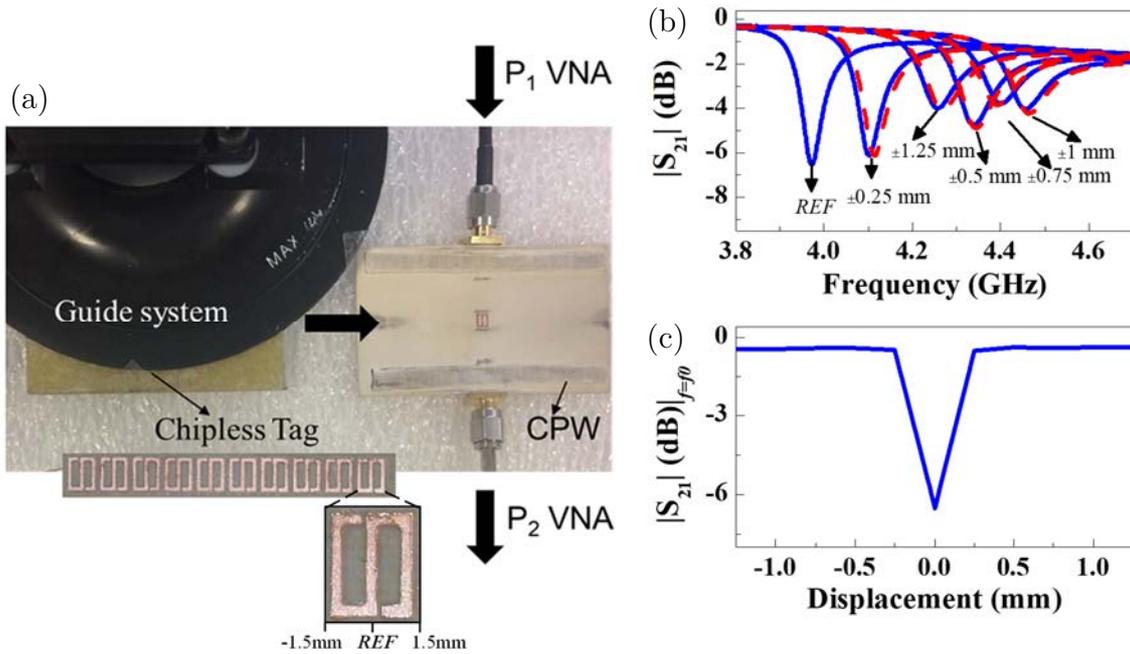


Figura 5.2. (a) Fotografía del *setup* experimental utilizado para medir (b) la respuesta frecuencial del conjunto etiqueta y línea de transmisión para diferentes posiciones de la etiqueta y (c) la atenuación en función del desplazamiento relativo entre la etiqueta y la línea de transmisión. Figura extraída del **Artículo del Congreso IMS17**.

de resonadores puede ser visto como una única partícula resonante denominada *broad-side coupled S-SRR* (BC-S-SRR), cuya frecuencia de resonancia ($f_{BC-S-SRR}$) es más pequeña que la frecuencia de resonancia de los resonadores aislados. Por lo tanto, si se alimenta la línea de transmisión CPW con una señal harmónica sintonizada a la frecuencia de resonancia del BC-S-SRR, o próxima a ella, se pueden evitar los acoplamiento cruzados mencionados anteriormente. Por otro lado, cuando la etiqueta no está posicionada en la posición de referencia, la atenuación a $f_{BC-S-SRR}$ decrece severamente, debido a que el coeficiente de transmisión sufre un desplazamiento hacia frecuencias más altas. De este modo, el movimiento de la etiqueta sobre el lector resulta en una modulación del coeficiente de transmisión de la línea cargada con el S-SRR. Para aclarar lo descrito anteriormente, se muestra en la Figura 5.2(b) y Figura 5.2(c) la medida de la respuesta frecuencial del conjunto etiqueta y línea de transmisión CPW para diferentes posiciones de la etiqueta, y la medida de la atenuación en función del desplazamiento relativo entre la etiqueta y la línea de transmisión, respectivamente.

La validación del sistema se ha realizado con el *setup* experimental descrito en el **Artículo del Congreso IMS17**. Con dicho *setup* experimental, se ha extraído el código identificativo de tres etiquetas fabricadas de 10 bits (ver Figura 5.3), donde los estados lógicos '0' y '1' se consiguen con la ausencia y presencia, respectivamente, de los resonadores en posiciones predefinidas y equidistantes, como se comentó anteriormente. Cabe destacar que la tecnología Chipless-RFID no tiene un estándar de frecuencia específico por lo que el BC-S-SRR se ha diseñado a la frecuencia de 4 GHz (teniendo en cuenta un air gap de 0.25 mm). Dicha frecuencia es compatible con los equipos de medida disponibles, y lo que es más importante, proporciona un tamaño razonable. La capacidad de

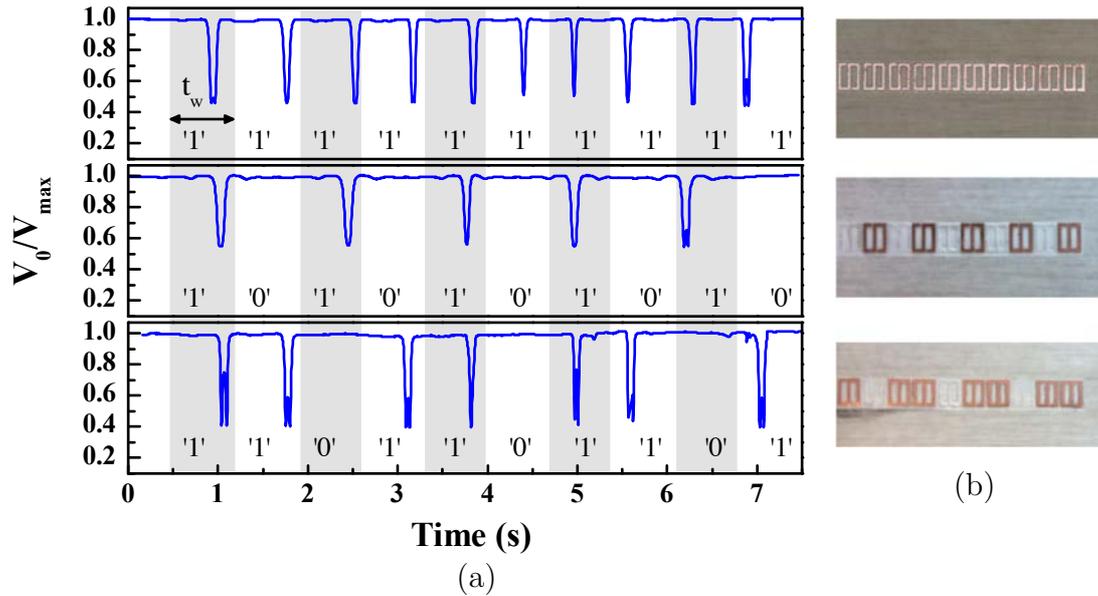


Figura 5.3. (a) Medida normalizada y (b) fotografía de tres etiquetas de 10 bits fabricadas con sus respectivos códigos identificativos. Dichas etiquetas se han fabricado sobre el sustrato comercial *Rogers RO4003C* con permitividad $\varepsilon_r = 3.55$, tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0021$ y grosor $h = 203 \mu\text{m}$, mientras que la línea de transmisión CPW, se ha fabricado sobre el sustrato comercial *Rogers RO3010* con permitividad $\varepsilon_r = 10.2$, tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0022$ y grosor $h = 635 \mu\text{m}$. Figura extraída del **Artículo del Congreso IMS17**.

