

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR – LEGANÉS



PROYECTO FIN DE CARRERA

Sistemas RFID en UHF y Microondas

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

AUTOR: Ismael Nistal González

TUTOR: Francisco Javier Herraiz Martínez

En Madrid, a 10 de Enero de 2011

Agradecimientos

A mi familia, por confiar en mí durante todos estos años y apoyarme en los momentos difíciles. Por aguantarme en época de exámenes y tener siempre una sonrisa en su boca. Por el “¿Qué tal ha ido el examen?” cuando llegaba a casa. Por todo, muchísimas gracias.

A Francisco Javier Herraiz, por la enorme ayuda recibida para llevar adelante este proyecto y por los innumerables e-mails intercambiados para resolver los problemas de simulación. Por todos los conocimientos técnicos adquiridos durante más de un año, y que han aportado muchísimo tanto en la elaboración de este documento como en mi propia formación. Gracias por haber podido contar contigo en todos los aspectos.

A Daniel Segovia, por confiar en mí, aconsejarme y ayudarme a desarrollar el proyecto en el grupo de radio-frecuencia. Muchísimas gracias por todo lo que has hecho por mí durante estos años.

A Javier Montero y sus compañeros del laboratorio, por ayudarme en la parte final del proyecto a medir los prototipos y resolverme todas las dudas sin problemas.

A mis amigos, por hacerme ver la vida desde otros puntos de vista y por desconectar de todo los fines de semana. Por los buenísimos momentos en la playa. Por apoyarme en los momentos difíciles y mostrarme que la vida no siempre es una carrera, a veces es mejor tomarse las cosas menos en serio.

A mis compañeros de la universidad, por ofrecerme uno de los mejores momentos del día, la hora de la comida. Por los debates en la mesa y la indiscutible media hora de sobremesa. A Alfonso, por ofrecerme el libro aquel primer día de clase en el curso cero. Por las incontables horas en el Torres, las conversaciones a las 3 de la mañana en NisCal y por las promesas que hicimos en los primeros años

de carrera para cuando estuviéramos en quinto; todavía tenemos tiempo. A todos muchísimas gracias por estos cinco años.

A Almudena, por tu paciencia en los momentos difíciles, por apoyarme sin dudarle en cualquier circunstancia y por las miles de horas hablando por teléfono y resolviendo problemas. Por tu “seguro que te sale bien, que has estudiado mucho” o el “no te preocupes que ya verás como apruebas”. Por todos los momentos vividos contigo y en definitiva, por ser tú.

A todos, gracias.

Resumen

El presente documento hace un breve resumen de la tecnología RFID (identificación por radio-frecuencia) en todos sus ámbitos: desde los aspectos técnicos que la conforman hasta las numerosas aplicaciones que tienen cabida en la actualidad. Dicha tecnología se basa en dos componentes fundamentales: un lector (reader) y una etiqueta (tag o transponder). El reader identificará de forma automática al objeto (tag) dentro de un radio de acción determinado.

Desde el punto de vista práctico se propone un sistema activo full-duplex a las frecuencias de 900 MHz y 2.45 GHz. Para el tag se ha diseñado un dipolo impreso antipodal cargado con resonadores LC o con metamateriales, en aras de comparar cuál de ellos posee las mejores características. Con la inserción de resonadores o de metamateriales se consigue la antena de doble banda. La mejor solución resultó ser la del dipolo cargado con resonadores LC, la cual se construyó y se obtuvieron valores de coeficiente de reflexión por debajo de -15 dB para las dos frecuencias de funcionamiento. Además también se llevó a cabo la miniaturización de la antena del tag mediante la utilización de un dipolo doblado. Por otro lado, para la antena del reader se propone una novedosa estructura: un parche cargado con resonadores LC para conseguir la funcionalidad de doble banda. Se estudiaron y construyeron diseños de 1 y 2 puertos, consiguiéndose muy buenos resultados en la práctica y con diagramas de radiación dipolares (*broadside* y de un lóbulo) para ambas frecuencias. Aparte se estudió la alimentación de acoplo por proximidad en este tipo de estructura para comprobar su correcto funcionamiento y poder utilizarla en el futuro, en una posible solución auto-diplexada.

Para la realización de todas las simulaciones se ha utilizado la herramienta software CST[®]. Además se ha propuesto un modelo de equivalente circuital para las antenas cargadas con resonadores LC mediante la utilización conjunta CST[®]-AWR[®].

Palabras clave: Identificación por radio-frecuencia (RFID), metamateriales, resonadores LC, antenas auto-diplexadas, tecnología impresa, dipolos cargados, parche cargado, equivalente circuital.

Abstract

This paper presents the RFID technology (Radio Frequency IDentification). It relates all RFID technical aspects and the applications it has nowadays. This technology is based on two main components: a reader and a tag or transponder. The reader will be able to identify an object (tag) in an automatic way, within a certain radio.

Besides, this paper proposes a full-duplex active RF identification system working at 900 MHz and 2.45 GHz. The tag antenna consists of an antipodal printed dipole loaded with LC resonators or with metamaterials, in order to compare their characteristics. The dual-band antenna is achieved with these resonators or metamaterials. The best solution was the dipole loaded with LC resonators, and it was built and measured. The reflection coefficient at the two working frequencies was lower than -15 dB. Also, the paper proposes a folded dipole to reduce the antenna dimensions. On the other hand, the reader antenna is based on a novel structure: a patch loaded with LC resonators to achieve, again, the dual-band antenna. Two antennas have been simulated and built: a one port loaded patch and a two port loaded patch. The experimental results agreed with the simulated ones, i.e. two dipolar (broadside and one beam) radiation patterns at both working frequencies. The proximity coupled feed has also been studied for the loaded patch with the aim of using it as a self-diplexed structure in the future.

To perform these antennas, the CST[®] software has been used. In addition, an equivalent circuit has been proposed for antennas loaded with LC resonators using both CST[®] and AWR[®] software.

Keywords: RF identification (RFID), metamaterials, LC resonators, self-diplexed antennas, printed technology, loaded dipoles, loaded patch, equivalent circuit.

Índice general

Introducción	1
1.1 Clasificación	3
1.2 Funcionamiento general de RFID	5
1.3 Polarización	8
1.4 Diagramas de radiación	12
1.5 Características del tag	14
1.6 Características del reader	21
1.7 Protocolo de comunicación ^[6]	23
1.7.1 Principios de operación	24
1.7.2 Memoria en tags	26
1.7.3 Comandos	27
1.8 Aplicaciones	27
1.8.1 Redes de sensores inalámbricas	28
1.8.2 Compuestos de nanotubos de carbono	31
1.8.3 Tecnología SAW	31
1.8.4 Sector automovilístico	32
1.8.5 Telefonía	32
1.8.6 Seguridad	33
1.9 Sistema propuesto	34
1.10 Chips comerciales para tags	38
1.11 Chips comerciales para readers	42
Diseño del tag: dipolos impresos cargados	45
2.1 Estudio de dipolos impresos cargados con partículas LC vs metamateriales	47
2.1.1 Análisis paramétrico del dipolo cargado con partículas omega	47

2.1.2	Análisis paramétrico del dipolo cargado con SRR	54
2.1.3	Análisis paramétrico del dipolo cargado con tanques LC	60
2.1.4	Solución elegida y resultados experimentales	65
2.2	Reducción de la antena.....	70
2.2.1	Análisis paramétrico del dipolo doblado cargado con partículas omega.....	70
2.2.2	Análisis paramétrico del dipolo doblado cargado con SRR	75
2.2.3	Análisis paramétrico del dipolo doblado cargado con LC.....	81
2.2.4	Solución elegida	88
2.3	Conclusiones en la construcción del tag.....	89
 Diseño del reader: parches cargados con resonadores LC.....		91
3.1	Estudio de parches cargados con resonadores LC y alimentación coaxial.....	92
3.1.1	Análisis paramétrico del parche a 2.16 – 3.42 GHz	93
3.1.2	Resultados experimentales del parche a 2.16 – 3.42 GHz.....	100
3.1.3	Análisis mediante el equivalente circuital	104
3.2	Estudio de parches cargados con resonadores LC y alimentación por acoplo	108
3.2.1	Análisis paramétrico del parche alimentado por acoplo.....	108
3.3	Estudio de parches cargados con resonadores LC en RFID y alimentación coaxial ..	114
3.3.1	Análisis paramétrico del parche en RFID con dos puertos.....	114
3.3.2	Resultados experimentales del parche en RFID con dos puertos	124
3.4	Conclusiones en la construcción del reader.....	132
 Conclusiones y líneas futuras		133
4.1	Conclusiones	133
4.2	Líneas futuras	135
 Presupuesto		137
 Referencias		141

Índice de figuras

Figura 1. 1 Ejemplo de un sistema RFID para el paso automático en un peaje de carreteras.....	2
Figura 1. 2 Gráfica comparativa de clases en RFID.....	3
Figura 1. 3 Funcionamiento general de un sistema pasivo de RFID. La señal por <i>backscatter</i> es modulada mediante la variación de la impedancia del tag entre dos estados [23].	6
Figura 1. 4 Intercambio de información entre el reader y el tag en RFID. En el momento de la transmisión de la onda continua (CW) es cuando el tag responde mediante <i>backscatter</i> [23].....	6
Figura 1. 5 Dos antenas de tipo dipolo alineadas [1].	9
Figura 1. 6 Antena de tipo dipolo perpendicular al plano de tierra con la representación de sus vectores de campo eléctrico (E) y campo magnético (H). En este caso se trata de un dipolo con polarización vertical.....	9
Figura 1. 7 Vector de campo eléctrico en tiempo y ángulo del dipolo (a) y vector de campo eléctrico de una antena con polarización circular (b) [1].	10
Figura 1. 8 Dos dipolos, uno con polarización vertical (A) y otro con polarización horizontal (B). Es la orientación menos favorable en el supuesto de que A fuera el reader y B el transponder, o viceversa [1].	10
Figura 1. 9 (<i>izquierda</i>) Orientación favorable de un parche y un dipolo. (<i>derecha</i>) Orientación desfavorable de un parche y un dipolo [1].....	13
Figura 1. 10 Regiones de campo de una antena. R_2 marca el límite entre la región de campo cercano y lejano, siendo esta última la región considerada en el documento [11].	14
Figura 1. 11 Impedancia de la antena, impedancia del chip y rango de lectura en función de la frecuencia para un tag común de RFID [19].....	17
Figura 1. 12 Gráfico de rendimiento de la antena del tag: contornos de rango constante y normalizado en el plano del coeficiente de transmisión de potencia (τ), donde el multiplicador del rango de lectura es $r_0 = (\lambda/4\pi)\sqrt{P_T G_T / P_{TH}}$. En el eje de ordenadas se presenta el valor de la ganancia del tag [19].	18

Figura 1. 13 Tag en configuración <i>Inductively Coupled Feed Structure</i> y su modelo equivalente para conseguir adaptación conjugada entre el chip y la antena del tag [4].....	19
Figura 1. 14 Tag en configuración <i>Serial Stub Feed Structure</i> para la consecución de la adaptación conjugada [4].	19
Figura 1. 15 Banda europea de UHF con 10 canales de 200 kHz a 2W ERP (3.2W EIRP) [6].....	24
Figura 1. 16 Ejemplo de modulación en el enlace reader-tag [6].....	25
Figura 1. 17 Preámbulo inicial para realizar la comunicación entre todos los lectores con todos los tags [6].....	25
Figura 1. 18 Codificación FM0 en el enlace tag-reader. (<i>izquierda</i>) Representación de los bits. (<i>derecha</i>) Secuencias posibles [6]. Consultar [6] para los preámbulos.....	25
Figura 1. 19 Ejemplo de modulación en el enlace tag-reader con codificación Miller [6]. Consultar [6] para los preámbulos.	26
Figura 1. 20 Bancos de memoria de un tag [6].	26
Figura 1. 21 Diagrama de los módulos de los sensores inalámbricos [7].	28
Figura 1. 22 Dipolo de media longitud de onda en forma de U cónica con el circuito en su interior [7].	29
Figura 1. 23 Esquema de aplicación de redes de sensores de RFID a la monitorización médica. Los tags corresponderían a sensores de temperatura, un acelerómetro y un electrocardiógrafo. El reader sería el <i>Personal Terminal</i> que se encargaría de administrar y transmitir la información [37].....	30
Figura 1. 24 Diagrama de flujo para la construcción de un sistema de RFID.....	34
Figura 1. 25 <i>Layout</i> del parche de doble banda auto-diplexado con polarización circular, alimentado mediante acoplo por proximidad y con OSRR a modo de filtro en las líneas [3].	37
Figura 1. 26 Esquema completo del sistema RFID propuesto.	38
Figura 1. 27 Diagrama de bloques del chip Monza 3 de Impinj [40].....	41
Figura 1. 28 Diagrama de bloques del chip del lector R1000 [40].....	43
Figura 1. 29 Escenario para la conexión separada de la antena para transmitir y para recibir. Chip del lector R1000 [40].	43
Figura 2. 1 Dipolo impreso antipodal cargado con partículas omega.	48
Figura 2. 2 Perfil del dipolo con omega. Substrato AD450 en cian y el metal (cobre) en gris.	49
Figura 2. 3 <i>Layout</i> de la cara frontal del dipolo impreso antipodal cargado con partículas omega. La parte trasera es simétrica y poseerá las mismas dimensiones.	49
Figura 2. 4 Coeficiente de reflexión simulado para el dipolo impreso antipodal cargado con partículas omega. Frecuencias: 905 MHz, 2.37 GHz y 2.72 GHz.	50
Figura 2. 5 Distribuciones de corriente en el dipolo. (<i>superior</i>) Primer modo del dipolo, 905 MHz. (<i>medio</i>) Funcionamiento de las partículas, 2.37 GHz. (<i>inferior</i>) Tercer modo del dipolo, 2.72 GHz.	50

Figura 2. 6 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con partículas omega a 905 MHz. Ganancia máxima: 2.15 dB. Eficiencia total: 0.98.	51
Figura 2. 7 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con omega a 905 MHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 2.1 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -36.3 dB.	51
Figura 2. 8 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo con omega a 905 MHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 2.1 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -35.2 dB.	52
Figura 2. 9 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con partículas omega a 2.37 GHz. Ganancia máxima: 1.61 dB. Eficiencia total: 0.83.	52
Figura 2. 10 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con omega a 2.37 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 1.6 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -21.4 dB.	52
Figura 2. 11 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo con omega a 2.37 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 1.6 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -21.4 dB.	52
Figura 2. 12 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con partículas omega a 2.72 GHz. Ganancia máxima: 3.13 dB. Eficiencia total: 0.89.	53
Figura 2. 13 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del dipolo con partículas omega (en rojo) y sin ellas (en verde).	54
Figura 2. 14 Dipolo impreso antipodal cargado con SRR.	54
Figura 2. 15 Perfil del dipolo con SRR. Substrato AD450 en cian y el metal (cobre) en gris.	55
Figura 2. 16 <i>Layout</i> de la cara frontal del dipolo impreso antipodal cargado con SRR. La parte trasera es simétrica y poseerá las mismas dimensiones.	55
Figura 2. 17 Coeficiente de reflexión simulado para el dipolo impreso antipodal cargado SRR. Frecuencias: 900 MHz, 2.4 GHz y 2.75 GHz.	56
Figura 2. 18 Distribuciones de corriente en el dipolo. (<i>superior</i>) Primer modo del dipolo, 900 MHz. (<i>medio</i>) Funcionamiento de las partículas, 2.4 GHz. (<i>inferior</i>) Tercer modo del dipolo, 2.75 GHz.	56
Figura 2. 19 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con partículas SRR a 900 MHz. Ganancia máxima: 2.13 dB. Eficiencia total: 0.99.	57
Figura 2. 20 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con SRR a 900 MHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 2.1 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -36.3 dB.	57
Figura 2. 21 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo con SRR a 900 MHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 2.1 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -34.8 dB.	57

Figura 2. 22 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con partículas SRR a 2.4 GHz. Ganancia máxima: -0.109 dB. Eficiencia total: 0.41.	58
Figura 2. 23 (<i>izquierda</i>) Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con SRR a 2.4 GHz. (<i>derecha</i>) Plano H a la misma frecuencia.	58
Figura 2. 24 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con partículas SRR a 3.65 GHz. Ganancia máxima: 3.65dB. Eficiencia total: 0.89.	58
Figura 2. 25 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del dipolo con SRR (en rojo) y sin SRR (en verde).	59
Figura 2. 26 Dipolo impreso antipodal cargado con tanques LC.	60
Figura 2. 27 Perfil del dipolo con LC. Substrato AD450 en cian y el metal (cobre) en gris.	60
Figura 2. 28 <i>Layout</i> de la cara frontal del dipolo impreso antipodal cargado con resonadores LC. La parte trasera es simétrica y poseerá las mismas dimensiones.	61
Figura 2. 29 Coeficiente de reflexión simulado para el dipolo impreso antipodal cargado con tanques LC. Frecuencias: 855 MHz, 2.42 GHz y 2.67 GHz.	61
Figura 2. 30 Distribuciones de corriente en el dipolo. (<i>superior</i>) Primer modo del dipolo, 855 MHz. (<i>medio</i>) Funcionamiento de los tanques, 2.42 GHz. (<i>inferior</i>) Tercer modo del dipolo, 2.67 GHz.	62
Figura 2. 31 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con LC a 855 MHz. Ganancia máxima: 1.99 dB. Eficiencia total: 0.94.	62
Figura 2. 32 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con LC a 855 MHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 2 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -37.7 dB.	63
Figura 2. 33 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo con LC a 855 MHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 2 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -37.2 dB.	63
Figura 2. 34 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con LC a 2.42 GHz. Ganancia máxima: 2.48 dB. Eficiencia total: 0.93.	63
Figura 2. 35 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con LC a 2.42 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 2.5 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -22.8 dB.	63
Figura 2. 36 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo con LC a 2.42 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 2.5 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -22.6 dB.	64
Figura 2. 37 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con LC a 2.7 GHz. Ganancia máxima: 3.28 dB. Eficiencia total: 0.93.	64
Figura 2. 38 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del dipolo con tanques LC (en rojo) y sin tanques (en verde).	64

Figura 2. 39 Coeficiente de reflexión experimental medido con el analizador de redes del dipolo impreso antipodal cargado con tanques LC.	66
Figura 2. 40 Gráfica comparativa entre el coeficiente de reflexión simulado en CST® (rojo) y el coeficiente de reflexión medido con el analizador de redes (azul) del dipolo impreso antipodal cargado con tanques LC.	67
Figura 2. 41 <i>Layout</i> de la cara frontal del dipolo impreso antipodal sin tanques LC. La parte trasera es simétrica y poseerá las mismas dimensiones.....	68
Figura 2. 42 Gráfica comparativa entre el coeficiente de reflexión simulado en CST® (rojo) y el coeficiente de reflexión medido con el analizador de redes (azul) del dipolo impreso antipodal sin tanques LC.	69
Figura 2. 43 Gráfica comparativa entre el coeficiente de reflexión experimental del dipolo sin cargar (verde) y del dipolo cargado con LC (rojo).	69
Figura 2. 44 (<i>superior</i>) Foto del dipolo sin resonadores LC construido. (<i>inferior</i>) Foto del dipolo con resonadores LC construido.	70
Figura 2. 45 Dipolo impreso antipodal doblado y cargado con partículas omega. 71	
Figura 2. 46 Perfil del dipolo doblado con omega. Substrato AD450 en cian y el metal en gris.....	71
Figura 2. 47 <i>Layout</i> de la cara frontal del dipolo impreso antipodal doblado y cargado con partículas omega. La parte trasera es simétrica y poseerá las mismas dimensiones.	71
Figura 2. 48 Coeficiente de reflexión simulado para el dipolo impreso antipodal doblado y cargado con partículas omega. Frecuencias: 915 MHz y 2.51 GHz..	72
Figura 2. 49 Distribuciones de corriente en el dipolo. (<i>superior</i>) Primer modo del dipolo, 915 MHz. (<i>inferior</i>) Funcionamiento de las partículas, 2.51 GHz.....	72
Figura 2. 50 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal doblado cargado omega a 915 MHz. Ganancia máxima: 1.89 dB. Eficiencia total: 0.92.	73
Figura 2. 51 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo doblado con omega a 915 MHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 1.9 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -37.5 dB.	73
Figura 2. 52 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo doblado con omega a 915 MHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 1.9 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -37 dB.	73
Figura 2. 53 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal doblado cargado omega a 2.51GHz. Ganancia máxima: 1.13 dB. Eficiencia total: 0.71.	74
Figura 2. 54 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo doblado con omega a 2.51 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 0.4 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -22.4 dB.	74
Figura 2. 55 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo doblado con omega a 2.51 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 1.1 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -22.2 dB.	74
Figura 2. 56 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del dipolo con partículas omega (en rojo) y sin ellas (en verde).	74

Figura 2. 57 Dipolo impreso antipodal doblado y cargado con SRR.....	75
Figura 2. 58 Perfil del dipolo doblado con SRR. Substrato AD450 en cian y el metal (cobre) en gris.	76
Figura 2. 59 <i>Layout</i> de la cara frontal del dipolo impreso antipodal doblado y cargado con SRR. La parte trasera es simétrica y poseerá las mismas dimensiones.	76
Figura 2. 60 Coeficiente de reflexión simulado para el dipolo impreso antipodal doblado y cargado con SRR. Frecuencias: 920 MHz, 2.47 GHz y 2.68 GHz....	77
Figura 2. 61 Distribuciones de corriente en el dipolo. (<i>superior</i>) Primer modo del dipolo, 920 MHz. (<i>medio</i>) Funcionamiento de las partículas, 2.47 GHz. (<i>inferior</i>) SRR y tercer modo, 2.68 GHz.	77
Figura 2. 62 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal doblado y cargado con SRR a 920 MHz. Ganancia máxima: 1.98 dB. Eficiencia total: 0.95.	78
Figura 2. 63 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo doblado con SRR a 920 MHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 2 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -37.6 dB.	78
Figura 2. 64 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo doblado con SRR a 920 MHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 2 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -37.1 dB.	78
Figura 2. 65 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal doblado y cargado con SRR a 2.47 GHz. Ganancia máxima: 0.752 dB. Eficiencia total: 0.7.	79
Figura 2. 66 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo doblado con SRR a 2.47 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con -0.7 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -23.1 dB.	79
Figura 2. 67 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo doblado con SRR a 2.47 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 0 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -22.9 dB.	79
Figura 2. 68 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal doblado y cargado con SRR a 2.68 GHz. Ganancia máxima: 1.52 dB. Eficiencia total: 0.65.	80
Figura 2. 69 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del dipolo con SRR (en rojo) y sin SRR (en verde).	80
Figura 2. 70 Dipolo impreso antipodal doblado y cargado con tanques LC.	81
Figura 2. 71 Perfil del dipolo doblado con LC. Substrato AD450 en cian y el metal (cobre) en gris.	81
Figura 2. 72 <i>Layout</i> de la cara frontal del dipolo impreso antipodal doblado y cargado con tanques LC. La parte trasera es simétrica y poseerá las mismas dimensiones, así como otro tanque LC.	82
Figura 2. 73 Coeficiente de reflexión simulado para el dipolo impreso antipodal doblado y cargado con tanques LC. Frecuencias: 853 MHz, 2.19 GHz y 2.36 GHz.	82

Figura 2. 74 Distribuciones de corriente en el dipolo. (<i>superior</i>) Primer modo del dipolo, 853 MHz. (<i>medio</i>) Tercer modo del dipolo, 2.19 GHz. (<i>inferior</i>) Funcionamiento de los tanques, 2.36 GHz.	83
Figura 2. 75 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con LC a 853 MHz. Ganancia máxima: 1.67 dB. Eficiencia total: 0.89.	84
Figura 2. 76 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con LC a 853 MHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 1.7 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -37.1 dB.	84
Figura 2. 77 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo con LC a 853 MHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 1.7 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -36.5 dB.	84
Figura 2. 78 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con LC a 2.19 GHz. Ganancia máxima: 2.35 dB. Eficiencia total: 0.73.	85
Figura 2. 79 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con LC a 2.19 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 2.4 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -22.5 dB.	85
Figura 2. 80 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo con LC a 2.19 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 2.4 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -21.9 dB.	85
Figura 2. 81 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con LC a 2.36 GHz. Ganancia máxima: 1.6 dB. Eficiencia total: 0.81.	86
Figura 2. 82 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con LC a 2.36 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 1.6 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -22 dB.	86
Figura 2. 83 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo con LC a 2.36 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 1.6 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -21.6 dB.	86
Figura 2. 84 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del dipolo con tanques LC (en rojo) y sin tanques (en verde).	87
Figura 2. 85 Distribución de corriente del dipolo impreso antipodal doblado sin tanques LC. Tercer modo del dipolo a la frecuencia de 2.19 GHz mal adaptada.	88
Figura 2. 86 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal sin tanques LC a 2.19 GHz. Ganancia máxima: 2.11 dB. Eficiencia total: 0.71.	88
Figura 2. 87 Ejemplo de otro tipo de doblez para un dipolo cargado con SRR.	90
Figura 3. 1 Antena parche con tanques LC. (<i>izquierda</i>) Parte frontal con el dieléctrico en cian, el metal en gris y puertos y tanques en rojo. (<i>derecha</i>) Parte trasera metálica (plano de masa).	93
Figura 3. 2 Perfil del parche con resonadores LC. Substrato Duroid 5880 en cian y el metal (cobre) en gris.	93

Figura 3. 3 <i>Layout</i> del parche cargado con resonadores LC.	94
Figura 3. 4 Coeficiente de reflexión simulado para el parche cargado con resonadores LC. Frecuencias de interés: 2.16 GHz y 3.42 GHz.	95
Figura 3. 5 Distribución de campo eléctrico en Z para la frecuencia inferior de funcionamiento (acción del parche), 2.16 GHz.	95
Figura 3. 6 Distribución de campo eléctrico en Z para la frecuencia superior de funcionamiento (acción del gap y los resonadores), 3.42 GHz.	95
Figura 3. 7 Distribución de campo eléctrico en Z para las resonancias adicionales que aparecen. (<i>izquierda</i>) Frecuencia 2.34 GHz. (<i>derecha</i>) Frecuencia 4.89 GHz.	96
Figura 3. 8 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche cargado con resonadores LC a 2.16 GHz. Ganancia máxima: 5.71 dB. Eficiencia total: 0.74.	96
Figura 3. 9 Diagrama de radiación simulado en el plano E del parche con resonadores LC a 2.16 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 5.7 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -38.2 dB.	96
Figura 3. 10 Diagrama de radiación simulado en el plano H del parche con resonadores LC a 2.16 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 5.7 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -21.3 dB.	97
Figura 3. 11 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche cargado con resonadores LC a 2.34 GHz. Ganancia máxima: -8.33 dB. Eficiencia total: 0.02.	97
Figura 3. 12 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche cargado con resonadores LC a 3.42 GHz. Ganancia máxima: 5.43 dB. Eficiencia total: 0.59.	97
Figura 3. 13 Diagrama de radiación simulado en el plano E del parche con resonadores LC a 3.42 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 5.4 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -29.5 dB.	98
Figura 3. 14 Diagrama de radiación simulado en el plano H del parche con resonadores LC a 3.42 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 5.4 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -14.9 dB.	98
Figura 3. 15 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche cargado con resonadores LC a 4.89 GHz. Ganancia máxima: 4.98 dB. Eficiencia total: 0.7.	98
Figura 3. 16 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del dipolo con tanques LC (en rojo) y sin tanques (en verde).	99
Figura 3. 17 Parte frontal del parche construido y cargado con 4 resonadores LC.	100
Figura 3. 18 Parte trasera del parche construido y cargado con 4 resonadores LC.	100

Figura 3. 19 Coeficiente de reflexión simulado (en azul) y obtenido experimentalmente (en rojo).....	101
Figura 3. 20 Diagrama de radiación experimental a 2.256 GHz del parche con resonadores LC.	101
Figura 3. 21 Diagrama de radiación experimental a 2.62 GHz del parche con resonadores LC.	102
Figura 3. 22 Diagrama de radiación experimental a 3.486 GHz del parche con resonadores LC.	102
Figura 3. 23 Imagen del parche con 5 puertos (en rojo) para realizar el equivalente circuital.	104
Figura 3. 24 Imagen aumentada de la posición de cada puerto dentro del gap, atravesándolo.	104
Figura 3. 25 Modelo simulado en AWR [®] del parche con resonadores LC.....	105
Figura 3. 26 Coeficiente de reflexión simulado en AWR [®] para L=1nH y C=1.5 pF.	106
Figura 3. 27 Coeficiente de reflexión simulado en AWR [®] para L=1nH y C=3.3 pF.	106
Figura 3. 28 Coeficiente de reflexión simulado en AWR [®] para L=1nH y C=1 pF.	106
Figura 3. 29 Modelo simulado en AWR [®] del dipolo con resonadores LC.	107
Figura 3. 30 Coeficiente de reflexión simulado en AWR [®] para el dipolo con tanques LC construido.	107
Figura 3. 31 Estructura del parche con resonadores LC y alimentación por acoplo.	109
Figura 3. 32 Medidas y situación de la línea de transmisión que alimenta el parche. Valores en Figura 3. 34.....	109
Figura 3. 33 Perfil del parche cargado con resonadores LC. El metal (cobre) en gris y en cian el sustrato.....	110
Figura 3. 34 <i>Layout</i> del parche cargado con resonadores LC y alimentación por acoplo.....	110
Figura 3. 35 Coeficiente de reflexión simulado para el parche cargado con resonadores LC y alimentación por acoplo. Frecuencias de interés: 1.82 GHz y 2.95 GHz.....	111
Figura 3. 36 Distribución de campo eléctrico en Z para las dos frecuencias de funcionamiento. (<i>izquierda</i>) Funcionamiento del parche, 1.82 GHz. (<i>derecha</i>) Funcionamiento LC, 2.95 GHz.....	111
Figura 3. 37 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche cargado con resonadores LC y alimentación por acoplo a 1.82 GHz. Ganancia máxima: 3.08 dB. Eficiencia total: 0.53.	111
Figura 3. 38 Diagrama de radiación simulado en el plano E del parche con LC y alimentación por acoplo a 1.82 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 3.1 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -30.1 dB.....	112

Figura 3. 39 Diagrama de radiación simulado en el plano H del parche con LC y alimentación por acoplo a 1.82 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 3.1 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -28.3 dB.....	112
Figura 3. 40 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche cargado con resonadores LC y alimentación por acoplo a 2.95 GHz. Ganancia máxima: 2.04 dB. Eficiencia total: 0.32.	112
Figura 3. 41 Diagrama de radiación simulado en el plano E del parche con LC y alimentación por acoplo a 2.95 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 2 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -17.4 dB.....	113
Figura 3. 42 Diagrama de radiación simulado en el plano H del parche con LC y alimentación por acoplo a 2.95 GHz. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 2 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -17.3 dB.....	113
Figura 3. 43 Antena parche RFID con resonadores LC. (<i>izquierda</i>) Parte frontal con el dieléctrico en cian, el metal en gris y puertos/tanques en rojo. (<i>derecha</i>) Parte trasera metálica (plano de masa).	115
Figura 3. 44 Perfil del parche RFID con LC. Substrato en cian y el metal (cobre) en gris.	115
Figura 3. 45 <i>Layout</i> del parche RFID cargado con resonadores LC.	116
Figura 3. 46 Coeficiente de reflexión simulado del puerto 1 para el parche RFID cargado con resonadores LC. Frecuencias: 1.41 GHz (resonancia no deseada) y 2.41 GHz (resonadores LC).	117
Figura 3. 47 Coeficiente de transmisión simulado del puerto 1 al puerto 2 para el parche RFID cargado con resonadores LC.	117
Figura 3. 48 Coeficiente de transmisión simulado del puerto 2 al puerto 1 para el parche RFID cargado con resonadores LC.	117
Figura 3. 49 Coeficiente de reflexión simulado del puerto 2 para el parche RFID cargado con resonadores LC. La frecuencia de interés es 0.91 GHz, frecuencia de funcionamiento del parche.	118
Figura 3. 50 Diagrama conjunto de todos los coeficientes de reflexión y transmisión del parche RFID con resonadores LC.	118
Figura 3. 51 Distribución de campo eléctrico en Z para las resonancias adicionales que aparecen en 1.41 GHz de los coeficientes de reflexión. (<i>izquierda</i>) Puerto 1. (<i>derecha</i>) Puerto 2.	119
Figura 3. 52 Distribución de campo eléctrico en Z para la frecuencia superior de funcionamiento (acción del gap y los resonadores), 2.41 GHz [puerto 1].	119
Figura 3. 53 Distribución de campo eléctrico en Z para la frecuencia inferior de funcionamiento (acción del parche), 0.91 GHz [puerto 2].	119
Figura 3. 54 Distribución de campo eléctrico en Z para las resonancias adicionales del coeficiente de reflexión del puerto 2. (<i>izquierda</i>) 1.84 GHz [puerto 2]. (<i>derecha</i>) 2.17 GHz [puerto 2].	120

Figura 3. 55 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche RFID cargado con resonadores LC a 0.91 GHz [puerto 2]. Ganancia máxima: 4.35 dB. Eficiencia total: 0.6.	120
Figura 3. 56 Diagrama de radiación simulado en el plano E del parche RFID con resonadores LC a 0.91 GHz [puerto 2]. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 4.3 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -26.6 dB.....	121
Figura 3. 57 Diagrama de radiación simulado en el plano H del parche RFID con resonadores LC a 0.91 GHz [puerto 2]. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 4.3 dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -26 dB.....	121
Figura 3. 58 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche RFID cargado con resonadores LC a 2.41 GHz [puerto 1]. Ganancia máxima: 6.42 dB. Eficiencia total: 0.67.	121
Figura 3. 59 Diagrama de radiación simulado en el plano E del parche RFID con resonadores LC a 2.41 GHz [puerto 1]. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 6.4dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -16.6 dB.	122
Figura 3. 60 Diagrama de radiación simulado en el plano H del parche RFID con resonadores LC a 2.41 GHz [puerto 1]. (<i>izquierda</i>) Componente copolar con 6.4dB de ganancia en el lóbulo principal. (<i>derecha</i>) Componente contrapolar con -16 dB.	122
Figura 3. 61 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche RFID cargado con resonadores LC a 2.17 GHz [puerto 2]. Ganancia máxima: 5.02 dB. Eficiencia total: 0.8.	122
Figura 3. 62 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche RFID cargado con resonadores LC a 1.41 GHz [puerto 1]. Ganancia máxima: -7.38 dB. Eficiencia total: 0.003.	122
Figura 3. 63 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del puerto 1 del parche RFID con resonadores LC (en rojo) y sin ellos (en verde).	123
Figura 3. 64 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del puerto 2 del parche RFID con resonadores LC (en rojo) y sin ellos (en verde).	123
Figura 3. 65 Diagrama conjunto de todos los coeficientes de reflexión y transmisión del parche RFID sin gap ni resonadores LC.	124
Figura 3. 66 Cara frontal del parche RFID con resonadores LC y 2 puertos construido con sustrato 3.175 mm.	126
Figura 3. 67 Cara frontal del parche RFID con resonadores LC y 2 puertos construido con sustrato 3.175 mm.	126
Figura 3. 68 Resultados experimentales de los coeficientes de reflexión y transmisión.....	126
Figura 3. 69 Comparación de resultados teóricos y experimentales del coeficiente de reflexión en el puerto 1.	127
Figura 3. 70 Comparación de resultados teóricos y experimentales del coeficiente de reflexión en el puerto 2.	127

Figura 3. 71	Comparación de resultados teóricos y experimentales del coeficiente de transmisión del puerto 2 al 1 (recíproco para el S_{21}).....	128
Figura 3. 72	Diagrama de radiación experimental a 0.9125 GHz [puerto 1] del parche RFID con resonadores LC y substrato de 3.175 mm de espesor.	128
Figura 3. 73	Diagrama de radiación experimental a 1.519 GHz [puerto 1] del parche RFID con resonadores LC y substrato de 3.175 mm de espesor.	129
Figura 3. 74	Diagrama de radiación experimental a 2.169 GHz [puerto 1] del parche RFID con resonadores LC y substrato de 3.175 mm de espesor.	129
Figura 3. 75	Diagrama de radiación experimental a 2.613GHz [puerto 1] del parche RFID con resonadores LC y substrato de 3.175 mm de espesor.	129
Figura 3. 76	Diagrama de radiación experimental a 0.9125 GHz [puerto 2] del parche RFID con resonadores LC y substrato de 3.175 mm de espesor.	130
Figura 3. 77	Diagrama de radiación experimental a 1.51 GHz [puerto 2] del parche RFID con resonadores LC y substrato de 3.175 mm de espesor.	130
Figura 3. 78	Diagrama de radiación experimental a 2.188 GHz [puerto 2] del parche RFID con resonadores LC y substrato de 3.175 mm de espesor.	130
Figura 3. 79	Diagrama de radiación experimental a 2.613 GHz [puerto 2] del parche RFID con resonadores LC y substrato de 3.175 mm de espesor.	131
Figura 5. 1	Diagrama de Gantt del proyecto RFID	138
Figura 5. 2	Presupuesto total del proyecto	139

Índice de tablas

Tabla 1. 1 Regulaciones para UHF.....	23
Tabla 2. 1 Comparativa de simulación entre las diferentes antenas estudiadas para el tag sin reducir.....	65
Tabla 2. 2 Comparativa de simulación entre las diferentes antenas estudiadas para el tag reducido.....	88

Capítulo 1

Introducción

Hoy en día, la identificación automática se ha convertido en uno de los sistemas más populares y con un amplio despliegue comercial en numerosos campos y aplicaciones. Un ejemplo de las mismas son: cadenas de suministro, implantes médicos, seguimiento de los objetos de una biblioteca, sistemas de peaje en carreteras, control de accesos a edificios, seguridad en la aviación o aplicaciones de seguridad nacional. Estos sistemas tienen por objeto seguir, controlar, informar y administrar los elementos que se mueven a través de diferentes ubicaciones físicas. Aplicaciones prácticas más concretas son, por ejemplo, control remoto para abrir y cerrar las puertas de un coche y tarjetas para pagar en transporte público [1].

Radio Frequency Identification (RFID) o identificación por radio-frecuencia consiste en la identificación automática de un elemento dentro de un radio de acción determinado. Un sistema RFID está formado por dos componentes fundamentales: un lector (reader) y una etiqueta (tag o transponder). El lector se encarga de enviar una señal que, en caso de que el tag se encuentre a una distancia del lector tal que la potencia recibida supere el umbral mínimo para alimentar al chip que conforma el tag, responderá con su propio identificador (ID). Dicho ID lo recogerá el reader que se encargará de consultar su base de datos para reconocer el objeto. Por lo tanto, el tag y el reader estarán formados por dos componentes fundamentales: la antena encargada de realizar la transmisión por RF (*Radio Frequency* o radio-frecuencia) y el chip, cuya misión es la de modular/demodular la señal así como almacenar los datos necesarios.

Con este sistema se consigue reemplazar los sistemas de identificación por código de barras, aumentando la velocidad gracias a que la comunicación entre el tag y el reader no está tan limitada, no es necesario alinear el código con el lector y además cada tag posee un ID único.

Sin embargo, pese a todas estas aplicaciones, hay que tener muy en cuenta los aspectos y riesgos de seguridad que presentan los sistemas RFID en aras de maximizar los beneficios. Esto ocurre debido a que los tags emiten la información que contienen mediante radiodifusión (o *broadcast*), permitiendo a cualquiera poder interceptar la señal e intentar dar con la información encriptada. Además, los chips, en determinadas aplicaciones, contienen información sobre el precio y el producto que representan en zonas de memoria con capacidad de escritura. Esta información se puede modificar siempre y cuando no haya un exhaustivo control [1].

En la Figura 1. 1 se muestra un clásico ejemplo del uso de esta tecnología. En ella se muestra el sistema de peaje en carretera donde los coches pasan a través de la barrera levadiza de forma automática y sin necesidad de parar el coche para efectuar el pago. Para ello sería necesario que cada usuario tuviera un tag (de reducidas dimensiones, como el tamaño de una tarjeta) en su interior, asociado a una cuenta y con un identificador único. De esta forma, cuando el vehículo se encuentre dentro del rango de lectura del reader, este lo identificaría tras un intercambio de mensajes, emitiría la factura al banco con el ID del cliente y levantaría la barrera levadiza sin necesidad de que el cliente pare su coche.

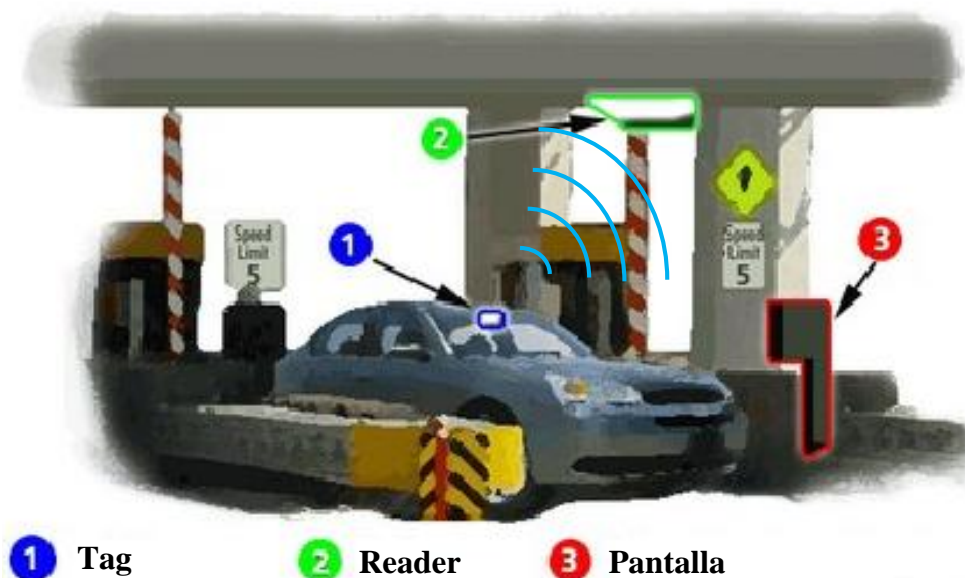


Figura 1. 1 Ejemplo de un sistema RFID para el paso automático en un peaje de carreteras.

1.1 Clasificación

Los sistemas RFID, en concreto los tags, se clasifican en 4 grupos fundamentales:

- Clase 1: Pasivos.
- Clase 2: Pasivos pero con mayor memoria que la clase 1 o comandos adicionales.
- Clase 3: Semipasivos.
- Clase 4: Activos.

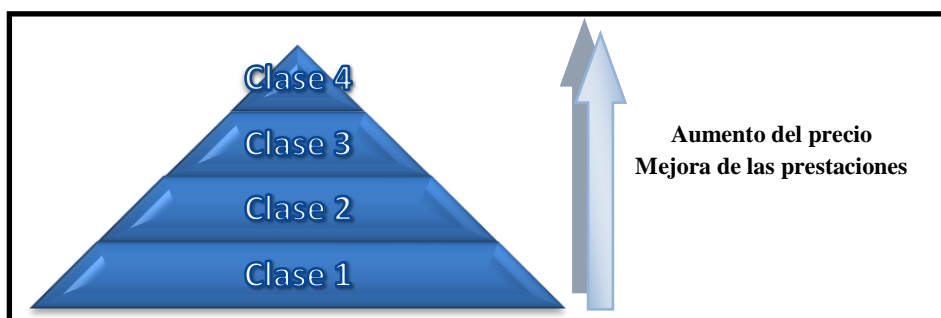


Figura 1. 2 Gráfica comparativa de clases en RFID.

La principal diferencia entre los tags pasivos y activos recae en el hecho de que los pasivos no poseen un sistema de alimentación, como baterías, que alimentan el chip encargado de modular y conformar la señal correspondiente que será transmitida al reader con la información requerida. Por tanto, en los tags pasivos, la alimentación del chip es inducida a partir de la señal de RF enviada por el lector.

Por otro lado, los tags activos sí requieren de dicha alimentación de modo que cuando el voltaje recibido supera un umbral, el tag se despierta (modo *wake-up*) y cuando no se supera el umbral o se finaliza la transmisión, el tag se duerme (modo *sleep* o *stand-by*) [2]. Además, con la batería también se supe a las memorias que contienen los tags para la retención de datos y se permite una mayor distancia entre el tag y el reader (denominado rango de lectura), así como la transmisión de otro tipo de datos y no sólo el ID. Sin embargo tienen numerosas desventajas, tales como batería finita, mayores dimensiones y alto coste [20].

En cuanto a los semipasivos, son más baratos que los activos pero más caros que los pasivos, con prestaciones intermedias entre ambos. Pueden enviar mayor cantidad de información que los pasivos y casi tanto, como los activos, mientras que su tamaño es más reducido. Para ello poseen una pequeña batería que enciende el IC (*Integrated Circuit* o Circuito Integrado, chip) apoyándose en la potencia inducida de la señal RF enviada por el lector. Es decir, este tipo de tags son especialmente atractivos si se puede generar energía eficientemente a través de la señal RF recibida [20]. Son ideales en aplicaciones donde un gran número de variables deben ser monitorizadas (con sensores), o en situaciones donde los tags no pueden ser reutilizados.

Además de identificar los sistemas RFID en función de las características del transponder, se realiza también una clasificación en función de los modos de operación:

- *Half-duplex*
- *Full-duplex*
- *Sequential procedures*

En cuanto a los primeros, cabe decir que el tag y el reader se sincronizan de forma que en unos intervalos se realiza la transmisión reader-tag y en los otros la transmisión tag-reader ya que se utiliza la misma frecuencia para ambos enlaces.

Los sistemas full-duplex permiten que el tag y el reader estén transmitiendo al mismo tiempo ya que las frecuencias utilizadas para ambos enlaces son distintas, consiguiéndose así que no exista solapamiento. Generalmente la frecuencia correspondiente al enlace reader-tag es mayor que la del tag-reader ya que a mayor frecuencia las pérdidas por propagación son mayores (1.1) y, además, el enlace crítico es este último debido a que la potencia a la que transmite el tag está muy limitada.

Los últimos sistemas se caracterizan en que el campo del lector se desconecta mientras el tag transmite. El problema es que dicha pausa hace que se pierda potencia en el transponder, obligando a utilizar algún tipo de batería o condensador.

Las ventajas e inconvenientes de utilizar uno u otro sistema dependen de la aplicación a desarrollar y de las características de la misma. Generalmente se asocian los tags pasivos con el sistema *half-duplex*, es decir, aquellos que usan la misma frecuencia para los dos enlaces. Estos sistemas tienen numerosos problemas ya que el lector debe transmitir mucha potencia para hacer que el tag funcione puesto que él debe generar su propia energía sin ayuda de baterías o similares [3]. Además, el tag suele ser muy pequeño y requiere transmitir la suficiente potencia como para que la señal llegue con la intensidad necesaria para la correcta demodulación en el lector. Como ventajas, cabe destacar que los costes de producción no son muy elevados y no requiere del control y mantenimiento de una batería.

Por otro lado, también se asocian los sistemas *full-duplex* con los tags activos. El problema de estos es que los sistemas propuestos trabajan con un armónico para el enlace tag-reader, lo cual implica una reducción de la potencia. Además, el aislamiento entre el transmisor y receptor debe ser grande para evitar interferencia por acoplo entre ambos radio-enlaces [3]. Como ventajas cabe decir que un sistema *full-duplex* permite transmitir una mayor cantidad de información en menos tiempo y así no se requiere de un reloj para la sincronización entre el lector y el tag necesario para la transmisión por intervalos.

1.2 Funcionamiento general de RFID

El reader transmite una señal modulada, a través del enlace radio, que es recibida por el transponder, el cual demodulará la señal y retransmitirá la información pertinente al lector mediante otra señal modulada. Para que el tag sea capaz de modular y demodular la señal será necesario que esté provisto de un chip. Dicho chip será alimentado a través de la transmisión de una onda continua de RF mediante la conversión de su potencia en DC para tags pasivos [1], mientras que para tags activos se alimentará el chip mediante una batería adicional.

El envío de información del tag al reader se puede realizar de tres maneras diferentes [2]:

- *Backscatter* o reflexión: La frecuencia de la onda reflejada por el tag es la misma que la frecuencia de transmisor del lector.
- *Load modulation*: El campo del lector es inducido por el tag. Misma frecuencia para ambos enlaces.
- Uso de subarmónicos (1/n veces) y la generación ondas armónicas (n-veces) en el tag, es decir, diferente frecuencia para los dos enlaces.

Una de las configuraciones con mayor calado en los artículos consultados se trata de la retransmisión por *backscatter*. Dicha configuración es un sistema *half-duplex* y utiliza un tag pasivo (compuesto por el chip específico y la antena, ambos con impedancia compleja). El chip se alimenta a través de la señal de RF transmitida por el lector en el momento en el que no está modulando y el tag devuelve la información mediante la variación de su impedancia de entrada entre dos estados, modulando así la señal de *backscatter* (ASK (*Amplitude Shift Keying*) o PSK (*Phase Shift Keying*) son dos tipos de modulación factibles mediante el uso de esta variación [1]). En cada estado de impedancia el tag presenta una cierta sección transversal radar (RCS¹ o *Radar Cross Section*). La variación de la impedancia del chip con la potencia y la frecuencia puede afectar drásticamente a las características del tag. Así, una adecuada adaptación entre la antena y el chip es muy importante en sistemas RFID, afectando por ejemplo al rango de lectura. De ello se hablará más adelante. La señal transmitida en el enlace reader-tag posee períodos de onda continua (CW o *Continuous Wave*) para activar el tag, y períodos de señal modulada (comandos para la petición de información al tag), tal y como aparece en la Figura 1. 4. En el enlace tag-reader la información es devuelta durante uno de los períodos de onda continua, que es cuando la impedancia del tag modula la señal por *backscatter* [23].

¹ La sección transversal radar representa un parámetro físico en la medida de la potencia reflejada cuando un blanco, en este caso el tag, es alcanzado por una onda incidente. Depende de parámetros tales como su tamaño, forma, material, etc. El RCS de la antena del tag afecta al rango de lectura de un sistema RFID pasivo por *backscatter* [24]

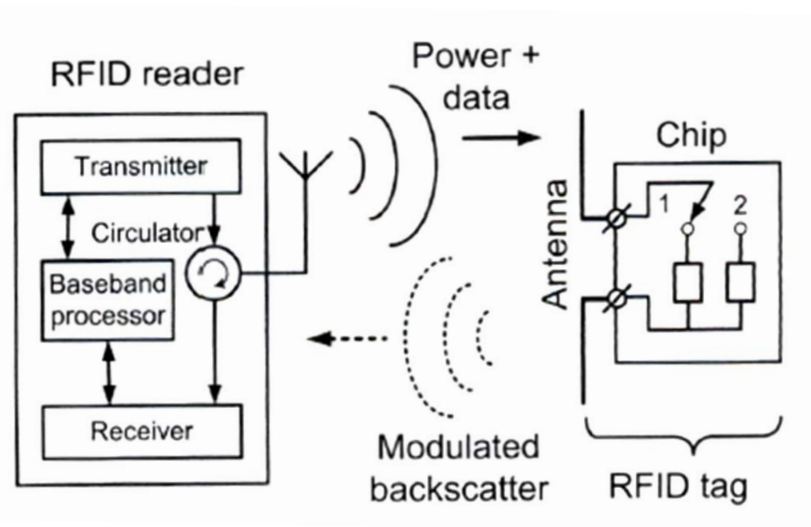


Figura 1. 3 Funcionamiento general de un sistema pasivo de RFID. La señal por *backscatter* es modulada mediante la variación de la impedancia del tag entre dos estados [23].

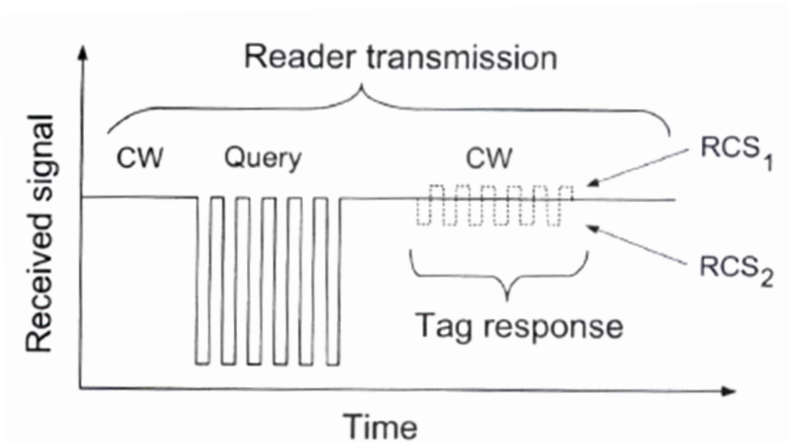


Figura 1. 4 Intercambio de información entre el reader y el tag en RFID. En el momento de la transmisión de la onda continua (CW) es cuando el tag responde mediante *backscatter* [23].