información de dichas etiquetas es de $7.4 \text{ bits}/\text{cm}^2$, incrementando casi en un factor cuatro, la capacidad de información del sistema propuesto en el Capítulo 4, y, en general, superando cualquier sistema de identificación basado en la tecnología Chipless-RFID que se pueda encontrar en la literatura. Nótese que en algunos casos aparecen dobles picos de atenuación. En el **Artículo SENSORS17** se muestra que si la señal de entrada de la línea de transmisión tiene una frecuencia ligeramente superior a la frecuencia de resonancia del BC-S-SRR hay dos posiciones equivalentes, una para desplazamientos positivos y otra para desplazamiento negativos de la etiqueta, donde el coeficiente de transmisión es mínimo. La razón es que, en la práctica, es complicado ajustar perfectamente la frecuencia de la señal de entrada a la frecuencia de resonancia del BC-S-SRR debido a que resulta difícil controlar la distancia vertical (air gap) entre la etiqueta y el lector. De hecho, una vez sintonizado el sistema, un aumento o disminución importantes del air gap puede dar lugar a errores de lectura.

5.1.1 Diseño e Implementación de Etiquetas de 40 bits

En el **Artículo SENSORS17** se han implementado etiquetas de 40 bits en configuración circular y sustrato con las mismas características electromagnéticas que el utilizado en las etiquetas de 10 bits. La razón es que para poder reutilizar el *setup* experimental disponible para la medida de la velocidad angular (objetivo de otras actividades del grupo) se han considerado cadenas circulares de resonadores. En dicho artículo se han grabado cuatro códigos distintos de 40 bits en los cuatro

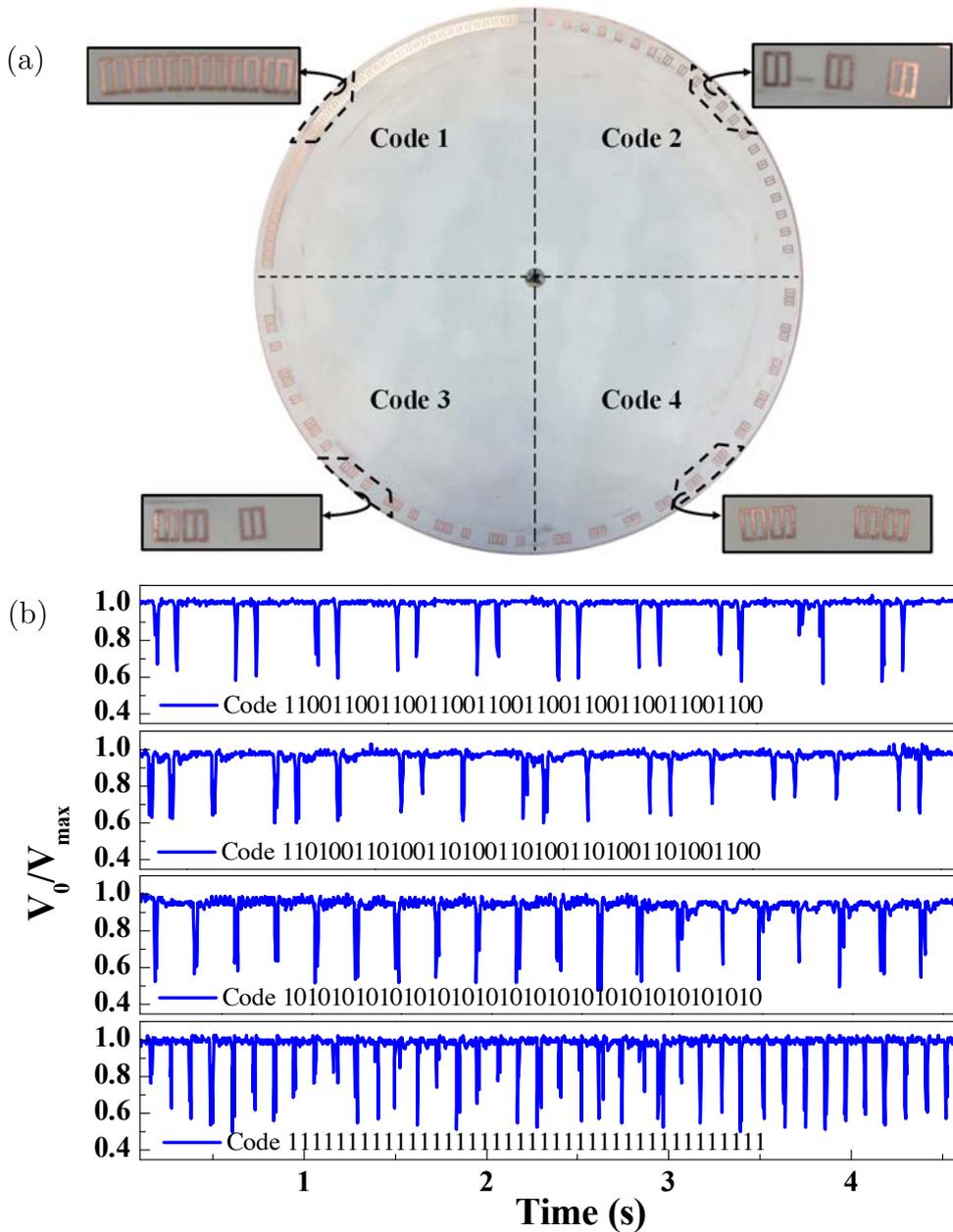


Figura 5.4. (a) Fotografía y (b) medida normalizada de cuatro etiquetas de 40 bits fabricadas con sus respectivos códigos identificativos. Figura extraída del **Artículo SENSORS17**.

cuadrantes de la capa de sustrato circular [ver Figura 5.4(a)]. Los cuatro códigos identificativos de la Figura 5.4(b) se han extraído de la señal portadora mediante un detector de envolvente. Es importante mencionar que estas cuatro etiquetas de 40 bits pueden verse como una sola etiqueta Chipless-RFID de 160 bits (concatenando los cuatro códigos), demostrando que el número de bits que se puede conseguir con esta estrategia basada en lectura secuencial sólo está limitado por el área que ocupa la etiqueta. Por lo que respecta a la velocidad de lectura de la misma, en la práctica, ésta no vendrá limitada, en ningún caso, por el sistema mecánico, ya que, en principio, dicha velocidad puede ser tan grande como se requiera. Sin embargo, la velocidad de la etiqueta sí que estará limitada, en un