Si bien la retransmisión por *backscatter* está muy extendida y presenta numerosas ventajas, tales como su bajo precio y su reducido tamaño, existen otros sistemas, como los que utilizan tags activos, que presentan enormes ventajas de las cuales los pasivos carecen. Es por ello que el sistema a estudiar en este documento se centra en la consecución de un tag activo, del que se hablará tras realizar el análisis completo de la tecnología RFID.

Habiendo analizado a grandes rasgos el modo de funcionamiento de RFID, uno de los aspectos importantes a tener en cuenta es la cantidad de energía recibida en el tag. De ello dependerá la posibilidad o no de generar la suficiente energía para que el tag funcione adecuadamente. Dicha energía viene representada como P_R en la ecuación (1.1), la cual depende de los siguientes factores:

- r : Distancia tag-reader (a mayor distancia mayor atenuación de la señal).
- P_T : Potencia de transmisión del lector.

- $G_T(\theta_T, \phi_T)$ y $G_R(\theta_R, \phi_R)$: Ganancia de la antena (tanto del reader a la hora de transmitir (G_T) y del tag a la hora de recibir (G_R)). Además dependerá de la orientación que ambos tengan. Dicho término será explicado en el apartado 1.4.
- $|\hat{\rho}_T \cdot \hat{\rho}_R|^2$: Factor de pérdidas por polarización (PLF). Será explicado con detalle en el apartado 1.3. No obstante, se puede adelantar que al tener un lector con polarización circular y un tag con polarización lineal (esquema utilizado en el documento) se obtendrá un PLF = -3dB, es decir de 0.5 en unidades naturales.
- $(1-|\Gamma_T|^2) \cdot (1-|\Gamma_R|^2)$: Los coeficientes de reflexión tanto del transmisor como del receptor.

La potencia recibida se regirá entonces por la ecuación de Friis en el espacio libre:

$$P_R = P_T \cdot \frac{G_T(\theta_T, \phi_T) \cdot G_R(\theta_R, \phi_R) \cdot \lambda^2}{(4\pi r)^2} \cdot (1-|\Gamma_T|^2) \cdot (1-|\Gamma_R|^2) \cdot |\hat{\rho}_T \cdot \hat{\rho}_R|^2 \quad (1.1)$$

Con (1.1) se podrá realizar una estimación de la potencia de transmisión del reader sabiendo la potencia mínima necesaria para que el chip funcione. Además también se puede observar que a mayor distancia y/o mayor frecuencia, la potencia recibida es menor.

De (1.1) se deriva el concepto de rango de lectura, que se define como la máxima distancia desde la cual el tag puede ser detectado. Esta distancia se puede corresponder a la máxima distancia desde la cual el tag recibe la suficiente energía para activarse y, posteriormente, retransmitir la señal al lector. Por otro lado, también puede definirse como la máxima distancia desde la cual el reader puede detectar la señal retransmitida por el tag. El rango de lectura será la distancia más pequeña de las dos. Generalmente es la primera ya que la sensibilidad del reader es normalmente más alta [18]. Por ello se define P_R como la mínima potencia necesaria para que el chip del tag funcione, es decir, $P_R = P_{TH}$. Nótese como en términos de rango de lectura el enlace crítico es el reader-tag debido a la poca sensibilidad del tag. Sin embargo, para la elección de la frecuencia de ambos enlaces, el crítico es el enlace tag-reader, para reducir las pérdidas por propagación, y debido a la limitada potencia de transmisión del tag. Por eso se confiere una menor frecuencia de trabajo para este último. Despejando de (1.1) y asumiendo que el rango se corresponde a la máxima distancia desde la cual el tag recibe la suficiente energía para activarse (enlace reader-tag), se obtiene el rango de lectura, r :

$$r = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \sqrt{\frac{P_T \cdot G_T(\theta_T, \phi_T) \cdot G_R(\theta_R, \phi_R)}{P_{TH}} \cdot (1-|\Gamma_T|^2) \cdot (1-|\Gamma_R|^2) \cdot |\hat{\rho}_T \cdot \hat{\rho}_R|^2} \quad (1.2)$$

Por lo tanto el rango de lectura será inversamente proporcional a la frecuencia de trabajo en el enlace reader-tag (fija e igual a 2.45 GHz en el esquema presentado en el documento) y a la potencia mínima necesaria para activar el tag (fija y definida por el chip utilizado); y directamente proporcional a la ganancia de ambas antenas y a la potencia de transmisión del lector, además de los coeficientes de reflexión. Las pérdidas por polarización serán fijas, en nuestro caso, e igual a -3 dB. La consecución de un gran rango de lectura pasa por elegir adecuadamente estos valores: potencia y ganancia del lector ($P_T G_T = \text{PIRE}$ o EIRP, *Equivalent Isotropic Radiated Power*), ganancia de la antena del tag y los coeficientes de reflexión. Generalmente en la literatura se define el rango de lectura de acuerdo a la siguiente fórmula [19], donde aparecen los factores más importantes de los que depende,

$$r = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \sqrt{\frac{P_T G_T G_R (1 - |\rho_R|^2)}{P_{TH}}} = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \sqrt{\frac{P_T G_T G_R \tau}{P_{TH}}} \quad (1.3)$$

donde τ representa el coeficiente de transmisión de potencia que será calculado en el apartado 1.5 y tendrá elevada importancia para el rango de lectura. Generalmente P_T , G_T , G_R y P_{TH} presentan una variación pequeña y τ dependerá de la frecuencia y principalmente determinará la resonancia del tag, la cual ocurre a la frecuencia donde se produce la mejor adaptación de impedancias entre el chip y la antena [19]. Especialmente será el tag y sus características las que conformen el rango de lectura del sistema RFID. Es por ello que en el apartado dedicado a las características del tag (1.5) se explicará más exhaustivamente estos factores y qué se debe hacer para obtener el mayor rango posible.

1.3 Polarización

La polarización es una indicación de la orientación del vector de campo en un punto fijo del espacio con el transcurrir del tiempo.

La polarización de una antena en una dirección es la de la onda radiada por ella en esa dirección. La polarización de una onda es la figura geométrica descrita, con el transcurrir del tiempo, por el extremo del vector de campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación (en caso de no estar definida la dirección, la polarización se tiene en cuenta a partir de la dirección de máxima ganancia [11]). Para ondas con variación temporal sinusoidal esa figura es en general una elipse, pero hay dos casos particulares de interés: si la figura trazada es un segmento, la onda se denomina linealmente polarizada (horizontal o vertical) y si es en un círculo, circularmente polarizada (junto con las de polarización elíptica, pueden ser dextrógiras o levógiras según el sentido de giro del campo). Estos conceptos se explicarán con más detalle a continuación debido a su importancia en RFID. Además, y puesto que se hará uso de ello en apartados venideros, se define la relación axial de una onda elípticamente polarizada como la

relación entre los ejes mayor y menor de la elipse, tomando valores entre uno (onda circularmente polarizada) e infinito [22].

En sistemas RFID es importante tener muy en cuenta este concepto ya que en función de la orientación del tag en relación con el reader las pérdidas por polarización pueden llegar a imposibilitar la comunicación. Para explicar este concepto de forma sencilla podemos observar la Figura 1. 5 donde el campo eléctrico aparecería como una línea vertical paralela al dipolo A. Es decir, la antena A es una antena con polarización lineal (más concretamente vertical en el caso de encontrarse el dipolo en posición vertical con respecto a la tierra). Si las 2 antenas están alineadas tal y como aparece en la Figura 1. 5 el campo eléctrico transmitido por A llegaría a la antena B en la misma orientación que se observa en la Figura 1. 7 (a) (siempre que no haya ninguna causa externa, como por ejemplo: reflexión). Bajo ciertas condiciones, es posible que el campo eléctrico de un tipo de antena rote en ángulo de modo que la punta del vector de la Figura 1. 7 (a) forme un círculo como el mostrado en la Figura 1. 7 (b). En este caso estaríamos hablando de una antena con polarización circular, consiguiéndolo por ejemplo mediante un parche con dos puertos de alimentación desfasados 90° .

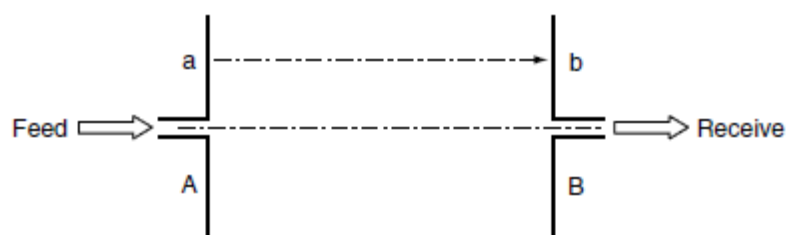


Figura 1. 5 Dos antenas de tipo dipolo alineadas [1].

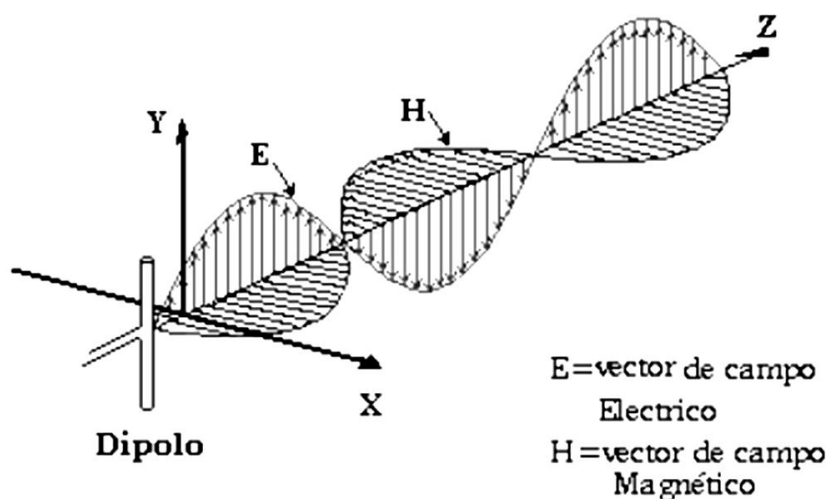


Figura 1. 6 Antena de tipo dipolo perpendicular al plano de tierra con la representación de sus vectores de campo eléctrico (E) y campo magnético (H). En este caso se trata de un dipolo con polarización vertical.



Figura 1. 7 Vector de campo eléctrico en tiempo y ángulo del dipolo (a) y vector de campo eléctrico de una antena con polarización circular (b) [1].

Puesto que en RFID el tag puede tener cualquier orientación posible con respecto al lector, es de gran importancia el concepto de polarización. Por ejemplo, si consideramos los dos dipolos de la Figura 1. 5 (ambos con polarización lineal) y rotamos la antena B 90° en relación a A (como aparece en la Figura 1. 8), es obvio darse cuenta que muy poca cantidad de campo eléctrico de la antena A se recogerá en la antena B. Generalmente esto implicará en RFID que el tag no tendrá la suficiente energía de la señal recibida del reader para alimentar el chip (en aplicaciones pasivas o semipasivas) o no supere el umbral mínimo para activarse (en aplicaciones activas). De ello deriva el hecho de que el caso más favorable es cuando los dipolos están alineados (Figura 1. 5) y el menos favorable es cuando están desalineados 90°, es decir, cuando uno tiene polarización vertical y otro polarización horizontal (dipolo paralelo a tierra) como en la Figura 1. 8. Debido a estas posibles orientaciones desfavorables e incontrolables del tag no se suele utilizar dos antenas de tipo dipolo para conformar el tag y el reader.

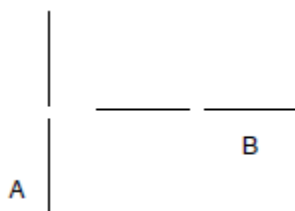


Figura 1. 8 Dos dipolos, uno con polarización vertical (A) y otro con polarización horizontal (B). Es la orientación menos favorable en el supuesto de que A fuera el reader y B el transponder, o viceversa [1].

En conclusión, lo que normalmente se suele hacer es dotar al reader de una antena con polarización circular y al tag de una antena de tipo dipolo. Así, el dipolo recibirá mayor cantidad de energía a través de prácticamente cualquier posición posible, donde el plano del dipolo se rota de tal manera que sea paralelo al plano de la antena circularmente polarizada (o sea, la principal ventaja de la antena con polarización circular es que, independientemente de la orientación del tag, este siempre será capaz de recibir una componente de la señal transmitida [21]). Debido a los requisitos de doble alimentación y al ajuste de fase necesario, la antena tipo tag no suele tener polarización circular y se usa típicamente alguna estructura

derivada del dipolo o el propio dipolo. Utilizando entonces una antena con polarización circular para el lector y manteniendo las orientaciones de la antena del tag con sendos planos paralelos, se asegura un gran rendimiento en la mayor parte de las circunstancias, y reduciendo el número de orientaciones desfavorables entre el tag y el reader [1]. Además ayuda a superar los problemas de multitrayecto y a reducir las pérdidas por polarización así como los problemas por el desvanecimiento en el enlace [3]. Debe recordarse que en presencia de reflexiones, las cuales causan el efecto del multi-trayecto, las ondas transmitidas y recibidas se someten a cambios de dirección en la polarización [4]. El problema que acarrea esta configuración en RFID, en comparación con dos antenas linealmente polarizadas, es una reducción del rango de lectura debido a las pérdidas por polarización de -3 dB que se detallarán a continuación

Nótese cómo dicha elección tiene consecuencias en la fórmula de Friis (1.1) y, por consiguiente, en el rango de lectura del sistema RFID, representado por la fórmula (1.2). Es decir, la onda incidente en el tag (escogiendo por ejemplo el enlace reader-tag) no posee la misma polarización que la de la antena receptora del mismo, apareciendo por tanto el factor de desadaptación por polarización o *polarization loss factor* (PLF) de (1.1) y (1.2). Sabiendo que $\hat{\rho}_T$ es el vector unitario de la onda transmitida por el lector y $\hat{\rho}_R$ el vector unitario de la antena del tag (vector de polarización), el PLF será [11]:

$$PLF = |\hat{\rho}_T \cdot \hat{\rho}_R| = |\cos \psi_p|^2 \quad (1.4)$$

siendo ψ_p el ángulo entre los 2 vectores unitarios. Si ambas polarizaciones fueran iguales, el ángulo sería 0, haciendo que el PLF obtenido fuera 1, consiguiéndose extraer la máxima potencia de la onda incidente en el tag. Puesto que el reader tiene polarización circular su vector unitario genérico [11] será:

$$\hat{\rho}_T = \frac{a\hat{x} \pm ja\hat{y}}{a\sqrt{2}} \quad (1.5)$$

El vector unitario genérico del tag con polarización lineal será [11]:

$$\hat{\rho}_R = \frac{b\hat{x} \pm c\hat{y}}{\sqrt{b^2 + c^2}} \quad (1.6)$$

Finalmente,

$$PLF = |\hat{\rho}_T \cdot \hat{\rho}_R|^2 = \left| \frac{a\hat{x} \pm ja\hat{y}}{a\sqrt{2}} \cdot \frac{b\hat{x} \pm c\hat{y}}{\sqrt{b^2 + c^2}} \right|^2 = \frac{1}{2a^2 \cdot (b^2 + c^2)} \cdot |ab \pm jac|^2 =$$

$$\frac{1}{2a^2 \cdot (b^2 + c^2)} \cdot (a^2b^2 + a^2c^2) = \frac{1}{2} \Rightarrow PLF(dB) = 10\log(0.5) = -3dB \quad (1.7)$$

Se extrae, por lo tanto, que si la antena del tag tiene polarización lineal y la del reader polarización circular, existirán 3 dB de pérdidas independientemente del ángulo entre ambas antenas.

1.4 Diagramas de radiación

Un diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. Como el campo magnético se deriva directamente del eléctrico, la representación podría realizarse a partir de cualquiera de los dos, siendo norma habitual que los diagramas se refieran al campo eléctrico. La representación de los diagramas de radiación puede ser tridimensional (en función de las variables θ y ϕ , coordenadas esféricas) y en muchos casos es suficiente con presentar un corte del diagrama. Los cortes más habituales son los que siguen los meridianos en una hipotética esfera (cortes para ϕ constante) o los paralelos (cortes para θ constante). La información de todos los cortes del diagrama es excesiva, por lo que se recurre a representar dicha información sólo en los planos principales.

Uno de los cortes fundamentales se denomina plano E, el cual contiene la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. Análogamente, el plano H es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección determina una línea que define la dirección de máxima radiación de la antena [22].

Si se fija la atención en (1.1) se observan estas características y cómo la ganancia de la antena en recepción y transmisión varía en función de la orientación entre el tag y el reader, presentando así unas orientaciones más favorables que otras. Las diferentes posibilidades se muestran en la Figura 1. 9 para el diagrama de radiación de un parche y de un dipolo. Si bien, escogiendo una antena con polarización circular para el lector y otra con polarización lineal para el tag se consiguió reducir el número de orientaciones desfavorables en cuanto a polarización se refiere, hay que tener en cuenta que si la orientación es tal y como la presentada en la Figura 1. 9 derecha, las características de radiación pueden imposibilitar la comunicación. El dipolo presenta un nulo en la dirección en la que está dispuesto (en Y en este caso y como aparece también en la Figura 1. 6) y es máximo en la dirección perpendicular a la posición del dipolo; mientras que el parche presenta su lóbulo principal en la dirección perpendicular al plano del

mismo. Si el tag está orientado de tal forma que el nulo coincidiera con la dirección de recepción de la señal generada por el lector, la potencia recibida podría ser tan pequeña, debido a la baja ganancia en esa dirección, como para hacer que el tag no funcionase correctamente. Además en la Figura 1. 9 se puede apreciar cómo el diagrama de radiación del dipolo se puede rotar a lo largo del eje Y siempre y cuando se mantenga una orientación favorable con la antena circularmente polarizada. El dipolo también puede ser rotado alrededor del eje X.

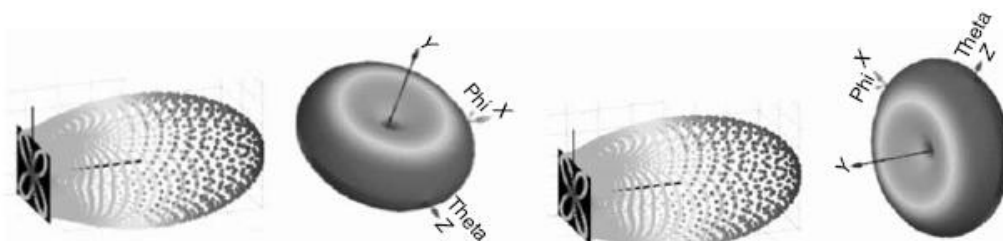


Figura 1. 9 (izquierda) Orientación favorable de un parche y un dipolo. (derecha) Orientación desfavorable de un parche y un dipolo [1].

Se deduce entonces que el tag generalmente debe presentar un diagrama de radiación omnidireccional (en un plano) para que pueda transmitir/recibir la mayor cantidad de energía en el mayor número de orientaciones posibles. Por otro lado, el reader no es necesario que presente una distribución de campo omnidireccional ya que su colocación es fija y se orientará en la posición en la que vayan a ser leídos los tags del sistema. Por ello, la utilización de un parche para el lector y un dipolo para el tag supone una gran ventaja debido a las características de su diagrama de radiación.

Además también existen diferencias entre los distintos tags, en función de la distancia hasta el lector y basadas en la longitud de onda de la frecuencia que está siendo utilizada. Existirán, por lo tanto, tags de campo cercano cuando la distancia que separa el tag y el reader es menor que $R_2=2D^2/\lambda$; siendo D la mayor dimensión de la antena. Por otro lado, se denominan tags de campo lejano cuando la distancia tag-reader supera dicho valor R_2 . Otros criterios de campo lejano son los de $R=10\lambda$ y $R=10D$, escogiéndose el más crítico de los tres, es decir, el de mayor valor. La Figura 1. 10 representa las diferentes regiones de campo de una antena. La primera es la zona de campo próximo ($R < \lambda$): región inmediatamente cercana a la antena y donde dominan los campos reactivos o inducidos que decrecen con el cuadrado de la distancia. Además poseen componentes radiales. La segunda es la zona de campo próximo radiante (zona de Fresnel): región intermedia entre campo lejano y campo reactivo. Predominan los campos lejanos pero su distribución angular es función de la distancia de la antena. Por último se tendrá la zona de campo lejano, radiación o Fraunhofer: la distribución angular de campo es independiente de la frecuencia. Esta última será el que se estudie en este documento y por ello todos los diagramas de radiación aquí incluidos se encuadran en esta zona (campo lejano o *Far-field*). Esto es así porque se utilizará la banda de UHF para el sistema RFID propuesto

(véase el protocolo de comunicación más adelante), la cual emplea radiación en campo lejano de la potencia real contenida en el espacio libre propagando ondas electromagnéticas planas debido a su corta longitud de onda. Por otro lado, los sistemas de RFID que trabajan en HF (*High Frequency*) a 13.56 MHz utilizan acoplamiento inductivo en la región de campo cercano debido a su longitud de onda mucho más larga [29].

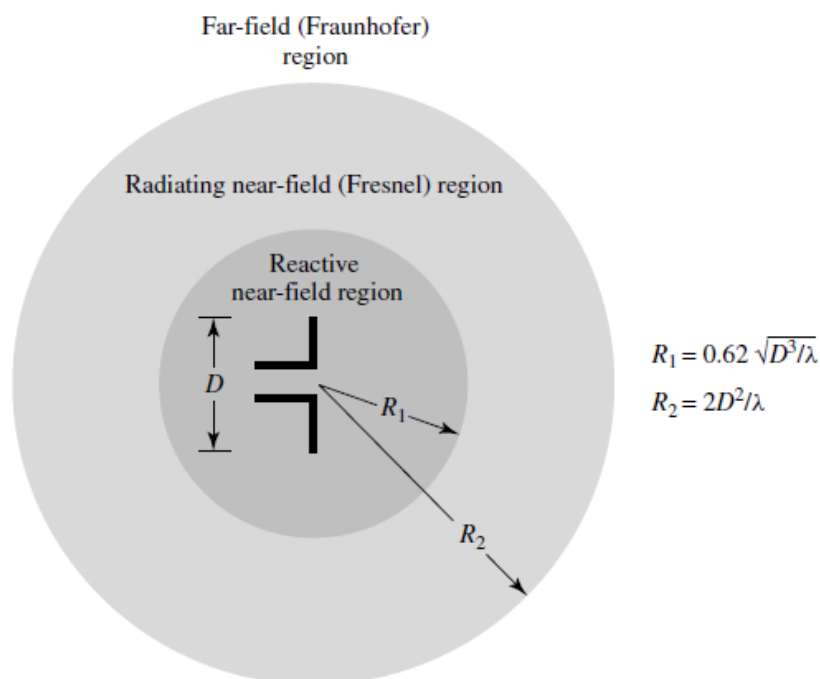


Figura 1. 10 Regiones de campo de una antena. R_2 marca el límite entre la región de campo cercano y lejano, siendo esta última la región considerada en el documento [11].

1.5 Características del tag

Como se explicaba anteriormente, tanto el tag como el reader están compuestos de dos elementos fundamentales: el chip y la antena. Las características del chip dependen de los fabricantes y no pueden ser modificadas por el usuario, de ahí que sea necesario adecuar la antena al IC a utilizar. La decisión de qué antena será la adecuada, dependerá de la aplicación RFID a desarrollar. En este caso deberá atender a las siguientes características [19].

- **Banda de frecuencias:** Dependerá de la regulación del país donde vaya a ser usado el tag. Esto se desglosará en el apartado 1.7 para el caso de UHF.
- **Tamaño y forma:** Tiene que tener una serie de características de forma y tamaño para que pueda ser incorporado al objeto requerido para la aplicación (cajas de cartón, cintas de equipaje de avión, tarjetas de identificación, etc.) o incluso en una etiqueta impresa.

- **Rango de lectura:** El mínimo rango de lectura requerido es definido generalmente por:
 - EIRP: Determinada por las regulaciones locales del país. También desglosado en el apartado 1.7.
 - Objetos: El rendimiento y las características del tag varían en función del objeto en el que está emplazada la antena y de los objetos que están presentes en los alrededores del tag. Se puede diseñar la antena de forma que sea óptima, así como menos sensible al contenido donde el tag está situado.
 - Orientación: Tal y como se explicaba con anterioridad, el rango de lectura depende de la orientación de la antena. En función de la aplicación, el tag tendrá un diagrama de radiación u otro.
- **Aplicaciones con movilidad:** Los tags de RFID pueden ser utilizados en situaciones donde, por ejemplo, las cajas viajen en una cinta transportadora a velocidades de 16.09 Km/h (4.47 m/s) [19]. El efecto Doppler en este caso es menor de 30 Hz a 915 MHz y no afecta al funcionamiento de RFID. Sin embargo, el tag está expuesto menos tiempo en el rango de lectura del lector, exigiéndole una mayor capacidad de lectura. En estos casos, el sistema RFID debe ser cuidadosamente planificado para asegurar una identificación fiable.
- **Coste:** La etiqueta de RFID debe ser un dispositivo de bajo coste. Esto impone restricciones en la estructura de la antena y en la elección de los materiales para su construcción, incluyendo el chip integrado utilizado. Típicamente se utiliza como conductor el cobre (el utilizado para las antenas desarrolladas en este documento), aluminio y la tinta de plata. Los dieléctricos utilizados pueden ser de poliéster flexible y substratos rígidos como el FR4.
- **Fiabilidad:** El tag de RFID debe ser un dispositivo fiable que pueda soportar las variaciones debidas a la temperatura, humedad, tensión, así como a los procesos de impresión y laminación.

En cuanto a las características físicas de la antena:

- **Ganancia:** La ganancia depende directamente de la directividad a partir de la eficiencia [22]. Puesto que la ganancia depende principalmente de la antena elegida y su configuración, será un parámetro a tener en cuenta a la hora de hacer la elección de la antena del tag. Recuérdese que a mayor ganancia, mayor será el rango de lectura, tal y como se muestra en (1.3).
- **Polarización:** Lineal, ya explicado anteriormente.

Además de estas características existe un factor fundamental para el desarrollo de un tag de RFID: conseguir la adaptación conjugada entre la antena y el chip para que se le pueda conferir la mayor cantidad de energía al IC. Para conseguir la adaptación entre ambos es necesario que la parte compleja de la impedancia de la antena y del chip se cancelen mutuamente resultando una impedancia únicamente

real. Si la adaptación no es conjugada, la transmisión de potencia no será máxima por la aparición de una parte parásita imaginaria en la impedancia, reduciendo el rango de lectura del tag. Generalmente las antenas han sido diseñadas para impedancias de 50 ó 75 Ω , pero los chips RFID tienen principalmente impedancia de entrada compleja, lo que implica que es mucho más difícil adaptar y, además, añadir una red de adaptación externa no es del todo deseable debido a las limitaciones de espacio.

La consecución de esta adaptación conjugada entre el chip y la antena es fundamental para el parámetro más importante de un sistema RFID, el rango de lectura. La fórmula (1.3) define τ como el coeficiente de transmisión de potencia derivado del coeficiente de reflexión del tag. Sabiendo que $Z_c = R_c + jX_c$ es la impedancia del chip y $Z_a = R_a + jX_a$ es la impedancia de la antena [18], [19] se tiene que:

$$\tau = (1 - |\rho_R|^2) = 1 - \left| \frac{Z_c - Z_a^*}{Z_c + Z_a} \right|^2 \xrightarrow{X_a = -X_c} \tau = \frac{4R_c R_a}{|Z_c + Z_a|^2}, 0 \leq \tau \leq 1 \quad (1.8)$$

Juntando ambas fórmulas se obtiene el rango de lectura como:

$$r = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \sqrt{\frac{P_T G_T G_R \tau}{P_{TH}}} = \frac{\lambda}{2\pi \cdot |Z_c + Z_a|} \cdot \sqrt{\frac{P_T G_T G_R R_c R_a}{P_{TH}}} \quad (1.9)$$

Si la impedancia que presenta el chip es el complejo conjugado de la impedancia que tiene la antena ($R_c = R_a$ y $X_c = -X_a$), se conseguirá un coeficiente de transmisión de potencia τ igual a 1, consiguiéndose la mayor transferencia de energía posible de la antena al chip así como el mayor rango de lectura posible en estos términos. El coeficiente τ también puede ser encontrado en la literatura como M o factor de desadaptación [3].

El comportamiento de la impedancia de la antena, de la impedancia del chip y el rango de lectura en función de la frecuencia, para un tag común de RFID, está presentado en la Figura 1. 11. La frecuencia donde se consigue el mayor rango de lectura (*peak range* en la figura) coincide con la resonancia del tag (*tag resonance*) y es donde la reactancia del chip y de la antena es la misma pero conjugada ($X_c = -X_a$) y a su vez los valores de resistencia son altamente parecidos ($R_a \approx R_c$). El ancho de banda del rango de lectura (*range bandwidth*) se define como la banda de frecuencias en la cual el tag ofrece un mínimo rango de lectura, el mínimo rango de lectura requerido. Como se explicaba anteriormente, generalmente τ dependerá de la frecuencia y principalmente determinará la resonancia del tag, la cual ocurre a la frecuencia donde se produce la mejor adaptación de impedancias entre el chip y la antena. Esta frecuencia es diferente de la frecuencia de resonancia de la antena cargada con 50 Ω y de la resonancia de la propia antena (*Antenna self-resonance*).

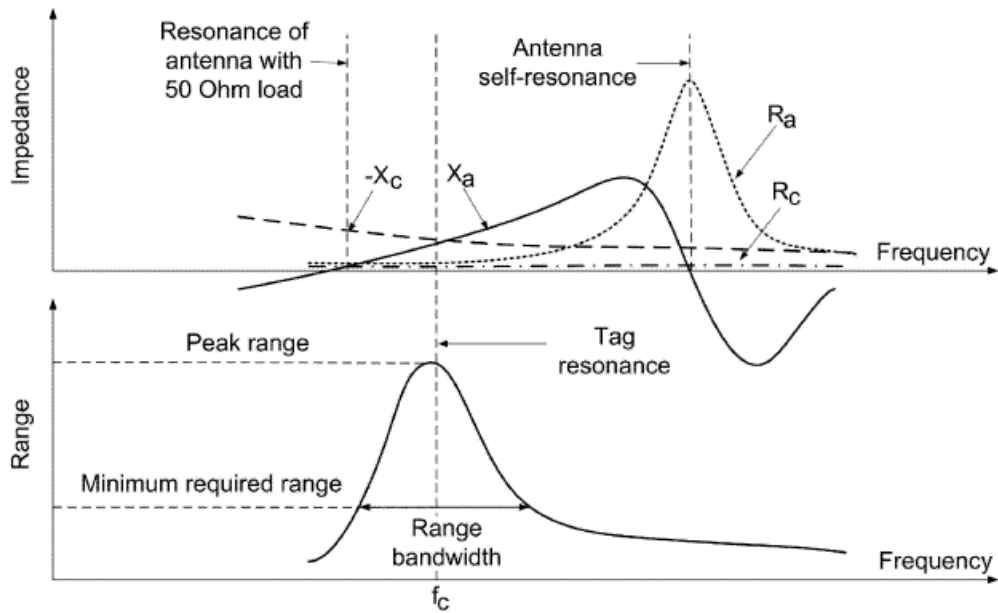


Figura 1. 11 Impedancia de la antena, impedancia del chip y rango de lectura en función de la frecuencia para un tag común de RFID [19].

El rango de lectura en (1.9) puede ser normalizado con un factor $r_0 = (\lambda/4\pi)\sqrt{P_T G_T/P_{TH}}$. Este factor es el rango de lectura del tag con una antena de ganancia $G_R = 0$ dBi perfectamente adaptada ($\tau = 1$) a la impedancia del chip, a una frecuencia fija. Contornos de rango de lectura constante se pueden dibujar a partir de (1.9) en el plano del coeficiente de transmisión de potencia (τ) tal y como aparece en la Figura 1. 12, donde son etiquetados con sus valores normalizados a r_0 ($2r_0$, $1.5r_0$, etc.). Este gráfico puede ser utilizado como un marco de referencia para presentar las características o requisitos de cualquier antena de un tag de RFID, de forma muy parecida a la representación de un circuito en una carta de Smith [19]. El mismo rango puede corresponder a varias combinaciones del coeficiente de transmisión de potencia.

El diseño de la antena del tag implica la búsqueda de un compromiso entre la ganancia de la antena, la impedancia y el ancho de banda. El gráfico de la Figura 1. 12 ayuda al diseñador a estimar el rango de lectura buscando un equilibrio entre la adaptación de impedancias (representado por τ en el eje de abscisas) y la ganancia de la antena del tag (eje de ordenadas). El factor de normalización para este gráfico puede ser calculado de forma muy sencilla para cualquier caso de EIRP y P_{TH} del chip, para una frecuencia dada. Cuanto más arriba y a la derecha del gráfico nos situemos (*Good tag*), es decir, mayor ganancia de la antena del tag y mayor coeficiente de transmisión de potencia (mayor adaptación), mejores características poseerá el tag diseñado y mayor rango de lectura se conseguirá.

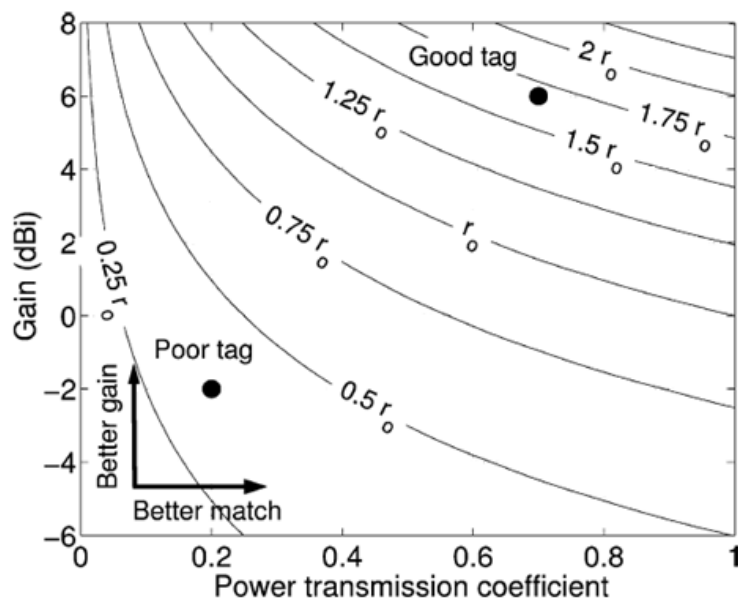


Figura 1. 12 Gráfico de rendimiento de la antena del tag: contornos de rango constante y normalizado en el plano del coeficiente de transmisión de potencia (τ), donde el multiplicador del rango de lectura es $r_0 = (\lambda/4\pi)\sqrt{P_T G_T / P_{TH}}$. En el eje de ordenadas se presenta el valor de la ganancia del tag [19].

A modo de resumen, cabe decir que la búsqueda de la adaptación conjugada entre la antena y el chip del tag es uno de los pasos fundamentales a la hora de construir un sistema RFID, ya que permite transferir la mayor cantidad de potencia al chip para conseguir su activación (en sistemas pasivos y semipasivos, o superar el umbral en sistemas activos) así como conseguir el mayor rango de lectura posible, una de las características más importantes en RFID. Además los chips existentes presentan, generalmente, una impedancia compleja que es extremadamente alta o baja, de ahí la dificultad de conseguir la adaptación con la antena. Las técnicas que a día de hoy existen pasan por la utilización de *stubs* inductivos y resistivos (para la parte reactiva y resistiva del IC respectivamente, siendo muy efectivos en la adaptación de cualquier impedancia) [25], uso de una estructura *T-match* [11] con el chip en su interior [26] o el uso de estructuras como las propuestas en [4] y que se ampliarán con más detalle: alimentación por acoplamiento inductivo (*Inductively Coupled Feed Structure*) y alimentación mediante un *stub* en serie (*Serial Stub Feed Structure*). En la primera técnica se utiliza un lazo de alimentación que se conecta mediante sus dos terminales al chip y que alimenta a la antena mediante acoplamiento mutuo. Dicha configuración se aprecia en la Figura 1. 13.

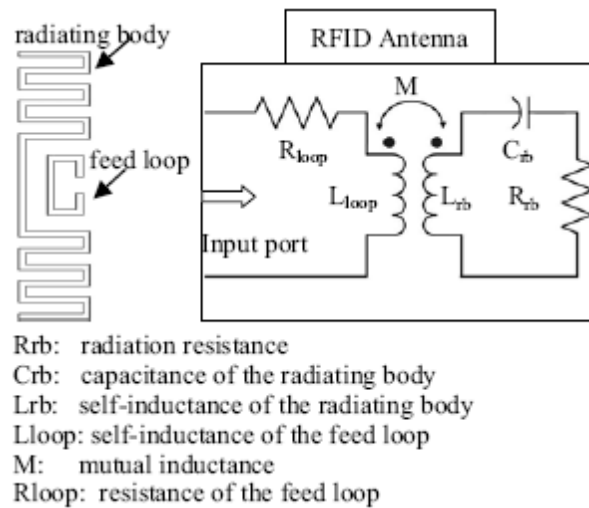


Figura 1. 13 Tag en configuración *Inductively Coupled Feed Structure* y su modelo equivalente para conseguir adaptación conjugada entre el chip y la antena del tag [4].

Con esta configuración, la impedancia real e imaginaria de la antena pueden ser ajustadas independientemente para adaptarse al chip, con el inconveniente de que a mayor impedancia real se necesite, en menor rango de frecuencias (ancho de banda) se conseguirá dicha impedancia.

En cuanto a *Serial Stub Feed Structure* [5] se consigue la red de adaptación mediante la combinación de un *resistive shorting stub* para la adaptación resistiva y de un *double inductive stub* para la adaptación reactiva, tal y como aparece en la Figura 1. 14. Con esta técnica se consigue obtener mayor parte resistiva con mayor ancho de banda, pero con parte imaginaria más pequeña que en la primera técnica; obligando a utilizar esta configuración en chips con poca reactancia.

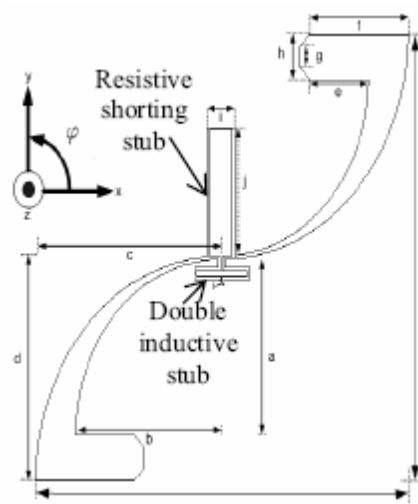


Figura 1. 14 Tag en configuración *Serial Stub Feed Structure* para la consecución de la adaptación conjugada [4].

Finalmente se tratará en este apartado el tipo de antena que se puede utilizar para conformar un tag de RFID. Numerosos son los artículos publicados sobre la construcción de antenas RFID para tags pasivos y activos, siendo el dipolo la antena más común para el diseño de un tag de RFID [19]. De los artículos consultados se destacarán las siguientes antenas, todas ellas realizadas en tecnología impresa debido a sus ventajas en coste, peso y facilidad de fabricación:

- Antena tipo parche con polarización lineal y parcialmente rellena con estructuras CRLH (*Composite Right/Left-Handed*) para conseguir la doble frecuencia sin que sea necesario que exista una relación entre ambas frecuencias [3].
- Dipolo con sus brazos en forma de U cónica, e incluyendo en su interior el circuito del módulo sensor [7].
- Dipolo cónico de media longitud de onda en la banda de UHF [25].
- Dipolo de media longitud de onda con forma de “pajarita” (*bow-tie*) con brazos *T-match* y el chip en su interior en UHF [26].
- Monopolo en forma de Z rectangular dadas sus características de banda ancha y a que, mediante el uso de un plano de masa, funciona de escudo para los otros componentes electrónicos existentes en el sistema, como sensores o fuentes de alimentación [27].
- Tag de frecuencia duplicada basado en dos dipolos (3.5 y 7 GHz) de media longitud de onda, en configuración cruzada (formando una cruz) y 4 diodos de UHF. La primera ventaja es que separa el armónico fundamental y el secundario, y la segunda es que las ondas de entrada y salida están polarizadas ortogonalmente, haciendo que sean fáciles de separar [28].
- Dipolo con *stubs* inductivos y un parche metálico, los cuales proveen la reactancia y el parche disminuye la parte resistiva de la impedancia. Con ello se consigue mantener un tamaño pequeño de antena y que pueda adaptarse a chips con impedancia de baja parte real (baja parte resistiva) y alta parte imaginaria negativa (alta capacitancia), de ahí que la antena tenga que ser altamente inductiva tras aplicar el complejo conjugado [29].
- Dos dipolos doblados en cada lado del bucle de alimentación (*Dual Radiating Body Configuration*), donde se incluye el chip, para conseguir una alta directividad y por consiguiente un mayor rango de lectura [30] y [31].

Se concluye entonces que, a la hora de construir un tag de RFID, hoy en día hay que atenerse tres características fundamentales: miniaturizar la antena lo máximo posible manteniendo una eficiencia aceptable, conseguir la adaptación conjugada entre los terminales de la antena y el IC para maximizar la transmisión de potencia entre ambos, y la realización de tags de muy bajo coste mediante el uso de materiales y procesos de fabricación baratos para una producción masiva.

1.6 Características del reader

El diseño de las características que debe poseer el lector también merece ser estudiado aunque, a priori, no sea uno de los factores clave a la hora de construir un sistema RFID. Debe recordarse que no es necesaria una miniaturización excesiva del mismo, no es un sistema autónomo y portable (en gran parte de las aplicaciones), y no es necesaria una producción en masa. Esto es debido a que el reader suele ser un sistema que permanece fijo en un emplazamiento con toda la energía necesaria a su alcance, siendo capaz de gestionar multitud de tags mediante un único reader. Aún así ciertas características son imprescindibles:

- **Banda de frecuencias:** Dependerá de la regulación del país donde vaya a ser usado el sistema RFID (véase Tabla 1. 1 del apartado siguiente). De todas formas, la consecución de una antena que abarque toda la banda UHF de RFID será preferible para la configuración del sistema, implementación y reducción de costes.
- **Rango de lectura:** Será necesaria la transmisión de la suficiente potencia por parte del lector para que el tag sea capaz de activarse. Esto no será un gran problema en la consecución del reader ya que puede ser fácilmente modificable. Por ello esta característica queda ligada principalmente al tag y a su diseño.
- **Aplicaciones con movilidad:** El lector debe ser capaz de identificar a los tags del sistema aún cuando vayan a una cierta velocidad. El reader deberá tener la suficiente velocidad de proceso como para identificar tags que crucen a gran velocidad por su zona de funcionamiento.
- **Coste:** Dado que no se requiere de una fabricación masiva de readers puesto que con uno se pueden controlar multitud de tags, su coste no será un factor limitante en el desarrollo del sistema.
- **Fiabilidad:** Al igual que el tag de RFID, el reader debe ser un dispositivo fiable que pueda soportar las variaciones debidas a la temperatura, humedad, etc.

En cuanto a las características físicas de la antena:

- **Polarización:** Debe tener polarización circular debido a la incontrolable orientación que pueda tener el tag. De esto deriva otro factor importante, la **razón axial**, que deberá ser aproximadamente 1 para la obtención de polarización circular.
- **Ganancia:** Para el reader no es necesario un patrón de omnidireccionalidad como ocurría en los tags ya que debido a su emplazamiento fijo será posible apuntar la antena a la zona de paso de los tags. Es decir, podrá adquirir forma lobular (como la del parche de la Figura 1. 9) haciendo que, a menor ancho de haz se consiga mayor

directividad, y por tanto, mayor ganancia [22]. Con una alta ganancia se consigue un mayor rango de lectura, véase (1.3), aunque se reducirá el ratio de lectura del reader. Por tanto será necesario buscar un compromiso entre ambas características.

- **Adaptación de impedancias:** La adaptación conjugada entre el chip del lector y la antena utilizada será un factor importante para el traspaso de la mayor cantidad de energía entre el chip y la antena y viceversa. Puesto que la sensibilidad del lector es generalmente mayor que la del tag y puesto que es posible utilizar elementos que amplifiquen la señal recibida sin que esto suponga un gran problema, así como redes de adaptación externas, no será un factor limitante en la construcción de un sistema RFID. Por este motivo tampoco será objeto de estudio en este documento. Nótese que generalmente los chips de los lectores tienen una impedancia de 50Ω (véase apartado 1.11), siendo sólo necesario adaptar la impedancia real.

Finalmente se expondrán las antenas que a día de hoy se están utilizando en la literatura para construir el lector de una aplicación RFID. Varios de los artículos consultados basan la antena del reader en un parche con polarización circular y cuyo ancho de banda depende de la aplicación a desarrollar. Existen ciertos artículos que proponen antenas lineales, como el dipolo, para conformar el lector, pero siempre referidos a aplicaciones en las cuáles la orientación del tag es fija. Se destacarán las siguientes antenas:

- Antena tipo parche, con polarización circular, y parcialmente rellena con estructuras CRLH (*Composite Right/Left-Handed*) para conseguir la doble frecuencia sin que sea necesario que exista una relación entre ambas frecuencias [3].
- Parche con polarización circular a través del truncamiento de sus esquinas, en la banda de UHF [21].
- Antena con polarización circular basada en dos lazos cuadrados (LHCP, *Left Hand Circular Polarized* o polarización circular a izquierdas, que cubren la banda de 433 MHz) y dos dipolos en configuración cruzada (RHCP o polarización circular a derechas, 910 MHz) [30].
- Agrupación de antenas de tecnología plana controladas por fase (*planar phased array*) con gran ancho de banda para funcionar en toda la banda de UHF para RFID [32].
- Antena de doble banda (2.45 y 5.8 GHz) y una alta ganancia (9.56 y 10.17 dBi) mediante la utilización de aire como sustrato, una estructura de alimentación en forma de U y un anillo rectangular impreso en un sustrato de bajas pérdidas [33].
- Antena basada en 4 capas de conductor, que incluyen 2 parches truncados suspendidos, una línea de alimentación *microstrip* también suspendida y el plano de masa. Esta antena cubre el rango de 818-964 MHz con una ganancia de unos 8.3 dBi y una razón axial menor que 3dB (antena

circularmente polarizada). De la misma forma que [32] funciona en toda la banda de UHF RFID [34].

1.7 Protocolo de comunicación [6]

A continuación se hará un breve estudio del protocolo de comunicación entre el tag y el reader de un sistema RFID: protocolo UHF Gen 2 (*Generation 2*). Debido a la extensión del mismo, en las próximas hojas sólo se hará referencia de forma muy resumida a los apartados más relevantes.

Existen multitud de bandas de frecuencia que han sido asignadas a aplicaciones de RFID: 125 kHz, 13.56 MHz, 869 MHz, 902–928 MHz, 2.450 (2.400–2.483) GHz, y 5.800 (5.725–5.875) GHz [33]. El rango de frecuencias adoptado para la comunicación corresponde a la banda de UHF (*Ultra High Frequency*, 300 MHz - 3 GHz; 866-929 MHz para el protocolo RFID), la cual permitirá conseguir distancias de lectura (rango) y tasas de transferencia de datos mayores en comparación con los tags de LF (*Low Frequency*) y HF (*High Frequency*) existentes. Sin embargo, cuando la frecuencia de operación alcanza la región de microondas (2.45/5.8 GHz), el diseño del lector se hace más crítico [33]. Además, usando altas frecuencias no se atraviesan los materiales con tanta facilidad como se produce a bajas frecuencias. No obstante, las reflexiones son causantes de ampliar el rango aunque la zona de lectura no quede tan bien definida.

En función de la región en la que se comercialice el sistema UHF de RFID se asignará un ancho de banda y una banda de frecuencias específica, así como otras características de interés presentadas en la Tabla 1. 1.

	América del Norte	Europa	Japón	Corea	Australia	Argentina, Brasil, Perú	Nueva Zelanda
Banda [MHz]	902 - 928	866 - 868	952 - 954	908.5 - 914	918 - 928	902 - 928	864 - 929
Potencia	4W EIRP	2W ERP ²	4W EIRP	2W ERP	4W EIRP	4W EIRP	0.5 - 4W EIRP
Número de canales	50	10	A determinar	20	16	50	Varía
Límites espurios [dBc]	-50	-63	-61	-36	-50	?	?

Tabla 1. 1 Regulaciones para UHF.

² $P_{EIRP} = P_{ERP} \cdot 1.64$

Las regulaciones de potencia expresadas en EIRP (*Equivalent Isotropic Radiated Power*) están basadas en el diagrama de radiación esférico de un emisor isotrópico (antena que radia de forma uniforme en todas las direcciones del espacio). Puesto que las antenas reales no radian uniformemente en todas las direcciones, las regulaciones expresadas en ERP (*Effective Radiated Power*) se basan en el diagrama de radiación de un dipolo. Por ello, la relación entre la ganancia de una antena isotrópica y de una antena de tipo dipolo es de 1.64.

Cabe decir que, obviamente, para poder operar con el sistema RFID en todo el mundo, será necesario soportar todas las bandas definidas en la Tabla 1. 1. Acotando la región a Europa, se definen tres sub-bandas que se presentan en la Figura 1. 15 junto con la potencia para cada banda (ERP). El nivel LBT (*Listen Before Talk*) en la banda 1 (amarillo) es de -83 dBm, en la banda 2 (rojo) es de -96 dBm y en la banda 3 (azul) -90 dBm.

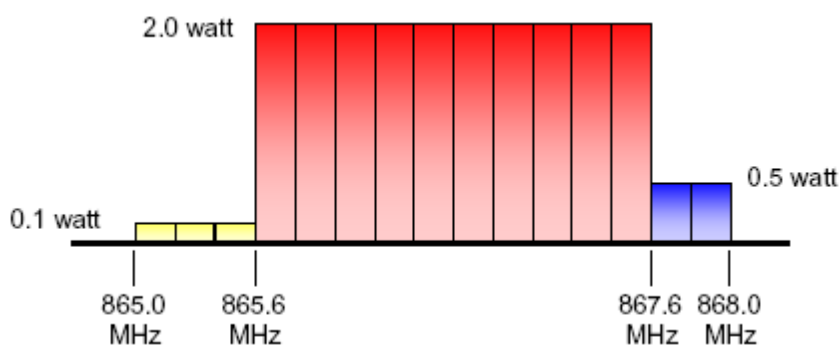


Figura 1. 15 Banda europea de UHF con 10 canales de 200 kHz a 2W ERP (3.2W EIRP) [6].

Listen Before Talk quiere decir que si un lector detecta una señal en su entorno, en el canal que se propone transmitir, se debe cambiar a otro canal libre. Después de 4 segundos se debe apagar el transmisor durante 0.1 segundos para permitir a otros lectores acceder a ese canal. En entornos con un número de readers mayor que el número de canales disponibles, se debe incorporar esquemas para minimizar la interferencia mutua.

En Europa se tiene un ancho de banda disponible por canal de 200 kHz, sin embargo, en USA se tienen 500 kHz. Esto provocará tasas de datos entre el tag y el reader mucho menores en Europa que en USA. Esto se debe a que el ancho de banda definido en UHF para Europa es mucho menor. Habrá que tener en cuenta estas limitaciones en función del país a la hora de construir el sistema RFID.

1.7.1 Principios de operación

La comunicación en el enlace descendente (reader-tag) se realiza mediante una modulación ASK con tasas de 26.7 a 128 kbits/s. Para ello se utiliza *Pulse Interval Encoding* (PIE), que modula la portadora a diferentes intervalos de tiempo para indicar la transmisión de 0 ó 1. El protocolo a seguir se muestra en la Figura 1. 16.

Además de esto se muestra en la Figura 1. 17 el preámbulo inicial con el que deben empezar todos los lectores para comunicarse con el tag.

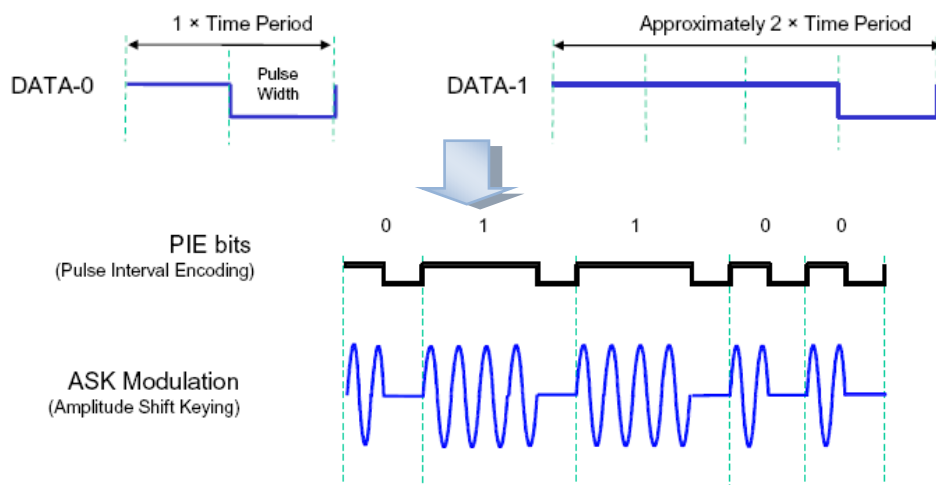


Figura 1. 16 Ejemplo de modulación en el enlace reader-tag [6].

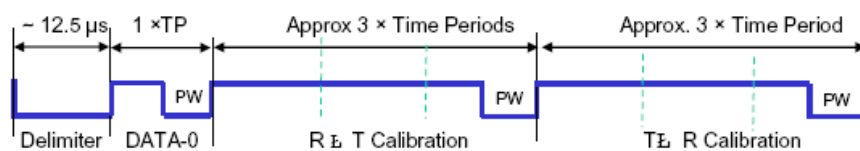


Figura 1. 17 Preámbulo inicial para realizar la comunicación entre todos los lectores con todos los tags [6].

La comunicación en el enlace ascendente (tag-reader) se puede hacer mediante ASK o PSK BACKSCATTER. La codificación utilizada puede ser: FM0 *Baseband* (40 a 640 kbits/s) o Miller Sub-Carrier (5 a 320 kbits/s). Para FM0 debe haber una transición (de 1 a 0 ó de 0 a 1) al final de cada periodo de bit y, para el bit 0 es necesaria una transición adicional a la mitad del periodo de bit. Esto se aprecia en la Figura 1. 18.

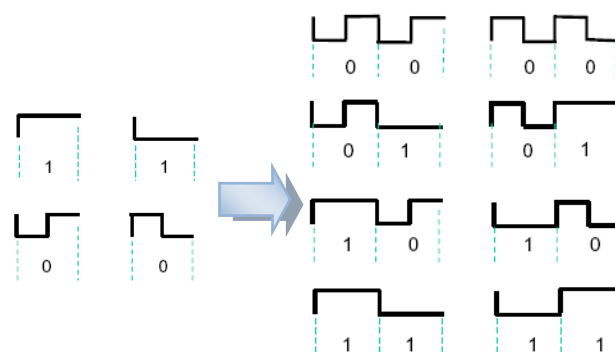


Figura 1. 18 Codificación FM0 en el enlace tag-reader. (izquierda) Representación de los bits. (derecha) Secuencias posibles [6]. Consultar [6] para los preámbulos.

La codificación Miller se caracteriza en que la transición ocurre entre dos ceros en la secuencia y también en el medio de un uno. Una secuencia de Miller puede tener $M = 2, 4$ u 8 ciclos por bit, definiendo dicho parámetro mediante el comando de consulta (*Query command*). La Figura 1. 19 muestra cómo realizar la codificación Miller, así como las dos posibles modulaciones a utilizar en este enlace: ASK o PSK.

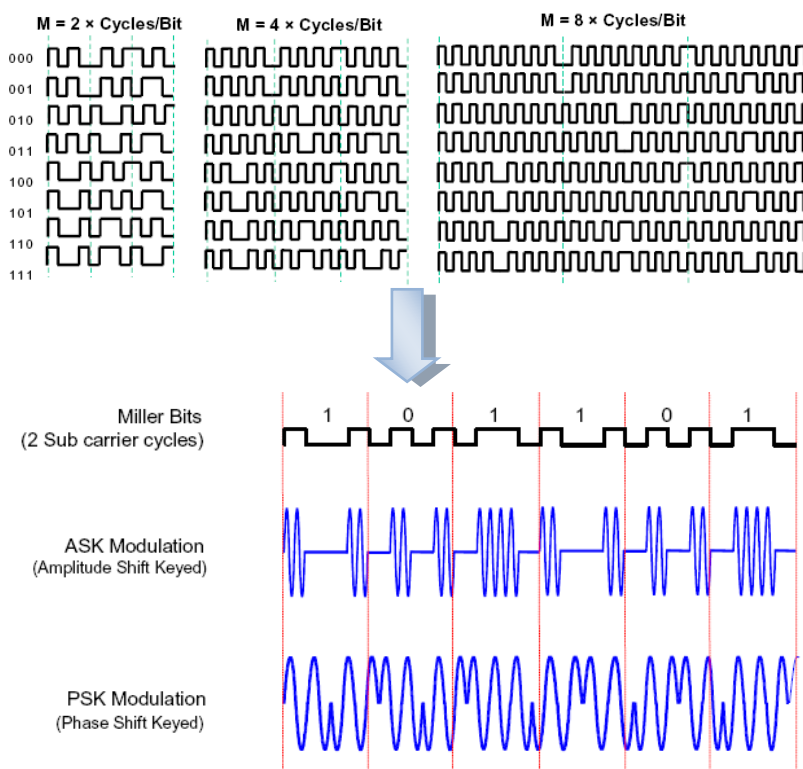


Figura 1. 19 Ejemplo de modulación en el enlace tag-reader con codificación Miller [6]. Consultar [6] para los preámbulos.

1.7.2 Memoria en tags

Los tags poseen 4 bancos de memoria no volátiles, es decir, cuando se desconecta la alimentación no se pierde el contenido. La Figura 1. 20 los representa.

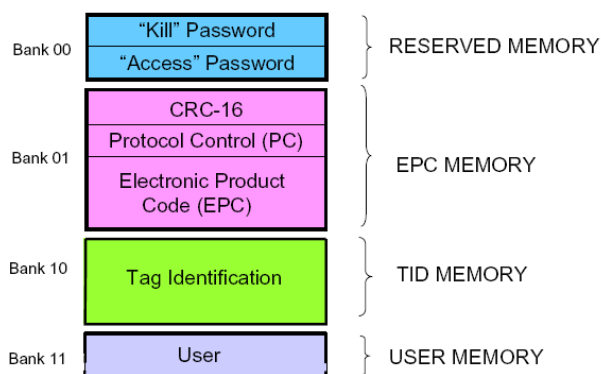


Figura 1. 20 Bancos de memoria de un tag [6].

- *Reserved Memory*: Contiene las contraseñas (32x2 bit) del tag (*kill* para silenciar el tag permanentemente y *Access* para permitir al tag entrar en el estado seguro).
- *EPC Memory*: Contiene el Código de Redundancia Cíclica, el protocolo de control y el código del producto al cual el tag está unido.
- *TID Memory*: Contiene un identificador de clase, un identificador de máscara del diseñador, el número del modelo y otra información adicional.
- *User Memory*: Opcional y contiene datos específicos.

1.7.3 Comandos

Existen tres operaciones básicas que gestionan los tags:

- *Select*: Determina qué grupo de tags van a responder, es decir, qué tags tomarán parte en el siguiente estado.
- *Inventory*: Identificación de tags.
- *Access*: Una vez que el tag se haya identificado puede intercambiar comandos con el reader.

Para mayor información de los comandos a utilizar en función de la acción a desarrollar, se puede consultar en [6].

1.8 Aplicaciones

RFID es una tecnología inalámbrica compacta y en auge para la identificación de objetos. Además, es considerada como un eminente candidato para la realización de una red inalámbrica *ad-hoc* [13]. RFID utiliza ondas electromagnéticas para transmitir y recibir información almacenada en un tag para/desde un lector, haciendo que esta tecnología tenga mejores prestaciones que las formas convencionales de identificación. Esto es, grandes rangos de lectura, rápidas tasas de transferencia, la capacidad de incorporación de tags en el interior de los objetos, innecesaria línea de visión y la capacidad de leer una gran cantidad de tags de forma simultánea [2]. Es por ello que hoy en día, numerosas sean las aplicaciones derivadas de la tecnología RFID. Ejemplo de ello son las redes de sensores, utilizadas para la toma de temperatura en diferentes ubicaciones para control, aplicaciones en casas inteligentes, administración eficiente de la energía o seguridad industrial. Sin mencionar multitud de aplicaciones relacionadas con el sector automovilístico, telefónico o de seguridad. La recopilación que se ha hecho

en este documento es sólo una ínfima parte de los numerosos documentos que existen en la actualidad en referencia al uso de esta tecnología, y que vaticina ser una de las tecnologías con un gran auge, aún si cabe, en el futuro.

1.8.1 Redes de sensores inalámbricas

Una de las aplicaciones ligadas a la tecnología y que hoy en día tiene gran calado se centra en las redes de sensores inalámbricas (*wireless sensor networks*). Dichas redes se caracterizan por estar compuestas por múltiples nodos en diferentes emplazamientos, equipados con sensores que desarrollan una tarea en común y que se comunican de forma inalámbrica. Dichas redes son ajustables a numerosas aplicaciones prácticas, algunas de las cuales se abordarán a lo largo de este apartado.

En [7] se propone un sistema completo de bajo coste para redes de sensores con capacidad de medición de temperatura en el emplazamiento en el que están ubicados. Los módulos correspondientes a los sensores se diseñaron de acuerdo al esquema presentado en la Figura 1. 21.

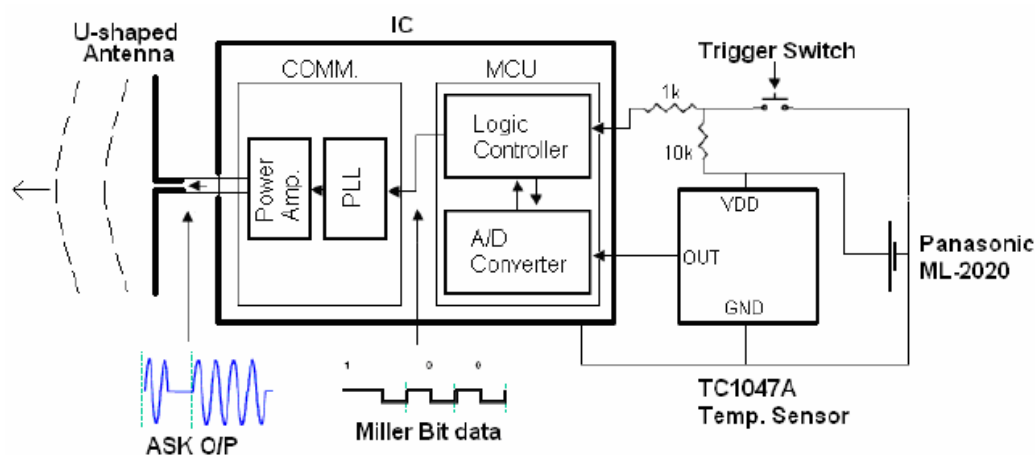


Figura 1. 21 Diagrama de los módulos de los sensores inalámbricos [7].

La unidad de control *8-bit* (MCU o *microcontroller unit*) se encarga de la gestión del sensor inalámbrico. Dicha unidad de control posee 3 modos de funcionamiento seleccionables por el *Trigger Switch* mostrado en la Figura 1. 21:

- *UNMOD*: Se inicia el módulo de comunicación (COMM en la Figura 1. 21) y transmite una señal a la frecuencia en el entorno de los 900 MHz.
- *SENSE*: Obtiene una muestra de la temperatura a través del sensor analógico de temperatura externo TC1047A y que, mediante el conversor analógico-digital se traduce a 10 bits. Posteriormente se utiliza el módulo de comunicación para enviar dichos datos usando una modulación ASK.

Los datos son codificados mediante una codificación Miller (utilizada en el protocolo *RFID's GEN-2* ya explicado).

- *SLEEP*: Se deshabilita el módulo de comunicación y se permanece en un estado de muy bajo consumo de potencia ($\approx 1.8 \mu\text{W}$ frente a los 36 mW que se consumirían en el estado *UNMOD*).

En cuanto a la antena, uno de los esquemas propuestos consiste en un dipolo de media longitud de onda, pudiendo ser doblado o de forma cónica para conseguir un tamaño más compacto y un mayor ancho de banda [4], [7]. El dipolo está diseñado en tecnología impresa, con sus brazos en forma de U cónica, e incluyendo en su interior el circuito del módulo sensor, véase Figura 1. 22. La parte más ardua en la utilización de una antena de tipo dipolo fue la de conseguir la integración y el aislamiento suficiente entre esta y el circuito del módulo sensor. La gran cercanía entre la antena y el circuito altera su impedancia mutua y puede causar una desadaptación con el amplificador de potencia, reduciendo así la cantidad de potencia radiada y el rango de transmisión.

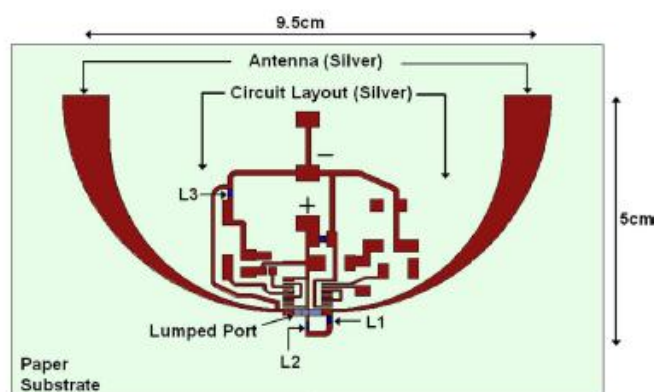


Figura 1. 22 Dipolo de media longitud de onda en forma de U cónica con el circuito en su interior [7].

Para calcular la viabilidad del sensor de temperatura inalámbrico se conectó el lector a un analizador de espectros en tiempo real (RTSA) que capturaba la señal recibida y, tras su decodificación, se comparaba con la temperatura obtenida por un termómetro comercial. El resultado mostraba una alta concordancia entre ambas medidas.

Puesto que el grupo de redes de sensores es muy amplio, también se propone un sistema de localización que rastrea la posición de un dispositivo emplazado remotamente [35]. Esta aplicación puede ser muy útil en grandes entornos de estacionamiento de automóviles. Por ejemplo, en un concesionario de automóviles para encontrar directamente un vehículo de forma rápida y precisa, o para utilizar y explotar los datos de localización. Todo ello con el fin de optimizar y reducir costes en el trabajo diario. Se trataría de colocar el tag en el salpicadero de los coches y que a su vez utilice la luz solar para alimentar el chip y enviar la información (aunque sólo sería posible hacerlo durante el día), evitando así reemplazar las

baterías cada pocos meses. Además el tag también funciona como un mecanismo de disparo para inicializar la comunicación asíncrona entre los nodos de sensores inalámbricos.

El método de estimación de posición de un tag pasa por utilizar la distancia de 3 ó más puntos fijos cuya posición exacta es conocida de antemano. Estos puntos de referencia serían los nodos de la red de sensores inalámbricos antes mencionados. Sin entrar en muchos detalles, la distancia entre estos puntos y el dispositivo sería estimada a través de la fuerza de la señal recibida por un tranceptor junto con la EIRP del tag también conocida de antemano.

La antena utilizada para el diseño del tag se basa en un monopolo en forma de Z rectangular con una ganancia de 0 dB.

Otro de los usos que se le pueden dar a los sistemas RFID dentro de las redes de sensores se presenta en [37]. Sensores de RFID pueden ser utilizados en monitorización en tiempo real y en aplicaciones de monitorización médicas. Integrando en el tag el sensor específico y la antena, se podría detectar la condición del paciente en aspectos tales como la temperatura del cuerpo, para luego transmitir la señal mediante la utilización del sistema RFID. Los lectores implementados por todo el hospital almacenarían la información transmitida por el tag, disparándose una alarma para notificar al médico si alguna condición de las medidas supera ciertos umbrales. Esto permitiría tener un sistema completamente inalámbrico de bajo coste (dependiendo del tag diseñado) y de fácil implementación en hospitales. Además, se podría incluir en el tag cierta información extra, como la cantidad recomendada de medicación, para evitar posibles sobredosis o errores en el tratamiento. Una metodología similar podría ser utilizada para el desarrollo de biosensores y redes corporales inalámbricas (WBAN, *Wireless Body Area Networks*) como se muestra en la Figura 1. 23.

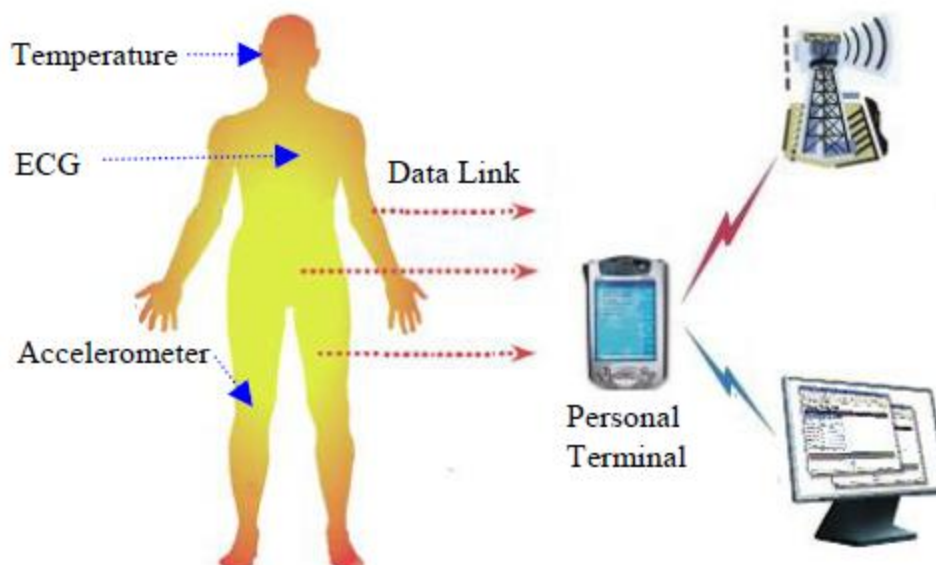


Figura 1. 23 Esquema de aplicación de redes de sensores de RFID a la monitorización médica. Los tags corresponderían a sensores de temperatura, un acelerómetro y un electrocardiógrafo. El reader sería el *Personal Terminal* que se encargaría de administrar y transmitir la información [37].

1.8.2 Compuestos de nanotubos de carbono

Otro de los campos en estudio son los propuestos en [12], el cual se centra en las redes de sensores de gases tóxicos. Los compuestos de nanotubos de carbono (CNT) tienen una conductancia eléctrica altamente sensible a variaciones extremadamente pequeñas de gases (amoníaco NH_3 , óxido de nitrógeno NO_x , etc). En [12] se probó que, cuando se variaba la composición de amoníaco se producía un cambio de impedancia, provocando una variación en la potencia de *backscatter* de la antena RFID, lo que permitía ser fácilmente captado por el lector RFID para realizar la detección de gas a tiempo real. Se ha descubierto que los compuestos CNT tienen una característica única en cuanto a rendimiento resistivo se refiere, lo cual habilita la posibilidad para ser la siguiente generación de sensores con una elevada sensibilidad, en el entorno de 1ppmm (parte por mil millones); mejorando en 2-3 órdenes de magnitud a los sensores tradicionales [13].

1.8.3 Tecnología SAW

También en el artículo [12] se exponen aplicaciones relacionadas con sistemas de gestión eficiente de energía (para casas inteligentes o *smart house*). Se trata de un sistema de control de la temperatura mediante una red distribuida de nodos de RFID sin circuitería integrada (*chipless*). Dichos sensores están basados en tecnología SAW (ondas acústicas de superficie) y, cada uno de ellos devuelve un patrón de *backscatter* único permitiendo la identificación de cada sensor individualmente. Además dicho patrón también varía con la temperatura, haciendo que dichos nodos actúen como sensores de temperatura. Este sistema requiere mucha menor potencia que los sistemas RFID pasivos tradicionales, permitiendo presentar una clara ventaja para aplicaciones residenciales.

Los tags RFID pasivos tradicionales (*chip-enabled*) requieren de la potencia de transmisión del lector para “despertar” al tag (su circuitería) y, el camino de vuelta está conformado por la reflexión de una señal (*backscatter*). En *chipless* RFID, sin embargo (a los que se ligan los dispositivos tipo SAW), el rango es mayor porque el tag no necesita ningún tipo de potencia permitiendo así que el rango venga limitado únicamente por la respuesta de *backscatter* [14]. La mayor parte de los estudios que consideran la integración de sensores con la tecnología RFID ha sido en relación a sistemas activos, donde el nodo es alimentado localmente por una batería. Gran cantidad de estudios han sido enfocados a reducir la potencia de consumo de los sensores [15], y en el uso de tecnologías para la consecución de energía y la recarga de baterías de forma autónoma [16], [17]. La naturaleza pasiva de los tags *chipless* SAW introducen una serie de limitaciones en comparación con sus homólogos *chip-enabled*:

- El identificador que posee cada tag es altamente codificado en el momento de construcción del mismo y, por lo tanto, es de sólo lectura y no se puede modificar.

- Puesto que no existen capacidades de procesado en los tags sin circuitería integrada (*chipless*) y las técnicas de anticolisión dependen completamente del lector, hacen que el reader tenga que soportar una enorme carga de procesado.

Para estas aplicaciones particulares que se están describiendo, estas limitaciones no son importantes ya que no existe requerimiento de modificar el identificador y que, a diferencia de la típica aplicación de RFID para una cadena de suministro o de inventario, aquí, el número de tags es muchísimo menor. Por ello los requisitos de anticolisión para este tipo de aplicaciones de temperatura son enormemente reducidos, lo que facilita el diseño del lector.

1.8.4 Sector automovilístico

En [29] se presentan tres antenas en 915 MHz para conformar un tag pasivo y ser utilizados dentro de neumáticos comerciales de automóviles. La potencia necesaria para activar el microchip del tag se obtiene del campo electromagnético provisto por la antena del lector. El IC almacena el identificador único del neumático (ID), que puede ser asociado con el número de identificación del vehículo. El chip también almacena información acerca de cuándo y dónde fue hecho el neumático, su máxima presión, su tamaño, etc. Una substancial mejora, en comparación con los códigos de barras, es que los sistemas RFID tienen la capacidad de escribir y leer en la información que transporta el objeto. Es decir, el tag puede llevar varios kilobytes de datos que pueden ser leídos de forma selectiva, actualizados con nuevos datos y modificados, ya sea borrando o sobrescribiendo. Otra característica elemental de este sistema es la capacidad de que el tag y el reader interactúen sin línea de visión, importantísimo teniendo en cuenta que el tag puede estar emplazado dentro del neumático, evitándose así tener que sacar el tag del neumático para obtener la información deseada. Además el tag no está a la intemperie y su durabilidad será aún mayor.

Para la consecución de esta aplicación hay que tener muy en cuenta el objeto en el que va a ser emplazado, en este caso el neumático (además de las mallas de acero que poseen los neumáticos comerciales), debido a las pérdidas que introduce y por consiguiente a una reducción del rango de lectura. También se tuvo en cuenta la orientación del lector, por ello se construyeron tres antenas. De este modo se cubrieron todos los posibles emplazamientos que el reader pudiese tener en relación al tag, de tal forma que si lector se posiciona donde el diagrama de radiación del tag presenta un nulo, se pudiera utilizar el otro tipo de antena que presente un máximo.

1.8.5 Telefonía

La tecnología RFID ha aportado la capacidad de identificación, localización, y seguimiento en tiempo real de productos, animales y personas. Por ello en [36] se

propone la integración de RFIDs en teléfonos móviles. Si el teléfono funcionara como reader, sería capaz de adquirir una gran cantidad de información acerca de los usuarios que se encuentran en los alrededores, así como anuncios, productos de consumidores, artículos personales y su ubicación. Por otro lado, el teléfono funcionando como tag de RFID sería capaz de acceder a servicios tales como pagos por teléfono móvil donde el teléfono se comporta como una tarjeta de crédito asociada a una cuenta de banco particular. Ello implicaría que si se consigue acoplar las antenas con la tecnología 4G de alta velocidad podría habilitar al teléfono como una plataforma RFID con numerosas aplicaciones en la industria de la salud, bio-diagnósticos y telemedicina. De esta manera se facilita la comunicación en tiempo real entre el paciente y el médico, en materia de medicamentos, citas e información específica. Para facilitar la convergencia de RFID con los nuevos teléfonos móviles 4G, en este artículo se propone una antena de doble banda, operando en la banda de RFID (860-960 MHz) y en la de los móviles 4G (2.3-2.4GHz).

1.8.6 Seguridad

En [38] se debate el uso de la tecnología de RFID como una solución a los diferentes problemas de seguridad existentes hoy en día. En concreto se abordan los sistemas de antirrobo, los sistemas contra la falsificación y la seguridad nacional.

En cuanto al primero, la tecnología RFID permite realizar un seguimiento en tiempo real para la mejora de las aplicaciones antirrobo, por ejemplo habilitando al distribuidor saber qué elemento ha sido movido y cuándo. RFID puede incluso disparar las alarmas y bloquear las puertas de acceso si fuese necesario. Un ejemplo más práctico de este sistema sería, por ejemplo, acoplar un tag RFID (preferiblemente pasivo debido a sus beneficios y al coste reducido) a los objetos de mayor valor. Así, incorporando el reader cerca de los objetos etiquetados, cuando uno de ellos sale del estante, el lector detectará que ha sido extraído. Entonces, el reader transmitirá una señal de aviso al sistema principal que indicará a los demás lectores desplegados empezar la búsqueda del tag perdido. Cuando uno de ellos lo detecte se podrá activar, por ejemplo, una grabación de video del lugar donde se encuentra el objeto.

En la actualidad los objetos más falsificados corresponden a las prescripciones de medicamentos, billetes y artículos de lujo. Una solución de RFID pasa por asociar un código único a cualquier objeto para que pueda ser seguido a través de la cadena de suministro. En [38] proponen un tag ultra compacto para el seguimiento de los medicamentos, permitiendo almacenar su nombre, lugar de producción, fecha de caducidad, o incluso el tamaño y el color del paquete en el chip del tag. Por ello, si se escanea el contenido grabado en el chip y se comprueba que la información no concuerda con el paquete que se tiene delante, es que se ha falsificado.

La seguridad nacional representa una preocupación de elevada importancia para la sociedad actual. La inserción de paquetes peligrosos en aviones, coches o barcos

por parte de terroristas puede suponer un gran peligro para las ciudades. Un tag activo de RFID con baterías recargables se puede acoplar a cada contenedor o paquete para realizar un seguimiento global del mismo vía GPS u otro tipo de sistemas. Cuando un paquete se descarga en un área no autorizada o experimenta una intrusión, el tag de RFID grabará tal información y la transmitirá al sistema central, dando mayor antelación a los sistemas de alarma.

1.9 Sistema propuesto

Antes de iniciar la construcción de un sistema RFID hay que tener una visión general del prototipo que se desea plantear así como una serie de puntos principales a tratar. El diagrama de flujo incluido en la Figura 1. 24 incluye todas estas características y los pasos a seguir para su construcción. Todos estos puntos han sido o serán tratados a lo largo del documento, si bien en algunos se ha hecho más hincapié que en otros puesto que abarcar un diseño RFID en su completa totalidad requiere de infinidad de trabajo.

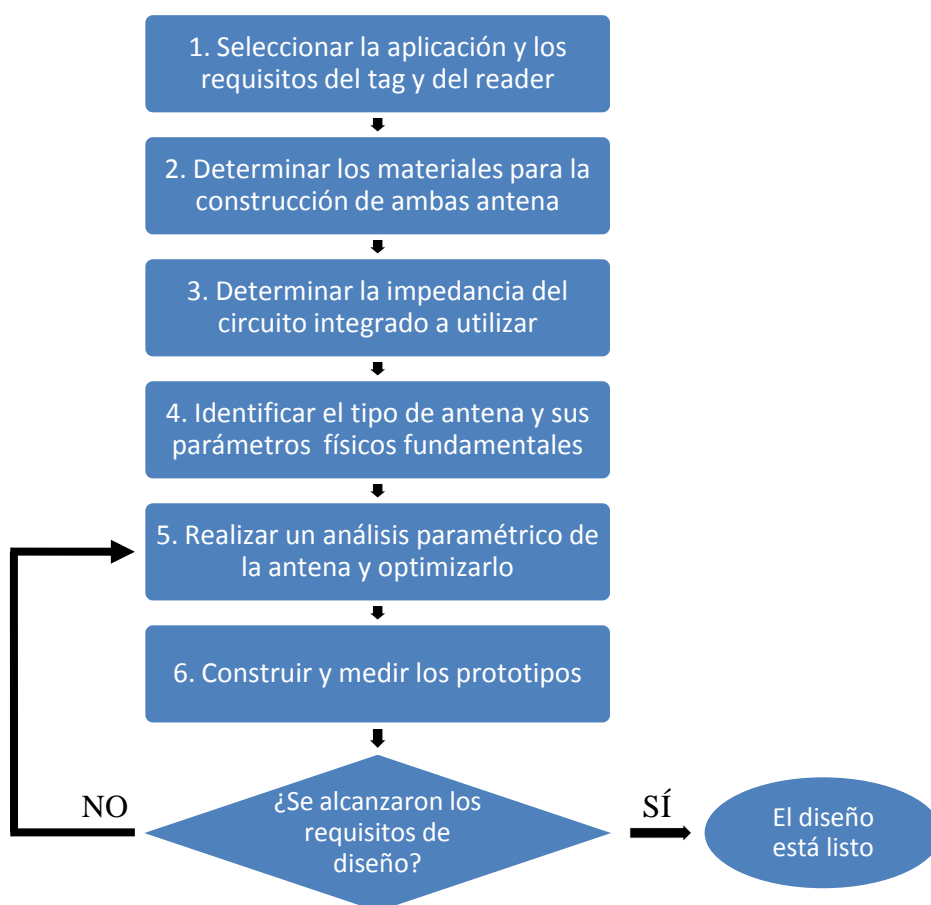


Figura 1. 24 Diagrama de flujo para la construcción de un sistema de RFID.

A partir de ahora se irán desarrollando los pasos para la consecución del sistema propuesto. En este apartado se desarrollarán los puntos 1, 3 y 4, y en el capítulo 2 y 3 los puntos 2, 5 y 6. En primer lugar se apostó por el desarrollo de una aplicación que requiriese una gran capacidad de transmisión. Para ello se escogió un sistema activo full-duplex cuyas frecuencias corresponden a los 900 MHz para el enlace tag-reader y 2.45 GHz para el reader-tag, puesto que sus pérdidas son mayores. De esta forma se consigue tener un gran rango de lectura así como una mayor tasa de transferencia debido al uso de altas frecuencias. No sólo eso, sino que al tener uno de los enlaces en la banda de UHF, se permite utilizar la misma frecuencia que el protocolo de RFID. En cuanto a las antenas de doble banda, un parche con polarización circular cargado con resonadores LC compondrá el reader, mientras que para el tag se utilizará un dipolo doblado antipodal con polarización lineal y cargado con resonadores LC o con metamateriales. Todo ello para conseguir un tamaño de antena del tag con las dimensiones de una tarjeta de crédito, unos 85 x 54 mm.

Este tipo de sistemas activos full-duplex ofrecen muchas capacidades pero, sin embargo, no han sido completamente explotados debido a dos inconvenientes: el hecho de no tener antenas auto-diplexadas de doble banda y el de conseguir sistemas activos de doble banda para frecuencias arbitrarias. Es decir, que las frecuencias en cada enlace sean diferentes, con cualquier ratio arbitrario entre ellas. Por eso se han desarrollado más los sistemas basados en interrogación armónica [3]. Uno de estos inconvenientes, el auto-diplexamiento, es uno de los puntos principales a tratar a la hora de conseguir un sistema activo full-duplex. Este concepto se basa en que las antenas de doble frecuencia consten de dos puertos aislados entre sí, así se podrán conectar simultáneamente las antenas de doble banda a los transmisores y receptores sin interferir entre ambos. Con ello se consigue evitar la interferencia por acoplo entre ambos radio enlaces. Para conseguir este aislamiento, así como dos frecuencias de funcionamiento, se ha estudiado en el capítulo 2 y 3 la inserción de metamateriales y resonadores LC en las antenas. Puesto que esto no es suficiente, una solución para aumentar el aislamiento sería alimentar la antena mediante acoplo por proximidad o acoplo por apertura, en caso del parche (dado que la alimentación coaxial podría ofrecer un aislamiento muy pobre). Además, aumenta todavía más si las líneas se colocan como puertos de alimentación ortogonales debido a la ortogonalidad de los modos que se excitan. Si todavía se quiere más aislamiento, se introducen metamateriales a la entrada de la línea de alimentación para conformar un filtro a la frecuencia de funcionamiento del puerto, rechazando así los modos no deseados. Tanto estas características como las del diseño de un sistema activo full-duplex auto-diplexado han sido tratadas en [3] con muy buenos resultados. A modo de resumen de este artículo, se proponen 2 antenas tipo parche basadas en metamateriales, el tag con polarización lineal y el reader circular. El tag se alimenta a través de acoplo por apertura, estructura algo más complicada que por proximidad, para tener así mayor número de grados de libertad y poder conseguir impedancias complejas a las dos frecuencias. El reader sólo necesita una adaptación convencional a Z_0 . Por ello,

utilizar líneas con acoplo por proximidad, las cuales sólo tienen un grado de libertad, es suficiente y fácil de implementar. Ambas antenas utilizan OSRRs en sus líneas de alimentación para aumentar el aislamiento y, aunque la selectividad obtenida sea menor que la de los filtros que usan SRRs, las pérdidas de inserción son también menores, haciendo que la eficiencia de la antena no se degrade.

Por ello, el sistema aquí propuesto (parche con resonadores LC) pasaría por la inserción de 2 líneas de alimentación ortogonales (en realidad 4, ortogonales dos a dos, para conseguir polarización circular) mediante acoplo por proximidad, además de incluir OSRRs a modo de filtro (véase Figura 1. 25) para aumentar el aislamiento. No sería necesario el uso de acoplo por apertura ya que para el chip utilizado en el reader (apartado 1.11, chip R1000), la impedancia es de 50Ω , no siendo necesaria adaptación conjugada, y siendo suficiente con el único grado de libertad que proporciona la alimentación de acoplo por proximidad. Si bien esta sería la propuesta, no se estudiará la misma en este documento debido a las causas que se explican más adelante. Sí se estudiará la posibilidad de utilizar alimentación mediante acoplo por proximidad para esta novedosa estructura desarrollada.

En cuanto a la auto-diplexación del tag, a diferencia de [3], aquí no se tiene un parche, y no se pueden aplicar las técnicas de alimentación utilizadas en el reader. Para el dipolo se podría hacer un diplexor compacto en la misma línea de alimentación. La idea sería que de la línea de alimentación salgan dos líneas a modo de divisor y en cada línea emplear partículas filtrantes, cada una a una frecuencia. Por ejemplo, se podría utilizar para esto los OSRRs empleados en el parche. Con esto se tendrían dos puertos, cada uno a una de las frecuencias de funcionamiento, sin que supusiera un aumento considerable de las dimensiones del tag.

Respecto a la polarización, en el caso del diseño propuesto, el dipolo posee polarización lineal (horizontal o vertical en función de la posición) con lo que no es necesario ningún ajuste adicional. Por el contrario, el parche requiere de polarización circular y para ello existen diversas técnicas para conseguirlo. Estas técnicas se basan en la excitación de 2 modos ortogonales con una diferencia de fase de 90° . Para ello se puede realizar una pequeña perturbación en el parche (hacer una ranura o trincar las esquinas por ejemplo) o utilizar elementos externos que consigan excitar los modos ortogonales con igual amplitud pero en cuadratura de fase. Este último ha sido el diseño empleado en [3], donde se han utilizado dos *branch-line* convencionales, uno para cada frecuencia de funcionamiento. En la Figura 1. 25 se aprecian estas características explicadas y cómo existen 4 puertos en total, 2 de los cuales estarán acabados con carga adaptada y los otros 2 serán los propios puertos. En función de la configuración escogida se tendrá RHCP (polarización circular a derechas) a las 2 frecuencias, LHCP (polarización circular a izquierdas) a las 2 frecuencias, LHCP a una y RHCP a otra frecuencia, o viceversa.

Por tanto, un esquema parecido sería lo propio a utilizar en el parche con resonadores LC, por ejemplo utilizando una de las frecuencias con polarización

circular a izquierdas y la otra con polarización circular a derechas se obtendría aún más aislamiento.

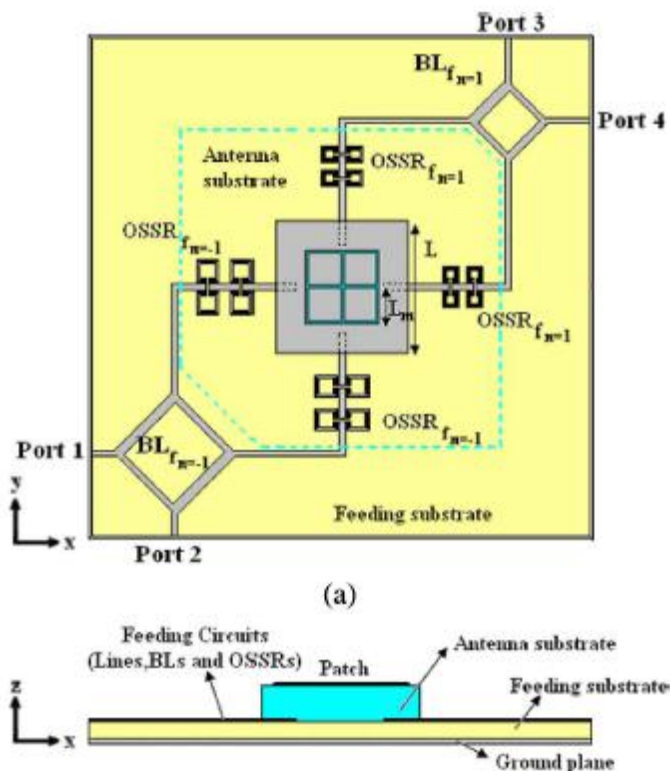


Figura 1. 25 Layout del parche de doble banda auto-diplexado con polarización circular, alimentado mediante acoplo por proximidad y con OSSR a modo de filtro en las líneas [3].

Si bien uno de los parámetros más importantes para RFID pasa por conseguir la adaptación conjugada entre el chip y la antena del tag, aquí no se hará dicho análisis. Sin mencionar la consecución de la polarización circular o del diseño físico de antenas auto-diplexadas. Esto es debido a que el proyecto ha sido enfocado a la búsqueda de 2 antenas de doble banda cuya separación entre ambas frecuencias sea muy elevada, es decir, de 900 MHz a 2.45 GHz. Además se ha buscado que el diagrama de radiación sea el mismo para ambas frecuencias. Así, un diagrama omnidireccional en uno de los planos para el dipolo, y un diagrama dipolar (*broadside* y de un lóbulo) para la antena de tipo parche. Todo ello sin perjudicar la eficiencia de la antena a sendas frecuencias de funcionamiento, dada la enorme separación frecuencial.

En resumen, el diseño propuesto consta de dos partes principales. En primer lugar el tag vendrá compuesto por un dipolo doblado antipodal de doble banda, auto-diplexado, cargado con resonadores LC y con polarización lineal. La señal llega al dipolo a 2.45 GHz y sale por el puerto 1, que inmediatamente después, pasará al mezclador para bajarla a los 900 MHz de funcionamiento del chip. Aquí surge el primer escollo, siendo necesaria una impedancia compleja si se desea obtener la máxima ganancia posible, dado un mezclador formado a partir de un FET [39] y un oscilador local en torno a los 1.55 GHz. Puesto que se tiene que hacer una conversión en frecuencia, se estaría hablando por tanto de un tag activo,

es decir, de un sistema RFID activo. La salida del FET a 900 MHz alimentará directamente al chip de RFID. A su salida (del chip) se tendrá información modulada a 900 MHz que alimentará el puerto 2. Este puerto 2 deberá tener adaptación compleja conjugada con el chip de RFID para minimizar lo máximo posible el factor de desadaptación (1.8). El chip propuesto (apartado 1.10) tiene una impedancia de $32 - 228j\Omega$ (a 866 MHz), por lo que la impedancia óptima de la antena en el puerto 2 sería de $32 + 228j\Omega$. Esta señal saldrá del dipolo a 900 MHz hacia el reader.

El reader será un parche de doble banda auto-diplexado, cargado con resonadores LC y con polarización circular. Recibirá la señal a 900 MHz por el puerto 2 y la pasará al chip RFID del lector que funciona a esa frecuencia. Puesto que los chips de los lectores suelen tener impedancia únicamente real e igual a 50Ω (como es el caso del chip R1000 propuesto) sólo sería necesario adaptar la impedancia real. Tras este paso, y habiendo decodificado la señal recibida del tag, cada vez que se requiriese de información del tag, el chip del reader modularía la señal con la petición a los 900 MHz. Esta petición pasaría por el mezclador para obtener una señal en 2.45 GHz, la cual pasaría al puerto 1 del parche y finalmente este transmitiría la señal al tag; cerrándose así el ciclo.

El esquema con todas las características que se han explicado se muestra en la Figura 1. 26.

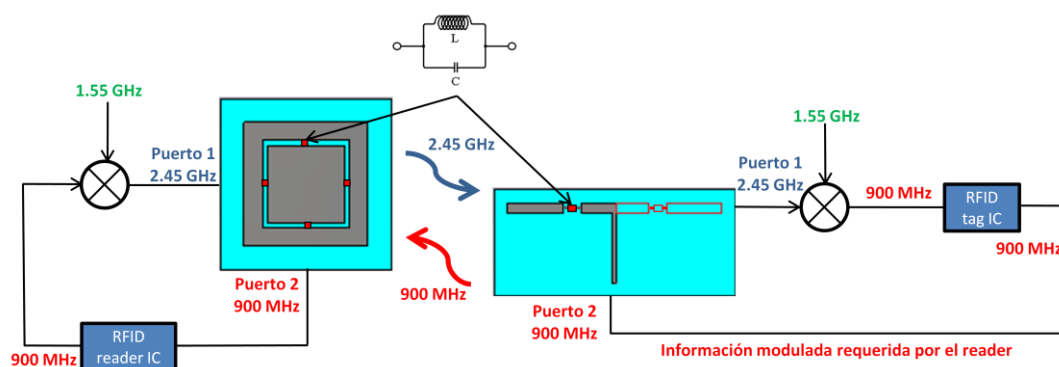


Figura 1. 26 Esquema completo del sistema RFID propuesto.

1.10 Chips comerciales para tags

En este apartado se pretende buscar un chip (ASIC) que reúna todas las características necesarias para adaptarse perfectamente a la antena diseñada para el transponder y conformar perfectamente un tag de RFID.

El requisito fundamental para dicho ASIC es que tenga 2 puertos, uno de entrada y otro de salida para conectarse a sendos puertos de la antena, así como que dichos puertos no estén en modo diferencial. Puesto que cada chip posee una impedancia específica, será la antena la que deba ser optimizada para obtener la adaptación conjugada y así conseguir la máxima transferencia de potencia. En

cuanto a la frecuencia, la búsqueda se centra en la banda de UHF de RFID del estándar, siendo la misma que la elegida para la construcción de las antenas.

Se consultaron numerosos distribuidores de RFID para la búsqueda de chips comerciales para tags. La siguiente clasificación resume la información encontrada:

- **Soluciones completas:** Numerosos fabricantes proporcionan la solución completa del tag, es decir, comprendiendo desde el circuito integrado hasta la antena para realizar la comunicación con el reader. Puesto que lo que se pretende es encontrar un chip que se adecúe a la antena desarrollada, este tipo de proveedores no son de gran ayuda. Puesto que se busca un tag en la banda de UHF, las soluciones completas encontradas se regirán a este criterio. Se pueden destacar:
 - Avonwood: Un ejemplo es su solución completa del tag denominada “UHF 868MHz Small Label Tag” con el protocolo EPC Class 1 Gen 2 o también “UHF Paper Tag Standard”.
 - Caen: Proporciona una solución completa para el tag con “WANTENNAX009 Linear polarized 3db gain 915 MHz PIFA antenna” la cual funciona a 915 MHz con una polarización lineal y 3 dBi de ganancia.
 - Intellex: Con su tag de class 3 en UHF “Intellex BAT-7300 Badge Tag”.
 - Wavetrend: Con kits de demostración de numerosos tags.
 - Motorola.

- **Chips HF y LF:** Otros fabricantes ofrecen chips a bajas frecuencias que no tendrían cabida en esta aplicación donde se requiere un sistema en UHF. Ejemplo de ellos son:
 - Amic Technology: Como por ejemplo el IC A9211B a 13.56 MHz que no necesita potencia externa para alimentarlo. Es decir, es pasivo.
 - Fujitsu: Con chips a 13.56 MHz (MB89R118, 118B y 119) y UHF sólo para Japón.
 - ST Microelectronics: El LRI64 es un ejemplo de los numerosos chips que comercializan a 13.56 MHz.
 - NXP: El HTMS8201FTB que funciona en la banda de 100-150 kHz.

- **Transceptores genéricos:** Existen en el mercado multitud de transceptores genéricos que funcionan en un amplio rango de frecuencias. El problema que poseen estos transceptores es que son capaces de soportar muchos protocolos, siendo necesario una configuración del IC para que en concreto utilice el protocolo EPCglobal Gen2 utilizado en RFID, añadiendo dificultad al desarrollo. En cuanto a las demás características de

estos transceptores genéricos son completamente válidos ya que poseen 2 puertos claramente diferenciados que permiten conformar el esquema de la Figura 1. 26. Otra de las características de estos transceptores es que es necesario alimentar el integrado, por lo que los chips son activos. Este tipo de tags están disponibles en:

- Austria Microsystems: Transceptores FSK a 27 MHz y 2.4 GHz.
 - Melexis: El TH7122 es un transceptor de 27-930 MHz capaz de soportar los protocolos FSK, FM y ASK. Siendo válido para tags activos de RFID.
 - Texas Instruments: El CC11x1-Q1 por ejemplo soporta las bandas de 310 – 348 MHz, 387 – 464 MHz y 779 – 928 MHz, así como múltiples protocolos.
- **Chips UHF de 1 puerto:** La mayoría de los chips encontrados se encuadran en esta clasificación. Son chips que sólo poseen 1 puerto y retransmiten por *backscatter*, es decir, son pasivos. Este tipo de chips no valdrían para conformar el esquema a doble frecuencia presentado ya que al sólo tener un puerto no nos permitiría retransmitir la información pedida a una frecuencia diferente a la recibida. Cabe destacar que utilizan el protocolo EPCglobal Gen2 en la mayoría de los chips encontrados. En esta clasificación se encuentran fabricantes tales como:
- Alien: En UHF y conforme a las especificaciones del EPCglobal Class 1 Gen 2 está el DS-H2 y DS-H3.
 - ST Microelectronics: El XRA00 es un chip que funciona en la banda de 860 – 960 MHz y sin necesidad de batería, es decir, es pasivo.
 - Quanray: QR2352, QR2233 y QR2235.
 - Sirit: AT-79, FT-77 y MT-76.
 - Oridao: Secured EPC Gen2 RFID Tag IC Family.
 - Hitachi.
 - NXP, etc.
- **Chips UHF de 2 puertos:** En esta clasificación se encuadran los chips que son completamente válidos para la aplicación, es decir, utilizan únicamente el protocolo para RFID (son específicos para la aplicación y no requieren de ningún tipo de configuración), están en el rango de UHF y poseen 2 puertos para conseguir la funcionalidad de doble frecuencia. Cabe destacar entre ellos los modelos IPJ-P5002-D2 (Monza 3 Dura) o IPJ-P5004 (Monza 4 Dura) de Impinj. Si se escoge el chip correspondiente a Monza 3 y se echa un vistazo a las hojas de características se observan las siguientes propiedades:
- 2 puertos de entrada que maximizan el rango y facilitan las orientaciones desfavorables del tag.

- Tasa de escritura superior a 15 tags por segundo.
- Es capaz de soportar las técnicas de montaje de PCB's (*Printed Circuit Board*).
- Compatible con EPCglobal e ISO 18000-6C.
- Rechazo de interferencias, con un rendimiento robusto en entornos ruidosos.
- Disponible la programación previa.
- Capacidad para ser sobrescrito.
- Memoria no volátil, es decir, no se pierde la información si se desconecta de la alimentación. Esto le da fiabilidad de retención.
- Rango de funcionamiento entre 860 y 960 MHz.
- Impedancia del chip a 866 MHz (Europa) de 32 - 228 $j\Omega$.
- Sensibilidad límite de lectura: -15 dBm.
- Sensibilidad límite de escritura: -12 dBm.
- Temperatura de operación: -40 – 85 °C
- Retención de datos: 50 años
- Soporta tres posibles formatos de modulación: DSB-ASK, SSB-ASK o PR-ASK. La información modulada que se transmite está codificada como FM0 o *Miller subcarrier modulation*.

El chip de Monza 3 tiene 4 puertos externos disponibles, es decir, 2 puertos para la antena y otros 2 de tierra. Los puertos de antena están aislados, a diferencia de los puertos de tierra. Estas características se aprecian en el diagrama de bloques de la Figura 1. 27.

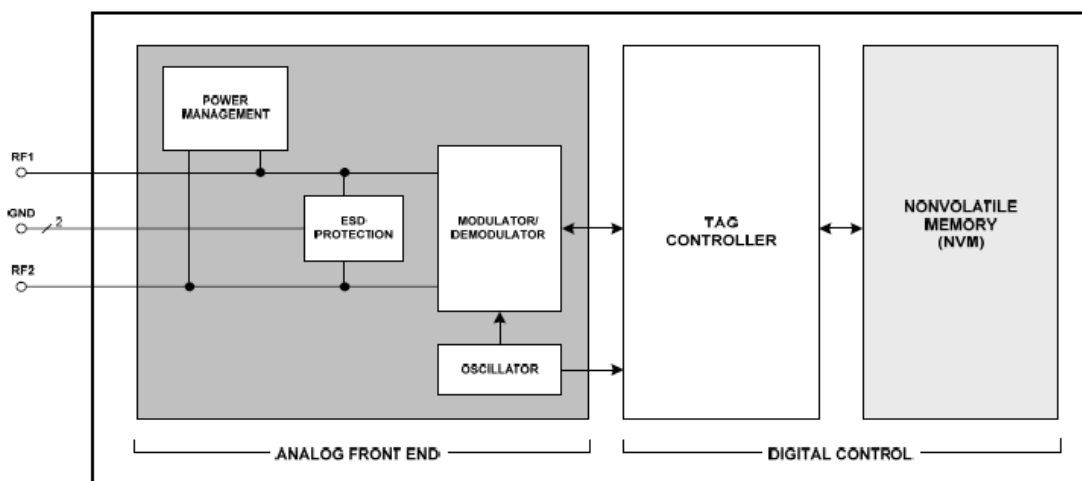


Figura 1. 27 Diagrama de bloques del chip Monza 3 de Impinj [40].

Los dos puertos de entrada mejoran la diversidad de la antena e incrementan el rango de lectura. Aún así es posible configurar el chip para que funcione con un único puerto; conectando simplemente una de las dos entradas. El puerto sin usar puede ser conectado a tierra.

Cuando el tag entra dentro del campo de acción del reader, el *Power Management block* convierte el campo electromagnético inducido en DC para

activar el chip. En el caso del sistema propuesto esto sucederá a la salida del FET (del mezclador) que le ha proporcionado una cierta ganancia.

Para ampliar la información del chip es posible consultar en la web los *datasheets* de todos los chips que Impinj posee [40].

1.11 Chips comerciales para readers

Para la búsqueda de un lector que se adecúe a las necesidades del esquema presentado en la Figura 1. 26 es conveniente buscar un sistema que utilice el mismo protocolo que el chip del tag. Existen diversos estándares para sistemas RFID que están actualmente en uso: ISO, Class 0, Class 1, y Gen 2 [10]. Si bien el tag elegido para la aplicación es de Impinj con protocolo UHF EPCglobal Gen2, el uso de un lector con el mismo protocolo es lo óptimo.