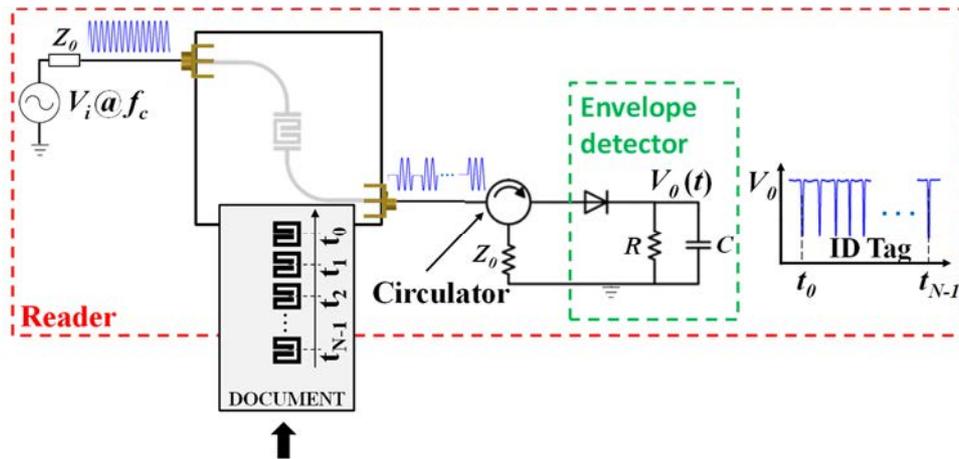


Figura 5.5. Esquema del principio de funcionamiento del sistema Chipless RFID propuesto basado en campo cercano y lectura secuencial, e implementado con tecnología *microstrip*. Figura extraída del **Artículo TMTT17**.

escenario real, por la frecuencia de muestreo (f_s) de la tarjeta de adquisición de datos, la cual debe ser menor que el ancho temporal de los picos de atenuación (estado lógico '1'). El área ocupada por las etiquetas de 40 bits es de 5.34 cm^2 , siendo la DPS y la longitud de la cadena de resonadores de 7.4 bits/cm^2 y 14 cm , respectivamente. Teniendo en cuenta que uno de los ámbitos donde esta tecnología podría implantarse es la seguridad documental, por ejemplo, para evitar falsificaciones de documentos oficiales, es importante enfatizar que, en un documento con el tamaño estándar europeo DIN A4 ($29.7 \text{ cm} \times 21.0 \text{ cm}$) se podrían grabar cerca de 85 bits en el borde largo del documento. De este modo, comparándose, con el estándar EPC Class 1 Gen 2 de las etiquetas RFID con chip, el cual almacena, típicamente, 96 bits, como se mencionó en el Capítulo 2, y doblando en capacidad a los códigos de barras ópticos que utilizan el estándar EAN 13. Sin embargo, en el mercado se pueden encontrar numerosas memorias EPC que pueden almacenar 128 bits o incluso más. Para poder competir en capacidad de información con éstas últimas, se propone en el **Artículo EPJ17** doblar el número de bits por unidad de longitud (la dimensión crítica), utilizando dos cadenas de resonadores, con un desplazamiento relativo entre ellas de medio período, es decir, medio resonador. Obviamente, el lector (línea de transmisión CPW) se ha modificado, grabando dos resonadores S-SRR en la parte posterior, de tal modo, que sea posible la lectura de las dos cadenas de resonadores de los tres códigos implementados en el **Artículo EPJ17**. Además, en dicho artículo, se expone por primera vez la capacidad de programación de las etiquetas. De hecho, dos de los códigos implementados se han generado a partir del código con todos los bits a '1', cortando aquellos resonadores que se quieren codificar con el estado lógico '0', de este modo, dejándolos inoperativos.

5.2 Sistema Implementado en Tecnología Microstrip: Principio de Funcionamiento

La problemática de implementar estructuras en tecnología CPW reside en el hecho de que si la estructura no es simétrica, aparece un intercambio de energía entre el

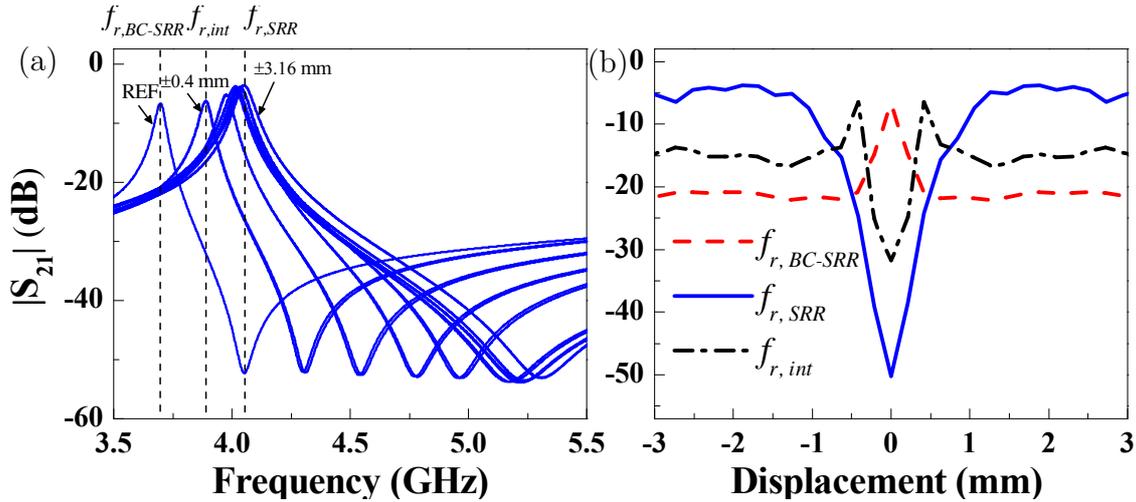


Figura 5.6. (a) Respuesta frecuencial del conjunto etiqueta y línea de transmisión para diferentes posiciones de la etiqueta y (b) atenuación en función del desplazamiento relativo entre la etiqueta y el lector. Los resultados se han conseguido mediante simulación electromagnética usando *Keysight Momentum*. Figuras extraídas del **Artículo TMTT17**.

modo parásito (*slot*) y el modo coplanar. La forma más común para eliminar el modo *slot* en dispositivos implementados sobre esta tecnología es realizar unas vías y grabar unos *strips* en la parte posterior del sustrato para cortocircuitar los planos de masa, lo que provoca un incremento de la complejidad, costes y tiempo de fabricación. Este problema se puede evitar utilizando tecnología *microstrip*, en la cual no se generan modos parásitos cuando aparecen asimetrías en la estructura. Además, otra ventaja de las implementaciones realizadas en esta tecnología es que aportan aislamiento por la parte posterior. Por estas razones, en el **Artículo TMTT17** se ha implementado un sistema Chipless-RFID basado en campo cercano y lectura secuencial, como en el apartado 5.1, pero, en este caso, el lector es una línea de transmisión *microstrip* cargada con un resonador SRR en configuración paso banda y la etiqueta está formada por la misma partícula resonante pero rotada 180° (ver Figura 5.5). Por lo que respecta al lector, su respuesta frecuencial exhibe un comportamiento paso banda con un cero de transmisión. Cuando la etiqueta se desplaza longitudinalmente sobre la posición del SRR de la línea, la respuesta frecuencial del lector se desplaza hacia frecuencias más bajas, como se puede ver en la Figura 5.6(a). Dicho desplazamiento depende del acoplo entre la etiqueta y el lector, por lo tanto, de la posición relativa entre ellos, siendo máximo cuando uno de los SRRs de la etiqueta está perfectamente alineado verticalmente con el SRR de la línea (posición de referencia) formando una única partícula resonante denominada *broad-side coupled SRR* (BC-SRR) [94].