La oferta de readers para RFID es muy parecida a la que se presentan en los tags. Dado que se ha elegido un producto de Impinj para el diseño del tag, se utilizará un producto del mismo fabricante para conformar el lector, obteniendo así la funcionalidad de doble frecuencia, una banda de trabajo en UHF y dos puertos para separar la recepción y la transmisión. Se ofrecen 3 chips con estas características: El Indy R500, Indy R1000 y el Indy R2000, mejorando las prestaciones respectivamente. Escogiendo el R1000 y observando el *datasheet*, se obtienen las siguientes características relevantes:

- Estándar EPCglobal UHF Class 1 Gen 2 / ISO 18000-6C.
- Rango de frecuencias de 840 a 960 MHz.
- Tasa de lectura de hasta 700 tags por segundo.
- Amplificador de potencia integrado y configurable. Además es capaz de soportar un amplificador de potencia externo para aplicaciones de mayor rendimiento.
- VCO (*Voltage Controlled Oscillator*) integrado.
- Control variable de ganancia en el receptor.
- Convertidores analógico-digitales y digitales-analógicos integrados.
- Impedancia en transmisor y receptor, a 900 MHz, de 50 Ω .
- La Figura 1. 29 muestra el escenario para conseguir la separación entre el transmisor y el receptor. Dicha figura expone el caso más general donde 2 (o más) antenas separadas físicamente son controladas por un *switch*, con cada antena realizando la función de transmisión o recepción. El aislamiento entre la antena de transmisión y la de recepción ronda los 25-30 dB.

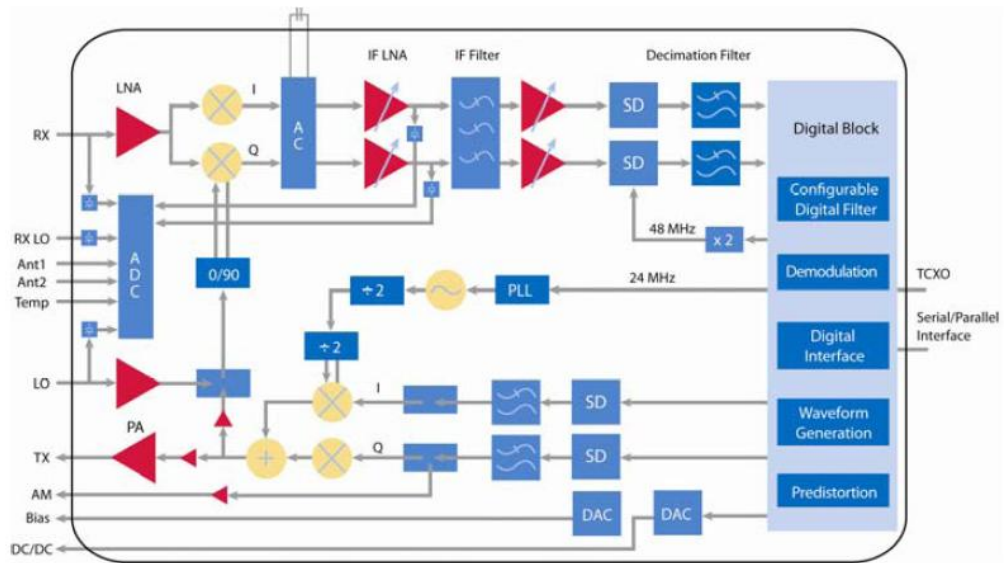


Figura 1. 28 Diagrama de bloques del chip del lector R1000 [40].

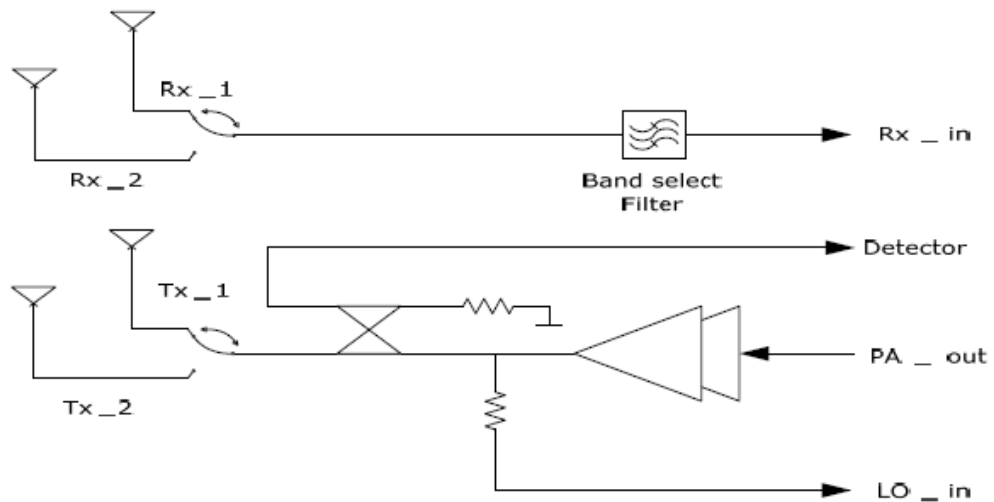


Figura 1. 29 Escenario para la conexión separada de la antena para transmitir y para recibir. Chip del lector R1000 [40].

Capítulo 2

Diseño del tag: dipolos impresos cargados

Para el diseño del transponder se decidió utilizar una antena de tipo dipolo en la banda de UHF y microondas, y con polarización lineal. Se utilizará la tecnología impresa debido a sus ventajas en coste, peso y facilidad de fabricación. Además, cabe destacar el uso de estructuras antipodales que nos evitará emplear el uso del balun (*balanced to unbalanced transformer* o dispositivo para pasar de una línea balanceada a una no balanceada). Esto es posible porque el dipolo impreso es alimentado a través de un par de líneas de transmisión con un conector coaxial SMA conectado al final de la línea. Para conformar este tipo de estructura cada brazo del dipolo estará impreso por una cara del dieléctrico, de tal forma que si hiciéramos invisible dicho dieléctrico observaríamos como ambos brazos se complementan para formar el dipolo $\lambda/2$.

Para conseguir que el dipolo funcione a doble banda se introducirán una serie de partículas en el mismo (resonadores LC o metamateriales). De esta forma se proporcionan dos frecuencias de funcionamiento, una debida al dipolo y otra a las frecuencias de resonancia de las partículas insertadas. La longitud del dipolo se ajustará de tal forma que funcione a 900 MHz. De esta forma se permite que tengamos una ganancia similar para la frecuencia superior como para la inferior. Esto es debido a que a bajas frecuencias la ganancia de la antena es menor ya que esta depende de su longitud eléctrica, y a menor frecuencia la longitud eléctrica de la antena (L/λ) es menor. Por el contrario a mayor frecuencia la ganancia es mayor

y más directiva. Puesto que las partículas proporcionaban una menor ganancia que el dipolo en sí, fue necesario que éstas se ajustasen para que funcionaran a la alta frecuencia (2.45 GHz), donde la ganancia es mayor. Si por el contrario ajustáramos las partículas a la frecuencia menor (900 MHz), y el dipolo a la frecuencia mayor, conseguiríamos un tamaño de antena más pequeño debido a la reducción de la longitud de onda que define la longitud del dipolo. Por el contrario, la ganancia a la frecuencia de funcionamiento de las partículas, por estar a baja frecuencia, era más pequeña. Otra de las razones por las que se decidió que el dipolo funcionara a 900 MHz es porque para conseguir que las partículas funcionasen a 900 MHz, se necesitaría ampliar mucho su tamaño y, aunque con el dipolo ocurra lo mismo, se realizaron una serie de dobleces del mismo con el fin reducir el tamaño de la antena. Debe notarse que también pueden hacerse dobleces a las partículas en el caso de usar metamateriales. Sin embargo, para el caso de los resonadores LC es necesario que funcione el dipolo a la frecuencia inferior, para conseguir así que a la frecuencia superior funcione conjuntamente tanto los tanques LC como la parte interna del dipolo formada entre el gap y la línea de transmisión (longitud más pequeña implica mayor frecuencia, véase (2.1)). Esto se verá en con mayor claridad en el apartado 2.1.3. Se intentó conseguir que el tanque funcionara a 900 MHz y el dipolo a 2.45 GHz, obteniéndose una mala eficiencia de radiación a la baja frecuencia.

Para el cálculo de la longitud del dipolo, por ser este en $\lambda/2$, se hará siguiendo el siguiente criterio:

$$L = \frac{\lambda}{2} = \frac{c/f}{2} = \frac{3 \cdot 10^8 / 900M}{2} = 166.66mm \quad (2.1)$$

Y debido a que se está utilizando tecnología impresa, será necesario tener en cuenta la constante dieléctrica efectiva del substrato (4.5 para los dipolos de este documento). Esta corrección³ podrá oscilar entre dos valores:

$$L = \frac{\lambda/2}{\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} = \frac{c/f}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} \approx \frac{3 \cdot 10^8 / 900M}{2 \cdot \sqrt{4.5}} = 78.56mm \quad (2.2)$$

$$L = \frac{\lambda/2}{\sqrt[4]{\epsilon_{r_{eff}}}} = \frac{c/f}{2 \cdot \sqrt[4]{\epsilon_{r_{eff}}}} \approx \frac{3 \cdot 10^8 / 900M}{2 \cdot \sqrt[4]{4.5}} = 114.43mm \quad (2.3)$$

Tras el estudio de numerosos dipolos, se obtuvo que la longitud rondaba los 128 mm (64 mm por brazo), valor que corresponde aproximadamente a la corrección de (2.3).

³ Valor obtenido empíricamente y que se debe introducir al utilizar el dieléctrico para obtener la frecuencia del dipolo $\lambda/2$ a la frecuencia de diseño.

En todo este segundo capítulo se tratará de encontrar una solución adecuada para la antena del tag de RFID. Se harán 6 estudios diferentes utilizando 3 tipos de estructuras distintas para conseguir que el dipolo funcione a dos frecuencias. Los 3 primeros estudios se centrarán en encontrar la mejor de las 3 estructuras para un dipolo convencional y los 3 últimos en encontrar la mejor de las 3 estructuras para un dipolo doblado. Así se conseguirá miniaturizar la antena. Al final de los 3 primeros estudios se hará un resumen y se compararán las diferentes configuraciones; de la misma manera que al final de los 3 últimos estudios. CST Microwave Studio[®] ha sido la herramienta utilizada para el diseño y estudio de tales antenas.

2.1 Estudio de dipolos impresos cargados con partículas LC vs metamateriales

Puesto que el dipolo sólo trabaja a una frecuencia (la de 900 MHz), es necesario introducir algún tipo de estructura que permita conseguir la funcionalidad de doble frecuencia. Es por ello que en este apartado se estudiarán tres tipos de estructuras con la finalidad de dirimir cuál de ellas ofrece las mejores prestaciones:

- Dipolo con partículas omega [8]
- Dipolo con SRR [9]-[10]
- Dipolo con tanques LC

Tanto la primera como la segunda estructura están incluidas dentro del grupo de los metamateriales, más concretamente metamateriales magnéticos o MTMs. Estos son definidos como estructuras homogéneas artificiales con propiedades electromagnéticas poco comunes que no son fáciles de encontrar o no se encuentran en la naturaleza. Una estructura homogénea es aquella que posee un tamaño medio de celda mucho más pequeño que la longitud de onda guiada, al menos más pequeño que un cuarto de longitud de onda guiada [41]. Este tipo de estructuras se fabrican repitiendo un patrón, y esto será lo que se haga a lo largo de este capítulo.

2.1.1 Análisis paramétrico del dipolo cargado con partículas omega

En primer lugar se implementó el dipolo sin ninguna partícula para obtener las dimensiones adecuadas que permitieran conseguir la adaptación del mismo a 900 MHz aproximadamente. Con ello se dio paso a la introducción de la partícula omega para conseguir una frecuencia de funcionamiento adicional en la banda de 2.45 GHz, conformando por lo tanto un dipolo de doble banda.

El dipolo impreso antipodal cargado con partículas omega a estudio se presentan en la Figura 2. 1. En ella se aprecia el dipolo de media longitud de onda, con la salvedad de que uno de los brazos será impreso por la cara frontal (gris en la figura) y el otro será impreso en la cara opuesta del sustrato (blanco en la figura). Además cada cara del sustrato poseerá una línea de alimentación que alimenta a su brazo del dipolo, y el puerto (círculo rojo en la figura), se incluirá al final de la línea de alimentación y atravesará sendas líneas. En total habrá 4 partículas omega, 2 impresas por la cara frontal (gris) y otras dos por la cara trasera (blanco). La ampliación de esta figura nos muestra con más detalle la posición que adoptan en cada cara del sustrato, estando nuevamente en gris lo impreso por la cara frontal, y sin relleno lo impreso por la cara opuesta. Cabe decir también que las medidas son completamente simétricas para ambas caras. En la Figura 2. 2 se muestra el perfil de la antena bajo estudio y en la Figura 2. 3 el *layout* de esta. Nótese que en este documento se ha utilizado cobre (Cu) para todas las antenas construidas y simuladas. Además, en todas las figuras del perfil de la antena aparecerán los valores de la permitividad del sustrato (ϵ_r) y de la tangente de pérdidas (δ).

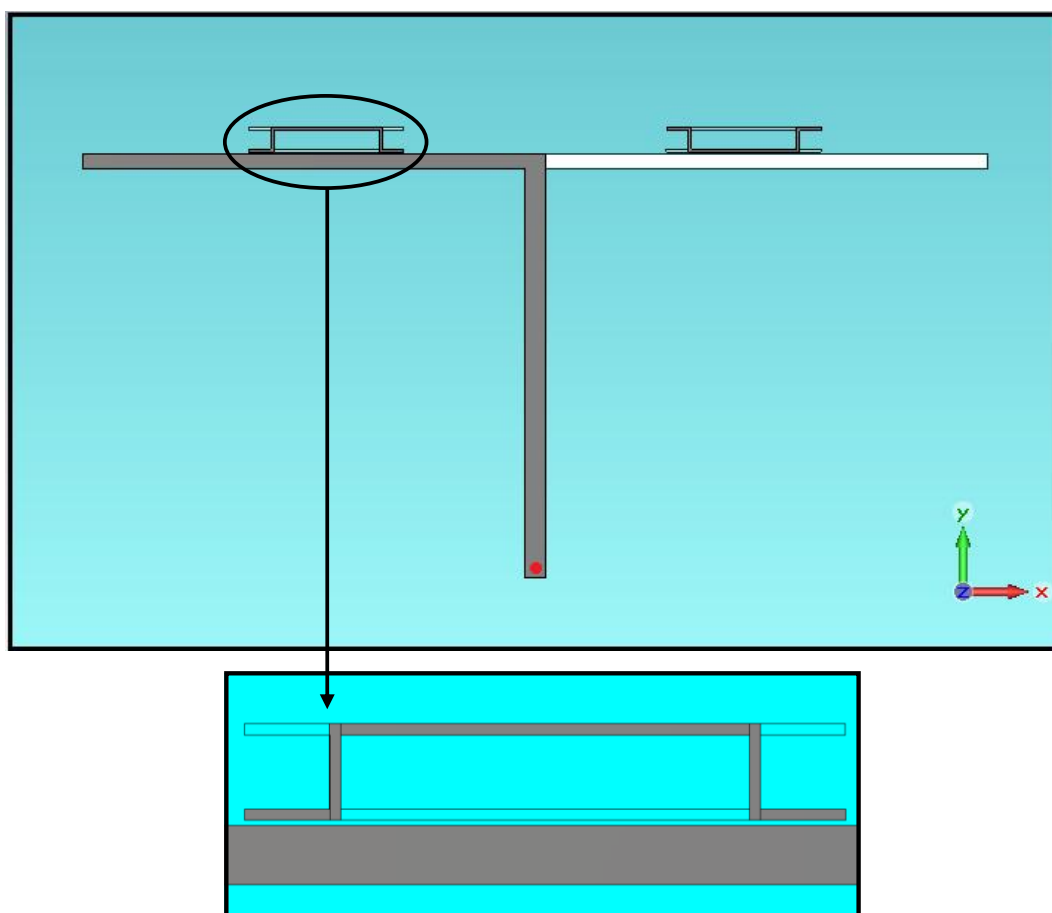


Figura 2. 1 Dipolo impreso antipodal cargado con partículas omega.

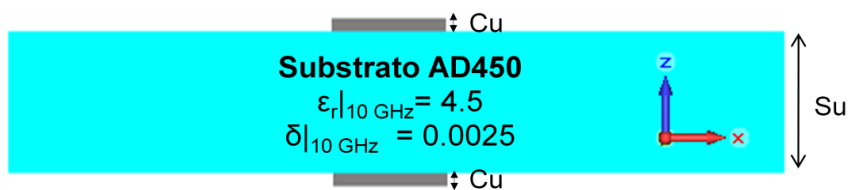


Figura 2. 2 Perfil del dipolo con omega. Substrato AD450 en cian y el metal (cobre) en gris.

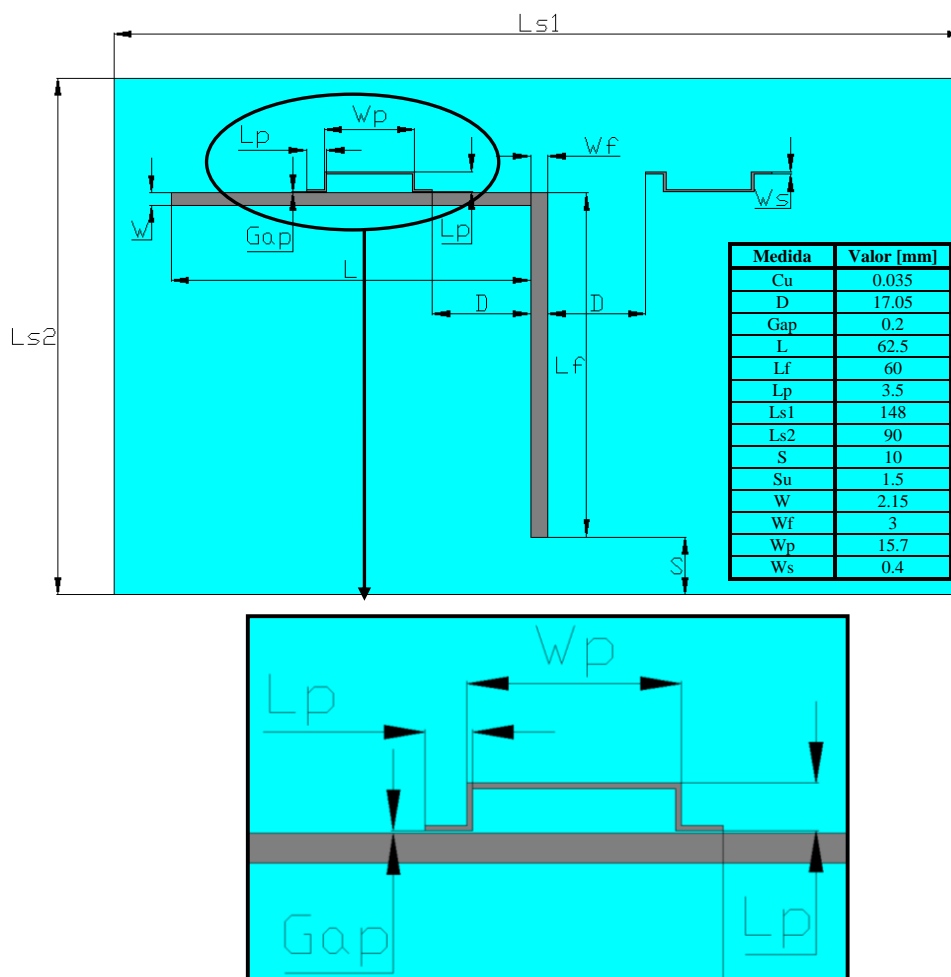


Figura 2. 3 Layout de la cara frontal del dipolo impreso antipodal cargado con partículas omega. La parte trasera es simétrica y poseerá las mismas dimensiones.

Los resultados obtenidos en CST[®] se muestran a continuación. En la Figura 2. 4 aparece el coeficiente de reflexión (S_{11}) del dipolo para el único puerto que posee, y en la Figura 2. 5 las distribuciones de corriente a las frecuencias con mayor valor absoluto de coeficiente de reflexión.

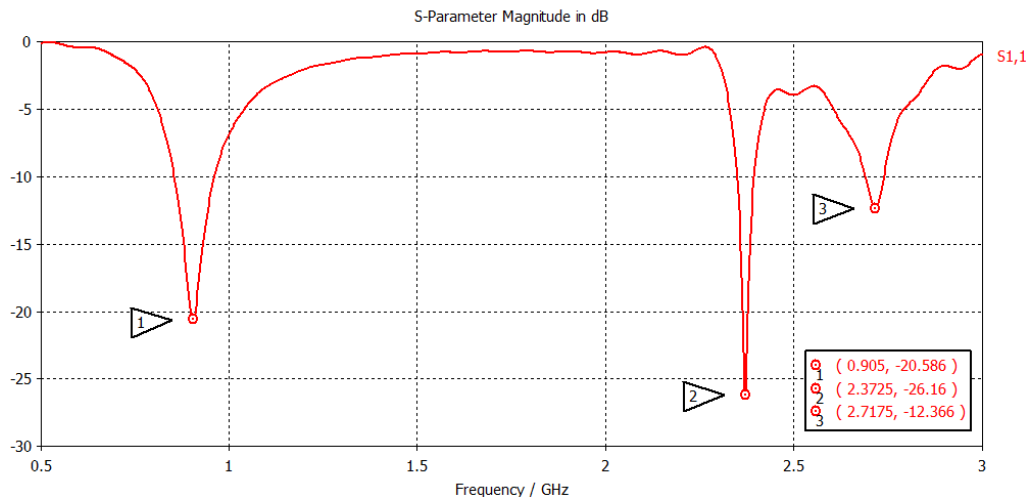


Figura 2. 4 Coeficiente de reflexión simulado para el dipolo impreso antipodal cargado con partículas omega. Frecuencias: 905 MHz, 2.37 GHz y 2.72 GHz.

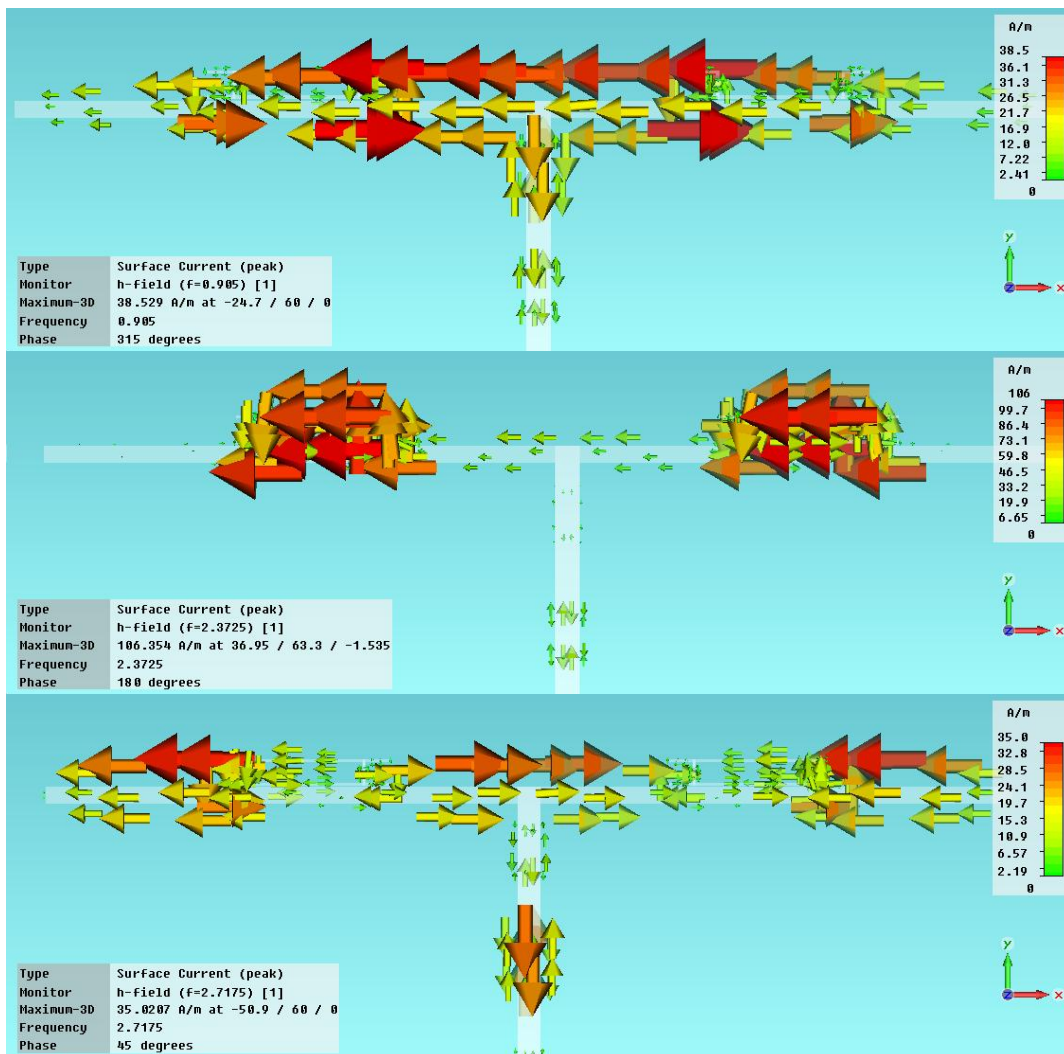


Figura 2. 5 Distribuciones de corriente en el dipolo. (*superior*) Primer modo del dipolo, 905 MHz. (*medio*) Funcionamiento de las partículas, 2.37 GHz. (*inferior*) Tercer modo del dipolo, 2.72 GHz.

A continuación se mostrará el diagrama de radiación del dipolo simulado, donde se muestra la ganancia y la eficiencia de la antena, ambas en dB. Siendo la eficiencia la relación entre la potencia radiada por una antena y la potencia entregada a la misma. La eficiencia (η) es un número comprendido entre 0 y 1 y vendrá dada por la relación entre la ganancia y la directividad:

$$G(\theta, \phi) = D(\theta, \phi)\eta \quad (2.4)$$

Además se muestra la radiación tanto en el plano E como en el plano H, ya definidos en el apartado 1.4, con sus respectivas componentes contrapolares. La radiación de una antena en una polarización especificada se denomina polarización de referencia o copolar, mientras que a la radiación en la polarización ortogonal se la conoce como polarización cruzada o contrapolar (*crosspolar*). El cociente de las potencias contenidas en ambas polarizaciones es una medida de la pureza de polarización y se conoce como la discriminación de polarización cruzada [22].

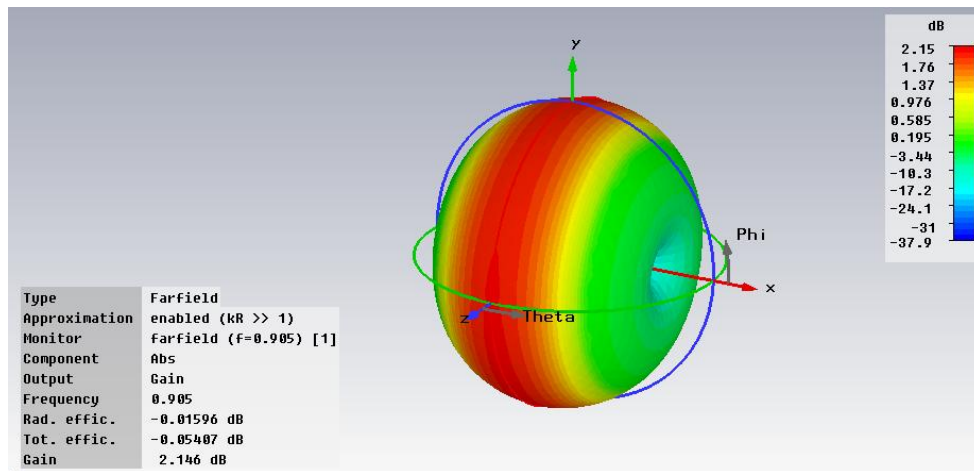


Figura 2. 6 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con partículas omega a 905 MHz. Ganancia máxima: 2.15 dB. Eficiencia total: 0.98.

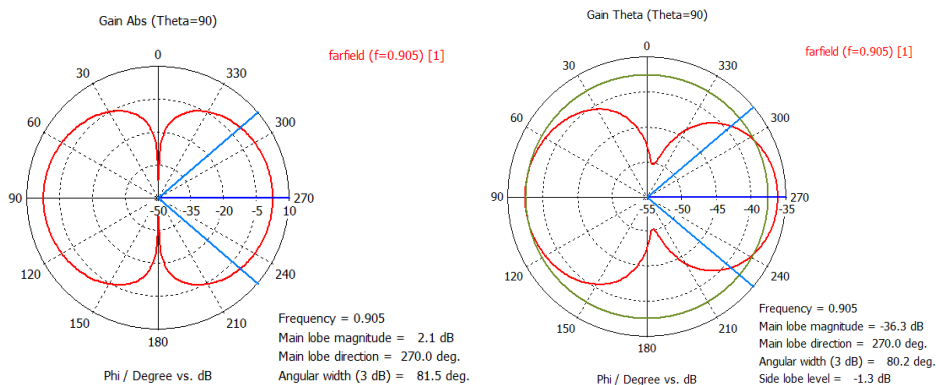


Figura 2. 7 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con omega a 905 MHz. (izquierda) Componente copolar con 2.1 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -36.3 dB.

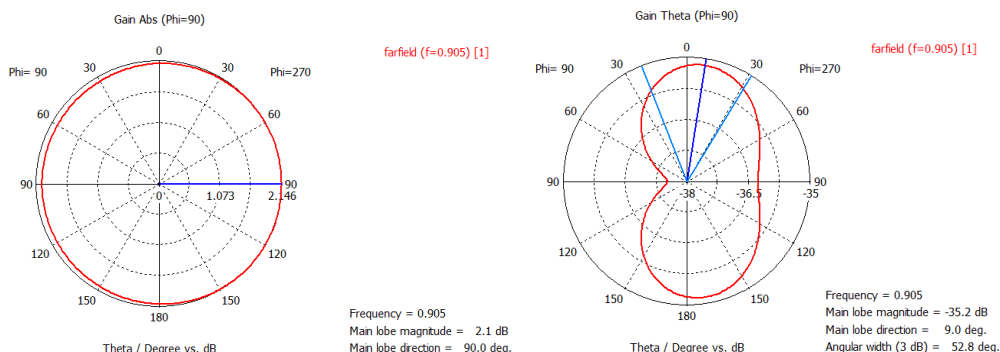


Figura 2. 8 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo con omega a 905 MHz. (izquierda) Componente copolar con 2.1 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -35.2 dB.

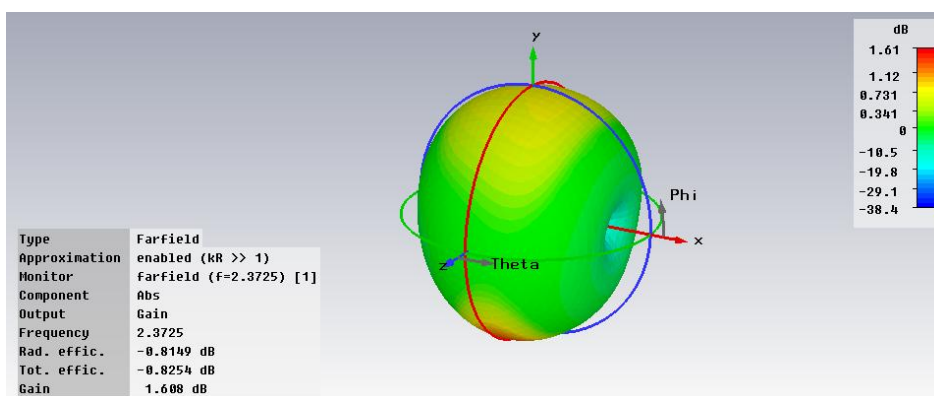


Figura 2. 9 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con partículas omega a 2.37 GHz. Ganancia máxima: 1.61 dB. Eficiencia total: 0.83.

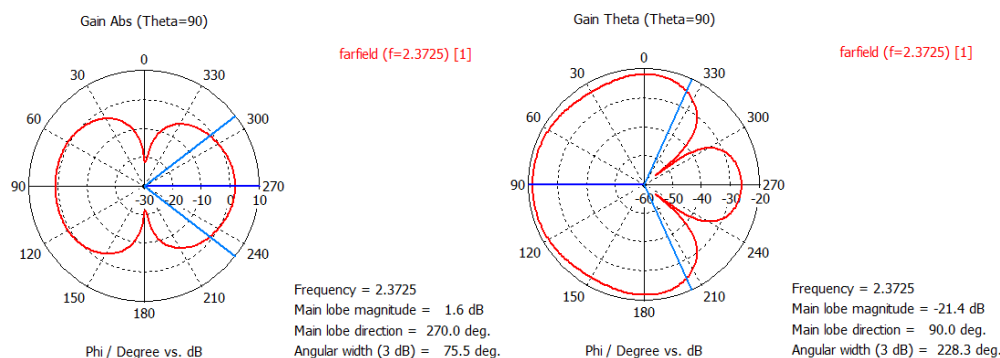


Figura 2. 10 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con omega a 2.37 GHz. (izquierda) Componente copolar con 1.6 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -21.4 dB.

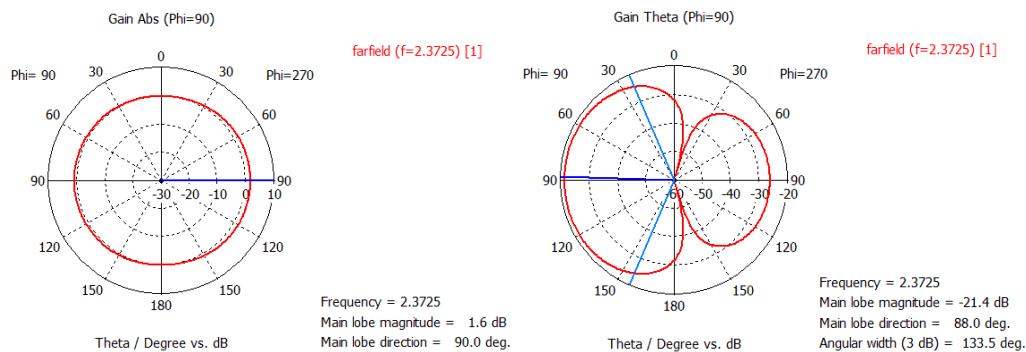


Figura 2. 11 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo con omega a 2.37 GHz. (izquierda) Componente copolar con 1.6 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -21.4 dB.

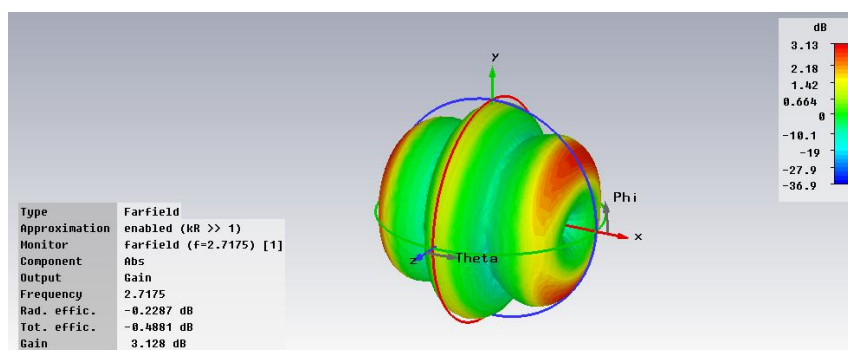


Figura 2. 12 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con partículas omega a 2.72 GHz. Ganancia máxima: 3.13 dB. Eficiencia total: 0.89.

Tal y como se puede observar de las figuras presentadas, la estructura con partículas omega está funcionando correctamente ya que tenemos dos frecuencias de funcionamiento para ambos radio-enlaces (905 MHz y 2.37 GHz), así como con patrones del diagrama de radiación dipolares y altamente parecidos. Es decir, se obtiene un patrón omnidireccional en uno de los planos para ambas frecuencias, una de las características fundamentales para la construcción de un tag de RFID. Además se ha conseguido una enorme separación, correspondiente a 1.47 GHz (ratio de 2.62 entre ambas), manteniendo una alta eficiencia para las dos frecuencias. La adaptación es buena, dando valores por debajo de los -20 dB y con un ancho de banda por debajo de -10 dB del 11.88% alrededor de la frecuencia central 905 MHz y del 2.1 % alrededor de 2.37 GHz. No sólo eso, sino que la componente contrapolar está muy por debajo de la copolar, vaticinando un correcto funcionamiento de la antena en el entorno práctico. Atendiendo al concepto explicado en la introducción del capítulo, se está obteniendo una ganancia inferior para la frecuencia superior de funcionamiento, cuando para la misma antena se deberían tener mayores valores de ganancia a mayores frecuencias. Esto se debe a que la resonancia conseguida por las partículas (mejor dicho por el conjunto dipolo-partículas) no es capaz de alcanzar tanta eficiencia como lo haría el dipolo en sí.

Con las distribuciones de corrientes de la Figura 2. 5 podemos diferenciar a qué frecuencia está actuando cada elemento de la antena y así poder modificar los parámetros en relación a las características que se desean obtener. Se observa por ejemplo cómo a los 905 MHz se está excitando el primer modo, el modo fundamental, dando lugar a la media longitud de onda por la cual se ha diseñado el dipolo. Por otro lado a 2.72 GHz se observa cómo se está excitando el modo +3 (tercer modo a partir de ahora), produciéndose un mínimo en los bordes del brazo del dipolo por la presencia de un circuito abierto. El segundo modo no se excita por la coincidencia de un mínimo por donde se alimenta, dando lugar a la excitación de únicamente los modos impares.

Si bien la tercera frecuencia de funcionamiento, correspondiente al tercer modo, está bien adaptada, no podría utilizarse debido al diagrama de radiación que presenta y que se muestra Figura 2. 12.

Finalmente se mostrará un gráfico con el coeficiente de reflexión del dipolo cargado con partículas omega y del dipolo sin cargar. De esta forma se puede

confirmar que son las partículas las que realmente están provocando esa segunda frecuencia de funcionamiento.

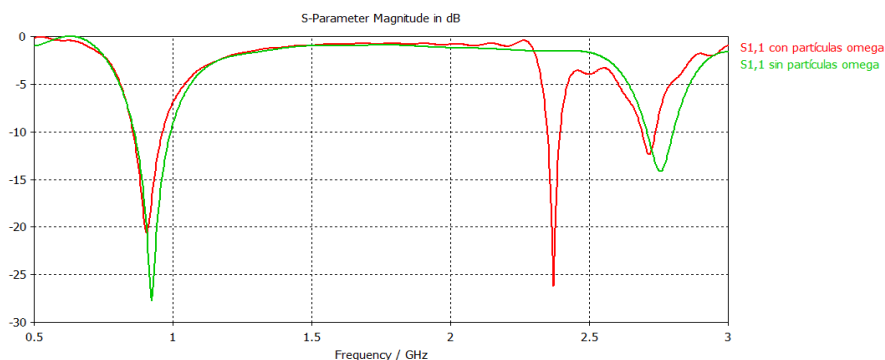


Figura 2. 13 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del dipolo con partículas omega (en rojo) y sin ellas (en verde).

Se concluye pues que el sistema está funcionando correctamente y que son las frecuencias de resonancia de las partículas metamateriales las que consiguen que funcione a 2.37 GHz, válida para el enlace reader-tag. Así como el dipolo a 905 MHz para el enlace tag-reader, todo ello con una elevada separación entre ambas, y manteniendo una alta eficiencia.

2.1.2 Análisis paramétrico del dipolo cargado con SRR

En segundo lugar se hizo uso de la estructura SRR (*Split Ring Resonator*) para conseguir una segunda frecuencia de funcionamiento en el entorno de los 2.45 GHz, tal y como se hizo en el apartado 2.1.1. Para ello se utilizó la misma configuración que antes, salvo que en este caso en vez de utilizar partículas omega se utilizarán 4 anillos o SRR. Estos anillos se imprimen por la cara frontal, en la parte donde no haya brazo del dipolo. Ocurrirá lo mismo en la cara opuesta del sustrato. La Figura 2. 14 muestra mejor este hecho, donde el gris oscuro representa al cobre dispuesto en la cara frontal y el gris claro al cobre dispuesto en la cara opuesta. De la misma forma que antes, la Figura 2. 15 muestra el perfil y en la Figura 2. 16 el *layout* con todas las medidas oportunas.

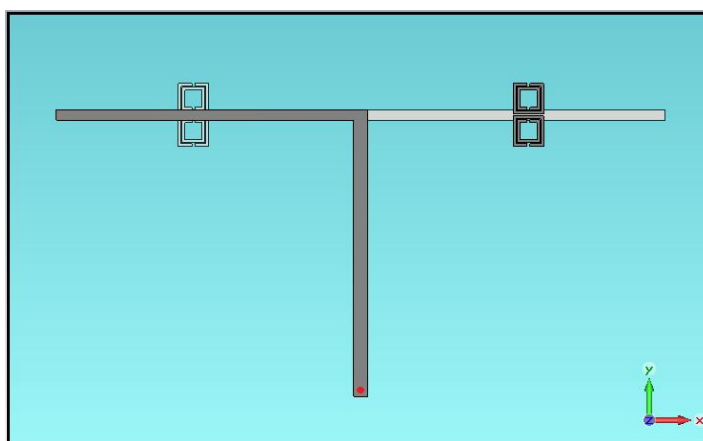


Figura 2. 14 Dipolo impreso antipodal cargado con SRR.



Figura 2. 15 Perfil del dipolo con SRR. Substrato AD450 en cian y el metal (cobre) en gris.

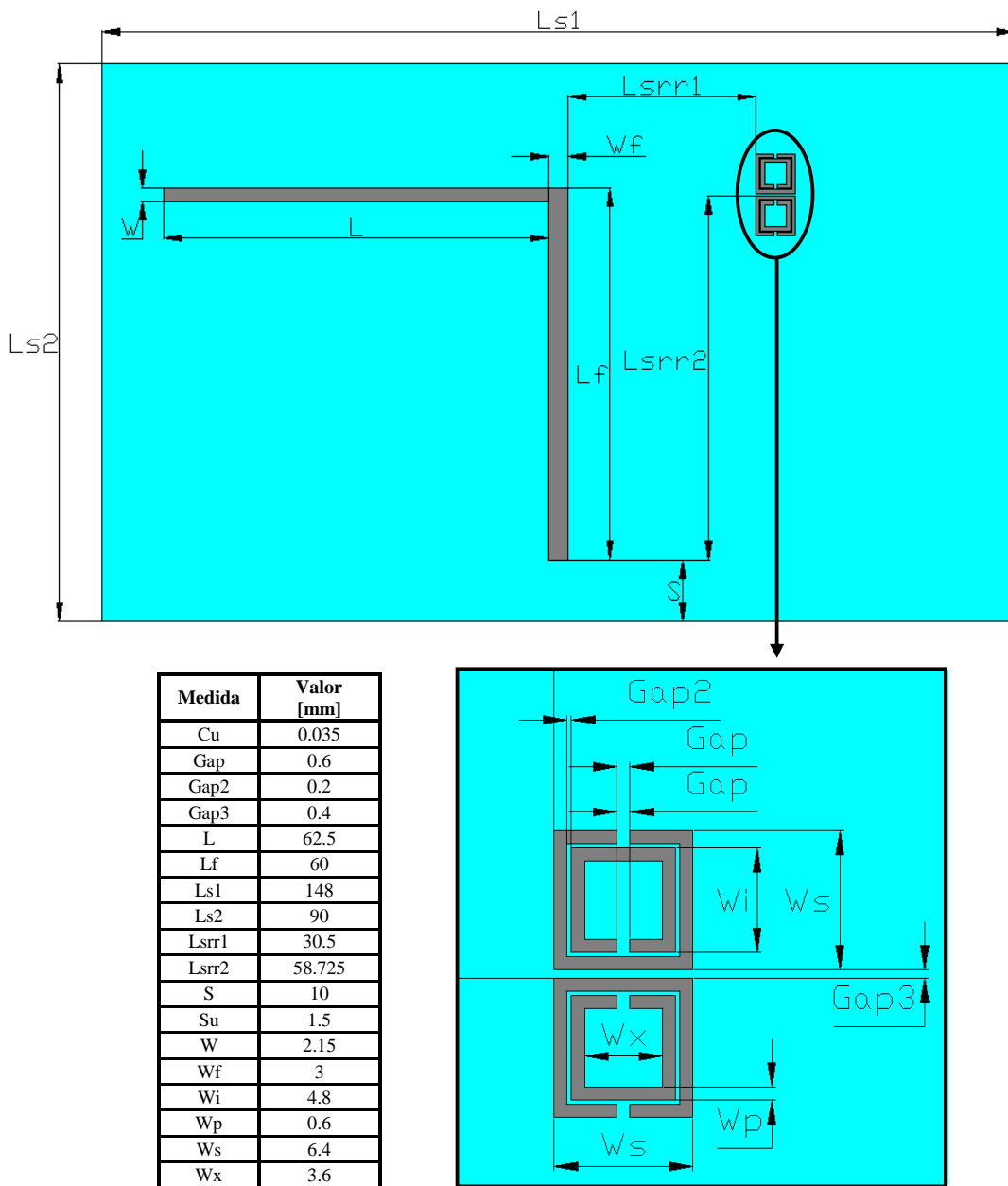


Figura 2. 16 Layout de la cara frontal del dipolo impreso antipodal cargado con SRR. La parte trasera es simétrica y poseerá las mismas dimensiones.

Los resultados obtenidos en simulación se muestran a continuación. En la Figura 2. 17 aparece el coeficiente de reflexión (S_{11}) del dipolo para el único puerto que posee, y en Figura 2. 18 las distribuciones de corriente a las frecuencias de mayor coeficiente de reflexión.

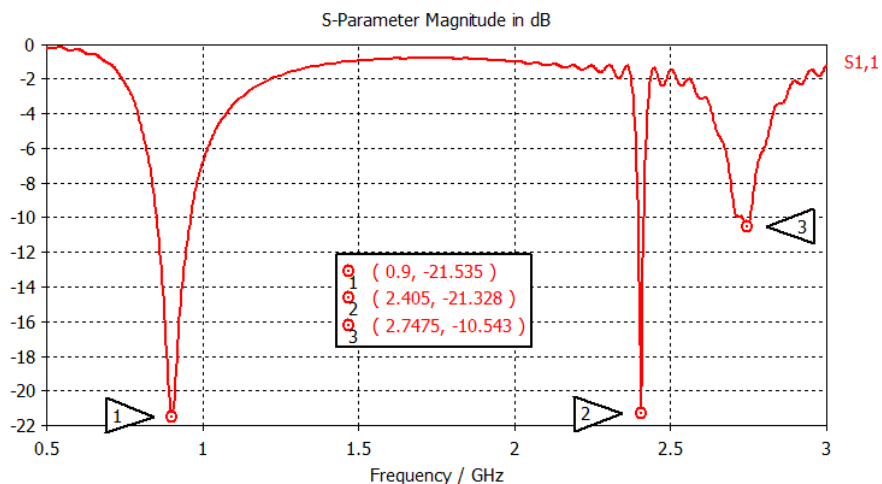


Figura 2. 17 Coeficiente de reflexión simulado para el dipolo impreso antipodal cargado SRR. Frecuencias: 900 MHz, 2.4 GHz y 2.75 GHz.

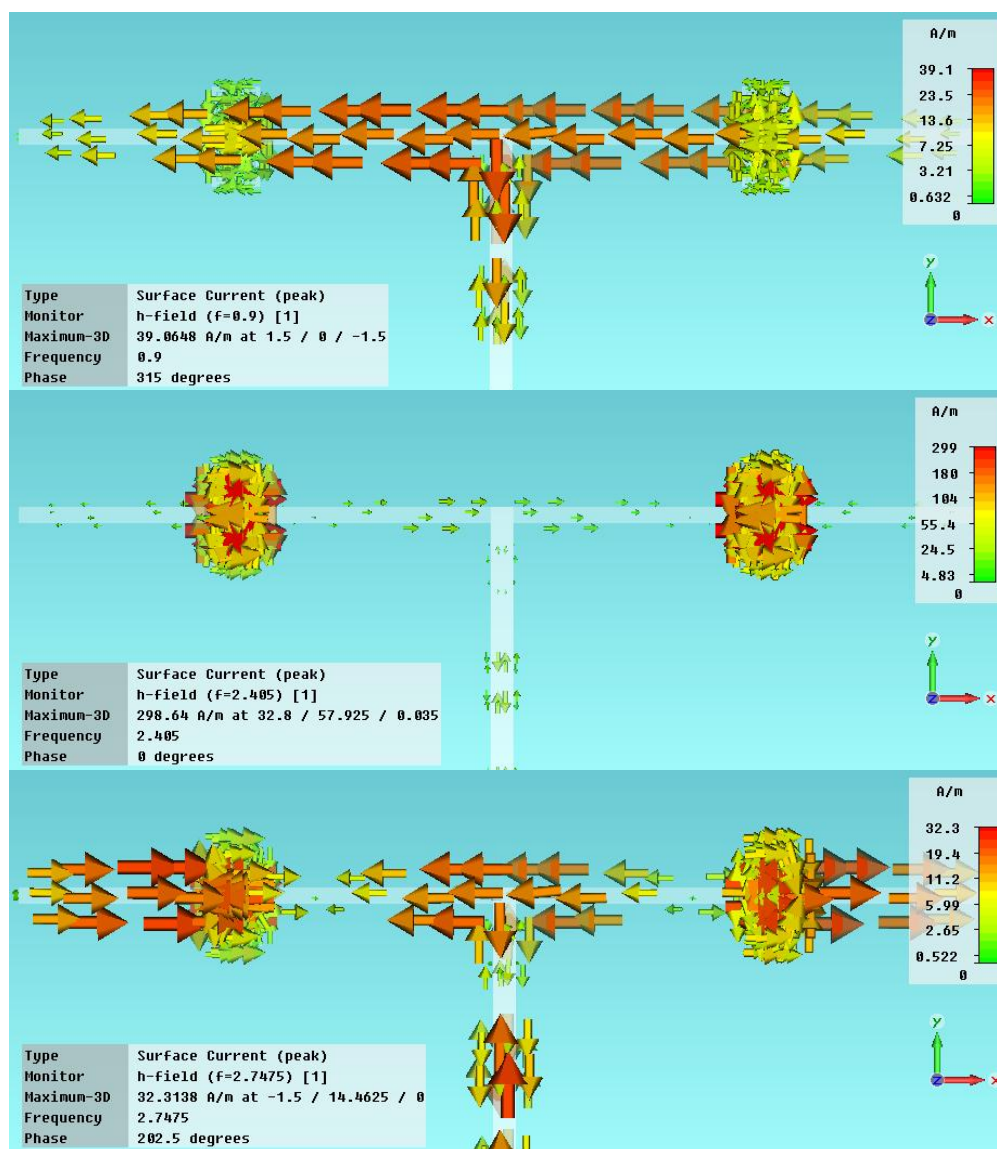


Figura 2. 18 Distribuciones de corriente en el dipolo. (*superior*) Primer modo del dipolo, 900 MHz. (*medio*) Funcionamiento de las partículas, 2.4 GHz. (*inferior*) Tercer modo del dipolo, 2.75 GHz.

Tal y como se procedió en el apartado 2.1, a continuación se mostrarán los diagramas de radiación simulados para las diferentes frecuencias de funcionamiento, así como los cortes de los planos principales, E y H.