La particularidad y clara ventaja de este sistema con respecto al implementado con tecnología CPW, además de las descritas anteriormente, es que, con la elección adecuada de la frecuencia de la señal de entrada a la línea, es posible optimizar el rango dinámico, es decir, es posible maximizar la excursión que experimenta el coeficiente de transmisión cuando la etiqueta se desplaza por encima del lector. El análisis efectuado en el **Artículo TMTT17** y mostrado en la Figura 5.6(b), manifiesta que dicha frecuencia corresponde con la frecuencia de máxima transmisión del coeficiente de transmisión cuando el SRR de la línea y un SRR de

la etiqueta están completamente desalineados. Cabe destacar que esta frecuencia no es idéntica a la frecuencia de máxima transmisión del SRR de la línea debido a que la presencia del sustrato de la etiqueta la modifica levemente. Sin embargo, considerando dicha frecuencia, y un air gap $265 \mu\text{m}$ la excursión que experimenta el coeficiente de transmisión es cercana a los 45 dB. En la práctica, es difícil poder mantener constante este gap óptimo, a pesar de ello, gracias al elevado rango dinámico que aporta el sistema, variaciones del air gap en torno a 0.6 mm pueden proporcionar una significativa diferencia de magnitud entre los estados lógicos '0' y '1', concretamente, mayor a 10 dB.

5.2.1 Diseño e Implementación de Etiquetas de 40 bits

Como demostración de prueba de concepto, en el **Artículo TMTT17**, se han implementado cuatro etiquetas de 40 bits [ver Figura 5.7(a)] sobre el sustrato comercial *Rogers RO4003C* con permitividad $\varepsilon_r = 3.55$, tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0021$ y grosor $h = 203 \mu\text{m}$, mientras que la línea de transmisión *microstrip*, se ha fabricado sobre el sustrato comercial *Rogers RO3010* con permitividad $\varepsilon_r = 10.2$, tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0022$ y grosor $h = 635 \mu\text{m}$. La respuesta medida normalizada de dichas etiquetas se muestra en la Figura 5.7(b). Los diferentes códigos identificativos, simplemente se han generado con la ausencia o presencia de los SRRs en posiciones predefinidas y equidistantes. Nótese que la profundidad de los picos de atenuación, correspondiente al estado lógico '1', es significativamente más grande que los obtenidos en el sistema implementado en tecnología CPW, siendo el primero, de este modo, mucho más robusto frente a posibles desalineamientos de la etiqueta con respecto al lector. Por último, destacar que el área de cada etiqueta de 40 bits es de 4.75 cm^2 , correspondiente con una densidad de información por unidad de superficie de 8.4 bits/cm^2 .

5.2.2 Etiquetas Programables con Lectura Independiente de la Orientación

Un aspecto fundamental de los sistemas Chipless-RFID, con directa repercusión en el coste, corresponde a la posibilidad de diseñar etiquetas con capacidad de ser programadas, e incluso, reprogramadas. Desde un punto de vista económico, y teniendo en cuenta una aplicación real, donde es necesaria la impresión masiva de etiquetas, no es óptimo codificarlas mediante la ausencia o presencia de resonadores en posiciones predefinidas y equidistantes, ya que cada código identificativo necesitaría de un diseño específico, encareciendo mucho el sistema. Sin embargo, una alternativa puede ser imprimir todas las etiquetas iguales, por lo tanto, sólo sería necesario una máscara en la etapa de fabricación y dejar la programación de las etiquetas para una fase posterior.

La estrategia de programación que se propone consiste en cortar aquellos SRRs asociados al estado lógico '0', desintonizándolos. Por otro lado, también existe la posibilidad de borrar las etiquetas, cortocircuitando, de nuevo, aquellos resonadores previamente cortados. Esto puede ser útil tanto para reprogramar las etiquetas como para corregir errores generados durante la codificación.

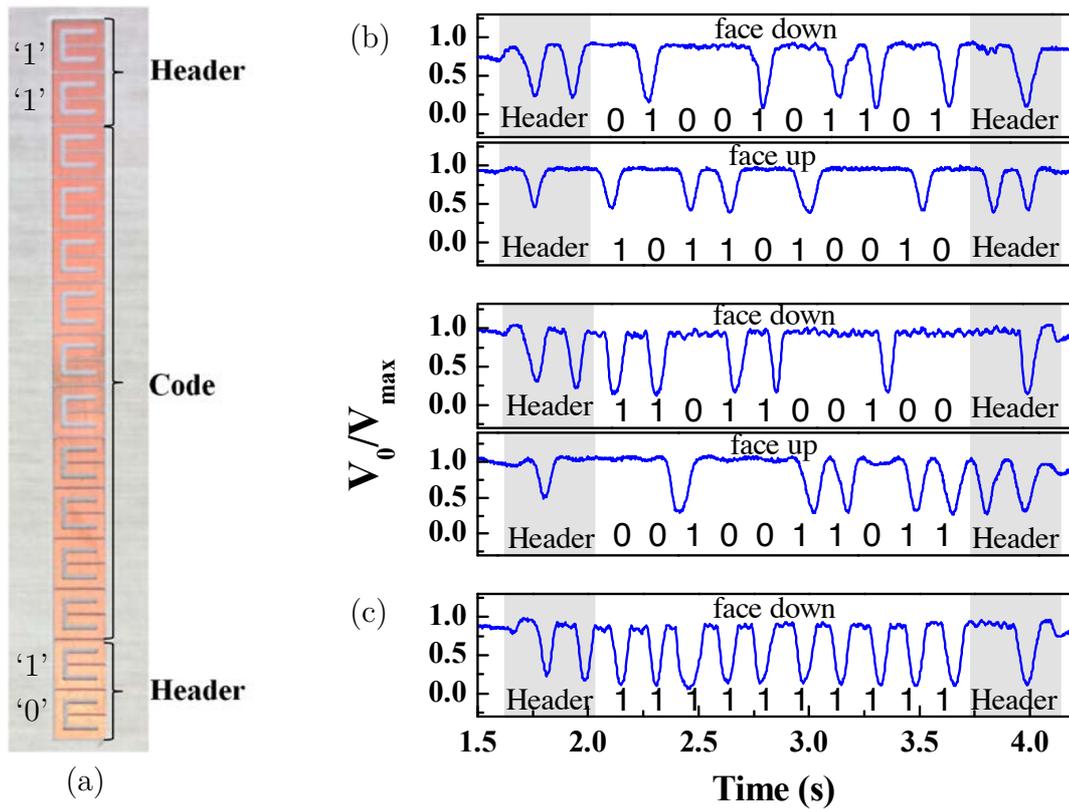


Figura 5.8. (a) Fotografía de la etiqueta de 10 bits con bits de cabecera, fabricada con todos los bits a '1' y (b) medida normalizada de dos códigos programados y (c) un código borrado, implementados sobre el sustrato comercial *Rogers RO4003C* con permitividad $\varepsilon_r = 3.55$, tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0021$ y grosor $h = 203 \mu\text{m}$, mientras que la línea de transmisión *microstrip*, se ha fabricado sobre el sustrato comercial *Rogers RO3010* con permitividad $\varepsilon_r = 10.2$, tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0022$ y grosor $h = 635 \mu\text{m}$.

Otro aspecto importante es el hecho de que la lectura de las etiquetas es independiente de su orientación con respecto al lector. De este modo, la lectura de la etiqueta es posible tanto si ésta se desplaza boca arriba como boca abajo. Para este propósito, se han añadido un par de bits de cabecera (SRRs) al principio y al final de la trama de información (código de la etiqueta) codificados con la secuencia '11' y '10', respectivamente. Es importante mencionar que existen dos orientaciones adicionales donde los SRRs de la etiqueta y el SRR del lector tienen la misma orientación. Estos casos, no se pueden tener en cuenta, puesto que para maximizar el acoplo y conseguir un rango dinámico del sistema significativo, ambos resonadores deben estar, obligatoriamente, con orientaciones opuestas, como ya se mencionó anteriormente. Además, en una aplicación real (seguridad documental, por ejemplo), es razonable imprimir los códigos en uno de los bordes del papel. De este modo, estas dos orientaciones quedan excluidas automáticamente.

Para validar los dos conceptos previamente mencionados, se han generado dos códigos de 10 bits, cortando varios resonadores de forma aleatoria de la etiqueta con todos los bits a '1' mostrada en la Figura 5.8(a). La medida de dichos códigos, considerando dos orientaciones distintas, se muestra en la Figura 5.8(b). Nótese que

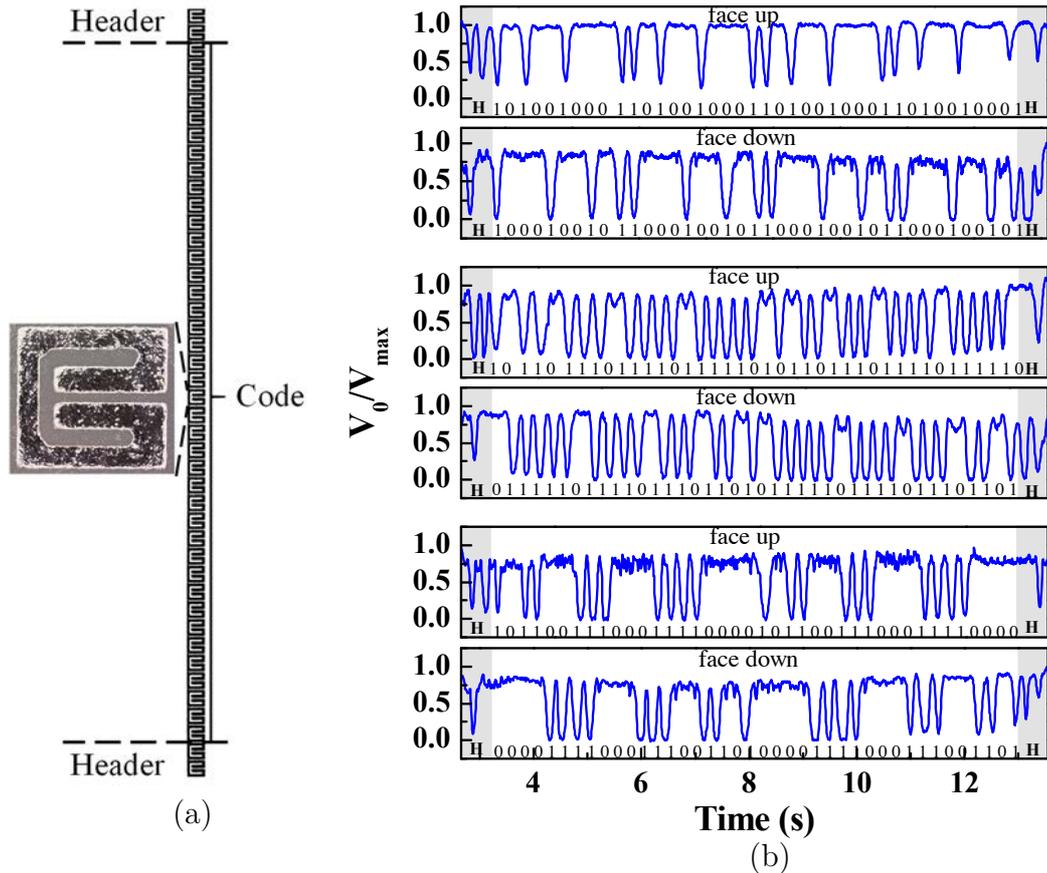


Figura 5.9. (a) Fotografía de la etiqueta de 40 bits con bits de cabecera, fabricada con todos los bits a ‘1’ y (b) medida normalizada de tres códigos programados de 40 bits. Figura extraída del **Artículo MWCL18**.

los bits de cabecera aportan información de la posición relativa de la etiqueta con respecto al lector (boca arriba o boca abajo). Adicionalmente, en la Figura 5.8(c), se muestra el código con todos los bits a ‘1’, el cual se ha recuperado cortocircuitando aquellos SRRs previamente cortados, demostrando que las etiquetas pueden borrarse.

5.2.3 Etiquetas Impresas sobre Sustrato Plástico y Papel con Tecnología Inkjet

Hasta este momento, el funcionamiento del sistema propuesto se ha verificado mediante la implementación de etiquetas Chipless-RFID en sustratos comerciales de microondas de bajas pérdidas. Sin embargo, el interés real ha consistido en demostrar su funcionalidad en una aplicación real (por ejemplo, seguridad documental y/o autenticación), mediante su implementación con técnicas de impresión estándar, como, por ejemplo, huecograbado, serigrafía, etc., sobre sustratos plásticos y/o papel de bajo coste.

En una primera prueba de concepto, se ha implementado en el **Artículo TMTT17**, mediante impresión *inkjet*, una etiqueta de 10 bits (con todos los bits a ‘1’), sobre el sustrato *Polyethylene naphthalate* (PEN) con permitividad $\epsilon_r = 3.36$, tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0042$ y grosor $h = 125 \mu\text{m}$. La tinta conductora

utilizada es la *DuPontTM PE410*, cuya conductividad medida es de 7.28×10^6 S/m (ocho veces menor que la conductividad del cobre, aproximadamente), y el grosor de la tinta impresa es de 3.3-3.5 μm . El resultado obtenido manifiesta que es posible diferenciar los diez picos de atenuación, correspondiente a los diez SRRs, y, por lo tanto, verificar el funcionamiento del sistema sobre sustratos plásticos.

Finalmente, en el **Artículo MWCL18**, se presenta por primera vez, etiquetas Chipless-RFID de 40 bits implementadas sobre el papel *PowerCoatTM HD ultra-smooth*, mediante impresión *inkjet*. Dicho papel, cuyo grosor es de $h = 230 \mu\text{m}$, se ha caracterizado electromagnéticamente con la cavidad resonante *Agilent 85072A*, obteniendo una permitividad y factor de pérdidas de $\epsilon_r = 3.11$ y $\tan\delta = 0.039$, respectivamente. En la Figura 5.9(a) se muestra una etiqueta de 40 bits con todos los bits a ‘1’. Dicha etiqueta se ha programado, mediante el corte de ciertos resonadores (proporcionándoles el estado lógico ‘0’), para generar los códigos mostrados en la Figura 5.9(b). Adicionalmente, en dicha figura, se confirma que es posible la lectura de las mismas, independientemente de la orientación que tengan con respecto al lector (boca arriba o boca abajo). Por último, comentar que, como se muestra en **Artículo MWCL18**, las etiquetas se pueden borrar cortocircuitando de nuevo los resonadores previamente cortados, añadiendo tinta conductora mediante *inkjet*.