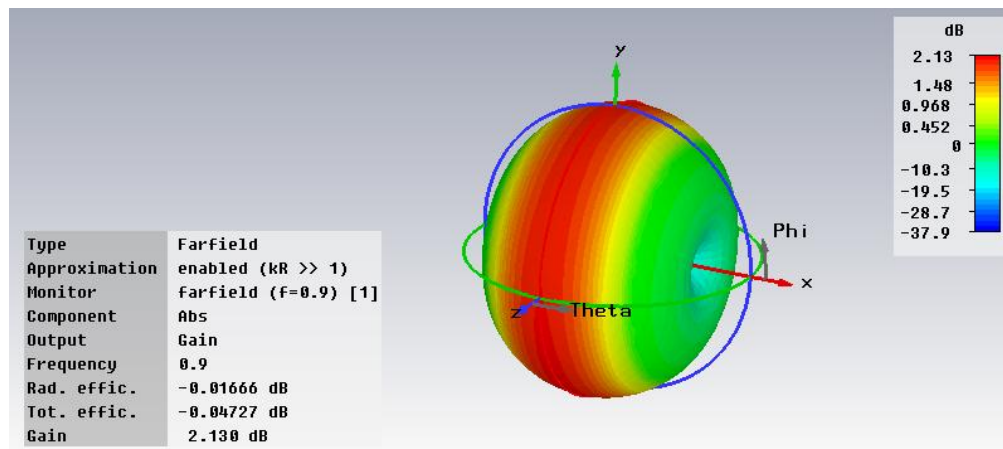


Figura 2. 19 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con partículas SRR a 900 MHz. Ganancia máxima: 2.13 dB. Eficiencia total: 0.99.

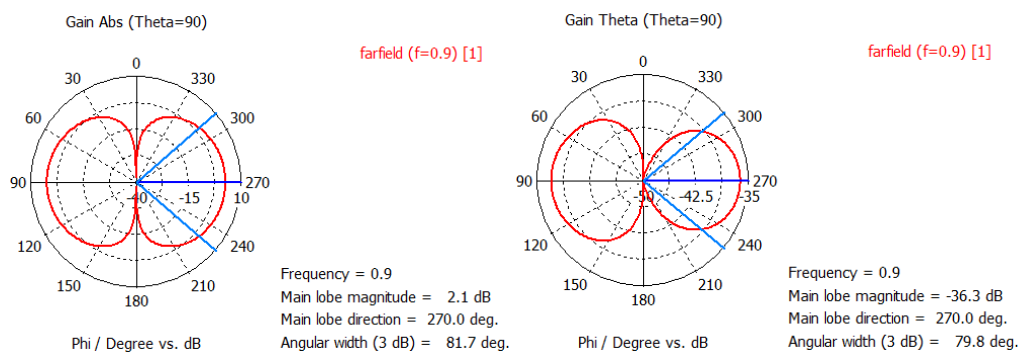


Figura 2. 20 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con SRR a 900 MHz. (izquierda) Componente copolar con 2.1 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -36.3 dB.

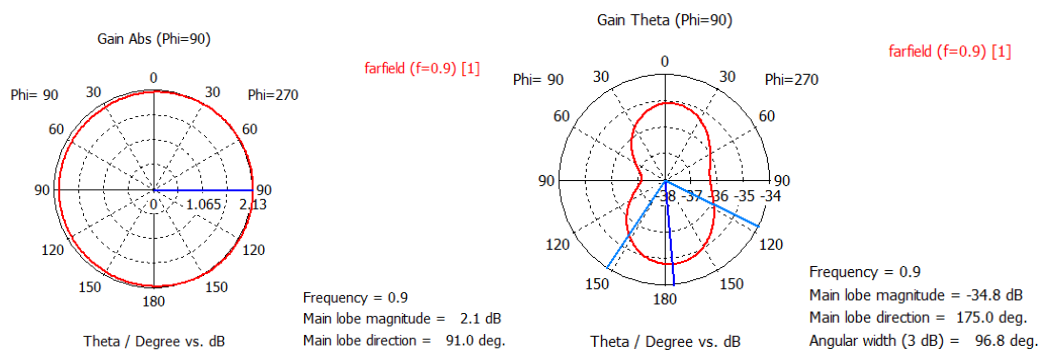


Figura 2. 21 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo con SRR a 900 MHz. (izquierda) Componente copolar con 2.1 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -34.8 dB.

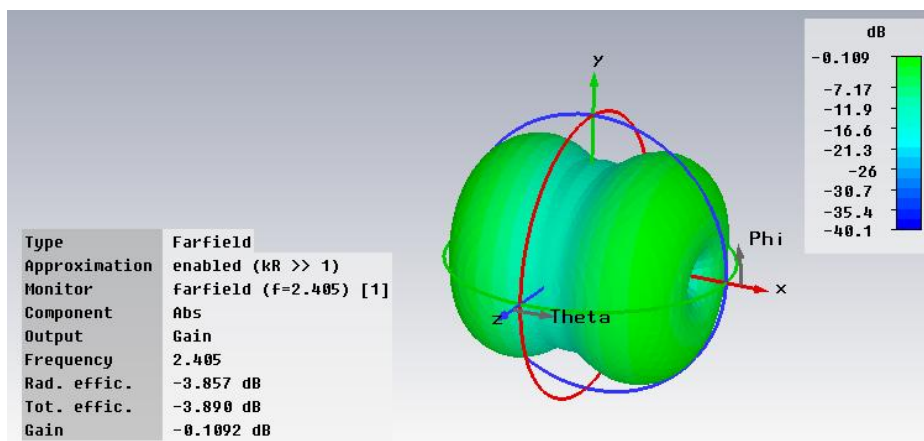


Figura 2. 22 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con partículas SRR a 2.4 GHz. Ganancia máxima: -0.109 dB. Eficiencia total: 0.41.

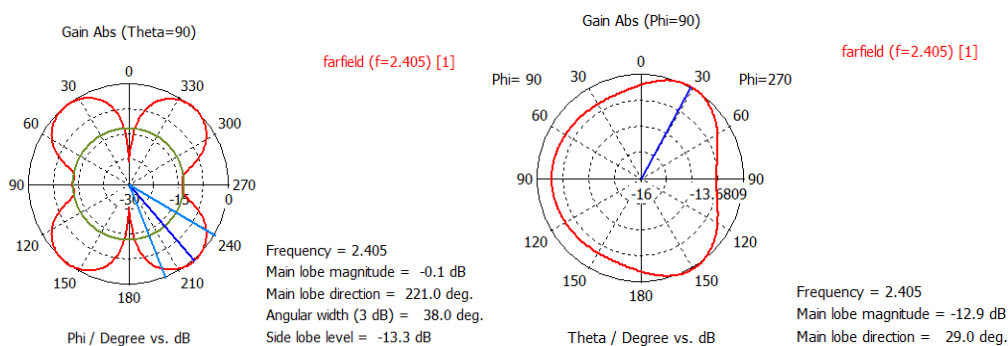


Figura 2. 23 (izquierda) Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con SRR a 2.4 GHz. (derecha) Plano H a la misma frecuencia.

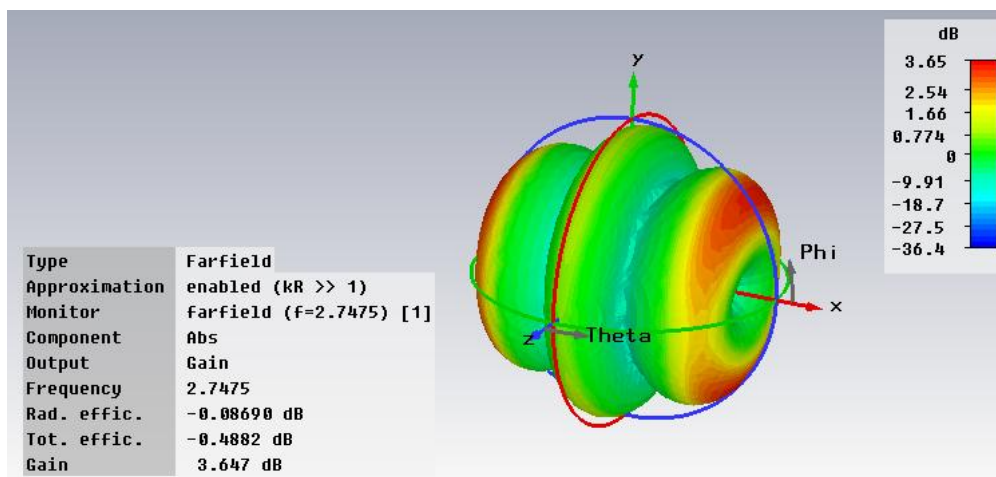


Figura 2. 24 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con partículas SRR a 3.65 GHz. Ganancia máxima: 3.65dB. Eficiencia total: 0.89.

De la misma forma que en el apartado anterior, la estructura está funcionando desde el punto de vista de coeficiente de reflexión ya que se tiene una adaptación muy buena para ambas frecuencias. El problema recae en el hecho de que con este tipo de estructura se puede conseguir una alta separación entre ambas frecuencias, pero reduciendo, por el contrario, la eficiencia en la resonancia de las partículas.

Esto se observa en la Figura 2. 22 donde la eficiencia está por debajo del 50% y el diagrama de radiación pierde la forma deseada que se presenta a los 900 MHz. Una vez más, el tercer modo que presenta el dipolo no podría ser utilizado para la aplicación RFID por el diagrama de radiación que presenta.

Para comprobar el correcto funcionamiento de las partículas, se mostrará a continuación un gráfico con el coeficiente de reflexión simulado del dipolo con SRR y del dipolo sin SRR. Se ve cómo a 2.4 GHz el dipolo sin SRR no presenta adaptación ninguna, a diferencia del dipolo con SRR.

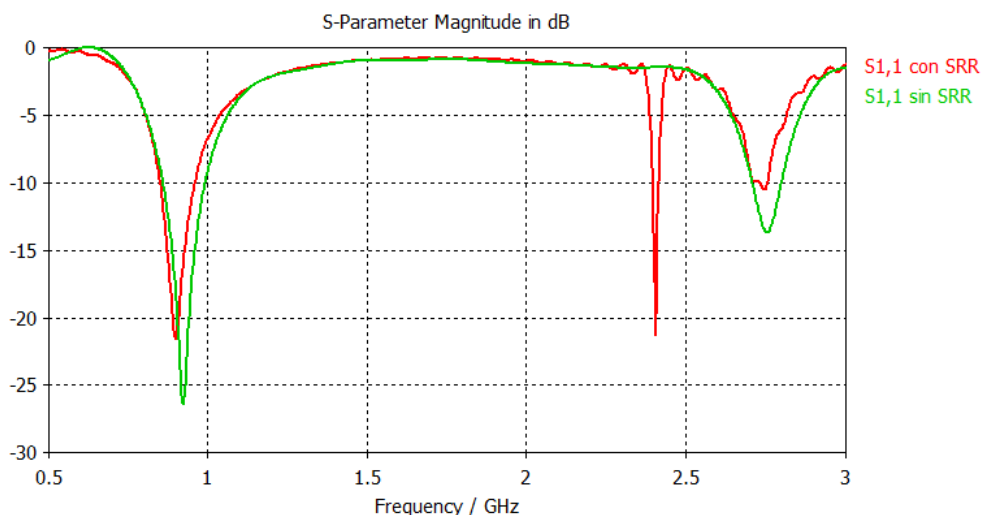


Figura 2. 25 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del dipolo con SRR (en rojo) y sin SRR (en verde).

Dado que la eficiencia obtenida para la frecuencia del enlace reader-tag es muy pequeña, no podrá ser utilizada esta configuración para conformar la antena del tag de un sistema RFID. Recuérdese que si la eficiencia de la antena del tag es baja, el rango de lectura se disminuye considerablemente. Una de las causas que puede haber provocado esta mala eficiencia es la enorme separación que se desea para el sistema RFID y que este tipo de estructura no es capaz de afrontar. Se comprobó además que con frecuencias de funcionamiento más próximas la eficiencia alcanzaba valores mucho más aceptables. Además puede estar ocurriendo que a 2.4 GHz sólo estén funcionando las partículas y no el conjunto dipolo-partículas, como sí es el caso del dipolo con partículas omega. Esto puede comprobarse en las distribuciones de corriente de ambas antenas. Una de las soluciones que se tuvo en cuenta para superar este problema consistió en la inserción de 4 anillos por cara del sustrato, pero la adaptación empeoraba considerablemente. Puesto que la adaptación es otro de los puntos principales para el diseño del tag, se apartó el estudio de este tipo de estructura para tratar con la inserción de tanques LC en el dipolo.

2.1.3 Análisis paramétrico del dipolo cargado con tanques LC

Finalmente se decidió hacer un gap en cada brazo del dipolo e incluir una bobina (L) y un condensador (C) en paralelo para conseguir que resonara en el entorno de los 2.45 GHz. En principio la condición de resonancia viene dada por la fórmula (2.5) pero no es exacto su valor puesto que depende de la situación en la que se encuentre el tanque a lo largo del brazo del dipolo, así como de otros parámetros físicos del mismo, como por ejemplo su ancho. Si sustituimos los valores de L y C de la Figura 2. 28 obtenemos una frecuencia de resonancia de 2.55 GHz. Frecuencia cercana a la que se obtiene en los resultados de simulación y experimentales.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{2.5}$$

El dipolo diseñado sigue las mismas características que los dos presentados anteriormente. La diferencia es que ahora se insertará un par L-C en la cara frontal y otro par L-C en la cara opuesta. En total 2 bobinas y 2 condensadores. Las figuras que aparecen a continuación detallan el *layout* de la antena.

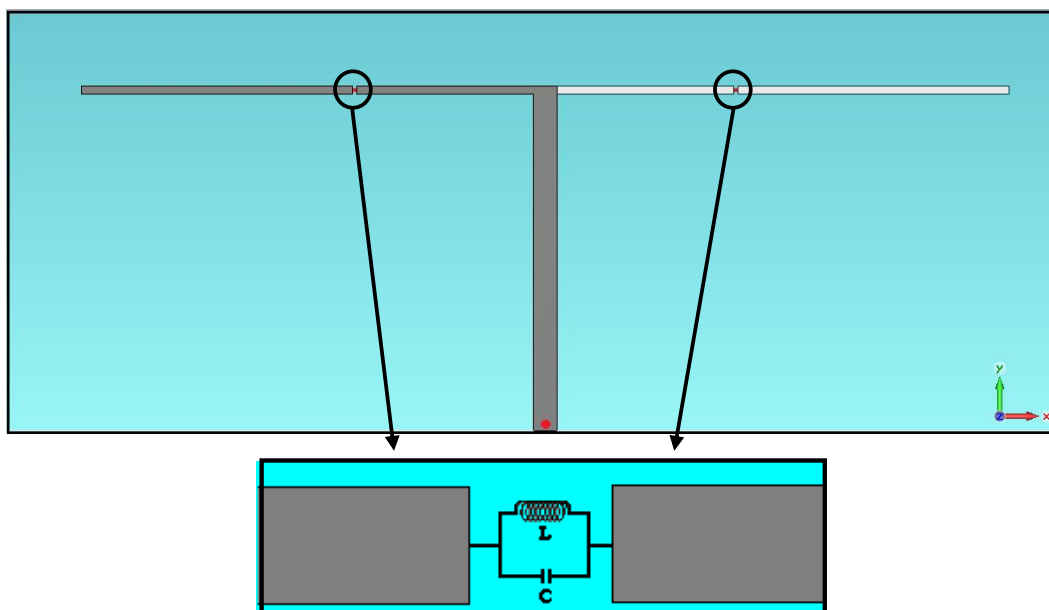


Figura 2. 26 Dipolo impreso antipodal cargado con tanques LC.

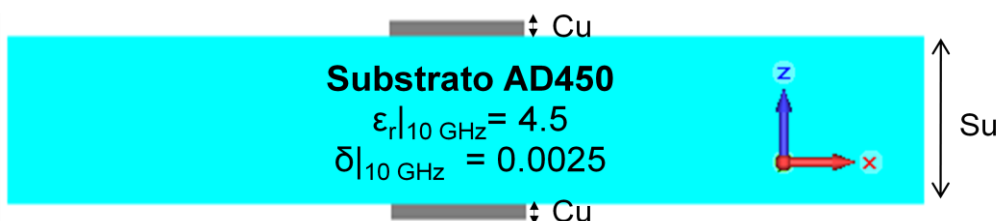


Figura 2. 27 Perfil del dipolo con LC. Substrato AD450 en cian y el metal (cobre) en gris.

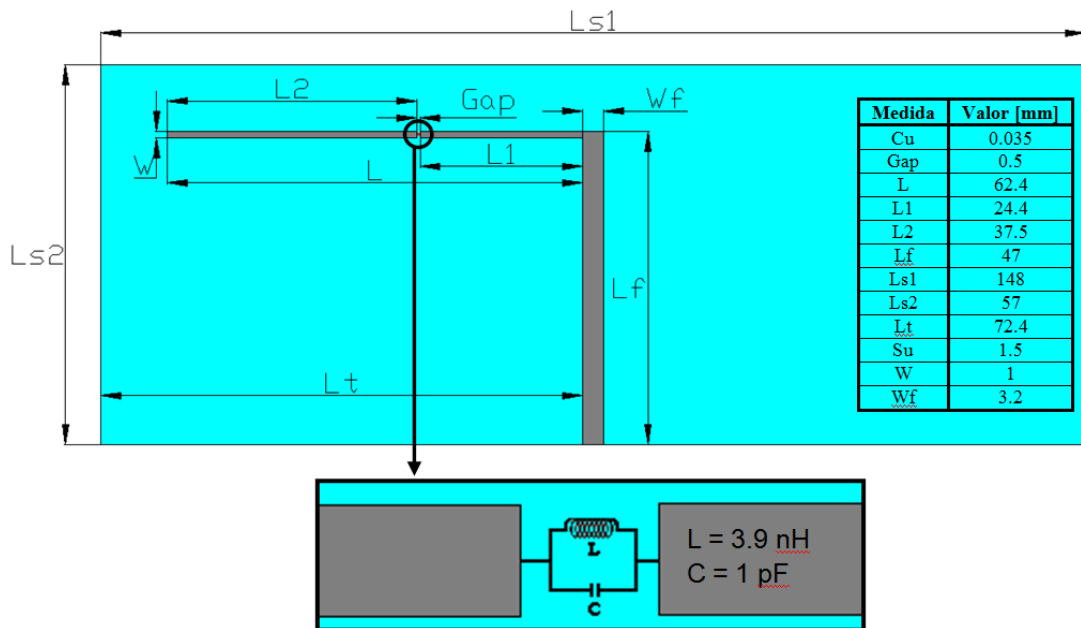


Figura 2. 28 Layout de la cara frontal del dipolo impreso antipodal cargado con resonadores LC. La parte trasera es simétrica y poseerá las mismas dimensiones.

El coeficiente de reflexión simulado obtenido y las distribuciones de corriente a las diferentes frecuencias de funcionamiento se muestran en las siguientes figuras.

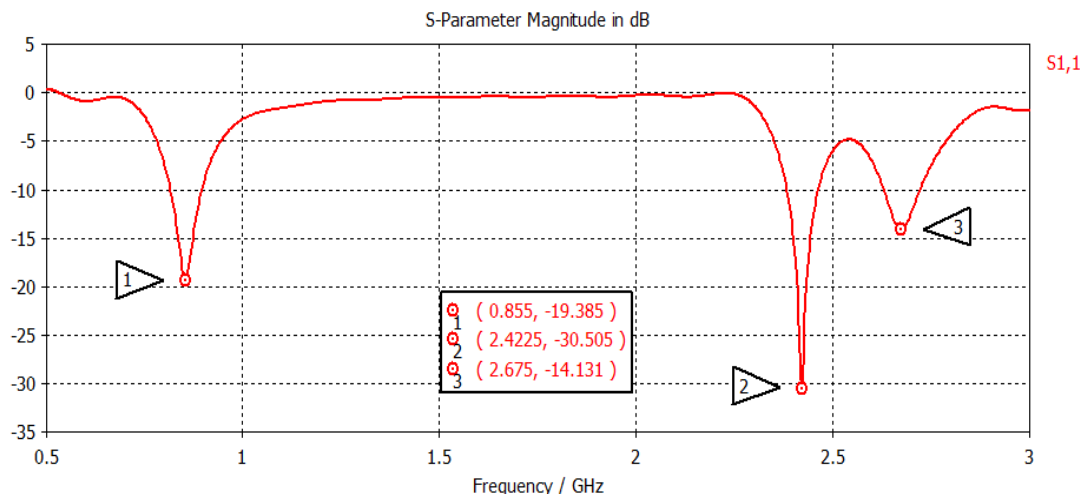


Figura 2. 29 Coeficiente de reflexión simulado para el dipolo impreso antipodal cargado con tanques LC. Frecuencias: 855 MHz, 2.42 GHz y 2.67 GHz.

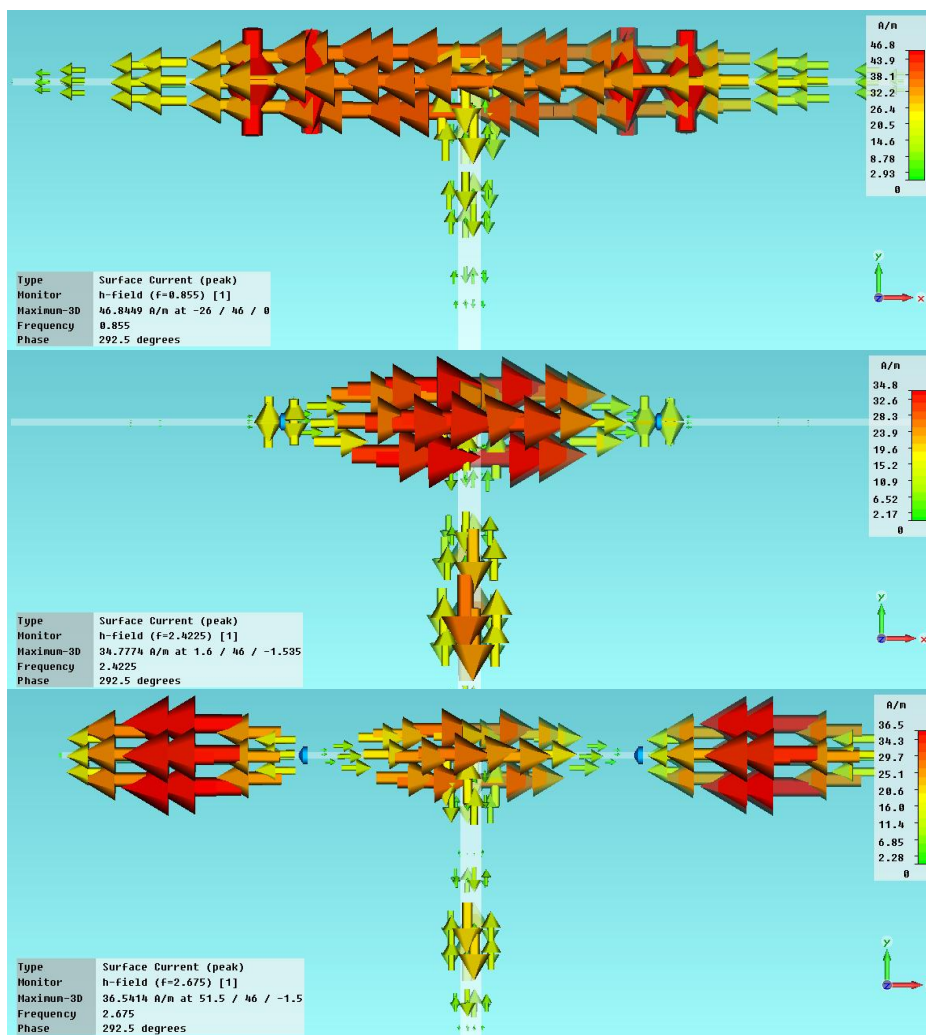


Figura 2. 30 Distribuciones de corriente en el dipolo. (*superior*) Primer modo del dipolo, 855 MHz. (*medio*) Funcionamiento de los tanques, 2.42 GHz. (*inferior*) Tercer modo del dipolo, 2.67 GHz.

El coeficiente de reflexión de la Figura 2. 29 muestra tres claras frecuencias de funcionamiento, de las cuales sólo las dos primeras tendrán validez en la aplicación RFID dado el diagrama de radiación no dipolar en la última. Además, en las distribuciones de corriente presentadas, se podrá ver a qué se deben.

Los diagramas de radiación simulados para las diferentes frecuencias de funcionamiento, así como los cortes de los planos principales, E y H, se muestran a continuación.

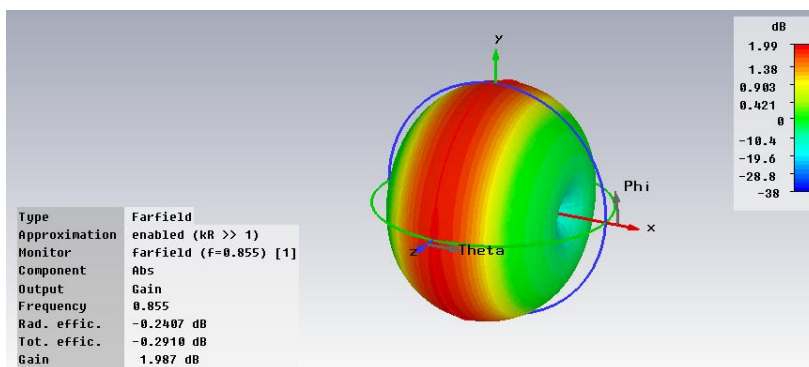


Figura 2. 31 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con LC a 855 MHz. Ganancia máxima: 1.99 dB. Eficiencia total: 0.94.

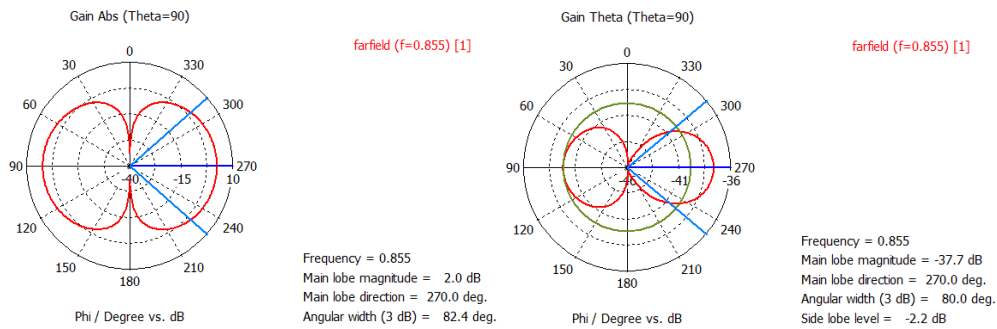


Figura 2.32 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con LC a 855 MHz. (izquierda) Componente copolar con 2 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -37.7 dB.

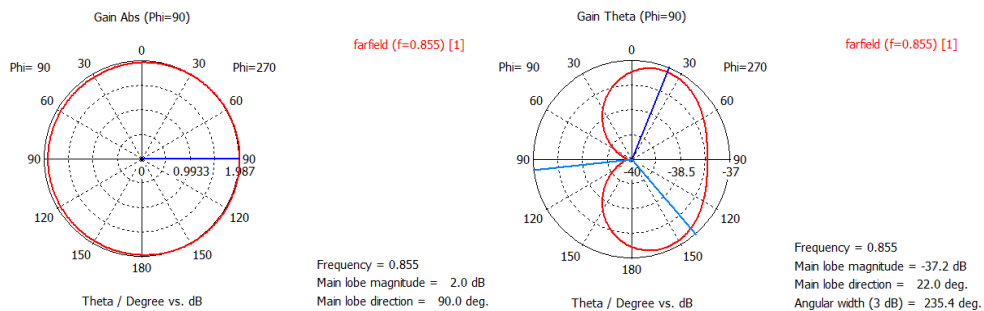


Figura 2.33 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo con LC a 855 MHz. (izquierda) Componente copolar con 2 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -37.2 dB.

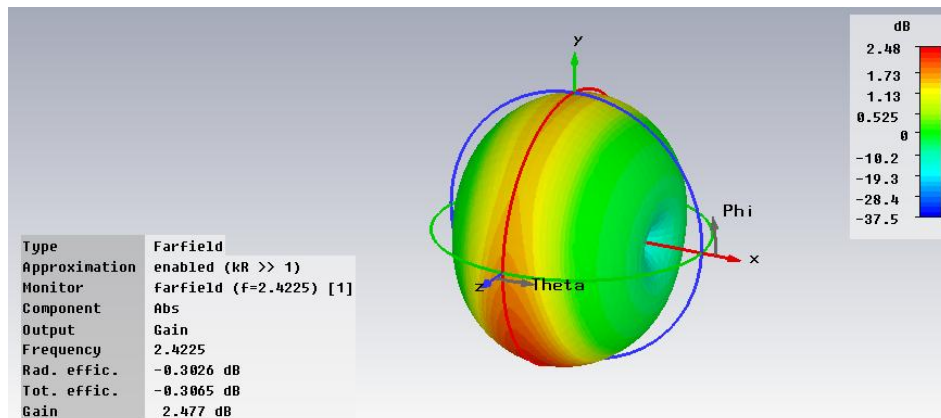


Figura 2.34 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con LC a 2.42 GHz. Ganancia máxima: 2.48 dB. Eficiencia total: 0.93.

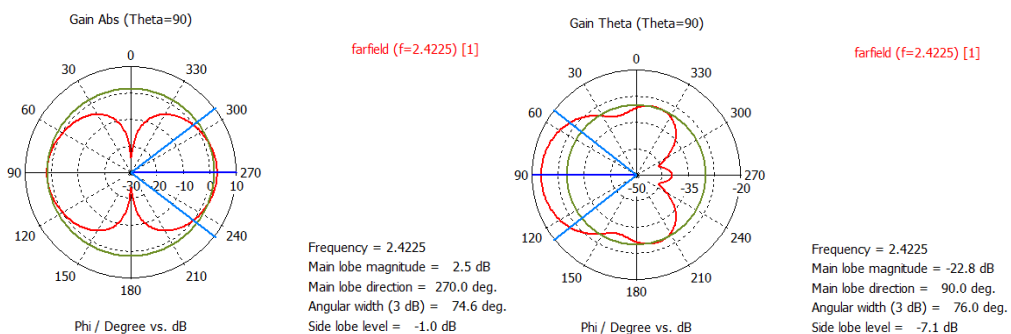


Figura 2.35 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con LC a 2.42 GHz. (izquierda) Componente copolar con 2.5 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -22.8 dB.

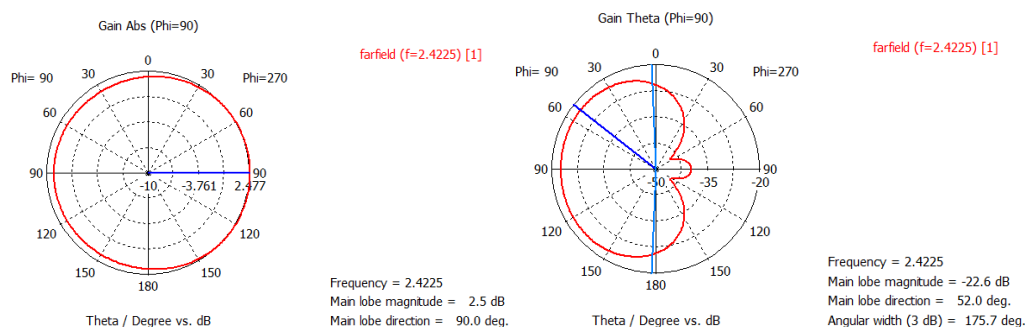


Figura 2. 36 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo con LC a 2.42 GHz. (izquierda) Componente copolar con 2.5 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -22.6 dB.

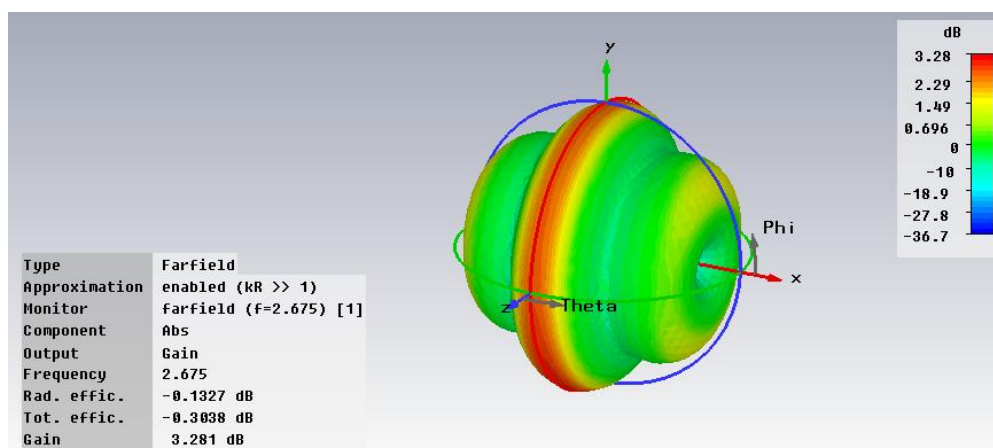


Figura 2. 37 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con LC a 2.7 GHz. Ganancia máxima: 3.28 dB. Eficiencia total: 0.93.

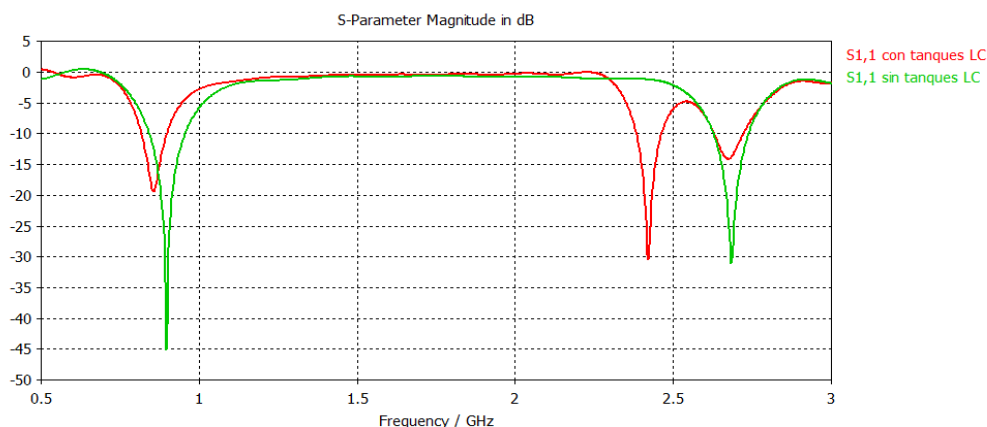


Figura 2. 38 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del dipolo con tanques LC (en rojo) y sin tanques (en verde).

De la última gráfica podemos corroborar cómo está funcionando bien el sistema cargado con partículas LC ya que si las quitamos simplemente aparecerían los modos del dipolo (modo 1 y 3). A diferencia del apartado anterior, la eficiencia obtenida para ambas frecuencias de funcionamiento es muy alta y los diagramas de radiación son los deseados. Además se ha conseguido una separación muy elevada, de 1.57 GHz y, un ancho de banda por debajo de -10 dB del 9.65% alrededor de la frecuencia central 855 MHz y del 3.4% alrededor de 2.42 GHz. La diferencia entre

la componente contrapolar y la copolar es muy alta por lo que, de nuevo, nos vaticina buenos resultados en la práctica. Parece que la diferencia entre utilizar metamateriales y tanques LC es que con los primeros, al tener una separación tan grande entre ambas frecuencias, el dipolo deja de funcionar casi por completo, dejando que actúen sólo las partículas (segunda foto de la Figura 2. 5 y Figura 2. 18) y provocando así una reducción de la eficiencia (sobre todo en el caso del SRR, ya que con omega la eficiencia es bastante alta). Sin embargo, si nos fijamos en la segunda foto de la Figura 2. 30 se puede ver cómo con los tanques LC, aparte de funcionar estos (modificando los valores de L y C variaba la frecuencia superior de funcionamiento), también funciona la parte del dipolo comprendida entre el gap formado por los tanques y la línea de alimentación. Este es un dato importante a tener en cuenta a la hora de construir una antena con una separación frecuencial tan alta, ya que puede que con partículas metamateriales (más concretamente SRR) obtener una buena eficiencia pueda ser un trabajo muy complicado, siendo más fácil el uso de tanques LC.

Tras el análisis de estas tres estructuras, en el apartado siguiente se hará un estudio conjunto para ver cuál de ellas es la mejor para llevar a la práctica y observar su comportamiento en el entorno.

2.1.4 Solución elegida y resultados experimentales

Para dirimir entre las tres estructuras estudiadas se utilizará la Tabla 2. 1 que resume los aspectos más importantes de las antenas simuladas. Se separará cada antena en las dos frecuencias bajo estudio: frecuencia inferior o f_i (UHF) y frecuencia superior o f_s (microondas).

		Frecuencia [GHz]	S_{11} [dB]	BW _{-10dB} alrededor de $f_{i,s}$ [%]	Ganancia [dB]	Eficiencia	Diagrama deseado
Dipolo con omega	f_i	0.9	-20.59	11.88	2.15	0.98	Sí
	f_s	2.37	-26.16	2.1	2.37	0.83	Sí
Dipolo con SRR	f_i	0.9	-21.54	12.5	2.13	0.99	Sí
	f_s	2.4	-21.33	0.83	-0.109	0.41	No
Dipolo con LC	f_i	0.85	-19.38	9.65	1.99	0.94	Sí
	f_s	2.42	-30.5	3.4	2.48	0.93	Sí

Tabla 2. 1 Comparativa de simulación entre las diferentes antenas estudiadas para el tag sin reducir.

Dado que el dipolo con SRR no presenta un diagrama toroidal en la frecuencia superior, se le descartará directamente como posible estructura a implementar en la aplicación RFID. Entre el dipolo cargado con metamateriales (partículas omega) y el cargado con partículas LC se deben estudiar todos los aspectos presentados. Por

un lado, ambos funcionan en el entorno de UHF y microondas, aunque para el caso del dipolo con LC se tiene una mejor adaptación para la frecuencia superior, siendo igual para la inferior. En cuanto al ancho de banda de la frecuencia inferior, el dipolo con omega mejora las expectativas del otro. Sin embargo, se obtiene un mayor BW en el dipolo cargado con partículas LC a la frecuencia superior; lo cual es importante puesto que es donde pueden surgir las mayores dificultades a la hora de poner la antena en práctica. Finalmente se tendrán en cuenta los conceptos de ganancia y eficiencia. Dichos conceptos vienen de la mano ya que, como se mostraba en (2.4), están intrínsecamente relacionados. Utilizando el concepto de eficiencia se nos brinda una idea más general de cómo está funcionando la antena a tales frecuencias, dando en este caso, un valor superior para la frecuencia superior en el dipolo con tanques LC. De nuevo, será en esta frecuencia donde se podrán obtener los mayores problemas en la práctica dado que depende de la frecuencia de resonancia del tanque y no del propio dipolo en sí.

Con todo ello se decidió construir el dipolo con tanques LC puesto que mejoraba en todos los aspectos importantes al dipolo cargado con metamateriales.

El *layout* es el mismo que se presenta en el apartado anterior en la Figura 2. 27 y Figura 2. 28. Tras su análisis mediante un analizador de redes se obtuvieron los resultados del coeficiente de reflexión que aparecen en la Figura 2. 39.

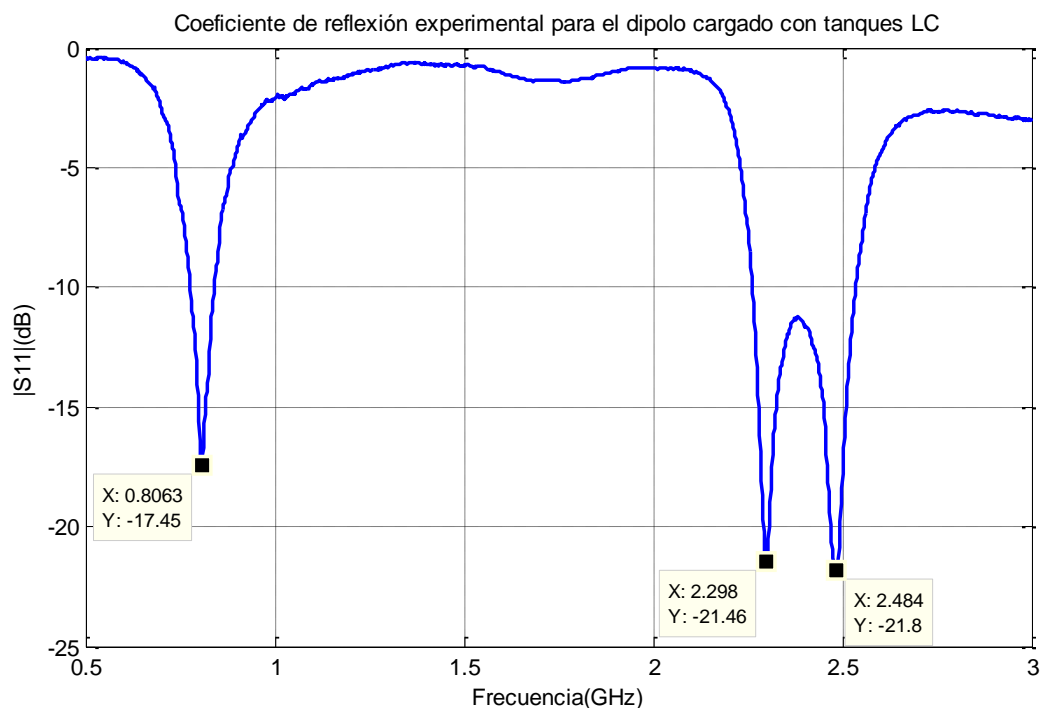


Figura 2. 39 Coeficiente de reflexión experimental medido con el analizador de redes del dipolo impreso antipodal cargado con tanques LC.

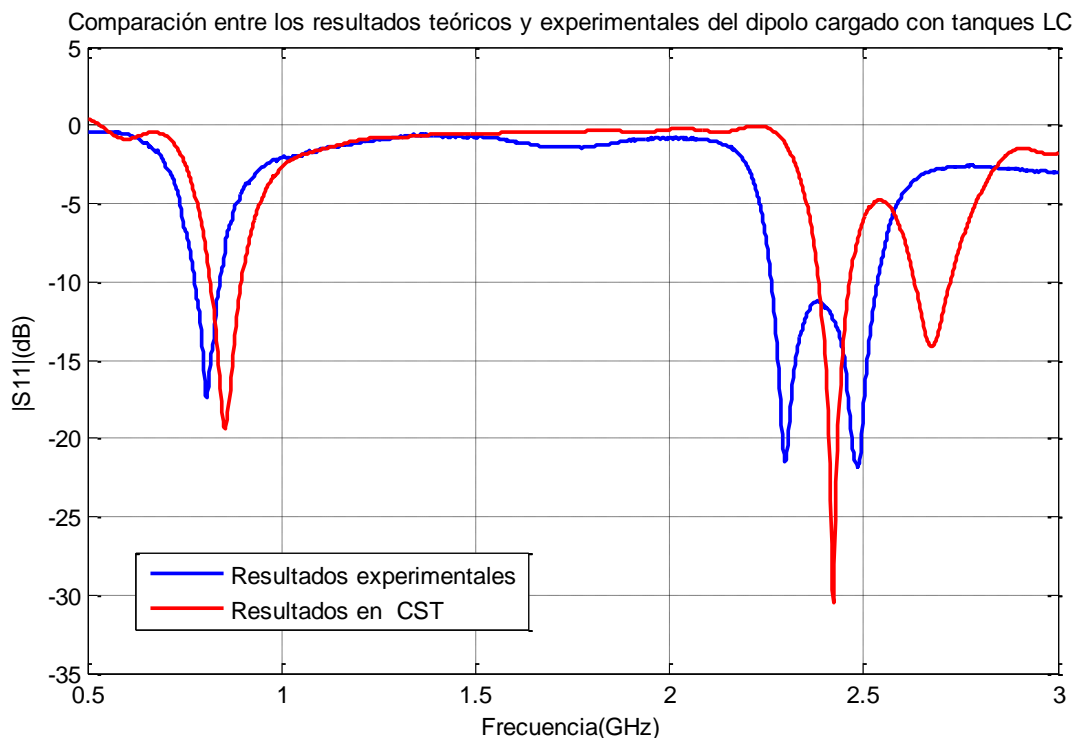


Figura 2. 40 Gráfica comparativa entre el coeficiente de reflexión simulado en CST[®] (rojo) y el coeficiente de reflexión medido con el analizador de redes (azul) del dipolo impreso antipodal cargado con tanques LC.

Se puede apreciar como la antena medida está funcionando correctamente, es decir se obtienen 3 frecuencias de funcionamiento: 800 MHz, 2.3 GHz y 2.48 GHz. La primera correspondería al primer modo del dipolo, la segunda a la frecuencia de resonancia generada por los tanques LC y la tercera al tercer modo del dipolo. Para corroborar estos resultados sería conveniente hallar el diagrama de radiación en la cámara anecoica y ver si realmente los tanques producen un diagrama parecido al del primer modo.

Se ha obtenido una separación frecuencial del 6.43% para la frecuencia inferior de funcionamiento (en torno al valor de simulación) y del 4.95% para la superior. Esta diferencia entre los resultados experimentales y los teóricos pueden ser derivados de defectos de fabricación y/o tolerancias de los propios materiales. Por ejemplo, una pequeña variación en la constante dieléctrica del sustrato utilizado puede provocar ese desplazamiento frecuencial, que es igual para todas las frecuencias de funcionamiento. Es decir, si la permitividad del dieléctrico es algo mayor a 4.5 se producirá un desplazamiento hacia las bajas frecuencias (hacia la izquierda en el gráfico) en todo el coeficiente de reflexión y no puntualmente. Esto es precisamente lo que está ocurriendo, por lo que se puede achacar el desplazamiento a la tolerancia de la permitividad. Sin embargo, si hubiera sido un desplazamiento en sólo una de las frecuencias de funcionamiento, el problema provendría de otros términos. De forma cuantitativa, para un valor $\epsilon_r=4.5$ y con la fórmula (2.3), se obtiene una frecuencia de resonancia de 804 MHz ($L=128$ mm). Para un valor de $\epsilon_r=4.6$ se obtiene el valor de 800 MHz. Dado que la diferencia en

frecuencia al variar la permitividad es muy pequeña, y aquí se obtienen desplazamientos bastante mayores, se comprueba también que la simulación del programa no es completamente exacta. Por otro lado, la resonancia experimental obtenida por los resonadores LC es cercana a la frecuencia de funcionamiento del dipolo interno formado por el gap y la línea de transmisión y a la de los resonadores. Es decir, con 52 mm de longitud y (2.3), se obtiene una frecuencia de funcionamiento de 1.98 GHz. Además para los valores de L, C y (2.5) se obtienen 2.54 GHz, siendo 2.3 GHz la frecuencia de resonancia obtenida.

Una solución para evitar este desplazamiento entre la simulación y la realidad podría pasar por utilizar componentes más precisos o estimar en CST® el coeficiente de reflexión por encima del deseado.

Además se construyó la misma antena pero sin incluir los tanques. Con esto se puede saber si la resonancia de 2.3 GHz conseguida en la antena con tanques se debe realmente a los tanques o no. El sistema de construcción y las bases de la antena son las mismas que las presentadas con anterioridad, así como el perfil del dipolo. Su *layout* se muestra en la siguiente figura:

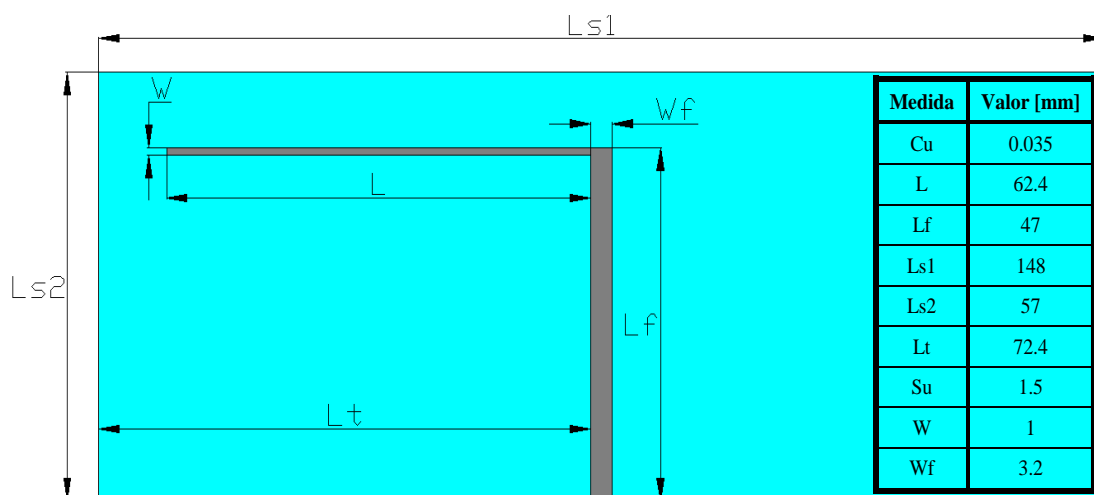


Figura 2. 41 *Layout* de la cara frontal del dipolo impreso antipodal sin tanques LC. La parte trasera es simétrica y poseerá las mismas dimensiones.

Los resultados obtenidos fueron los esperados y calculados teóricamente, con un pequeño desplazamiento frecuencial hacia las bajas frecuencias, debido posiblemente, a los mismos aspectos que se explicaban con anterioridad. Esto se presenta en el gráfico siguiente.

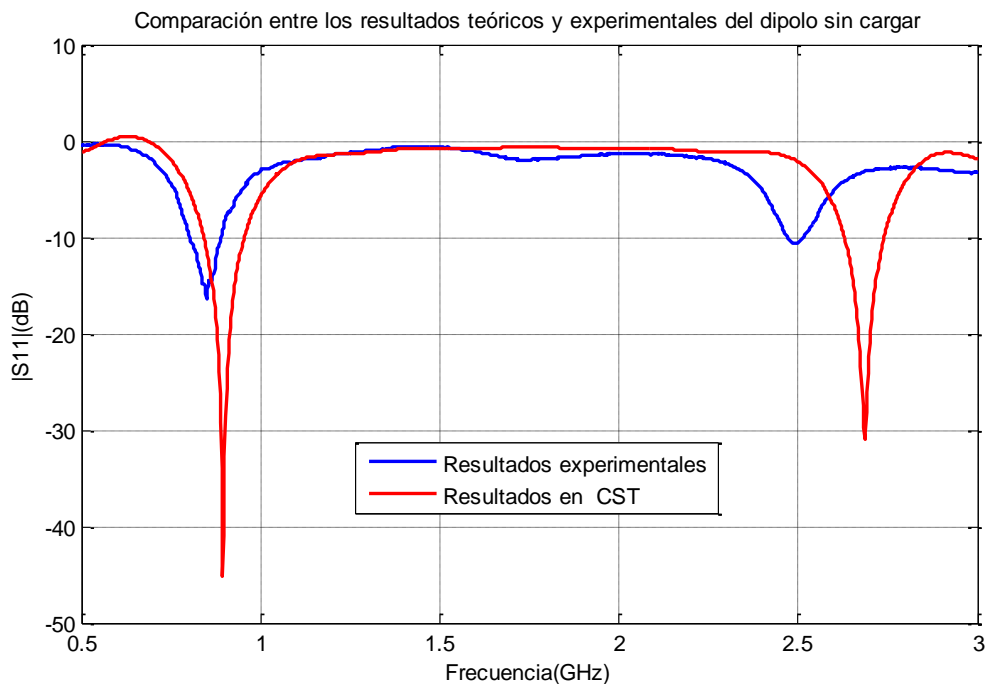


Figura 2. 42 Gráfica comparativa entre el coeficiente de reflexión simulado en CST® (rojo) y el coeficiente de reflexión medido con el analizador de redes (azul) del dipolo impreso antipodal sin tanques LC.