5.3 Aplicaciones

En esta sección, se demostrará que el sistema Chipless-RFID basado en el dominio del tiempo con lectura secuencial y en campo cercano, expuesto en este capítulo, puede aplicarse en un entorno real. Concretamente, se mostrará su aplicabilidad en seguridad documental, y más específicamente, en la identificación de recetas médicas. Adicionalmente, la posibilidad de implementar sensores de velocidad también será demostrada.

5.3.1 Seguridad Documental

En el proyecto de la convocatoria Acción Estratégica Economía y Sociedad Digital 2015 (AEESD’15) titulado: “*Medical Chipless Secure Paper: Desarrollo de etiquetas Chipless-RFID mediante tecnologías de impresión electrónica para su integración en sistemas de receta médica segura*”, se plantea el desarrollo tecnológico de etiquetas Chipless-RFID usando tecnologías de impresión convencionales y de bajo coste. Dichas etiquetas se diseñarán e implementarán sobre sustratos de papel y/o cartón para su integración y uso en sistemas de identificación de recetas médicas. La idea es añadir un código identificativo en la receta, por ejemplo, el número de colegiado del profesional sanitario autorizado para prescribir recetas (médicos, podólogos y odontólogos). Dicho código, además de identificar al facultativo que ordena la receta médica, proporciona un elemento de seguridad en la misma, ya que es complicado de duplicar o copiar. Es importante mencionar que el número de colegiado se identifica mediante un código numérico de 9 dígitos, por lo tanto, el número de bits que requiere la aplicación es de 30 bits. Sin embargo, se pueden utilizar más bits para identificar si el colegiado está jubilado, si la receta se ha prescrito desde un centro sanitario público o privado, el lote, entre otros.

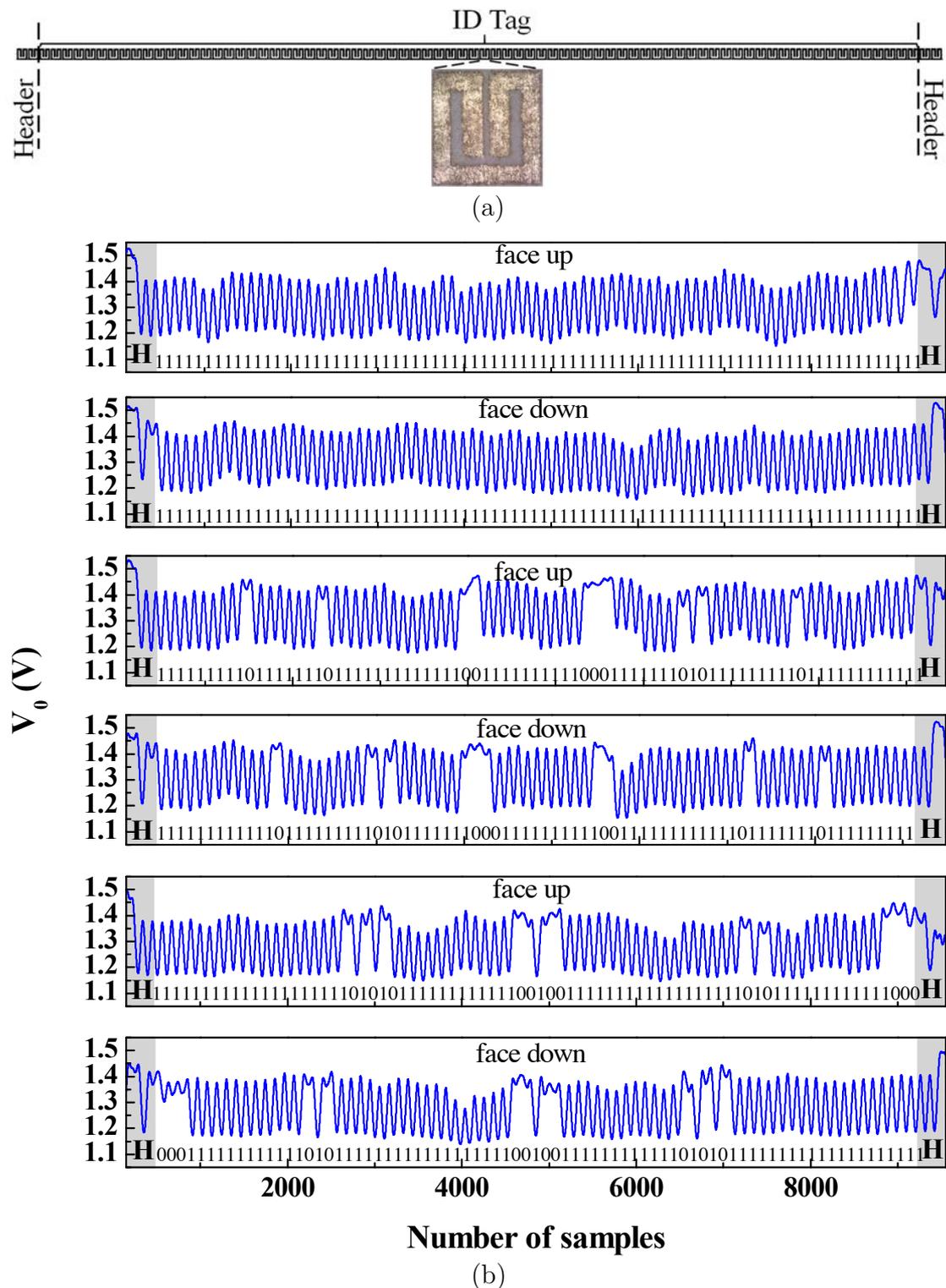


Figura 5.12. (a) Fotografía de una etiqueta de 80 bits con bits de cabecera, fabricada con todos los bits a ‘1’ sobre papel convencional DIN A4 mediante *inkjet* y (b) medida de los códigos programados con sus correspondientes códigos identificativos.

7.28×10^6 S/m, respectivamente. Como también se hizo en el **Artículo MWCL18**, los códigos mostrados en la Figura 5.10 se han generado programando una etiqueta fabricada con todos los bits con el estado lógico ‘1’ y se han añadido bits de cabecera para determinar la orientación de la etiqueta con respecto al cabezal lector. Sin

embargo, en este caso, se ha utilizado el *setup* experimental mostrado en la Figura 5.11. Dicho *setup* consta de una impresora adaptada como sistema de guiado de la etiqueta. Además, el detector de envoltente utilizado en apartados anteriores (un circulador, un diodo Schottky y un filtro paso bajo implementado con una sonda activa) se ha reemplazado por un circuito integrado *ADL5511* de *Analog Devices*. A la salida de dicho detector se ha conectado una tarjeta de adquisición de datos *myRIO* que a su vez se ha conectado a un PC para visualizar la respuesta de las etiquetas. Es importante mencionar que para la aplicación descrita en este apartado no es necesario diseñar etiquetas de más de 40 bits. No obstante, si la aplicación lo requiriese y como se demuestra en el **Artículo TECH18** y en el **Artículo MAG18**, actualmente se pueden diseñar e implementar etiquetas en el borde largo de un papel convencional, con tamaño DIN A4, de 80 bits. En la Figura 5.12(a) y Figura 5.12(b) se muestra una etiqueta de 80 bits con todos los bits a ‘1’ con sus respectivas cabeceras y la medida de dos códigos programados (usando el *setup* de la Figura 5.11), respectivamente. Esta capacidad de información es comparable al estándar EPC Class 1 Gen 2 de las etiquetas RFID con chip y casi dobla la capacidad de información de los códigos de barras ópticos basados en el estándar EAN 13 (el más utilizado a nivel mundial como se pudo ver en el capítulo 2). Además, los sistemas ópticos no son reprogramables y son fáciles de copiar.