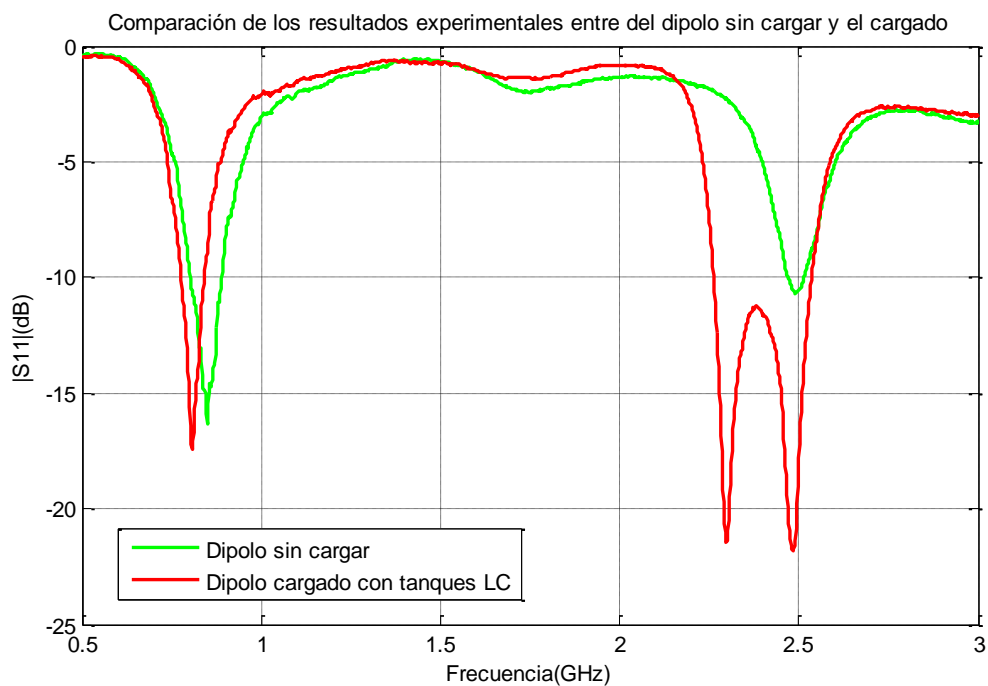


Figura 2. 43 Gráfica comparativa entre el coeficiente de reflexión experimental del dipolo sin cargar (verde) y del dipolo cargado con LC (rojo).

Se concluye por lo tanto que la antena está funcionando correctamente ya que al incluir los tanques LC se produce una resonancia adicional haciendo que el dipolo funcione a doble frecuencia.

Por último, se incluyen las fotos de las antenas construidas y medidas en este apartado.

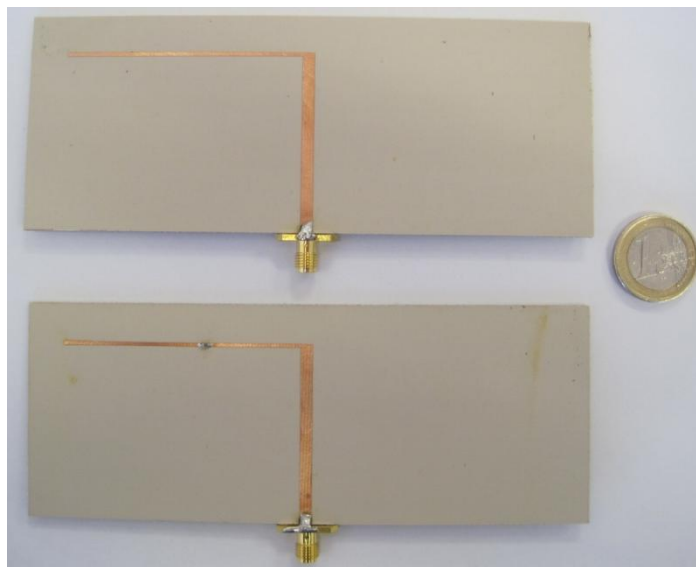


Figura 2. 44 (*superior*) Foto del dipolo sin resonadores LC construido. (*inferior*) Foto del dipolo con resonadores LC construido.

2.2 Reducción de la antena

Tras el paso inicial, y habiendo conseguido que la antena funcione a doble frecuencia, ahora se tratará de reducir la misma a tamaño tarjeta (85·54 mm) para que cumpla uno de los requisitos mencionados en 1.5, la miniaturización. Para ello se han estudiado diferentes formas de doblar el dipolo manteniendo su longitud para que siga funcionando a la frecuencia de 900 MHz. En este documento sólo se mostrará el mejor resultado obtenido de todos los dobleces estudiados.

2.2.1 Análisis paramétrico del dipolo doblado cargado con partículas omega

Tras numerosas disposiciones de la partícula y diferentes tipos de dobleces se obtuvieron los mejores resultados para la configuración de la Figura 2. 45 mostrada a continuación. Tal y como se explicará más adelante, se eligió este tipo de doblez debido a que no se produce acoplo entre las diferentes partes del brazo del dipolo doblado, lo que produciría resonancias no deseadas. En dicha figura también se puede ver que la configuración del dipolo es la misma que en el apartado anterior, es decir, se tiene un brazo del dipolo doblado e impreso por una cara (gris oscuro en la figura) y el otro impreso por la cara opuesta del substrato (gris claro en la figura).

Además se tendrán dos líneas de alimentación (una por brazo) que serán atravesadas por el único puerto coaxial existente (círculo rojo en la figura).

Siguiendo el orden establecido en apartados anteriores, se expondrá primero el *layout* completo de la antena, seguido el coeficiente de reflexión simulado y los diagramas de radiación a las frecuencias de funcionamiento, y por último una comparación entre el dipolo con metamateriales y sin ellos.

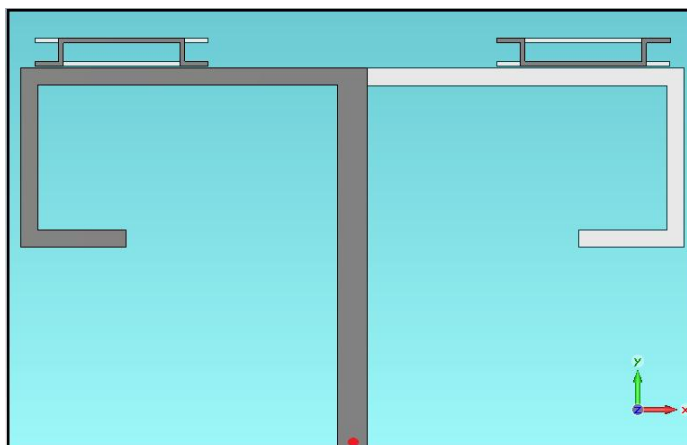


Figura 2. 45 Dipolo impreso antipodal doblado y cargado con partículas omega.



Figura 2. 46 Perfil del dipolo doblado con omega. Substrato AD450 en cian y el metal en gris.

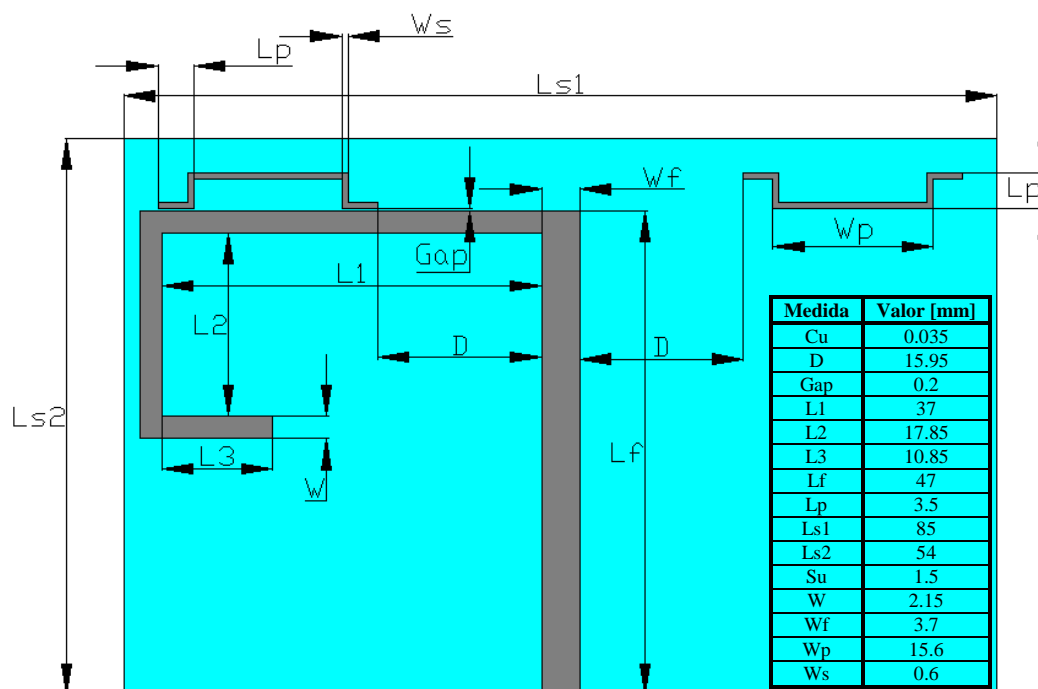


Figura 2. 47 *Layout* de la cara frontal del dipolo impreso antipodal doblado y cargado con partículas omega. La parte trasera es simétrica y poseerá las mismas dimensiones.

Los resultados de simulación obtenidos del CST® se muestran todos ellos a continuación.

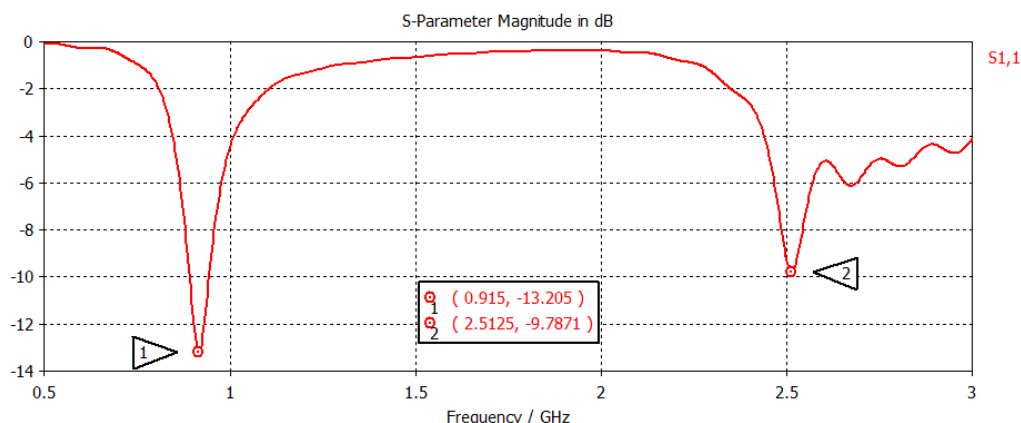


Figura 2. 48 Coeficiente de reflexión simulado para el dipolo impreso antipodal doblado y cargado con partículas omega. Frecuencias: 915 MHz y 2.51 GHz.

En la figura siguiente se muestran las distribuciones de corriente para las dos frecuencias de mayor coeficiente de reflexión.

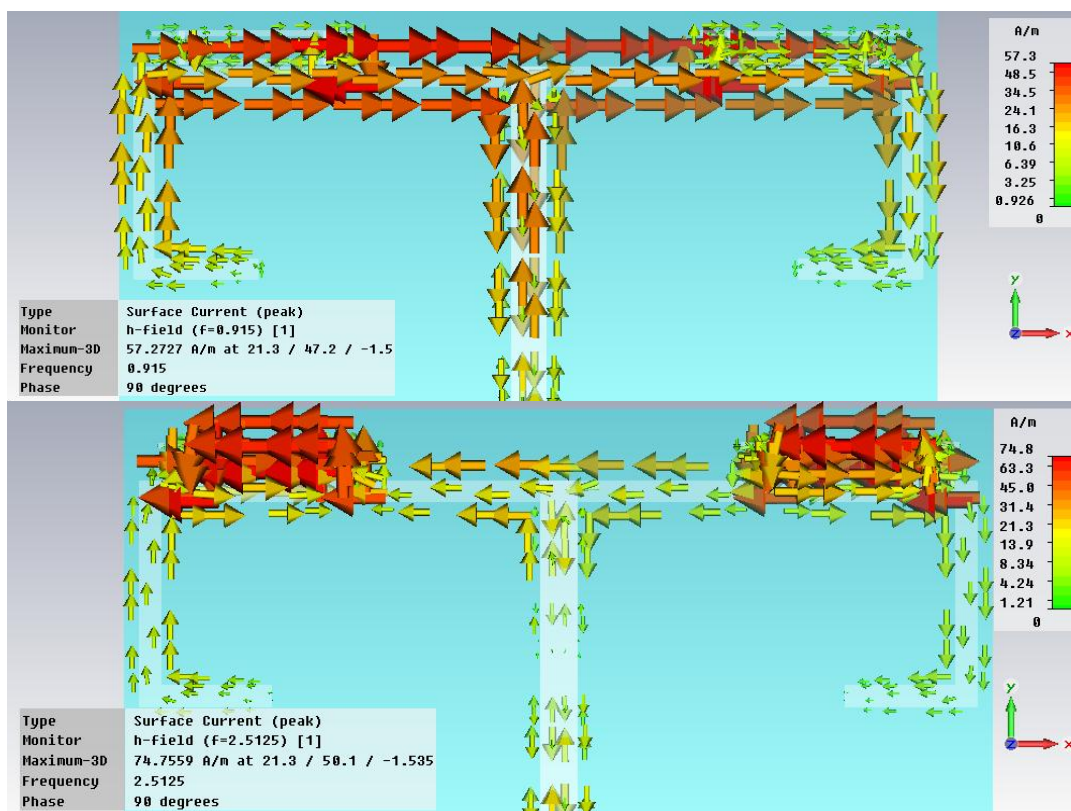


Figura 2. 49 Distribuciones de corriente en el dipolo. (*superior*) Primer modo del dipolo, 915 MHz. (*inferior*) Funcionamiento de las partículas, 2.51 GHz.

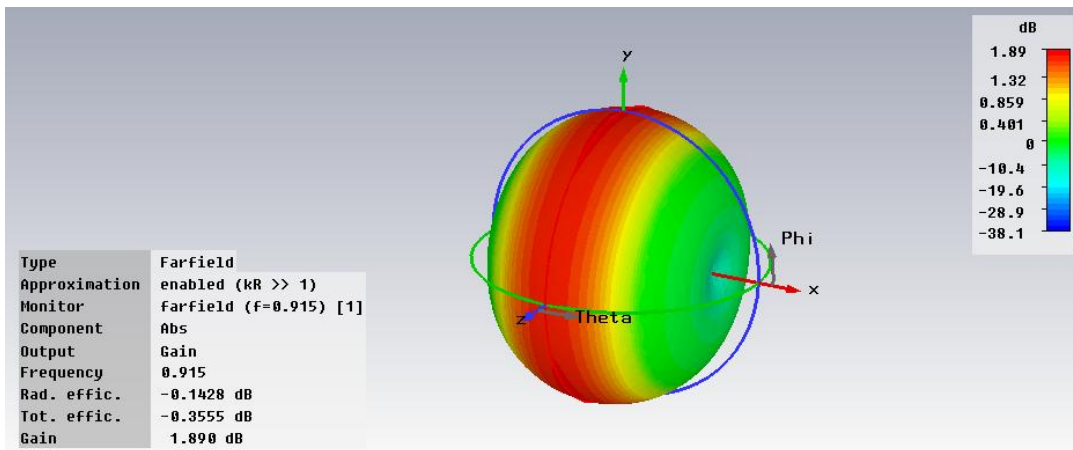


Figura 2. 50 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal doblado cargado omega a 915 MHz. Ganancia máxima: 1.89 dB. Eficiencia total: 0.92.

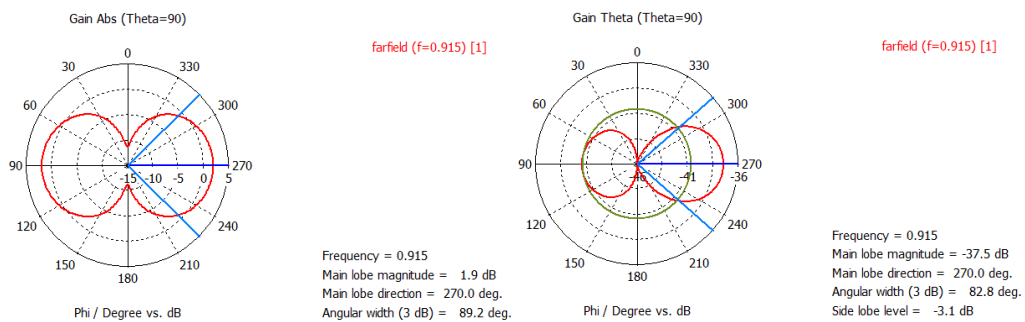


Figura 2. 51 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo doblado con omega a 915 MHz. (izquierda) Componente copolar con 1.9 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -37.5 dB.

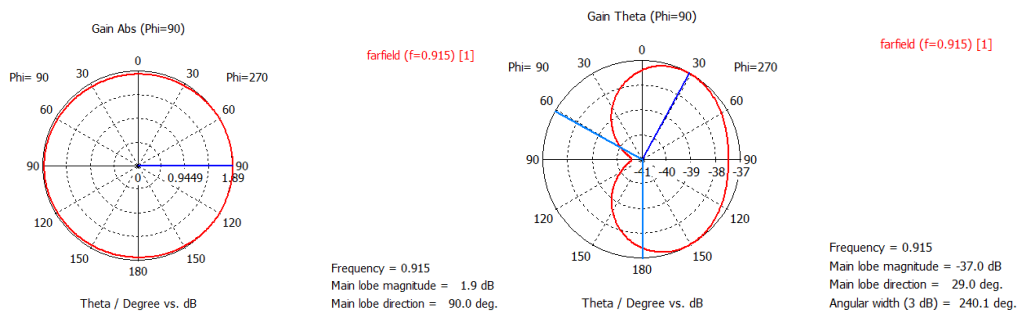


Figura 2. 52 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo doblado con omega a 915 MHz. (izquierda) Componente copolar con 1.9 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -37 dB.

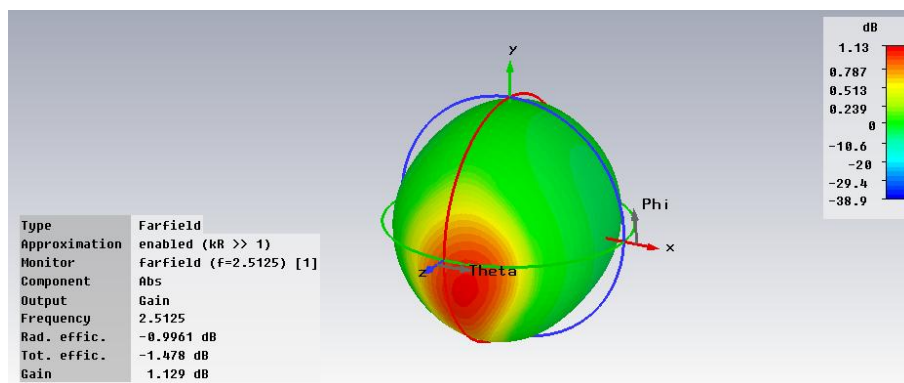


Figura 2. 53 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal doblado cargado omega a 2.51GHz. Ganancia máxima: 1.13 dB. Eficiencia total: 0.71.

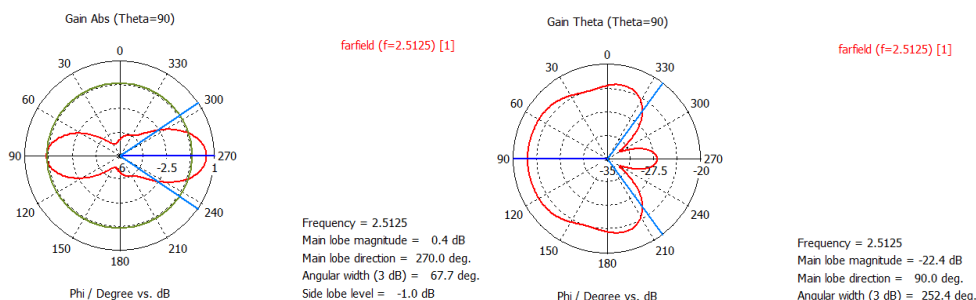


Figura 2. 54 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo doblado con omega a 2.51 GHz. (izquierda) Componente copolar con 0.4 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -22.4 dB.

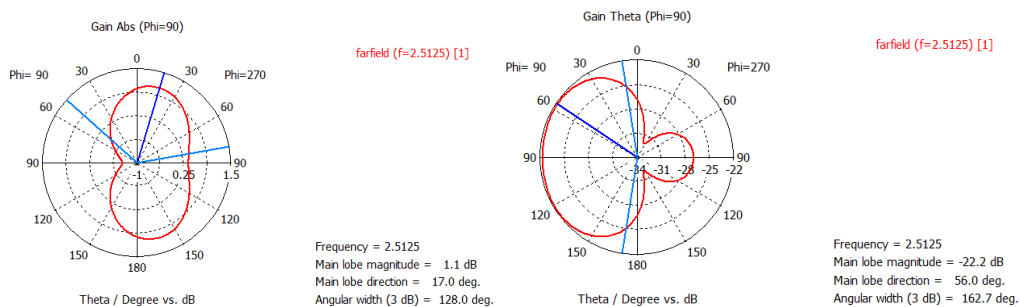


Figura 2. 55 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo doblado con omega a 2.51 GHz. (izquierda) Componente copolar con 1.1 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -22.2 dB.

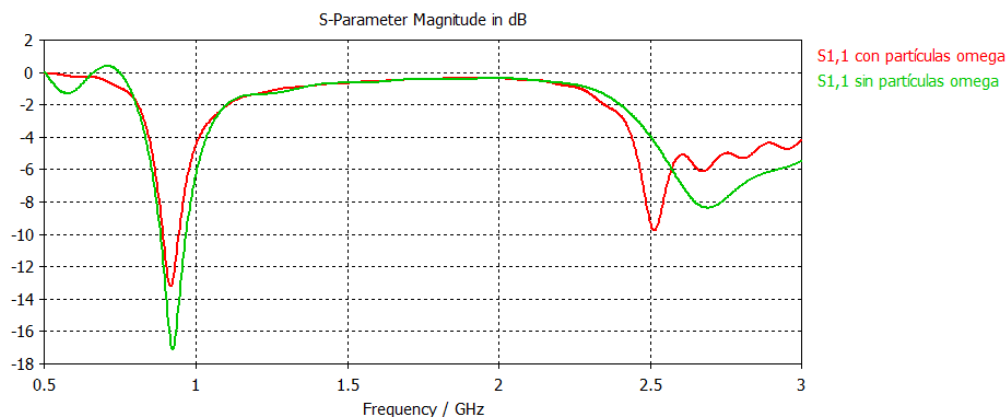


Figura 2. 56 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del dipolo con partículas omega (en rojo) y sin ellas (en verde).

En resumen, se ha reducido la antena para alcanzar unas dimensiones de tamaño tarjeta. Se ha conseguido que la antena funcione a doble frecuencia gracias a los metamateriales (véase Figura 2. 56) aunque la adaptación conseguida no ha sido muy buena. En cuanto a los diagramas de radiación, el obtenido a la frecuencia superior de funcionamiento no alcanza una forma toroidal como a los 900 MHz, no cumpliendo los requisitos establecidos.

La búsqueda de la adaptación aquí era mucho más ardua, ya que adaptar la baja frecuencia implicaba desadaptar la alta y viceversa. Se buscó que hubiera un compromiso entre ambas y que llegarán al punto de inflexión de -10 dB, valor tomado como referencia para la adaptación. Si bien hubiera sido necesario alcanzar valores mayores, dado que por norma general en la práctica los valores de adaptación no alcanzan los niveles de simulación, no se consiguió por las causas explicadas anteriormente. Además, esta desadaptación puede derivar del efecto producido al realizar los dobleces en los brazos del dipolo y de la mayor compactación de la antena; pudiendo dar lugar a la aparición de modos nuevos tal y como se explicará en el apartado 2.3.

2.2.2 Análisis paramétrico del dipolo doblado cargado con SRR

De nuevo, se propondrá un diseño con dipolos cargados con SRR. En concreto se añadirán 2 anillos por cara del sustrato y se reducirá la antena hasta obtener un tamaño tarjeta. La antena diseñada y los resultados de simulación se muestran a continuación, siendo la estructura la misma que se lleva desarrollando en todo el documento.

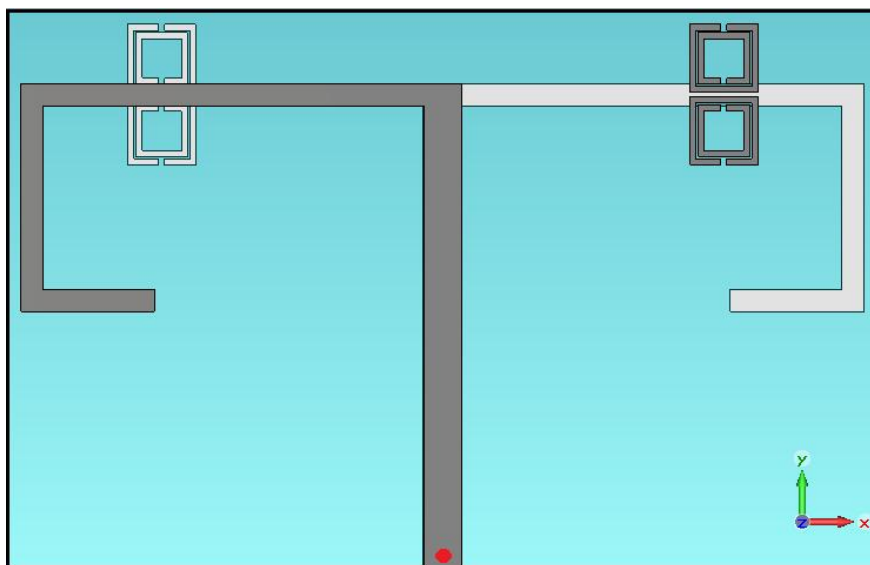


Figura 2. 57 Dipolo impreso antipodal doblado y cargado con SRR.

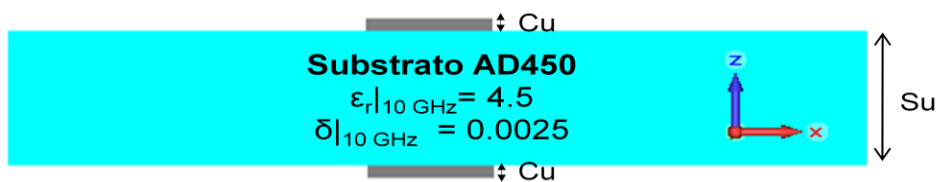


Figura 2. 58 Perfil del dipolo doblado con SRR. Substrato AD450 en cian y el metal (cobre) en gris.

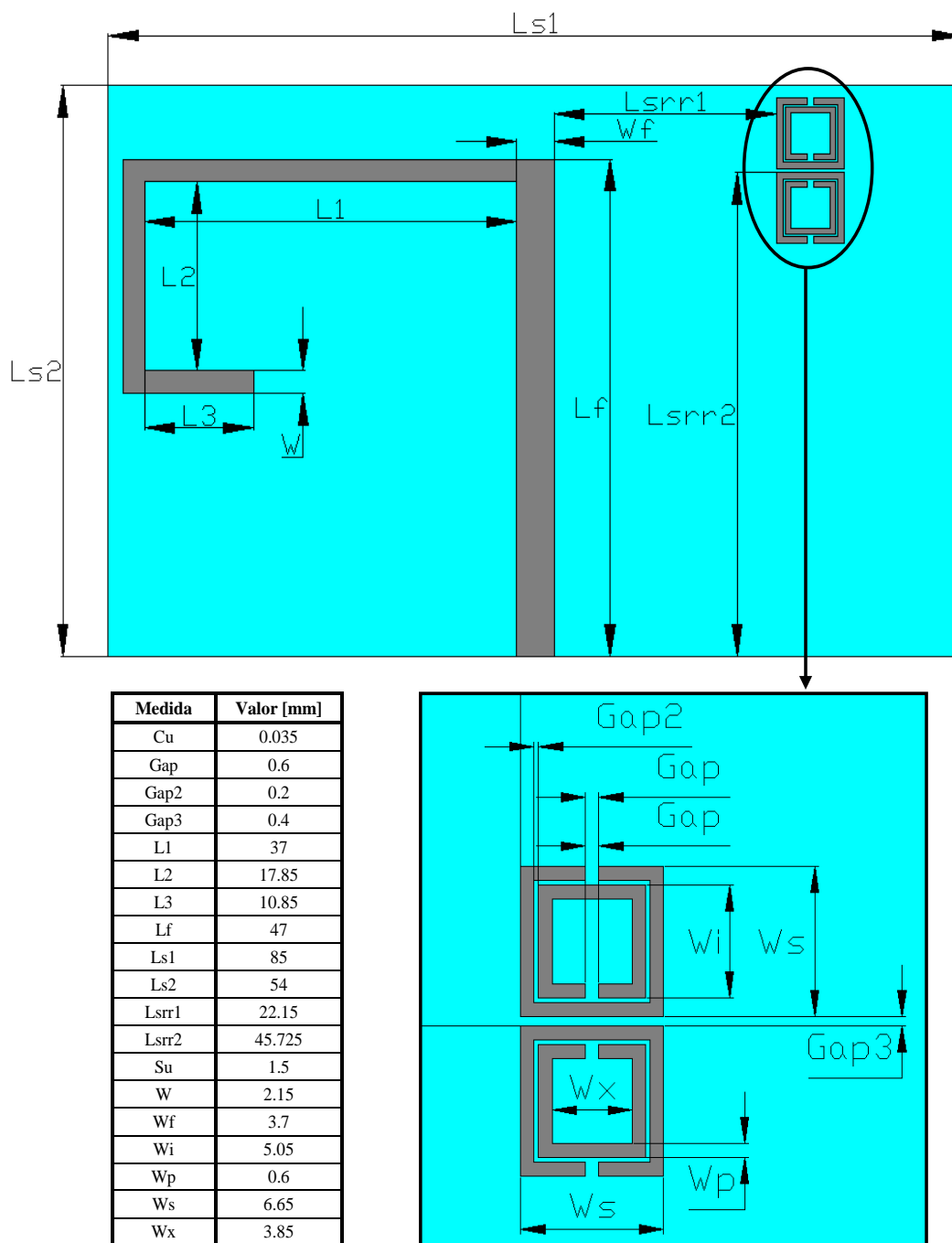


Figura 2. 59 Layout de la cara frontal del dipolo impreso antipodal doblado y cargado con SRR. La parte trasera es simétrica y poseerá las mismas dimensiones.

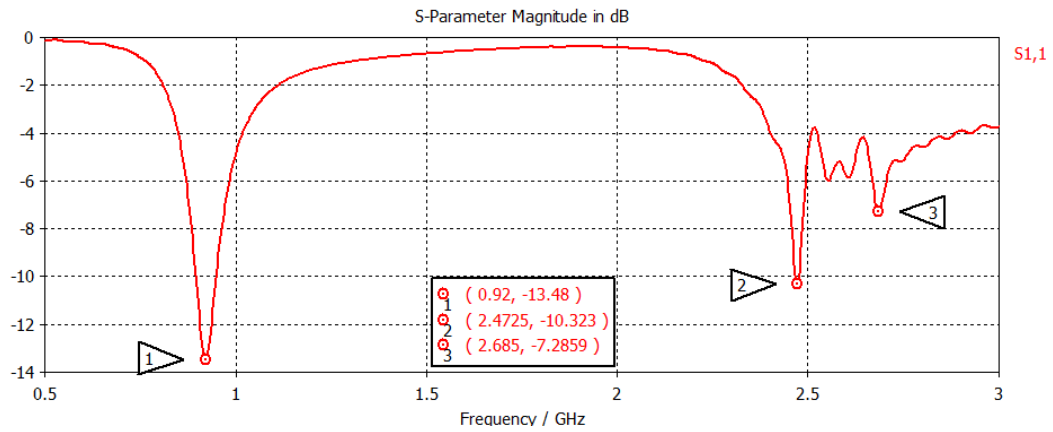


Figura 2. 60 Coeficiente de reflexión simulado para el dipolo impreso antipodal doblado y cargado con SRR. Frecuencias: 920 MHz, 2.47 GHz y 2.68 GHz.

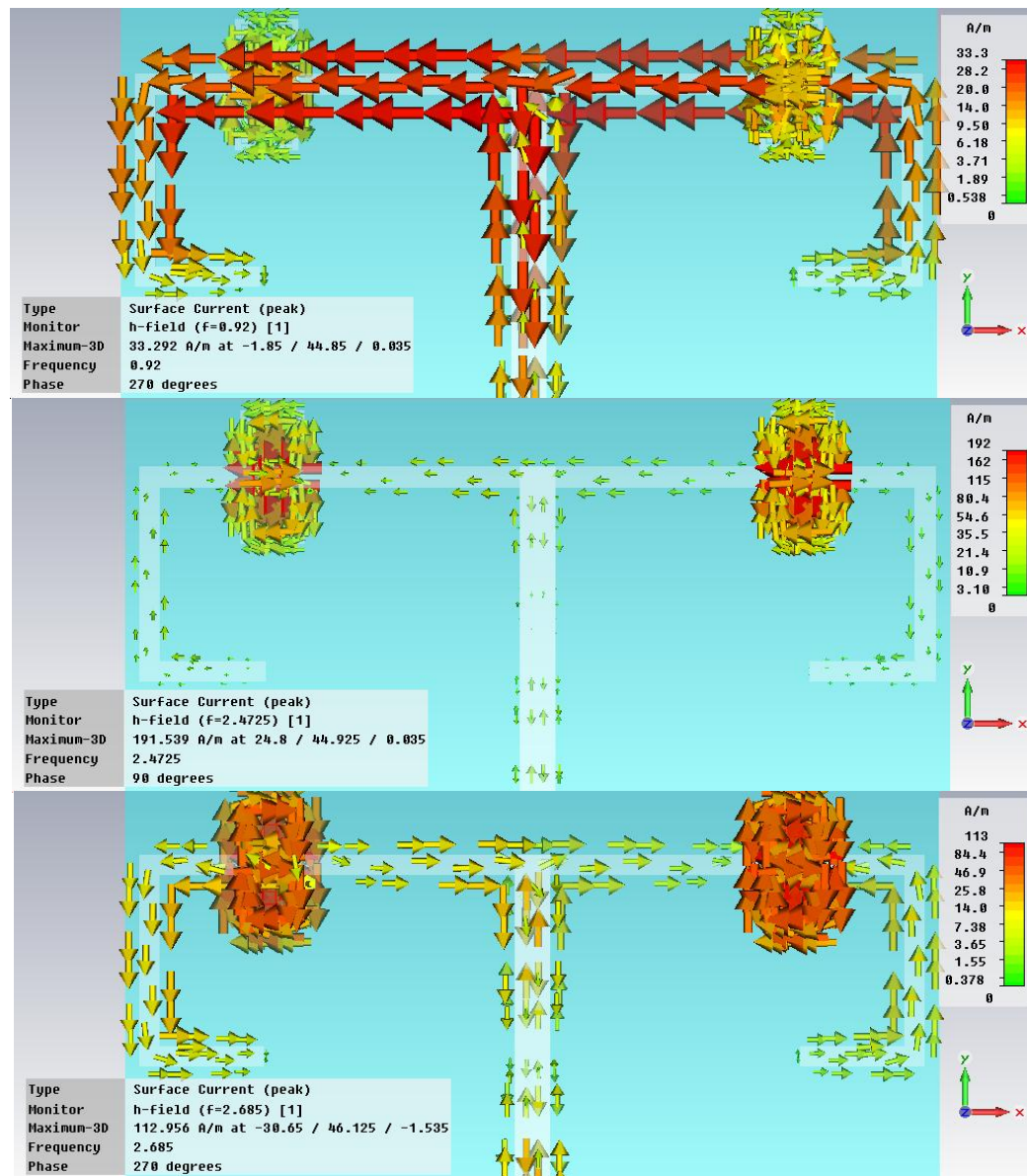


Figura 2. 61 Distribuciones de corriente en el dipolo. (*superior*) Primer modo del dipolo, 920 MHz. (*medio*) Funcionamiento de las partículas, 2.47 GHz. (*inferior*) SRR y tercer modo, 2.68 GHz.

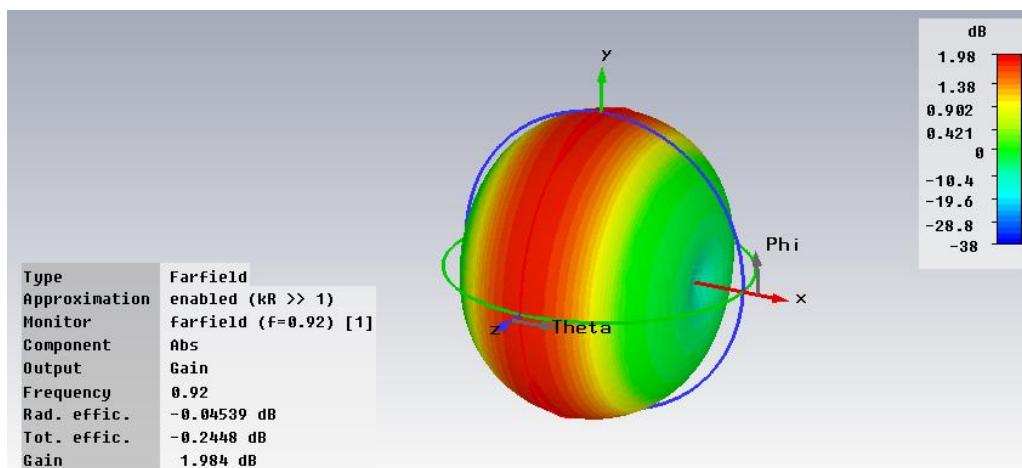


Figura 2. 62 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal doblado y cargado con SRR a 920 MHz. Ganancia máxima: 1.98 dB. Eficiencia total: 0.95.

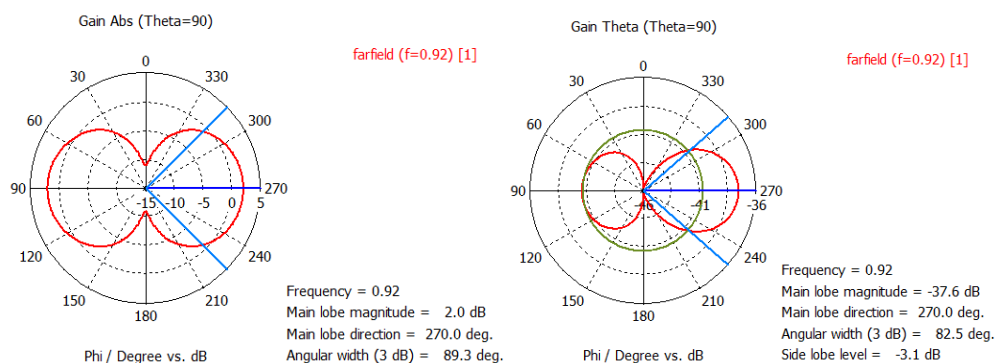


Figura 2. 63 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo doblado con SRR a 920 MHz. (izquierda) Componente copolar con 2 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -37.6 dB.

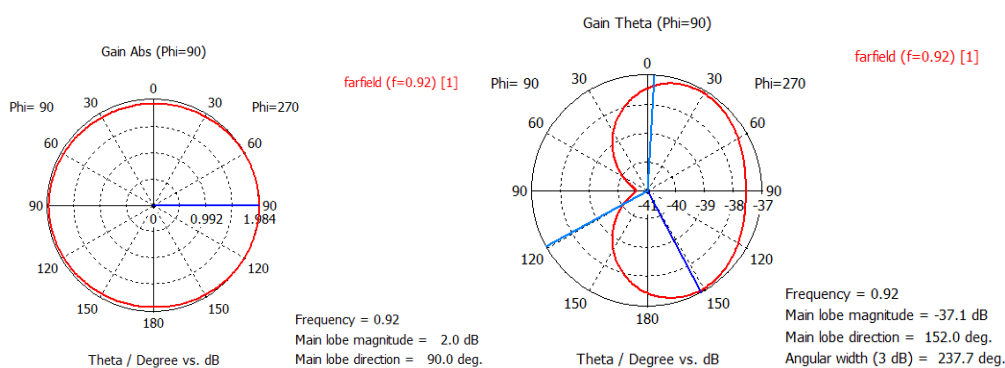


Figura 2. 64 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo doblado con SRR a 920 MHz. (izquierda) Componente copolar con 2 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -37.1 dB.

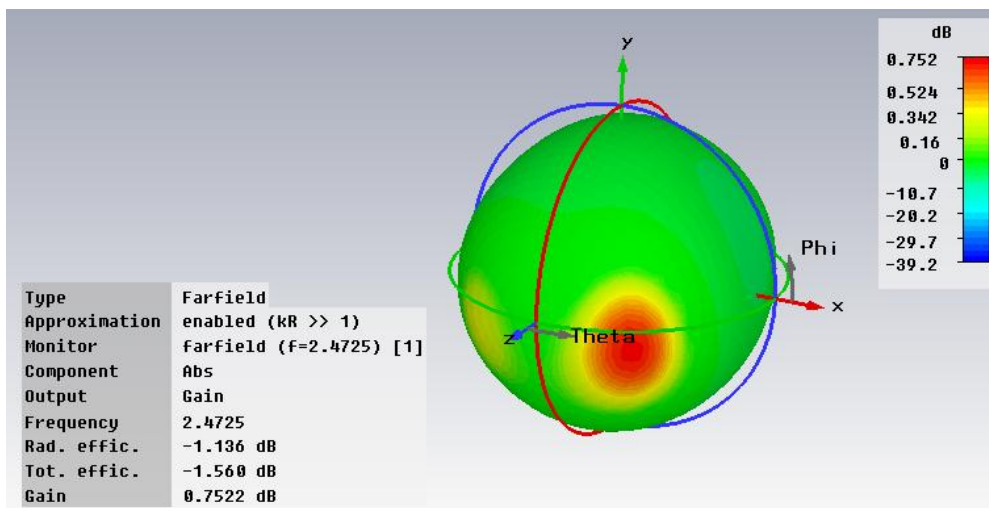


Figura 2. 65 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal doblado y cargado con SRR a 2.47 GHz. Ganancia máxima: 0.752 dB. Eficiencia total: 0.7.

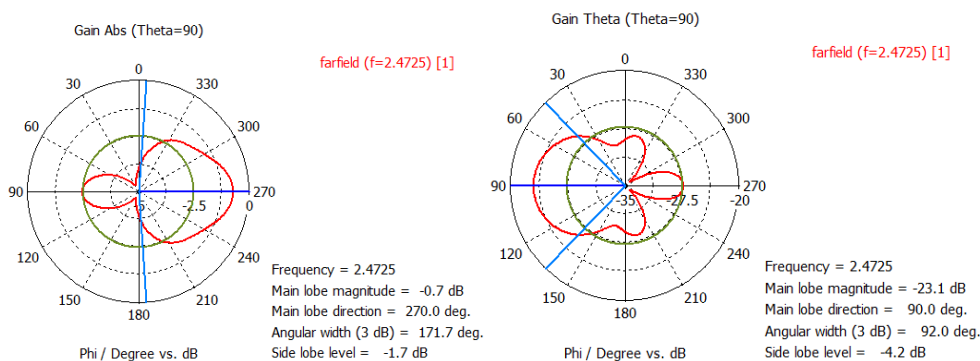


Figura 2. 66 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo doblado con SRR a 2.47 GHz. (izquierda) Componente copolar con -0.7 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -23.1 dB.

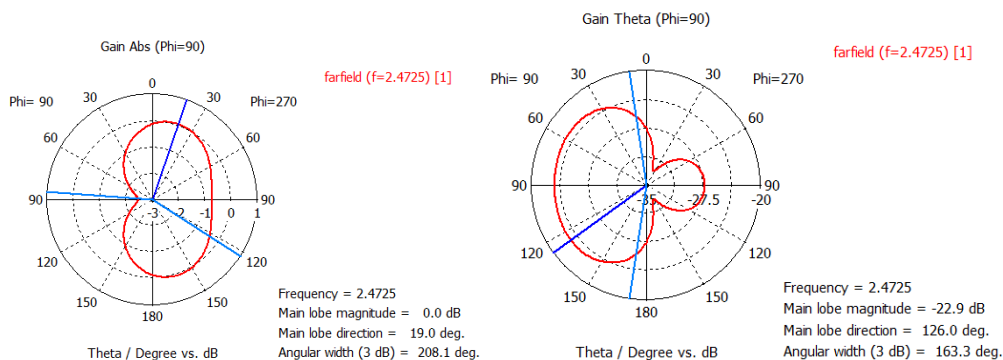


Figura 2. 67 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo doblado con SRR a 2.47 GHz. (izquierda) Componente copolar con 0 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -22.9 dB.

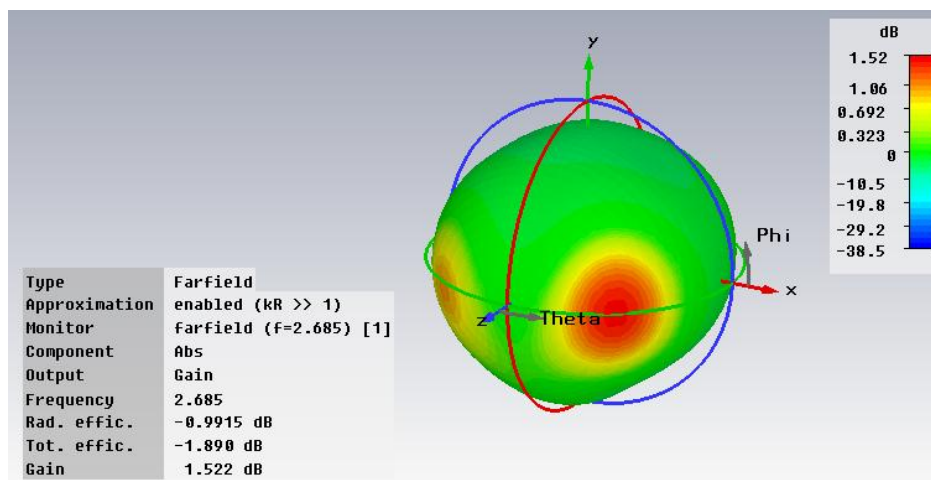


Figura 2. 68 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal doblado y cargado con SRR a 2.68 GHz. Ganancia máxima: 1.52 dB. Eficiencia total: 0.65.

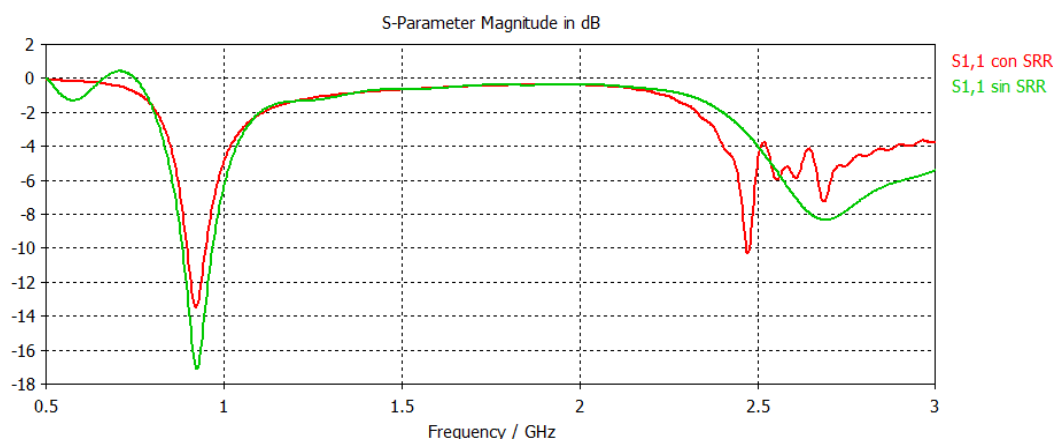


Figura 2. 69 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del dipolo con SRR (en rojo) y sin SRR (en verde).

Esta configuración tiene un comportamiento parecido al de las partículas omega, se consigue una ligera adaptación a las frecuencias de funcionamiento gracias a los metamateriales, pero la eficiencia y el diagrama de radiación que presenta no es el que se desea, es decir, no se llega a adquirir una forma completamente toroidal. Por ello, el uso de metamateriales para conseguir una alta separación con una alta eficiencia en un dipolo doblado, no parece ser una configuración recomendable. Sin mencionar la baja adaptación que se consigue, y que probablemente en la práctica, dé valores por encima de los -10 dB. Puesto que estas dos configuraciones no funcionaron para el dipolo doblado, se estudió el hecho de añadir, nuevamente, tanques LC debido al buen funcionamiento que presentaba en los dipolos sin doblar. Efectivamente, los resultados obtenidos fueron bastante buenos y se mostrarán en el apartado siguiente.

2.2.3 Análisis paramétrico del dipolo doblado cargado con LC

La configuración a seguir en este apartado es la misma que en el apartado del dipolo sin doblar, salvo por el hecho de que el brazo del dipolo se doblará para reducir las dimensiones totales de la antena. A continuación se muestran los resultados obtenidos en CST[®] para el dipolo impreso antipodal doblado y cargado con tanques LC. La estructura se muestra en la Figura 2. 70, con un tanque LC y un brazo por cada cara del substrato, y el *layout* en la Figura 2. 72.

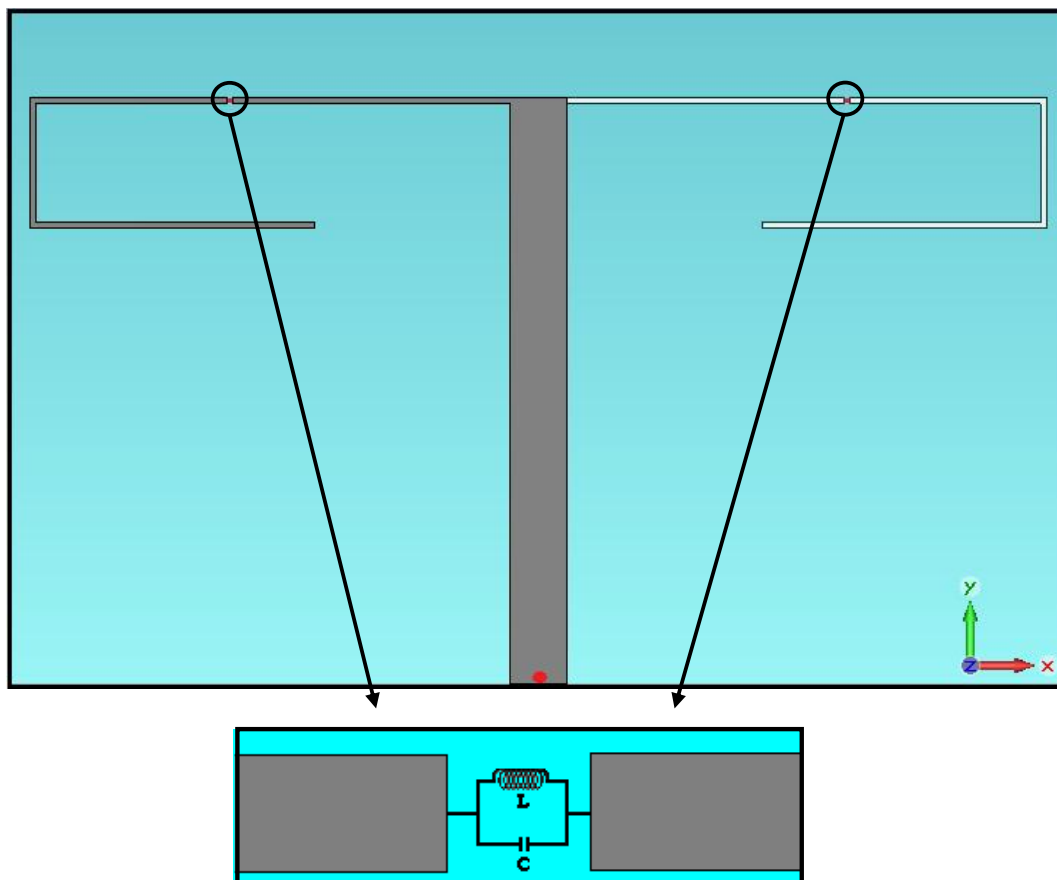


Figura 2. 70 Dipolo impreso antipodal doblado y cargado con tanques LC.

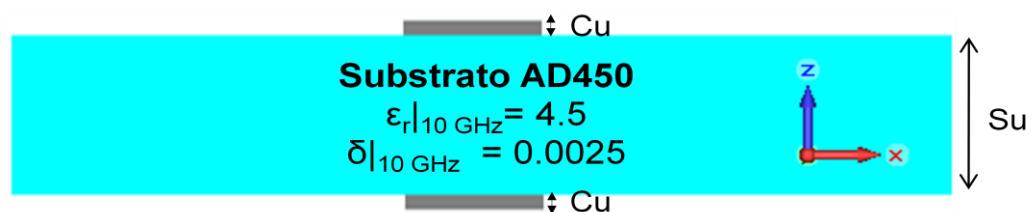


Figura 2. 71 Perfil del dipolo doblado con LC. Substrato AD450 en cian y el metal (cobre) en gris.

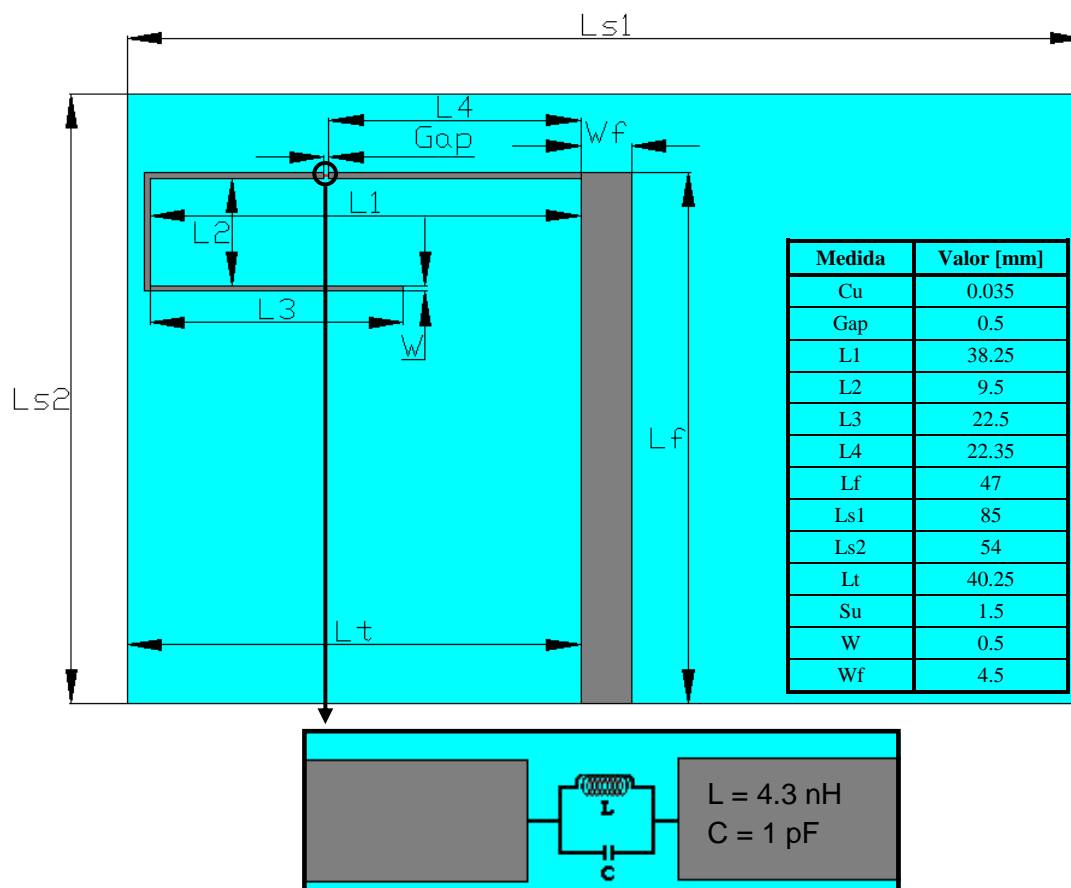


Figura 2. 72 Layout de la cara frontal del dipolo impreso antipodal doblado y cargado con tanques LC. La parte trasera es simétrica y poseerá las mismas dimensiones, así como otro tanque LC.

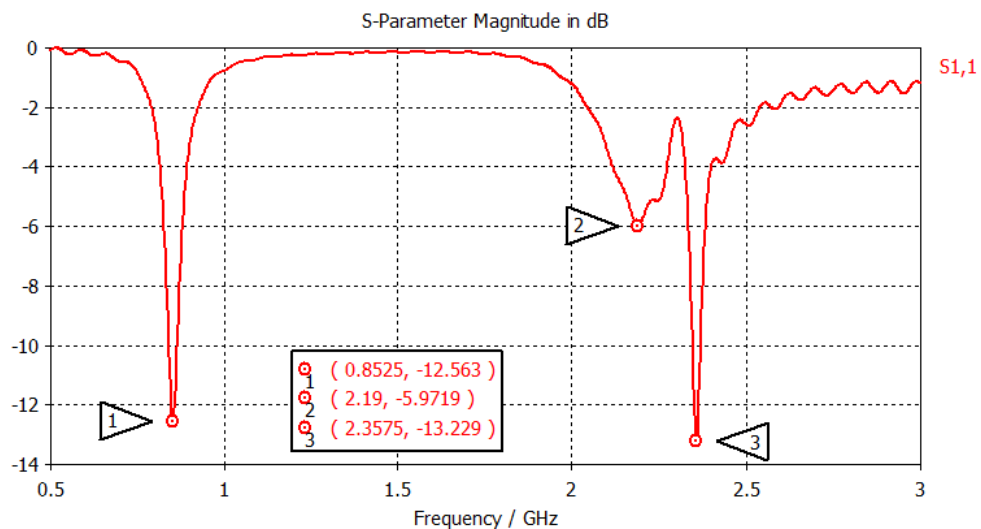


Figura 2. 73 Coeficiente de reflexión simulado para el dipolo impreso antipodal doblado y cargado con tanques LC. Frecuencias: 853 MHz, 2.19 GHz y 2.36 GHz.

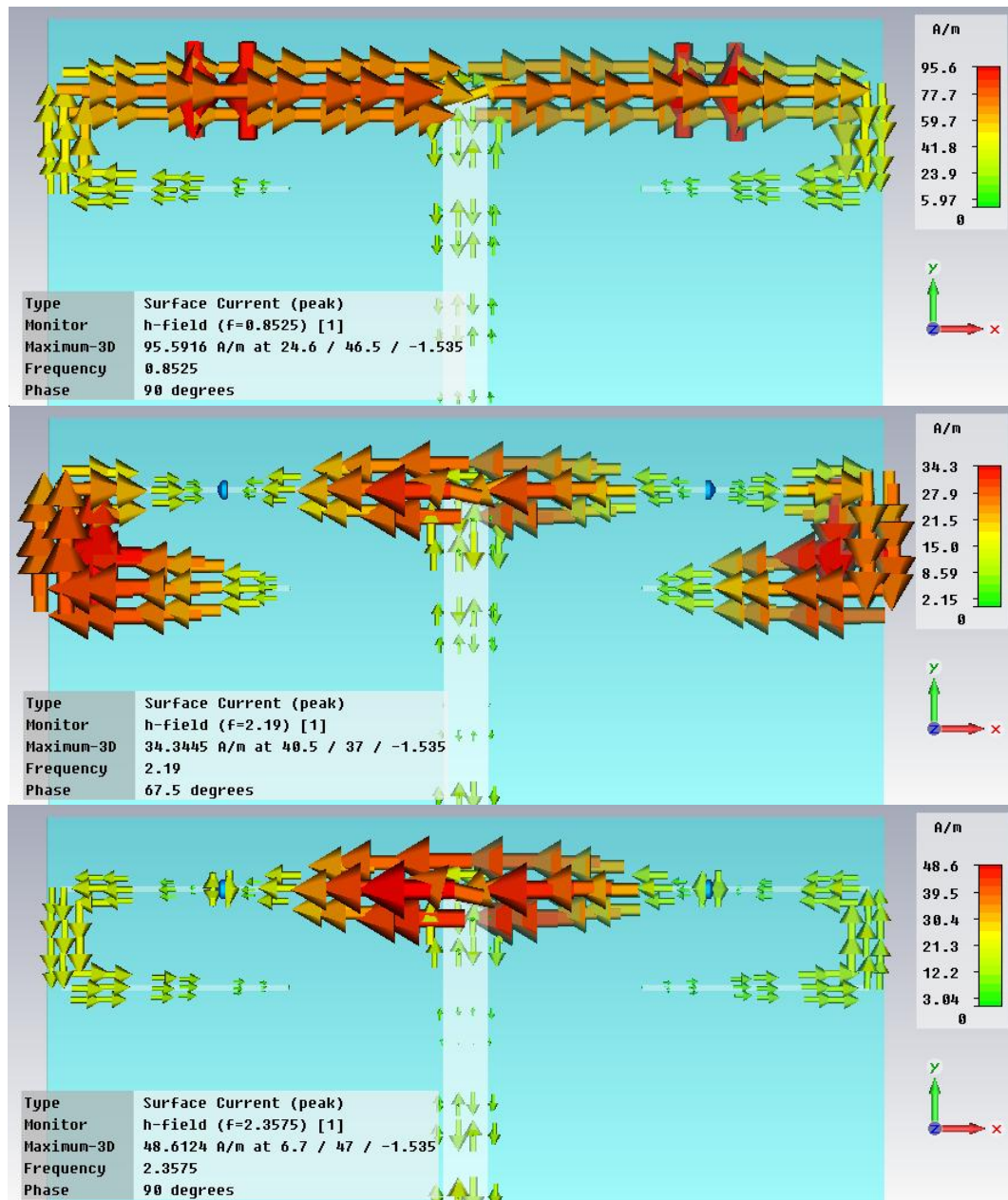


Figura 2. 74 Distribuciones de corriente en el dipolo. (*superior*) Primer modo del dipolo, 853 MHz. (*medio*) Tercer modo del dipolo, 2.19 GHz. (*inferior*) Funcionamiento de los tanques, 2.36 GHz.

Los diagramas de radiación simulados para las diferentes frecuencias de funcionamiento, así como los cortes de los planos principales, E y H, se muestran a continuación.

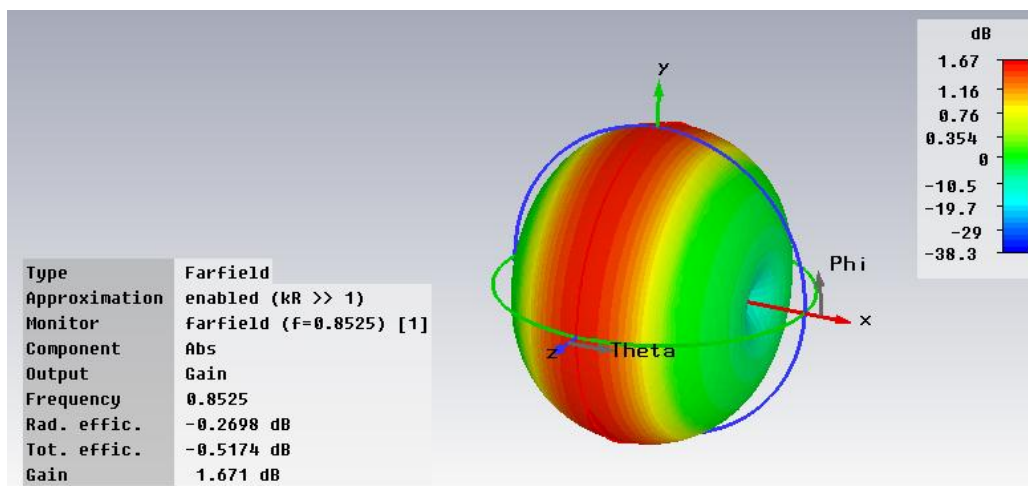


Figura 2. 75 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con LC a 853 MHz. Ganancia máxima: 1.67 dB. Eficiencia total: 0.89.

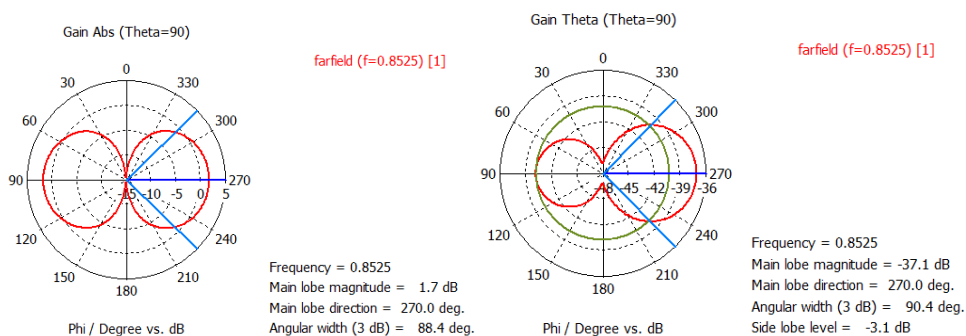


Figura 2. 76 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con LC a 853 MHz. (izquierda) Componente copolar con 1.7 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -37.1 dB.

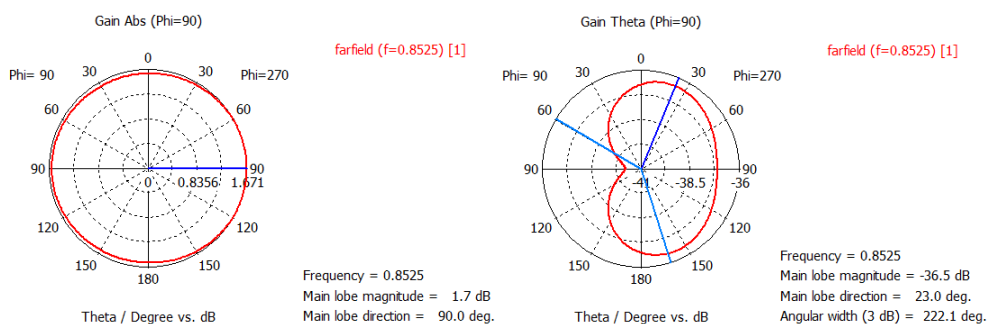


Figura 2. 77 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo con LC a 853 MHz. (izquierda) Componente copolar con 1.7 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -36.5 dB.

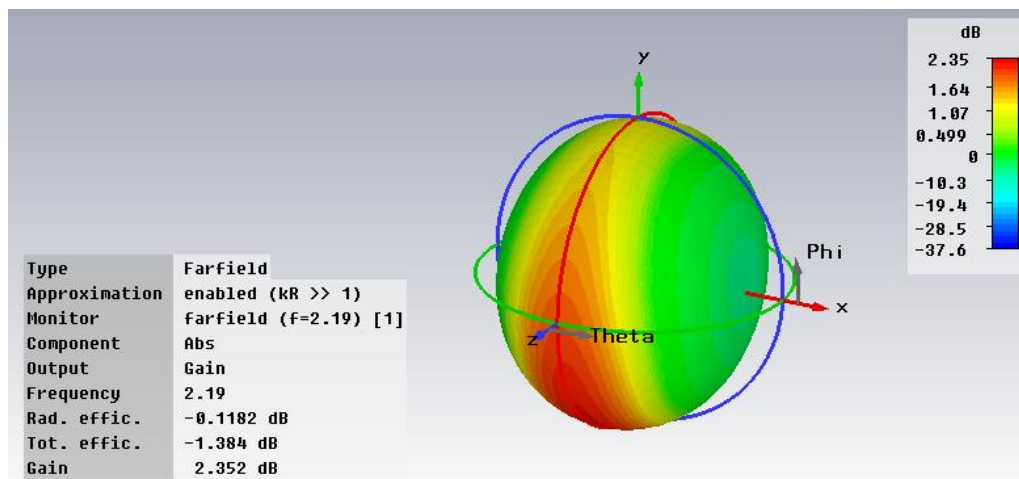


Figura 2. 78 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con LC a 2.19 GHz. Ganancia máxima: 2.35 dB. Eficiencia total: 0.73.

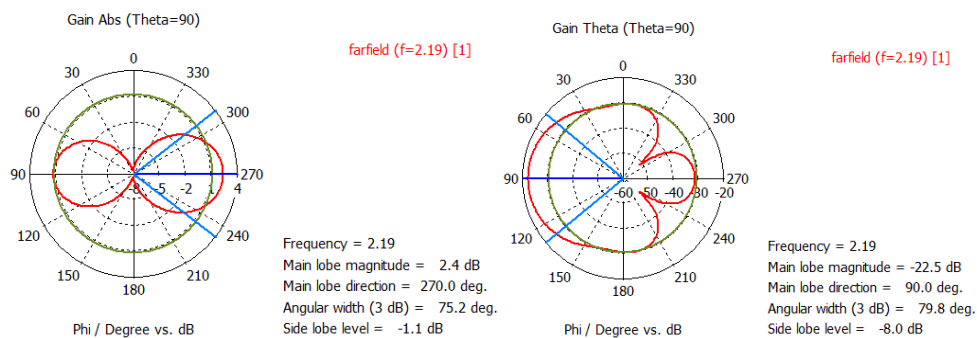


Figura 2. 79 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con LC a 2.19 GHz. (izquierda) Componente copolar con 2.4 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -22.5 dB.

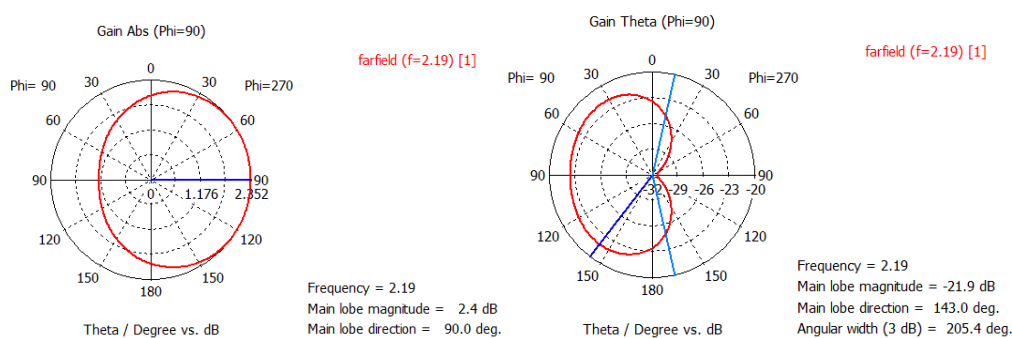


Figura 2. 80 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo con LC a 2.19 GHz. (izquierda) Componente copolar con 2.4 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -21.9 dB.

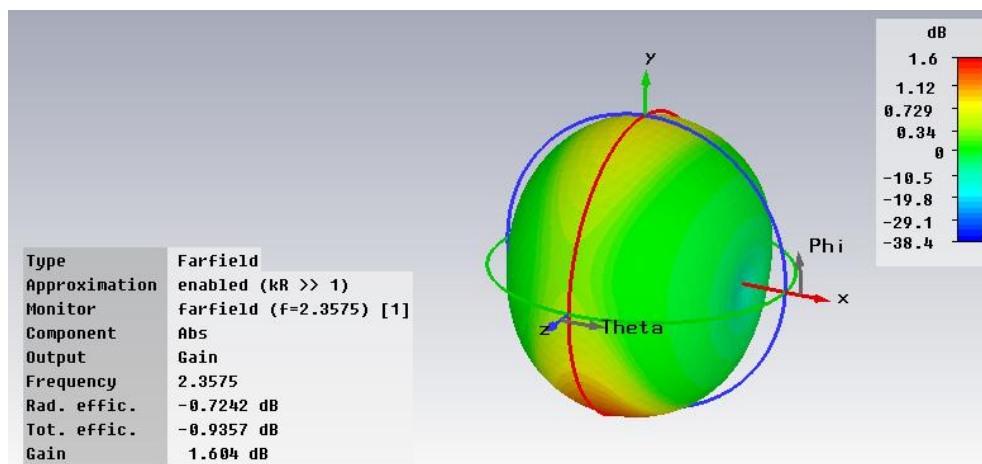


Figura 2. 81 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal cargado con LC a 2.36 GHz. Ganancia máxima: 1.6 dB. Eficiencia total: 0.81.

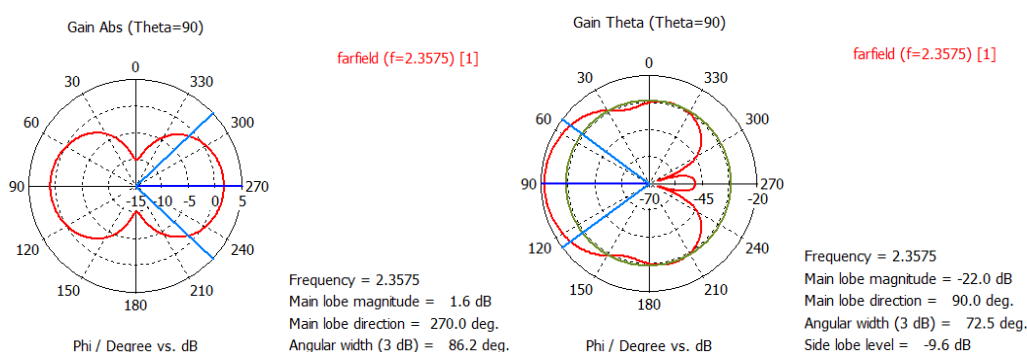


Figura 2. 82 Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo con LC a 2.36 GHz. (izquierda) Componente copolar con 1.6 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -22 dB.

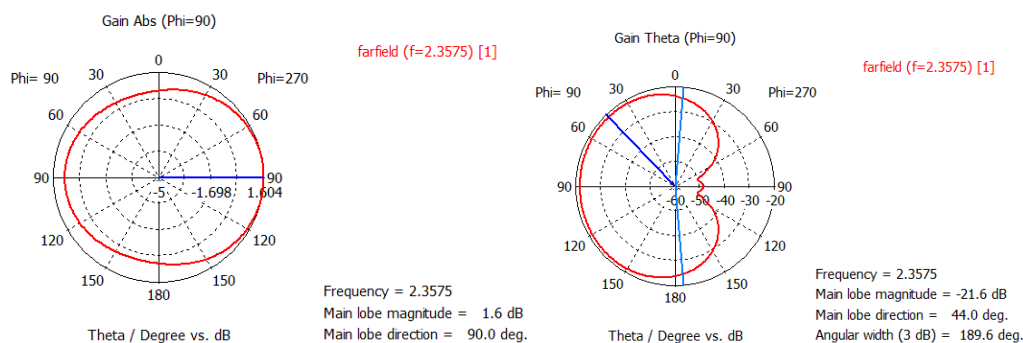


Figura 2. 83 Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo con LC a 2.36 GHz. (izquierda) Componente copolar con 1.6 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -21.6 dB.

Dados los resultados en simulación, se puede decir que la antena está funcionando correctamente. Se obtienen 2 frecuencias de funcionamiento bien adaptadas, con diagramas de radiación omnidireccionales en uno de los planos, y con una elevada eficiencia, además de una gran diferencia entre la componente copolar y contrapolar. La separación conseguida es de 1.5 GHz y, un ancho de banda por debajo de -10 dB del 3.2% alrededor de la frecuencia central 853 MHz y

del 1.1% alrededor de 2.36 GHz. El ancho de banda es mucho más pequeño que en los dipolos sin doblar, por lo que habrá que tenerlo en cuenta y ajustar con esmero los demás elementos que compongan el tag, para que la deriva de los componentes no provoquen un desfase elevado en la frecuencia de funcionamiento. Por ejemplo, alejarse mucho de los 853 MHz en la señal a transmitir por el tag, provocaría una reducción del rango de lectura debido a que el coeficiente de reflexión estaría más cercano a los 0 dB, reflejando mucha más potencia de la que transmite la antena. La frecuencia superior de funcionamiento posee una alta eficiencia, a diferencia de las dos estructuras dobladas anteriormente mostradas. Se observa en las distribuciones de corriente de la tercera foto de la Figura 2. 74 que esto ocurre porque está funcionando el conjunto dipolo-tanques y además resuena la parte interna formada por el gap y la línea de alimentación. Recuérdese que en simulación, modificar el valor de L y C y/o la situación del tanque en el brazo del dipolo variaba la frecuencia superior de funcionamiento.

En 2.19 GHz está apareciendo el tercer modo del dipolo doblado tal y como se muestra en la segunda foto de la Figura 2. 74, aunque el diagrama de radiación sea dipolar y no sea el esperado (Figura 2. 78) para un modo 3 de un dipolo. Esto es una coincidencia porque al estar doblado se consigue que todas las corrientes estén en fase, a diferencia de lo que ocurre con el dipolo sin doblar. Para corroborar que efectivamente corresponde al tercer modo, se simuló el dipolo sin tanques y sin gap, obteniendo los resultados de la Figura 2. 84, Figura 2. 85 y Figura 2. 86. En la primera de ellas se puede corroborar cómo son los tanques los que generan la frecuencia superior de funcionamiento en el dipolo con LC, y en las dos últimas cómo es el tercer modo del dipolo el que genera la resonancia a 2.19 GHz con ese diagrama de radiación inusual para un tercer modo, debido a los dobleces.

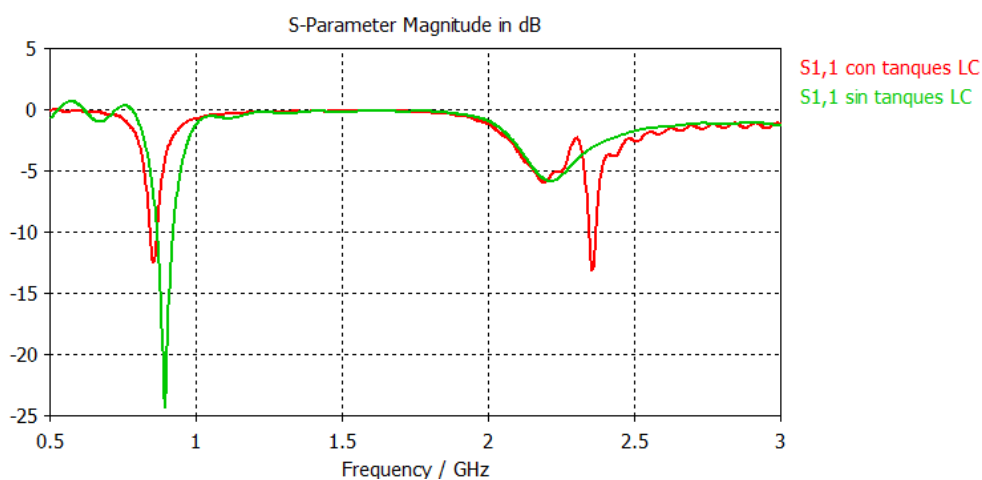


Figura 2. 84 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del dipolo con tanques LC (en rojo) y sin tanques (en verde).

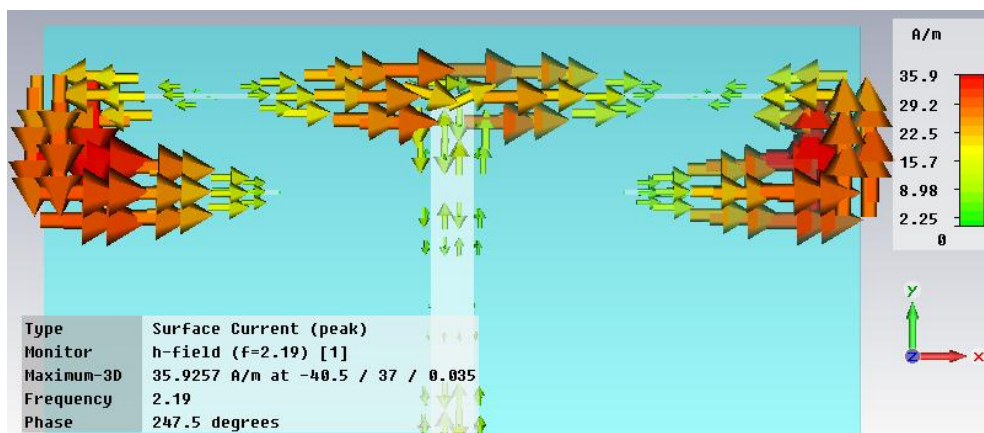


Figura 2. 85 Distribución de corriente del dipolo impreso antipodal doblado sin tanques LC. Tercer modo del dipolo a la frecuencia de 2.19 GHz mal adaptada.

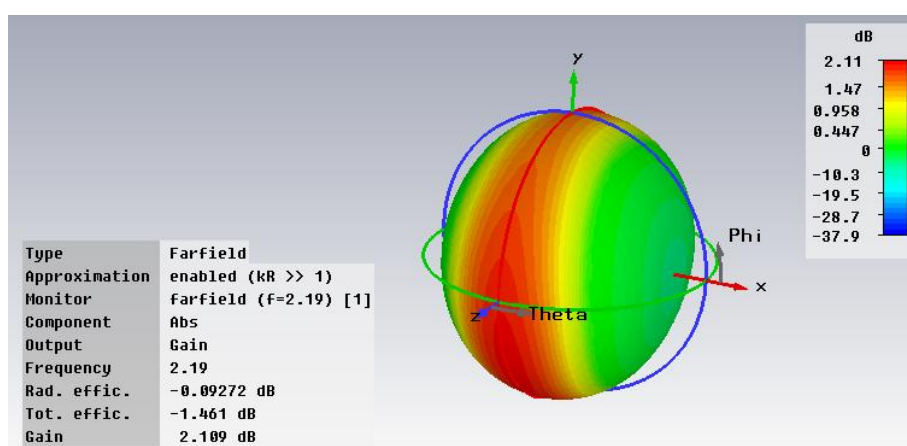


Figura 2. 86 Diagrama de radiación tridimensional simulado del dipolo impreso antipodal sin tanques LC a 2.19 GHz. Ganancia máxima: 2.11 dB. Eficiencia total: 0.71.

2.2.4 Solución elegida

De la misma forma que en el apartado 2.1.4, la tabla siguiente muestra un resumen de las características principales de las antenas construidas para seleccionar aquella que cumple con los requisitos para una aplicación de RFID.

		Frecuencia [GHz]	S ₁₁ [dB]	BW _{-10dB} alrededor de f _{i,s} [%]	Ganancia [dB]	Eficiencia	Diagrama deseado
Dipolo doblado con omega	f _i	0.91	-13.2	6.01	1.89	0.92	Sí
	f _s	2.51	-9.79	0	1.13	0.71	No
Dipolo doblado con SRR	f _i	0.92	-13.48	5.98	1.98	0.95	Sí
	f _s	2.47	-10.32	0.4	0.752	0.7	No
Dipolo doblado con LC	f _i	0.85	-12.56	3.2	1.67	0.89	Sí
	f _s	2.36	-13.23	1.1	1.6	0.81	Sí

Tabla 2. 2 Comparativa de simulación entre las diferentes antenas estudiadas para el tag reducido.

En este caso, la decisión a tomar es mucho más fácil porque las dos primeras estructuras no presentan un diagrama de radiación deseado en la frecuencia superior de funcionamiento. Si ya daba problemas conseguir una gran separación para el dipolo sin doblar y las estructuras metamateriales, al doblar todavía se vuelve más complicado. Dado que la estructura con tanques LC ya funcionaba mejor para el primer apartado, era obvio vaticinar que funcionaría mejor con el dipolo doblado. En este caso no se ha conseguido una adaptación tan buena por los dobleces introducidos, aún así se supera el umbral fijado de -10 dB como adaptación aceptable. Además la ganancia/eficiencia sigue la misma línea que en el dipolo sin doblar. El ancho de banda es bastante inferior a la anterior, dada la peor adaptación conseguida, con los inconvenientes anteriormente comentados.

Finalmente, y para corroborar estos resultados experimentalmente, sólo faltaría construir la antena y ver su funcionamiento tanto en reflexión como los diagramas de radiación. No obstante este proceso no ha sido llevado a cabo.

2.3 Conclusiones en la construcción del tag

Si bien se han estudiado y presentado diversas formas de implementar la antena que conforma el tag, ahora sería conveniente dirimir qué estructura de las presentadas otorga los mejores beneficios en conjunto. Ligando el análisis entre el dipolo doblado y sin doblar, y atendiendo a las dos tablas presentadas, podemos comprobar cómo el dipolo cargado con tanques LC ofrece las mejores prestaciones en cuanto a adaptación, eficiencia de la antena y correlación entre los diagramas a las dos frecuencias de funcionamiento (las tres características más importantes que se han escogido para la toma de decisiones). Aunque el dipolo sin doblar con partículas omega también presenta muy buenas características, la aplicación de RFID requiere de una antena del tag de reducidas dimensiones, por lo que el dipolo doblado es el que más pondera a la hora de elegir una configuración u otra. Por ello, y dado que el dipolo doblado con partículas omega no presenta buenos resultados, se le descarta rápidamente como posible configuración de la antena del tag.

Puesto que la mayor parte de los resultados aquí presentados son simulaciones, no se debe acotar las posibilidades a otro tipo de configuraciones ya que pudiera darse el caso que en la práctica el dipolo cargado con LC no diera las prestaciones que se desean en cuanto a diagramas de radiación se refiere. Esta ha sido la razón por la que se han realizado otro tipo de configuraciones como las propuestas con partículas omega y SRR y, decidir en el ámbito real cuál de ellas nos ofrecerán mejores características. Recuérdese que lo que interesa es que la antena funcione en entornos reales y no en simulaciones.

De las configuraciones propuestas cabe destacar que se ha conseguido obtener una gran separación frecuencial (1.5 GHz aprox.) entre las dos resonancias. Trabajo bastante arduo puesto que la eficiencia, a medida que se separaban las frecuencias

de funcionamiento, disminuía. Además ha sido necesario controlar los modos nuevos que aparecían al realizar los dobleces y que conformaban nuevas resonancias, ya que a simple vista parecía que habían sido provocados por la acción de las partículas. Fue necesario realizar un análisis exhaustivo de las distribuciones de corriente y los diagramas de radiación que presentaba la antena en cada nueva resonancia; descartándola si la partícula no se excitaba o si el diagrama presentaba patrones muy alejados de los que aporta el dipolo en su primer modo. En las configuraciones presentadas a lo largo del apartado 2.2 no se aprecian estos modos nuevos ya que el tipo de doblez que se decidió adquirir finalmente es muy simple y no presenta partes del brazo del dipolo muy cercanas. Sin embargo se estudiaron otro tipo de dobleces, como el mostrado en la Figura 2. 87, donde se aprecian partes del brazo del dipolo muy próximas, lo que provocaba la aparición de múltiples resonancias, debido tal vez a la excitación de distintas partes por separado o al acoplo existente entre ellas. De esta figura también se puede extraer cómo el ancho de la línea de alimentación es mayor que el ancho del brazo del dipolo; esta característica se ha tomado en casi todas las antenas aquí presentadas ya que permitía conseguir una mejor adaptación a la frecuencia de funcionamiento del dipolo (entorno de los 900 MHz).

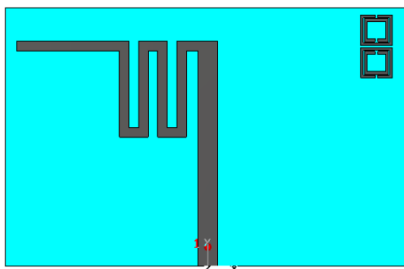


Figura 2. 87 Ejemplo de otro tipo de doblez para un dipolo cargado con SRR.

Sin duda el problema no estuvo en conseguir que las diferentes estructuras funcionaran a la frecuencia de 2.45 GHz y con gran adaptación, sino el hecho de que la eficiencia se reducía drásticamente. Es por ello que en este estudio se ha conseguido obtener una eficiencia bastante alta, así como una adaptación por debajo de los -10 dB para la mayor parte de los casos presentados. Esto posibilita llevar las antenas no construidas (dipolos cargados con metamateriales) a la práctica y estudiar las diferentes aplicaciones que pudieren llegar a suplir con las características que poseen.

Capítulo 3

Diseño del reader: parches cargados con resonadores LC

Para la construcción del lector se van a seguir los mismos criterios que los estudiados en el tag de RFID. Se desea una antena de doble banda capaz de suplir con holgura las características de adaptación, eficiencia y similitud entre los diagramas de radiación a sendas frecuencias. Sin tener en cuenta otras características, como la polarización circular o la adaptación de impedancias, las cuales no se estudiarán en detalle en este documento.

Debido a las características que presenta el reader y que ya fueron mencionadas, no se abogará por la miniaturización y no será necesario que presente un diagrama de radiación omnidireccional en uno de los planos. Para ello se ha decidido estudiar una estructura totalmente novedosa en el ámbito de los parches. Este tipo de estructura consiste en introducir un parche metálico sobre un substrato dieléctrico y colocado a su vez encima de un plano metálico (plano de masa). El parche es habitualmente de forma rectangular o circular y de dimensiones del orden de media longitud de onda, siendo posible construir agrupaciones de parches combinando líneas y radiadores impresos. Sus principales limitaciones son su reducido ancho de banda, por tratarse de una estructura resonante, y su baja eficiencia, puesto que de la energía acumulada en la cavidad formada entre el parche y el plano de masa sólo una pequeña porción es radiada al espacio [22]. La diferencia con los parches convencionales es que se ha introducido un gap de 0.5 mm formando un cuadrado en la parte metálica del mismo, e incluyendo 4 tanques LC, simétricamente

colocados, que lo atraviesan. Con esto se consigue la segunda frecuencia de funcionamiento. Se podrían haber utilizado estructuras metamateriales como los propuestos en [3] para obtener la antena de doble banda, pero se decidió diseñar una estructura innovadora dada la enorme separación con buena eficiencia conseguida con los tanques en los dipolos. Para su diseño hay que tener en cuenta que generalmente las antenas de tipo parche son estructuras de media longitud de onda a la frecuencia del modo fundamental TM_{01} o TM_{10} [21], con una longitud de:

$$L \approx 0.49 \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \quad (3.1)$$

Siendo λ la longitud de onda a la frecuencia de funcionamiento del parche, $\epsilon_{r,eff}$ la permitividad relativa efectiva del dieléctrico utilizado y L la longitud del parche metálico introducido. Por ejemplo, si se quiere que el parche funcione a 2.16 GHz, con la fórmula (3.1) se obtiene una longitud de 45.9 mm, mientras que en el CST[®] y para la antena construida en el apartado 3.1.1 la longitud es de 39 mm. Esta diferencia se debe a la introducción del gap, el cual provoca un pequeño desplazamiento. Esto se aprecia en la Figura 3. 16 donde el mismo parche metálico, y con las mismas dimensiones (39 mm), posee una frecuencia de funcionamiento de 2.45 GHz, que con (3.1) serían a 40.45 mm; valor muy cercano al utilizado. Es decir, habrá que tener en cuenta este pequeño desplazamiento a la hora de construir la antena para la aplicación.

En primer lugar, en este capítulo se estudiará la nueva estructura con un parche a 2.16 GHz y 3.42 GHz para comprobar su correcto funcionamiento, y luego se dará paso al estudio de la estructura en el entorno de la aplicación RFID propuesta: 900 MHz – 2.45 GHz.

3.1 Estudio de parches cargados con resonadores LC y alimentación coaxial

La estructura propuesta debe su funcionamiento de doble banda a dos características fundamentales: en primer lugar, el parche completo funciona a la frecuencia inferior dadas sus características de media longitud de onda y en segundo lugar, la frecuencia superior de funcionamiento se debe a la acción conjunta de los tanques LC y de la cavidad formada en el interior del gap tal y como se muestra en la distribución de campo eléctrico de la Figura 3. 6 y más claramente en la Figura 3. 52 del apartado 3.3. Esto se comprobó con el CST[®], donde variando el valor de la bobina y/o el condensador, se modificaba la frecuencia superior de funcionamiento. También ocurría esto si se variaba el tamaño del cuadrado formado por el gap (longitud L_g en el *layout*). En cuanto a los valores de bobina y condensador a utilizar, se sigue también el criterio de la

fórmula (2.5), pero esto no es completamente exacto ya que dependerá de la longitud del cuadrado del gap.

La alimentación utilizada en primer lugar ha sido coaxial para comprobar el correcto funcionamiento de la estructura tanto en el entorno de simulación como en el entorno práctico. En el apartado 3.2 se estudiará la misma estructura pero utilizando alimentación por acoplo.

3.1.1 Análisis paramétrico del parche a 2.16 – 3.42 GHz

A continuación se detallarán todos los resultados obtenidos en simulación. En primer lugar se mostrará un *layout* con las principales medidas y componentes utilizados en la antena de tipo parche. La Figura 3. 1 muestra el esquema utilizado. En la parte frontal del mismo se introducirá el gap cuadrado en la parte metálica, con 4 tanques LC atravesándolo y uniendo las dos partes que el gap ha separado. Dichos tanques aparecen en color rojo en el gap y se mostrarán ampliados en la Figura 3. 3. Por ello se tendrán en total 4 bobinas y 4 condensadores en la antena. El círculo rojo representa el puerto coaxial utilizado. A la derecha de la misma figura aparecerá el plano de masa de la cara opuesta. Siguiendo el estilo de apartados anteriores, la Figura 3. 2 muestra el perfil con todas las características del substrato utilizado y la Figura 3. 3 el *layout* y las principales medidas.

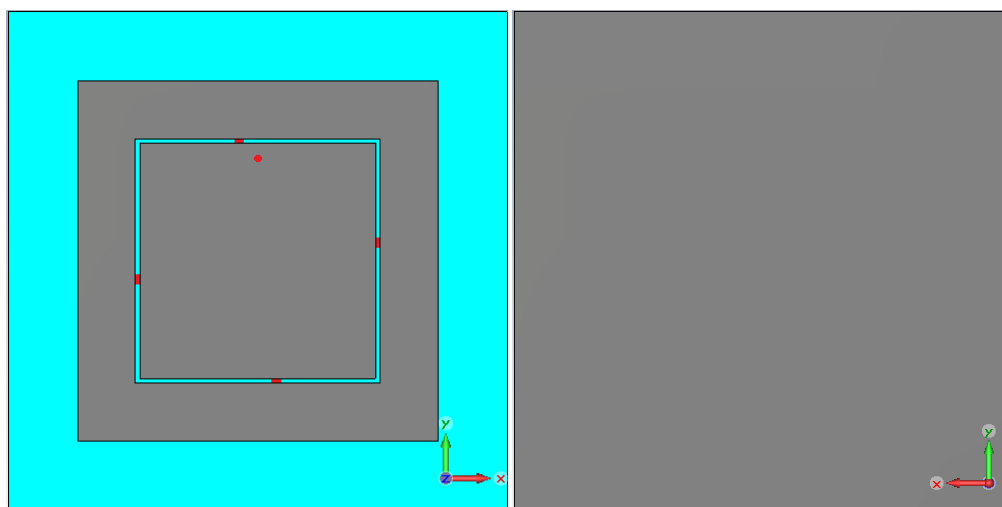


Figura 3. 1 Antena parche con tanques LC. (*izquierda*) Parte frontal con el dieléctrico en cian, el metal en gris y puertos y tanques en rojo. (*derecha*) Parte trasera metálica (plano de masa).

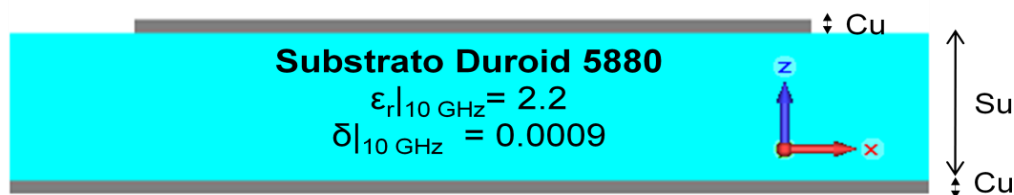


Figura 3. 2 Perfil del parche con resonadores LC. Substrato Duroid 5880 en cian y el metal (cobre) en gris.

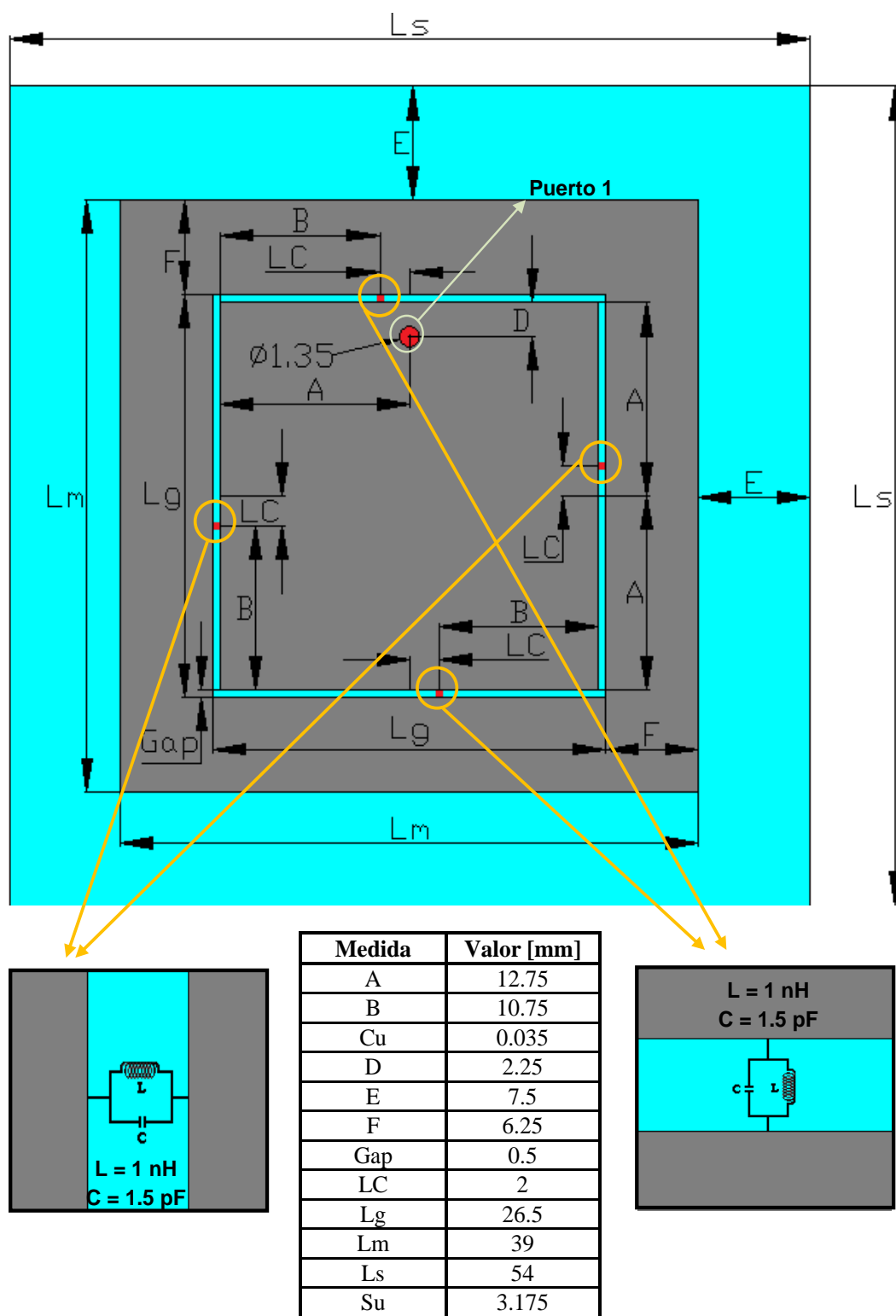


Figura 3. 3 Layout del parche cargado con resonadores LC.

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos en simulación. El coeficiente de reflexión se muestra en la Figura 3. 4, la distribución de campo eléctrico en la componente Z y los diagramas de radiación en las siguientes figuras.

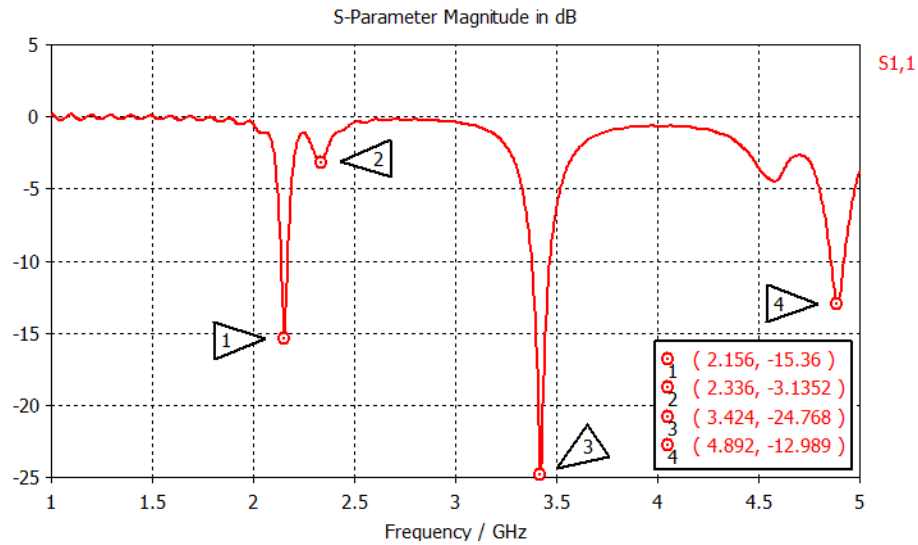


Figura 3. 4 Coeficiente de reflexión simulado para el parche cargado con resonadores LC. Frecuencias de interés: 2.16 GHz y 3.42 GHz.

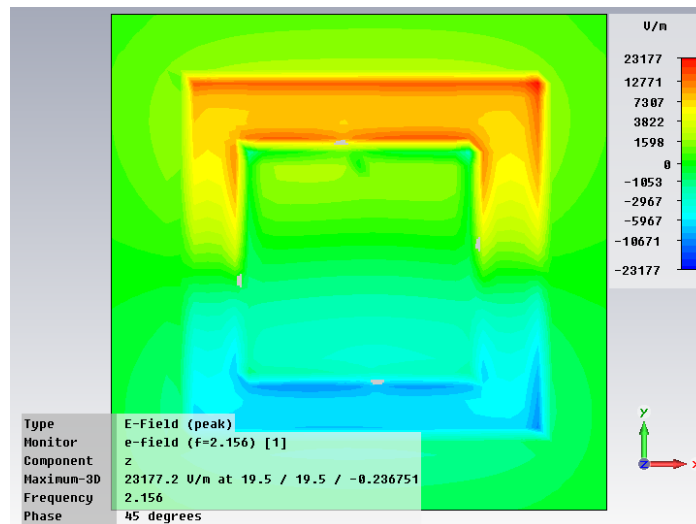


Figura 3. 5 Distribución de campo eléctrico en Z para la frecuencia inferior de funcionamiento (acción del parche), 2.16 GHz.

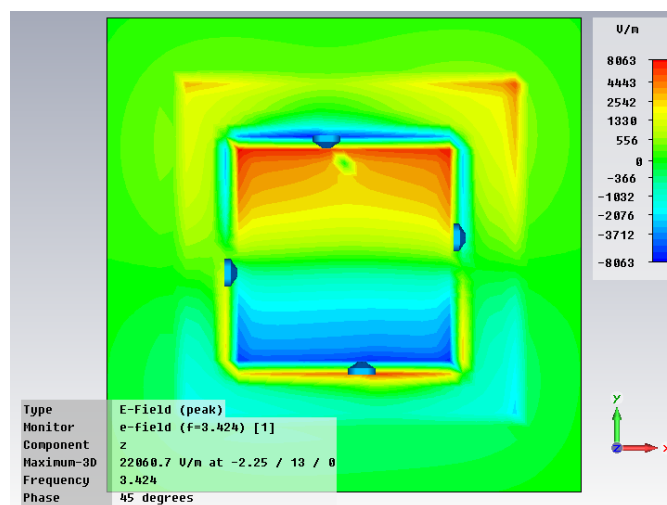


Figura 3. 6 Distribución de campo eléctrico en Z para la frecuencia superior de funcionamiento (acción del gap y los resonadores), 3.42 GHz.

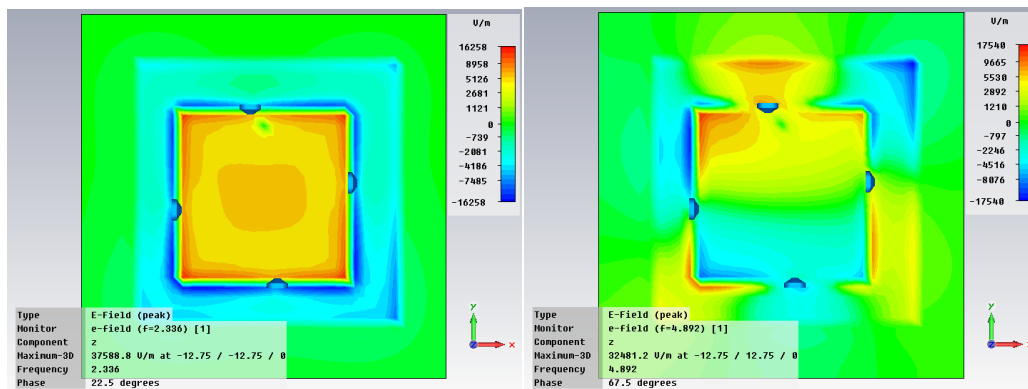


Figura 3. 7 Distribución de campo eléctrico en Z para las resonancias adicionales que aparecen. (izquierda) Frecuencia 2.34 GHz. (derecha) Frecuencia 4.89 GHz.