Por lo que respecta al coste final de la etiqueta, éste vendrá principalmente determinado por la cantidad de tinta necesaria para fabricarla. Teniendo en cuenta un proceso de impresión basado en rotativa, y según datos aportados por el Instituto de Microelectrónica de Barcelona-CNM (CSIC), para implementar un millón de etiquetas (utilizando la tinta *Novacentrix screen CuO*) serían necesarios 19 kg de tinta con un coste de 15000 euros, aproximadamente (precio para pedidos con cantidades bajas o medias). De este modo, el precio de la etiqueta estaría alrededor de 1,5 céntimos de euro. Dicho coste podría fácilmente reducirse por debajo del céntimo de euro, si el coste de la tinta mencionada anteriormente puede reducirse para grandes cantidades de suministro.

5.3.2 Sensores de Velocidad Angular

Como se muestra en el **Artículo SENSORS17**, el sistema implementado con tecnología CPW basado en el dominio del tiempo con lectura en campo cercano y secuencial, puede concebirse para dos tipos de aplicaciones diferentes: (i) medida de la velocidad angular e (ii) identificación de etiquetas Chipless-RFID.

Básicamente, el funcionamiento de un sensor de velocidad angular o aceleración consiste en la medida del desplazamiento angular de un objeto (rotor) con respecto a un objeto de referencia (estator). En el **Artículo SENSORS17**, se ha implementado un sensor de velocidad angular, donde el rotor se corresponde con la cadena de resonadores (S-SRRs), los cuales, deben estar, a priori, todos presentes y distribuidos uniformemente a lo largo del perímetro del rotor. Nótese que esto es equivalente a una etiqueta Chipless-RFID, codificada con todos los bits a ‘1’. Usando este rotor, se pueden medir velocidades angulares cuasi-instantáneas, mediante la medida de la distancia temporal entre picos adyacentes de la señal portadora (véase en Figura 5.13 un esquema del principio de funcionamiento). Adicionalmente, es interesante mencionar que el sistema propuesto es útil para la medida del ángulo de rotación, dado, obviamente, por el número de resonadores del

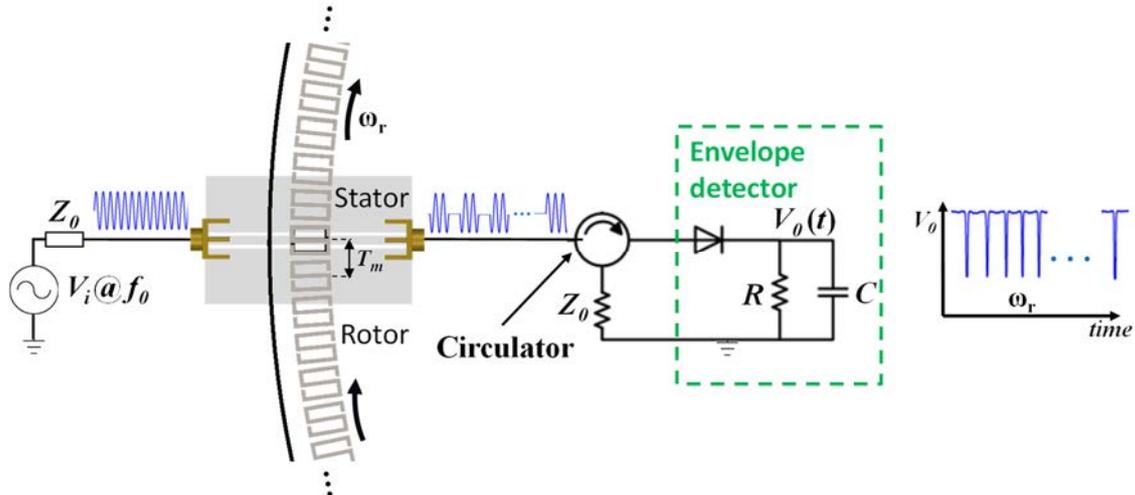


Figura 5.13. Esquema del principio de funcionamiento para la medida de la velocidad angular basado en la modulación de amplitud de una señal harmónica producida por el movimiento de un rotor.

rotor. Por estas razones, es conveniente incrementar el número de elementos resonantes de la cadena tanto como sea posible. Sin embargo, para medidas de velocidad constantes, la cadena de resonadores no tiene por qué grabarse uniformemente sobre el perímetro del sustrato circular. De hecho, la medida de la velocidad angular constante se puede extraer con cualquier código de los mostrados en la Figura 5.4, ya que éstos son periódicos. Finalmente, para medir, experimentalmente, la velocidad angular en el dominio del tiempo se ha usado un motor paso a paso configurado con una velocidad constante de 3.5 rpm. La salida del detector de envolvente se ha visualizado en un osciloscopio, midiendo una velocidad angular de 3.51 rpm, por lo tanto, validando el sistema propuesto.

5.4 Otras Estrategias

En el proyecto de la convocatoria Acción Estratégica Economía y Sociedad Digital (AEESD'15), titulado: “*Scct - Maie's Sistema De Control, Conservación, Eficiencia y Trazabilidad en Medicamentos de Alto Impacto Económico*” se plantea la implementación de etiquetas RFID sin chip usando tecnologías de impresión convencionales y de bajo coste sobre sustratos flexibles como papel para embalaje de medicamentos. La solución se usará, principalmente, para detectar la presencia de los medicamentos e identificación de los mismos por radiofrecuencia. Esta tecnología se aplicará a los fármacos que estarán bajo la supervisión de una caja de almacenaje en casa del paciente y que identificará claramente qué fármaco está en su interior. El uso principal de este tipo de sistemas está orientado a la identificación de bienes que no requieran de grandes cantidades de información a almacenar.

El sistema presentado en este capítulo no es útil en la aplicación descrita anteriormente, ya que requiere de un sistema mecánico que desplace la etiqueta sobre el cabezal lector en la operación de lectura. Además, la aplicación no requiere

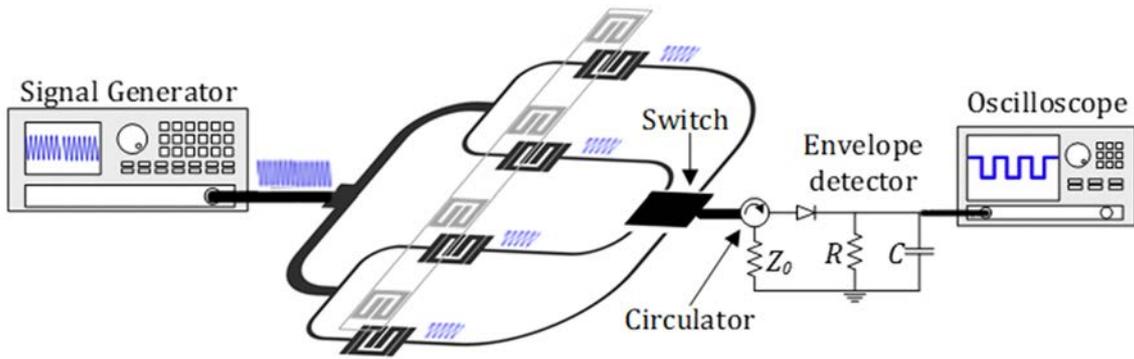


Figura 5.14. Esquema del sistema Chipless-RFID de 4 bits propuesto para detectar presencia e identificar.

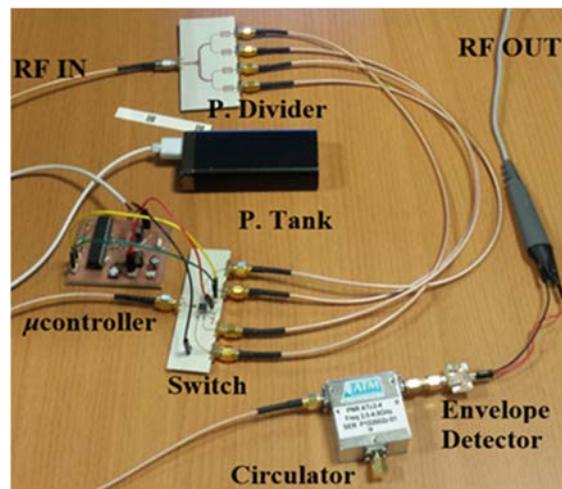


Figura 5.15. Fotografía del *setup* experimental.

un número de bits demasiado elevado. Por este motivo, en el **Artículo SENSORS18** se propone una estrategia, conceptualmente muy similar, donde la etiqueta no requiere de un sistema mecánico para su lectura y puede ser útil como sensor de proximidad con capacidad de identificación.

El esquema del sistema propuesto y el *setup* experimental se muestran en la Figura 5.14 y Figura 5.15, respectivamente. Un generador de funciones *E44338C* de *Agilent* alimenta con una señal harmónica sintonizada a 2.25 GHz un divisor de potencia balanceado de tantas ramas o canales como bits tenga la etiqueta Chipless-RFID. En este caso, y como prueba de concepto, se han considerado 4 bits. En cada rama el elemento de detección de presencia e identificación es una línea de transmisión *microstrip* cargada con un resonador SRR en configuración paso banda (la misma estructura que el apartado 5.2). Un *switch* (*HMC241AQS16E*), controlado por un microcontrolador (*ATmega328P*), selecciona secuencialmente cada canal, redirigiendo la correspondiente señal a la salida del *switch*, el cual está conectado a un detector de envolvente. Dicho detector está formado por un circulator *ATM ATc4-8*, para prevenir de las reflexiones del diodo Schottky *HSMS-2860* de *Avago*, y un filtro paso bajo implementado a través de la sonda conectada al osciloscopio *MSO-X-3104A* de *Agilent* (con resistencia y capacidad de $R = 1 \text{ M}\Omega$ and $C = 1 \text{ pF}$), respectivamente. Por otro lado, la etiqueta está

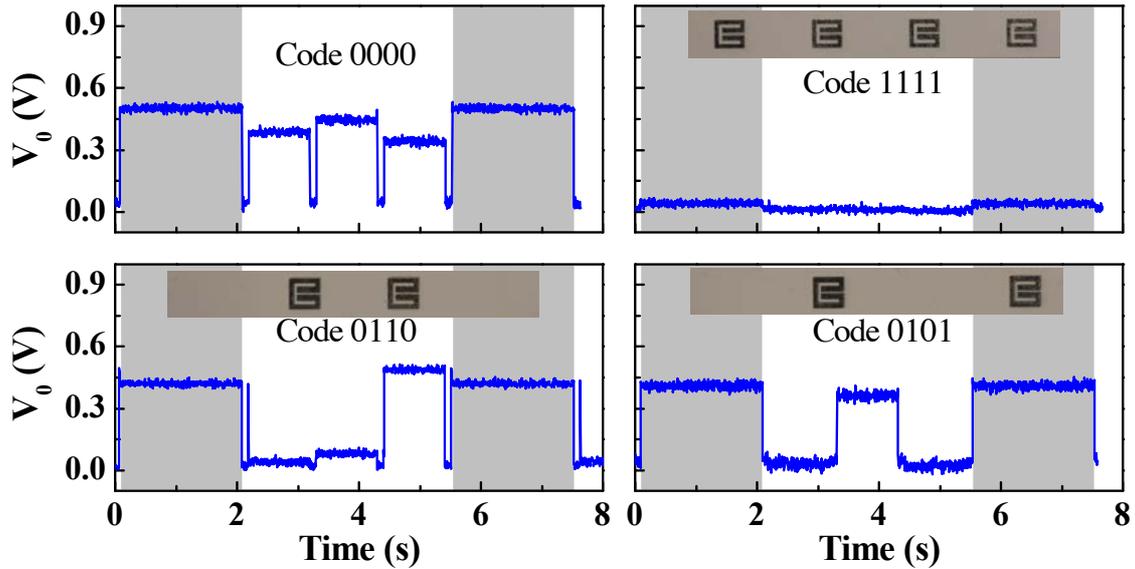


Figura 5.16. Fotografía y medida de cuatro etiquetas de 4 bits con los correspondientes códigos identificativos. El código 0000 no tiene fotografía debido a que es la respuesta del lector.

formada por un conjunto de resonadores, idénticos a los del lector, pero orientados de manera opuesta. Como ya se mostró en el apartado 5.2, cuando uno de los resonadores de la etiqueta está próximo al resonador del lector (están acoplados electromagnéticamente), la respuesta frecuencial de éste último se desplaza a frecuencias más bajas, modulando la señal de entrada. De este modo, en este caso, el código identificativo se encuentra en la amplitud de la señal de salida de cada rama o canal.

Para validar el sistema se han diseñado e implementado cuatro etiquetas de 4 bits cada una sobre el papel *PowerCoat™ HD ultra-smooth*, mediante impresión *inkjet*. La tinta conductora usada es la *DuPont™ PE410*, cuya conductividad y grosor medido es de 7.28×10^6 S/m y $2.6 \mu\text{m}$, respectivamente. La medida de dichas etiquetas se muestra en la Figura 5.16. Para poder diferenciar la respuesta de cada canal, el microcontrolador que controla el *switch* se ha programado para que éste último espere 0.1 s antes de que cambie de canal, y permanezca leyendo el primer canal durante 2 s y el resto durante 1 s.

Es importante destacar que lo que se ha propuesto es una prueba de concepto en la que solamente se han considerado 4 bits. La idea es aumentar el número de bits para que, por ejemplo, el código aporte información de la fecha de caducidad del medicamento. Para tal propósito se necesitarían 11 bits, cuatro para codificar el mes y 7 para codificar el año (se podría codificar hasta el año 2128).

5.5 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado un sistema Chipless-RFID basado en el dominio del tiempo con lectura secuencial y en campo cercano. Los resultados obtenidos demuestran el potencial de esta estrategia para conseguir etiquetas Chipless-RFID con una capacidad de información sin precedentes, capaces de competir en este

aspecto con las etiquetas RFID con chip. Principalmente, dicho sistema es útil en aplicaciones tales como autenticación o seguridad documental, donde la distancia de lectura se puede sacrificar en beneficio de conseguir un elevado número de bits. Además, su demostrada capacidad de programación (incluso reprogramación), implementación en papel (usando tintas conductoras) y coste lo hacen verdaderamente interesante como alternativa a las principales tecnologías de identificación automática.