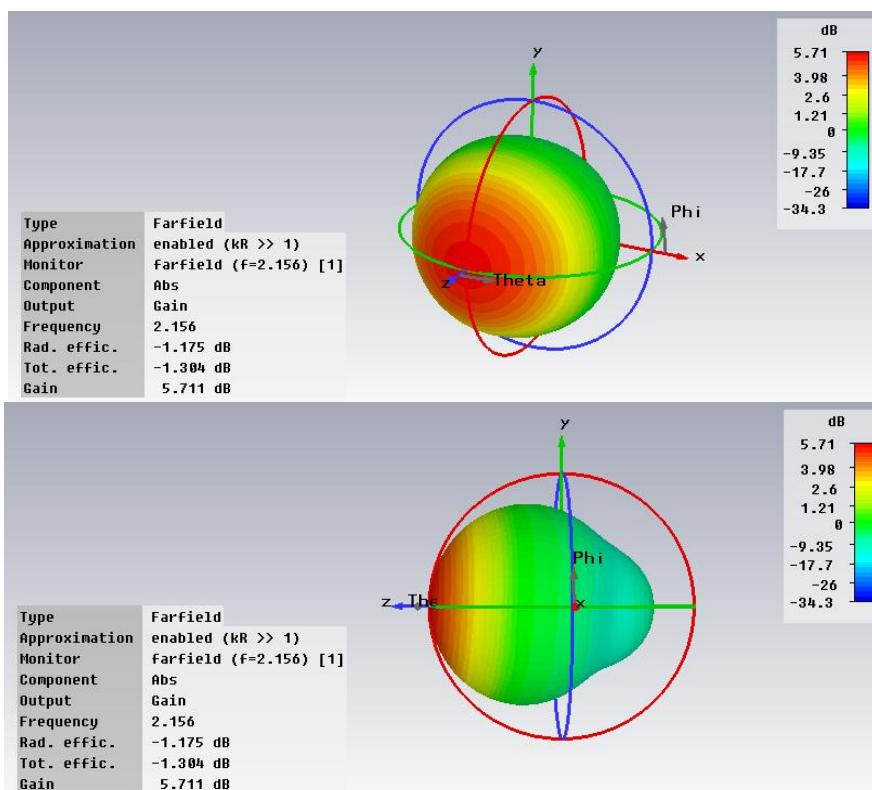


Figura 3. 8 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche cargado con resonadores LC a 2.16 GHz. Ganancia máxima: 5.71 dB. Eficiencia total: 0.74.

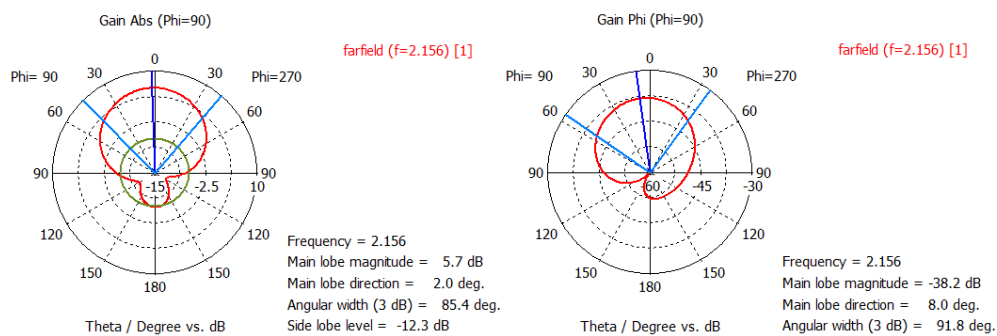


Figura 3. 9 Diagrama de radiación simulado en el plano E del parche con resonadores LC a 2.16 GHz. (izquierda) Componente copolar con 5.7 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -38.2 dB.

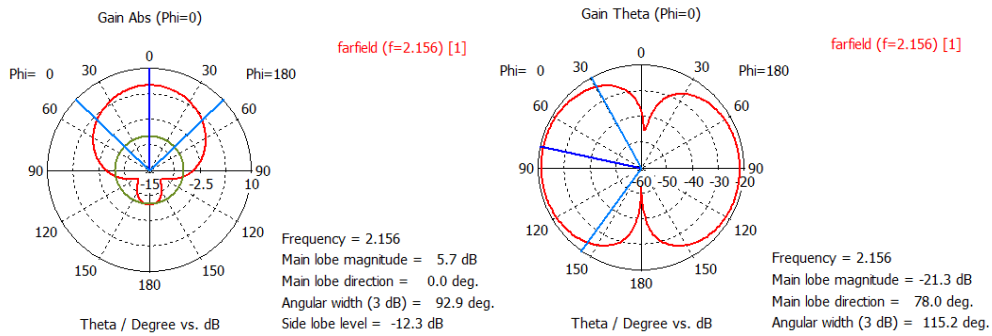


Figura 3. 10 Diagrama de radiación simulado en el plano H del parche con resonadores LC a 2.16 GHz. (*izquierda*) Componente copolar con 5.7 dB de ganancia en el lóbulo principal. (*derecha*) Componente contrapolar con -21.3 dB.

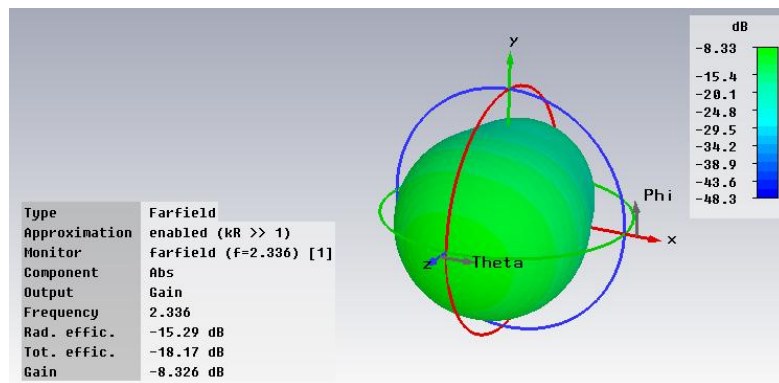


Figura 3. 11 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche cargado con resonadores LC a 2.34 GHz. Ganancia máxima: -8.33 dB. Eficiencia total: 0.02.

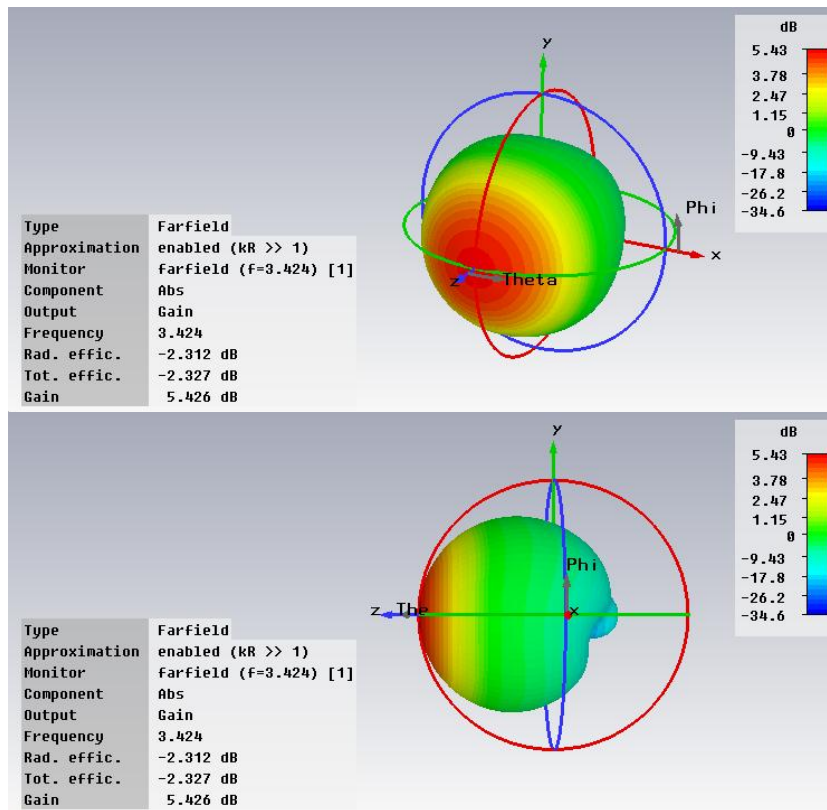


Figura 3. 12 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche cargado con resonadores LC a 3.42 GHz. Ganancia máxima: 5.43 dB. Eficiencia total: 0.59.

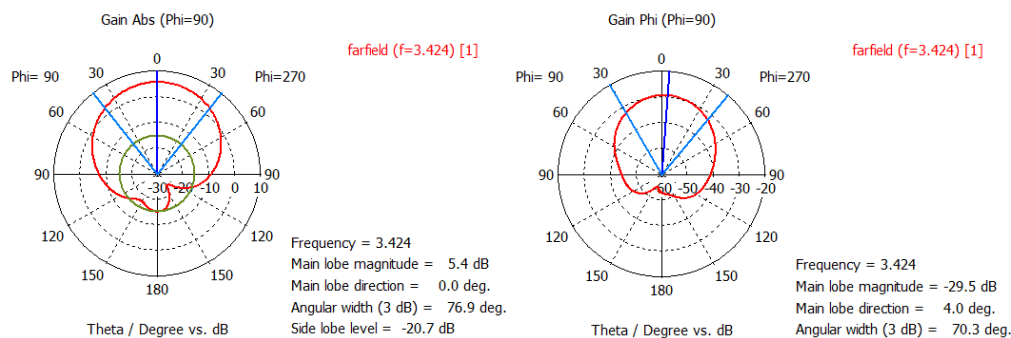


Figura 3. 13 Diagrama de radiación simulado en el plano E del parche con resonadores LC a 3.42 GHz. (izquierda) Componente copolar con 5.4 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -29.5 dB.

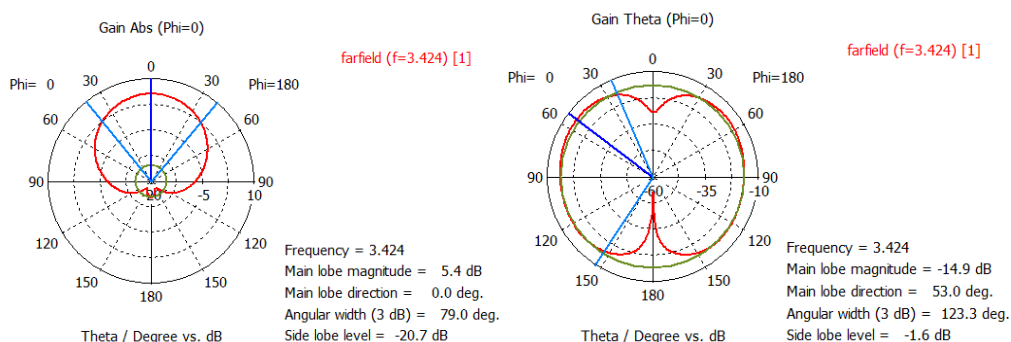


Figura 3. 14 Diagrama de radiación simulado en el plano H del parche con resonadores LC a 3.42 GHz. (izquierda) Componente copolar con 5.4 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -14.9 dB.

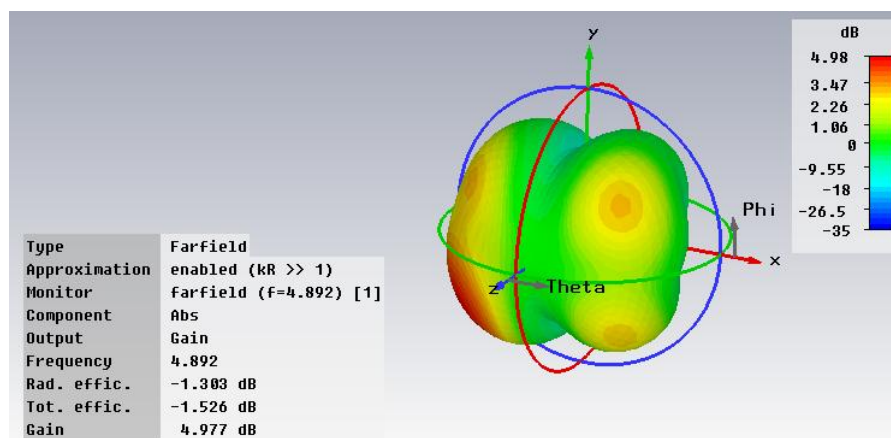


Figura 3. 15 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche cargado con resonadores LC a 4.89 GHz. Ganancia máxima: 4.98 dB. Eficiencia total: 0.7.

De todas las figuras presentadas, se puede comprobar cómo la antena está funcionando correctamente. Se tienen 2 frecuencias de funcionamiento claramente adaptadas; a 2.16 GHz se tiene un nivel de -15.6 dB de coeficiente de reflexión y a 3.42 GHz un nivel de -24.77 dB. En la frecuencia inferior de funcionamiento se trabaja en el modo TM_{10} o modo 1 y en el modo adicional que se consigue (frecuencia superior de funcionamiento) se tiene una distribución similar a la del modo 1. Todo ello con diagramas de radiación dipolares (*broadside* y de un lóbulo) para ambas frecuencias. El ancho de banda (BW_{-10dB}) es del 1.5 % alrededor de

2.16 GHz y del 2.7 % alrededor de 3.42 GHz. La separación entre la componente copolar y contrapolar es bastante alta, salvo en el caso del plano E de la frecuencia superior de funcionamiento. Aún así, está casi 20 dB por debajo, por lo que no presagia problemas en la práctica.

Aparecen resonancias no deseadas y cuyas distribuciones de campo se muestran en la Figura 3. 7. El primero de ellos tiene un diagrama de radiación que se muestra en la Figura 3. 11 con una eficiencia muy baja, y poco adaptado. El segundo posee el diagrama de radiación de la Figura 3. 15, y por este y su distribución de campo se puede deducir que es un modo superior. Si bien la eficiencia es bastante buena pero está muy alejado de las frecuencias de funcionamiento.

Una vez más, para comprobar el correcto funcionamiento de los resonadores LC, se decidió simular la antena sin gap y sin tanques. Los resultados conjuntos del coeficiente de reflexión para ambas antenas se muestran en la figura siguiente y se aprecia cómo en la curva verde (sin tanques ni gap) desaparece por completo la frecuencia superior de funcionamiento de 3.42 GHz. Nótese también cómo se produce un pequeño desplazamiento frecuencial debido a la introducción del gap, y que habrá que tenerlo en cuenta para futuros diseños.

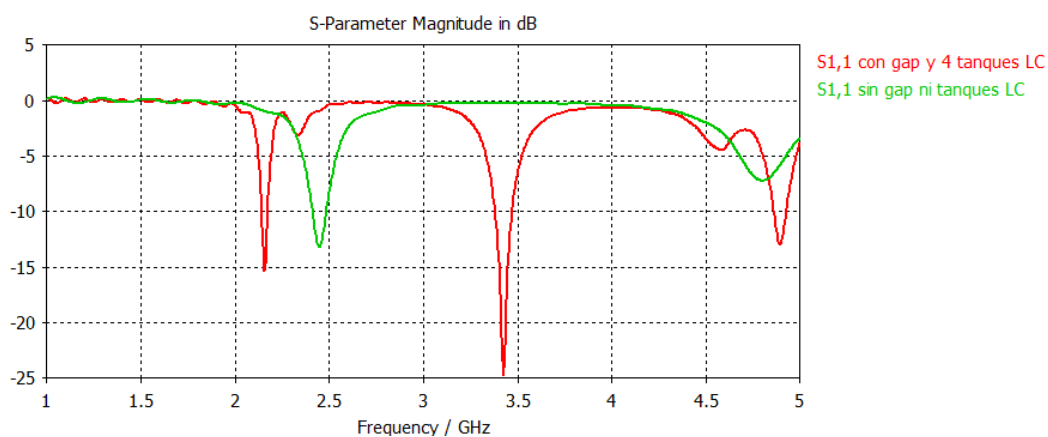


Figura 3. 16 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del dipolo con tanques LC (en rojo) y sin tanques (en verde).

Cabe destacar finalmente una de las variaciones introducidas en este apartado con respecto a los anteriores. En los diagramas de radiación tridimensionales se muestra, además, otro gráfico con la radiación trasera que presenta el parche (Figura 3. 8 y Figura 3. 12). Esto es debido a que, idealmente el parche no debería radiar en tal dirección (z negativo), pero, dado que el plano de masa no es infinito en la práctica, existirá radiación trasera y se debe conseguir que esta sea mínima. Para reducir este tipo de radiación bastaría simplemente con aumentar el plano de masa y, por ende, el dieléctrico (Lm en el *layout*), pero esto implicaba una reducción de la adaptación de la antena. Por ello se tuvo que ajustar su valor de forma que se adquiriera un compromiso aceptable entre ambos requisitos.

3.1.2 Resultados experimentales del parche a 2.16 – 3.42 GHz

El *layout* de la antena tipo parche explicada en el apartado 3.1.1 se construyó obteniendo el siguiente prototipo:

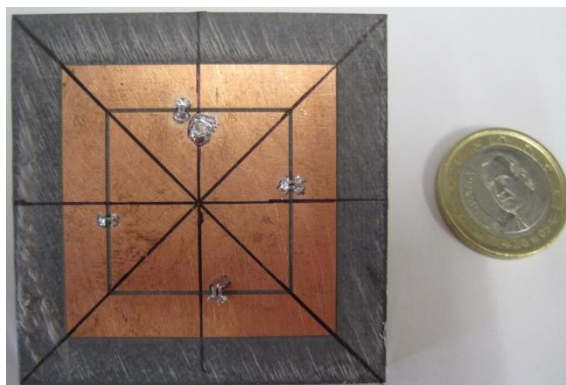


Figura 3.17 Parte frontal del parche construido y cargado con 4 resonadores LC.

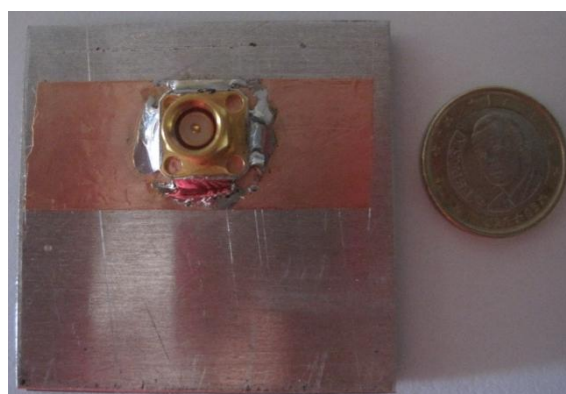


Figura 3.18 Parte trasera del parche construido y cargado con 4 resonadores LC.

Los resultados del coeficiente de reflexión se muestran en la Figura 3.19 y se comprueba la gran concordancia con los resultados teóricos de CST[®]. El desplazamiento en frecuencia hacia las frecuencias superiores se puede deber, de nuevo, a la tolerancia de la permitividad. Además, el plano de masa incluido no es de 35 μm y existía un pequeño gap (de vacío) entre el dieléctrico y dicho plano. Esto modifica la permitividad total del sistema, haciendo que se produzca un desplazamiento en frecuencia. Por ejemplo, una variación de 0.1 en la permitividad del dieléctrico con $L=39$ mm, supone 60 MHz de desplazamiento utilizando (3.1). Siguiendo el criterio utilizado para el dipolo, se tiene un desplazamiento en frecuencia (entre la simulación y la medida) del 4.64% para la frecuencia inferior de funcionamiento (alrededor de la obtenida en simulación) y del 1.64% para la superior.

Las 3 frecuencias de funcionamiento experimentalmente obtenidas son: 2.256 GHz, 2.62 GHz y 3.486 GHz. La segunda de las frecuencias de funcionamiento es la frecuencia no deseada, según se aprecia en su diagrama de radiación, por sus

altas componentes contrapolares. El BW_{-10dB} alrededor de 2.256 GHz es del 2.35%. Para la frecuencia superior es del 3.87 % alrededor de 3.486 GHz. Estos valores son algo superiores a los obtenidos en simulación, pero poseen las mismas características. Es decir, se obtiene mayor ancho de banda para la frecuencia asociada a los resonadores.

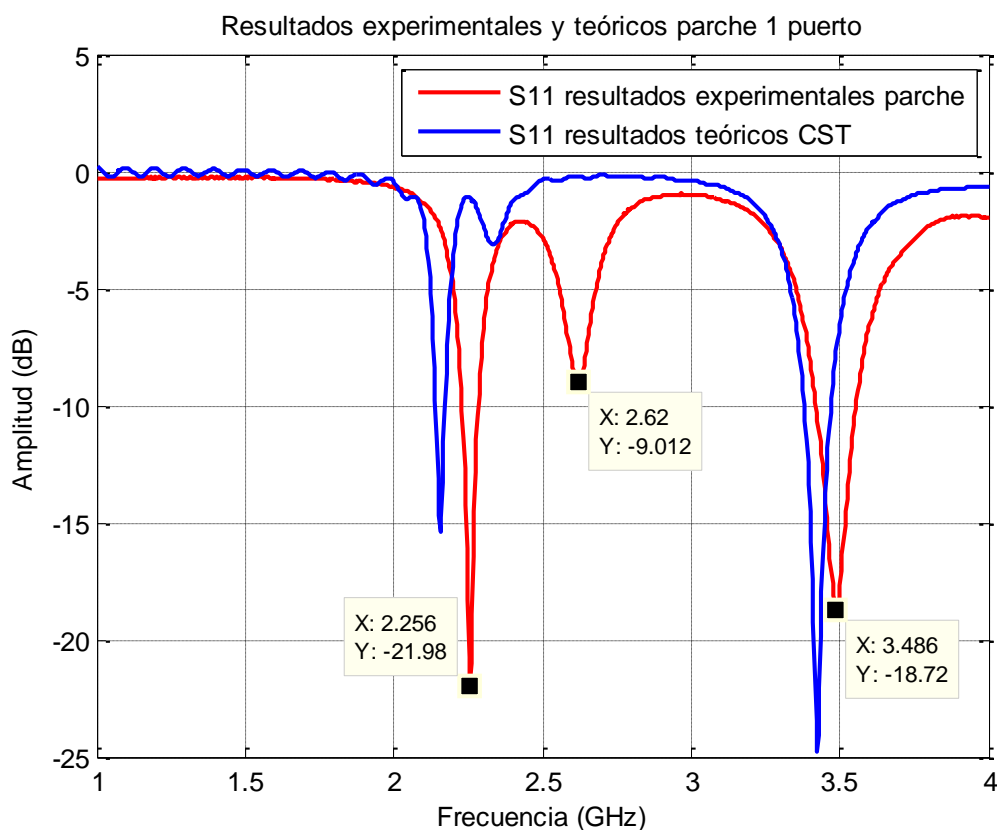


Figura 3. 19 Coeficiente de reflexión simulado (en azul) y obtenido experimentalmente (en rojo).

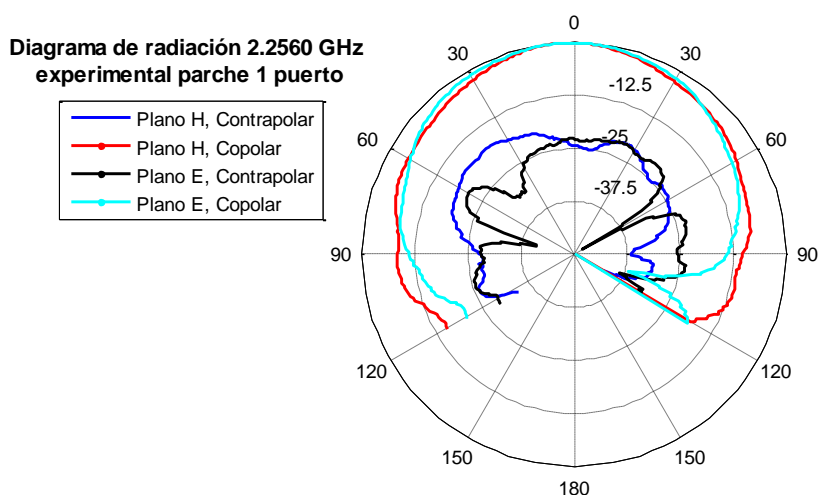


Figura 3. 20 Diagrama de radiación experimental a 2.256 GHz del parche con resonadores LC.

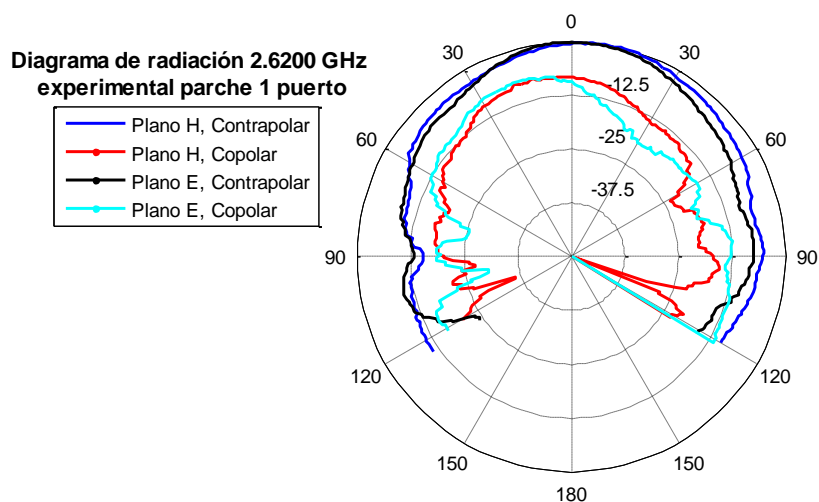


Figura 3. 21 Diagrama de radiación experimental a 2.62 GHz del parche con resonadores LC.

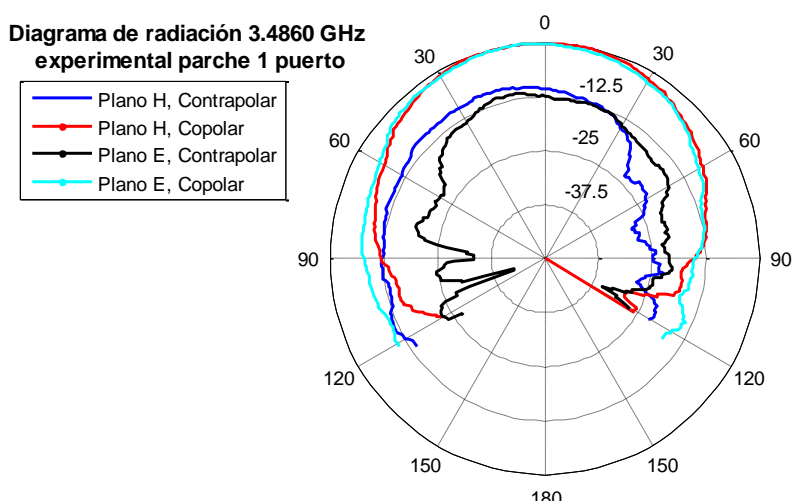


Figura 3. 22 Diagrama de radiación experimental a 3.486 GHz del parche con resonadores LC.

Tras los diagramas de radiación es fácil darse cuenta que existen 2 claras frecuencias de funcionamiento. La primera, a 2.256 GHz, corresponde a la frecuencia de funcionamiento del parche. La componente contrapolar está unos -15 dB por debajo de la copolar (plano H) en el punto más crítico (a unos 50° de la dirección de máxima ganancia), es decir, todos los valores de la componente contrapolar están por debajo de los -15 dB, valor aceptable para el correcto funcionamiento de la antena. Para la dirección de máxima radiación se tiene una componente contrapolar de -23 dB. La segunda está a 3.486 GHz y corresponde a la cavidad formada por el gap y los resonadores LC. Tiene una componente contrapolar más alta, unos -6 dB por debajo en el caso del plano H (aunque no para la dirección de máxima radiación, donde se tienen -10 dB). Este valor es bastante alto y se debe a que es la frecuencia correspondiente al par resonadores LC-cavidad, y no al parche completo. Aún así ambos diagramas de radiación son dipolares, que es lo que se estaba buscando para la aplicación a desarrollar.

Debido a problemas de caracterización de la cámara anecoica, no se pudieron hallar los valores de ganancia para esta antena. Si bien, ya se comprobó que ambos

diagramas obtenidos son dipolares y con componentes contrapolares por debajo de valores aceptables. En cuanto a la ganancia, los valores obtenidos en simulación son coherentes y en torno a los 6 dB, debido a que el elemento radiante es fundamentalmente un parche. Esto vaticina buenos resultados en la práctica dada la enorme similitud obtenida tanto en reflexión como en diagramas de radiación.

De cualquier forma, el cálculo de la ganancia en la cámara anecoica pasaría por la ecuación de Friis:

$$\begin{aligned}
 P_R &= P_T \cdot \frac{G_T \cdot G_R \cdot \lambda^2}{(4\pi r)^2 \cdot L} \Rightarrow \frac{P_R}{P_T} = \frac{G_T \cdot G_R \cdot \lambda^2}{(4\pi r)^2 \cdot L} = S_{21} \Rightarrow \\
 \Rightarrow 20 \log S_{21} &= G_T[dB] + G_R[dB] + 20 \log \frac{\lambda}{4\pi r} + L[dB] \Rightarrow \quad (3.2) \\
 \Rightarrow G_T[dB] &= S_{21}[dB] - G_R[dB] - 20 \log \frac{\lambda}{4\pi r} - L[dB]
 \end{aligned}$$

Los valores a sustituir en (3.2) son los siguientes:

- G_R : Ganancia de la sonda de la cámara anecoica.
- L : Término que unifica todas las pérdidas del cableado utilizado en la cámara anecoica y la ganancia del amplificador colocado tras la sonda. La función del amplificador es precisamente cubrir estas pérdidas, por lo que se obtendrá un valor positivo de ganancia.
- r : Distancia entre la antena de referencia y la sonda.
- G_T : Ganancia de la antena que estamos midiendo.
- S_{21} : Valor del diagrama de radiación en el punto deseado. Se escogerá el valor máximo obtenido entre la componente copolar del plano E y el H.

Finalmente cabe destacar que para conseguir que la antena funcionara, como parece que aquí lo está haciendo, se construyeron previamente 3 antenas más, dos antenas de un puerto y otra antena de 2 puertos. Dichas antenas presentaban similares características en tamaño y resultados de simulación, sin embargo, no funcionaron. Es decir, la frecuencia de funcionamiento de los resonadores LC desaparecía completamente en el entorno práctico, aunque en el CST[®] y en el AWR[®] (véase apartado 3.1.3) no ocurría. La explicación del porqué de esta contradicción simulación-práctica parece venir del hecho de que estas 3 antenas fueron construidas con un material plástico (polipropileno) de 5mm de espesor. Este material se diferencia del substrato de circuito utilizado (Duroid) en que presenta unas pérdidas mayores, lo que daba lugar a la pérdida completa de la frecuencia de funcionamiento asociada a los resonadores. En simulación se obtenían buenos resultados porque no se tienen en cuenta todos los parámetros que existen en el entorno real. Es por ello, que siempre hay que llevar la antena a la práctica y no fiarse al 100% de los resultados en simulación.

3.1.3 Análisis mediante el equivalente circuital

De los problemas surgidos para las tres antenas construidas con polipropileno se decidió utilizar otro tipo de análisis distinto al otorgado por CST[®], para cotejar los resultados con este último antes de volver a construir otra antena errónea. Esta nueva forma de análisis utiliza el AWR[®], un analizador circuital. Aunque no sirvió para detectar que el polipropileno era el causante de los errores cometidos, sí que es un descubrimiento importante para simular antenas de este tipo con tiempos de ejecución muy rápidos. La forma de funcionamiento, para el parche con resonadores LC construido en el apartado anterior, es la siguiente: se colocan 5 puertos en CST[®]; uno de ellos siendo el propio puerto de alimentación (en su misma posición, desde el parche metálico hasta el plano de masa), y los otros 4 equivalen a los 4 resonadores LC. Estos 4 puertos están conectados atravesando el gap, es decir, de la misma forma que los resonadores, uniendo las dos partes metálicas del parche que separa el gap. Las siguientes figuras muestran esta disposición.

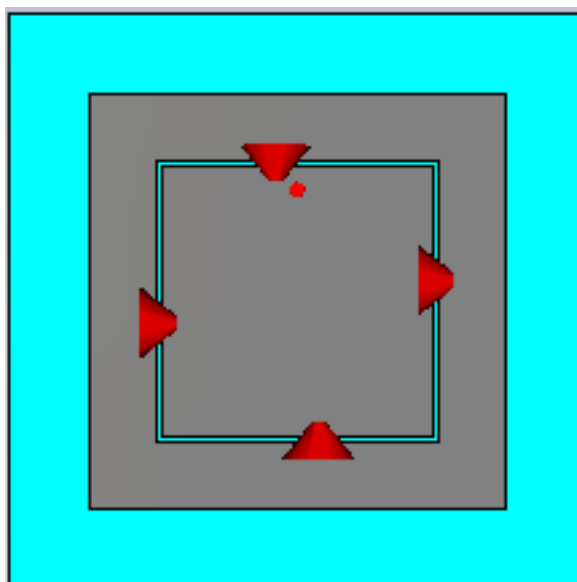


Figura 3. 23 Imagen del parche con 5 puertos (en rojo) para realizar el equivalente circuital.

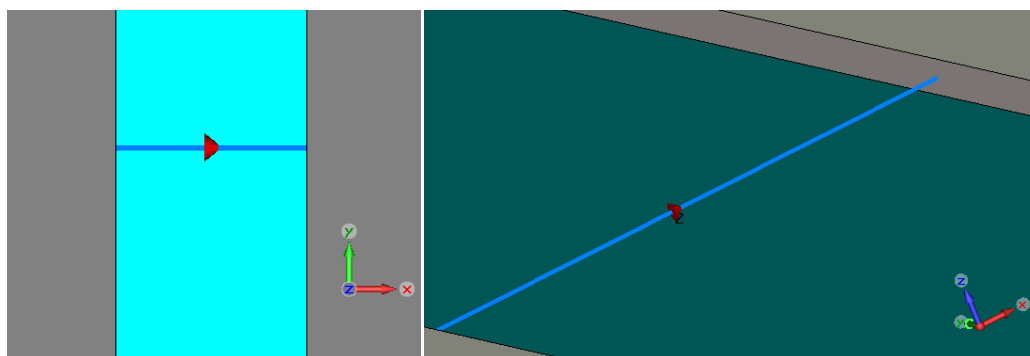


Figura 3. 24 Imagen aumentada de la posición de cada puerto dentro del gap, atravesándolo.

Tras colocar los puertos en la posición de los resonadores se hace el análisis electromagnético con CST[®] y se exportan los resultados en un archivo de tipo *TOUCHSTONE* (extensión .s5p, siendo el 5 el número de puertos), formato reconocible por AWR[®]. En el AWR[®] se importa dicho archivo obteniéndose una caja negra como la mostrada en la Figura 3. 25 con 5 puertos. El puerto asociado a la alimentación normal de CST[®] se conectará a un puerto de 50 Ω de AWR[®] y los otros 4 se conectan cada uno a una bobina y un condensador en paralelo y acto seguido a tierra. La Figura 3. 25 muestra el circuito montado.

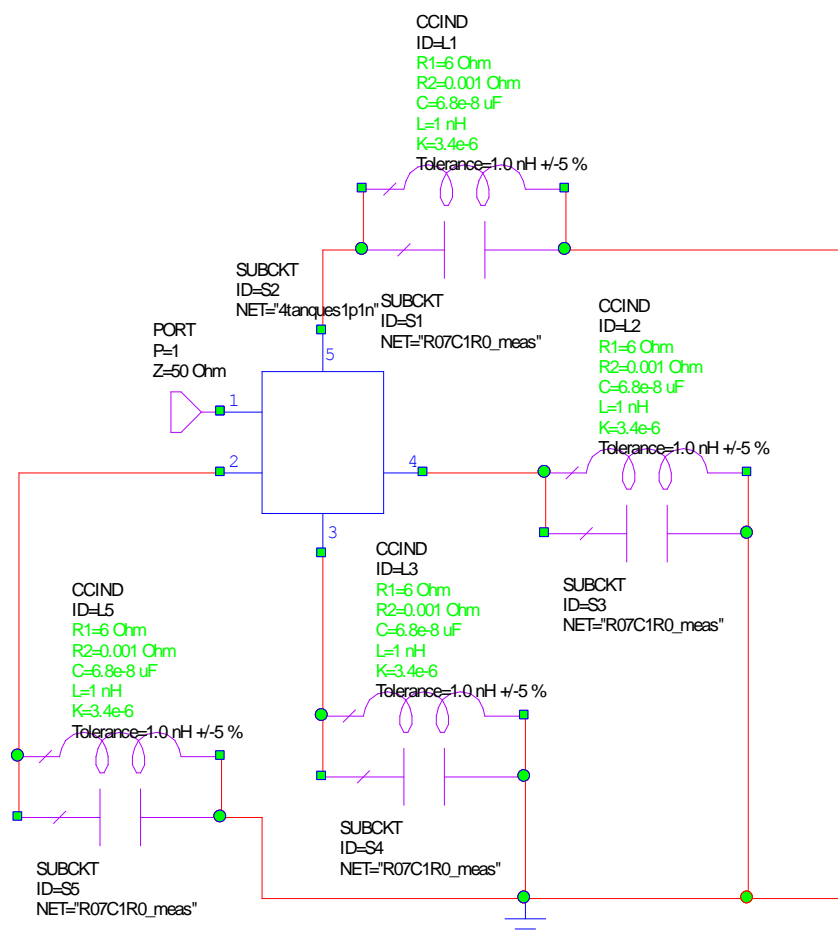


Figura 3. 25 Modelo simulado en AWR[®] del parche con resonadores LC.

Tras ello se realiza el análisis circuital de AWR[®] obteniéndose los resultados que se muestran en las 3 siguientes figuras. Estos resultados son muy parecidos a los obtenidos en CST[®] pero la diferencia es que se pueden utilizar los mismos componentes (de los mismos fabricantes) que vayan a ser introducidos en la práctica, dando resultados aún si cabe más precisos. Las 3 figuras muestran el coeficiente de reflexión en función del valor del condensador introducido.

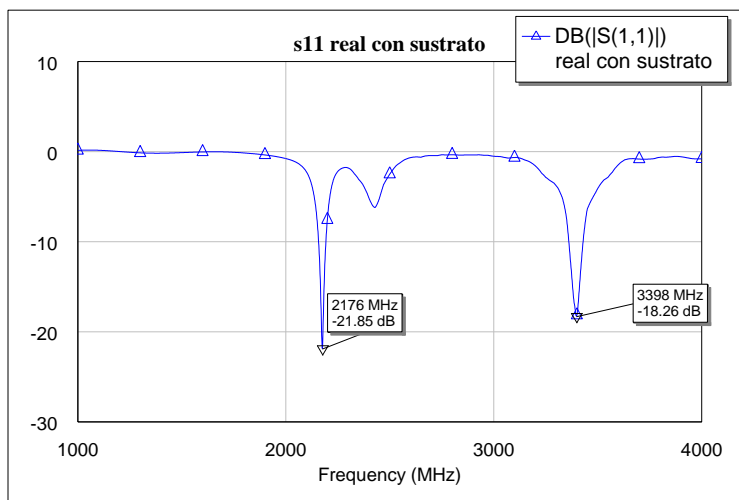


Figura 3. 26 Coeficiente de reflexión simulado en AWR® para $L=1\text{nH}$ y $C=1.5\text{ pF}$.

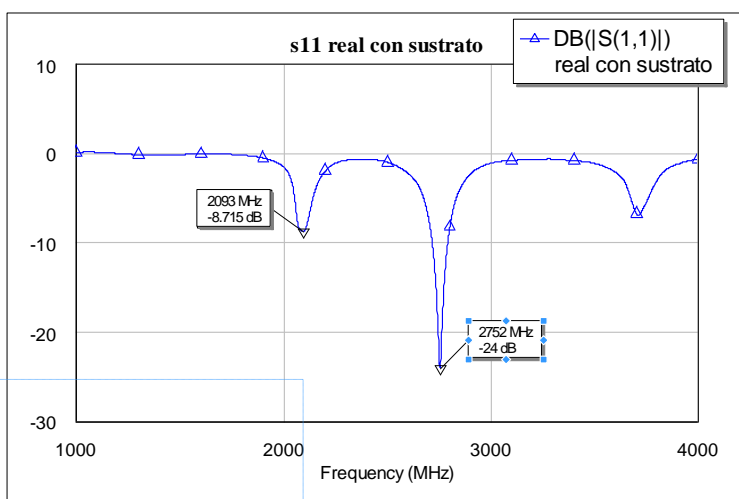


Figura 3. 27 Coeficiente de reflexión simulado en AWR® para $L=1\text{nH}$ y $C=3.3\text{ pF}$.

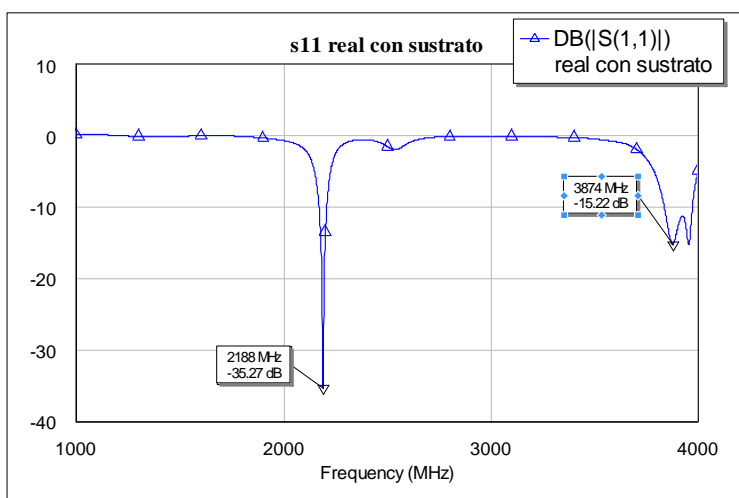


Figura 3. 28 Coeficiente de reflexión simulado en AWR® para $L=1\text{nH}$ y $C=1\text{ pF}$.

Se aprecia cómo en función del valor del condensador se varía la frecuencia superior de funcionamiento, de acuerdo a la condición de resonancia de los tanques LC (2.5) y de la misma forma que ocurre en CST[®]. A mayor valor del condensador, la frecuencia de funcionamiento es menor, y a menor valor de condensador (última figura) la frecuencia de funcionamiento es mayor.

Este sistema no sólo es aplicable al parche sino que también se puede aplicar al dipolo cargado con resonadores LC mediante 3 puertos, uno de ellos el que excita la estructura y los otros dos simulando los dos resonadores LC. El circuito montado para dicho análisis se presenta en la Figura 3. 29 y los resultados del coeficiente de reflexión en la Figura 3. 30.

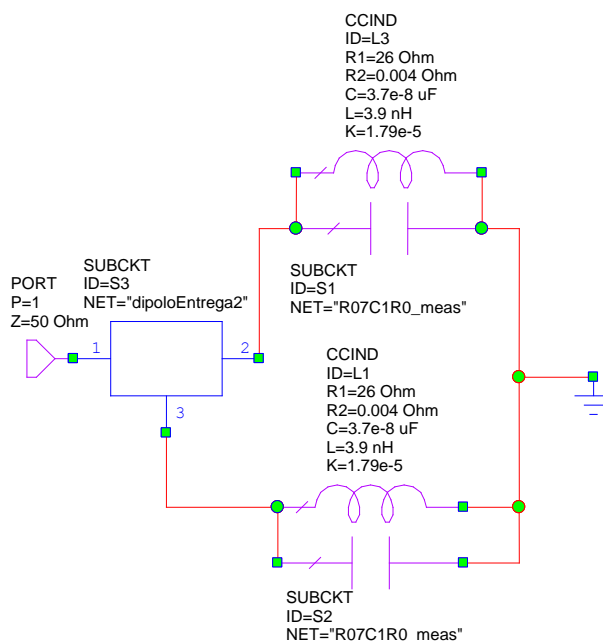


Figura 3. 29 Modelo simulado en AWR[®] del dipolo con resonadores LC.

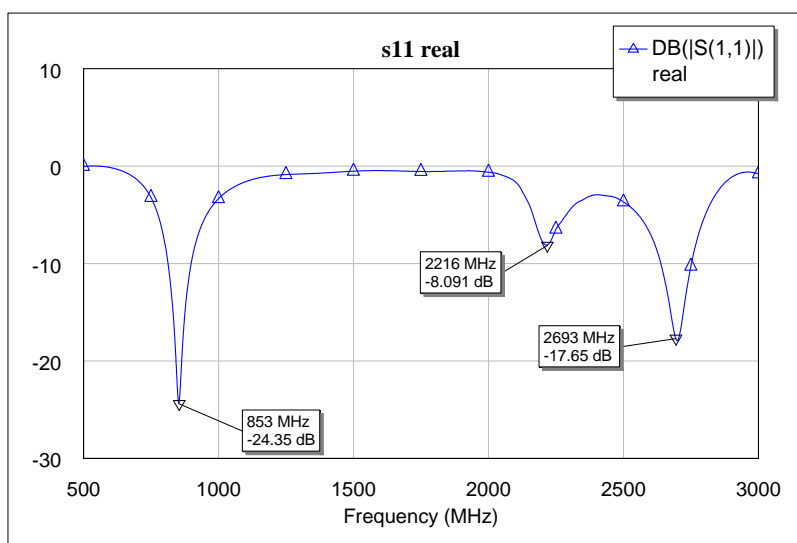


Figura 3. 30 Coeficiente de reflexión simulado en AWR[®] para el dipolo con tanques LC construido.

La ventaja de la utilización de este equivalente circuital es que se nos permite utilizar los propios parámetros S de los componentes de cada fabricante, ya sean teóricos o experimentales. Esto nos confiere una mayor precisión a la hora de obtener los resultados desde este punto de vista. El otro punto importante es que realizar el análisis circuital es mucho más rápido que el electromagnético. Si bien el análisis electromagnético es indispensable para calcular los parámetros S de las antenas (por ello hay que exportar los resultados de CST[®]) su tiempo de ejecución, en ocasiones, es elevadísimo. Con esta forma se nos permite hacer un único análisis electromagnético con las dimensiones de la antena ya fijadas y posteriormente utilizar el análisis circuital (cuya simulación tarda segundos) para modificar los valores de los componentes que conforman la antena y ver cuáles de ellos dan las mejores prestaciones.

3.2 Estudio de parches cargados con resonadores LC y alimentación por acoplo

La estructura que se utilizó en el apartado 3.1 para la construcción del parche cargado con resonadores LC va a ser la misma que se utilice en este apartado. La diferencia es que en vez de utilizar un puerto coaxial se utilizará una línea de transmisión para alimentar la antena. El objeto de esta modificación es intentar ir adaptando la nueva estructura para que vaya adquiriendo las características propias de una antena auto-diplexada. Tal y como se explicaba en dicho apartado, utilizar alimentación coaxial, en caso de tener 2 puertos, no genera un alto aislamiento entre ambos. Esto sí lo consigue la alimentación de acoplo por proximidad, la cual se va a estudiar aquí. Además, se podrán incluir partículas metamateriales (OSRRs) en la línea de transmisión a modo de filtro, para aumentar aún más el aislamiento.

En primer lugar se intentará adaptar la antena construida en el apartado anterior, es decir, de un solo puerto, para que funcione a doble banda, y utilizando acoplo por proximidad para alimentarla. De la misma forma que antes, trabajaremos en el modo 1 para la frecuencia inferior de funcionamiento y una distribución similar a la del modo 1 para la resonancia adicional.

3.2.1 Análisis paramétrico del parche alimentado por acoplo

La estructura construida en CST[®] se basa en la utilización de dos substratos. El primero será el mismo que el del apartado 3.1, es decir, un Duroid 5880 pero de menor anchura. En este substrato es donde se incluirá la estructura radiante (el

parche en sí) con los resonadores LC. Debajo de este substrato se incluye otro, completamente pegado y de menor coste que el anterior. En este caso se utilizó un FR-4. En la parte superior del segundo substrato se incluye la línea de alimentación y en la parte inferior el plano de masa. La Figura 3. 31 muestra estas características salvo que los dos substratos deben estar completamente pegados para su correcto funcionamiento.

La situación y medidas de la línea de transmisión se muestran en la Figura 3. 32, su perfil en la Figura 3. 33 y el *layout* en la Figura 3. 34.

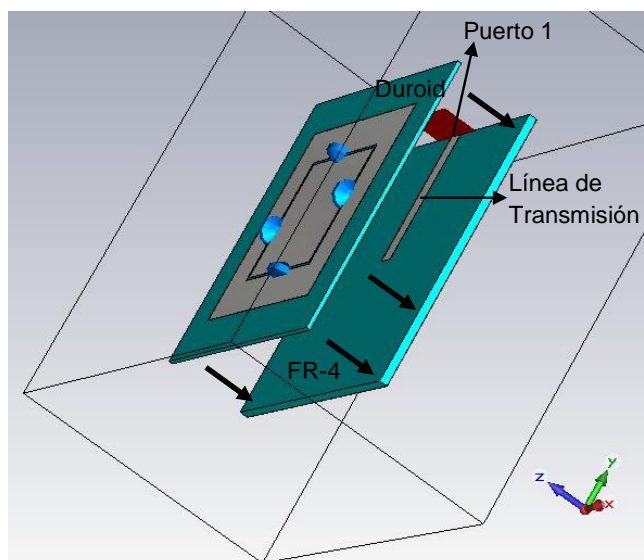


Figura 3. 31 Estructura del parche con resonadores LC y alimentación por acoplo.

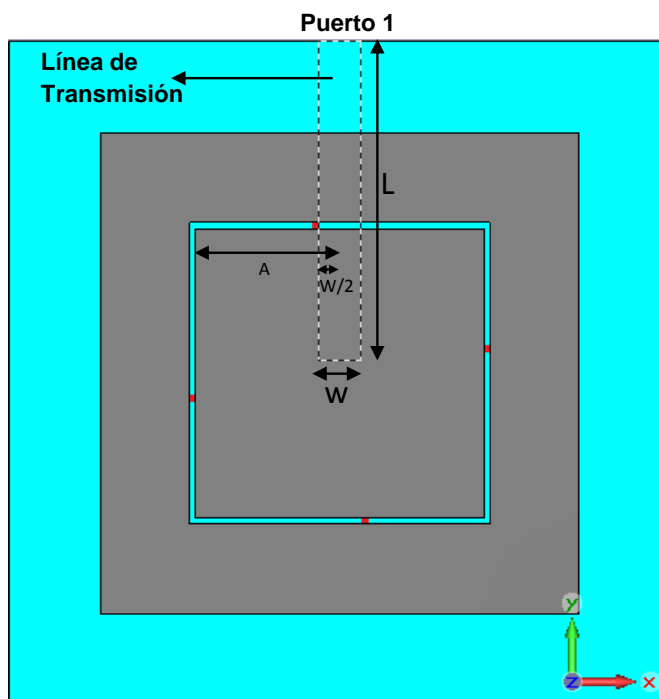


Figura 3. 32 Medidas y situación de la línea de transmisión que alimenta el parche. Valores en Figura 3. 34.

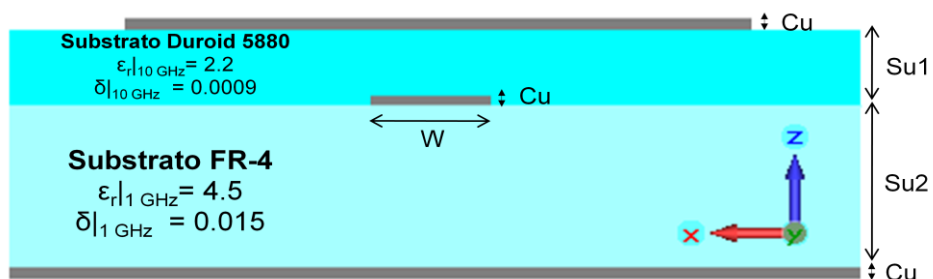


Figura 3. 33 Perfil del parche cargado con resonadores LC. El metal (cobre) en gris y en cian el sustrato.

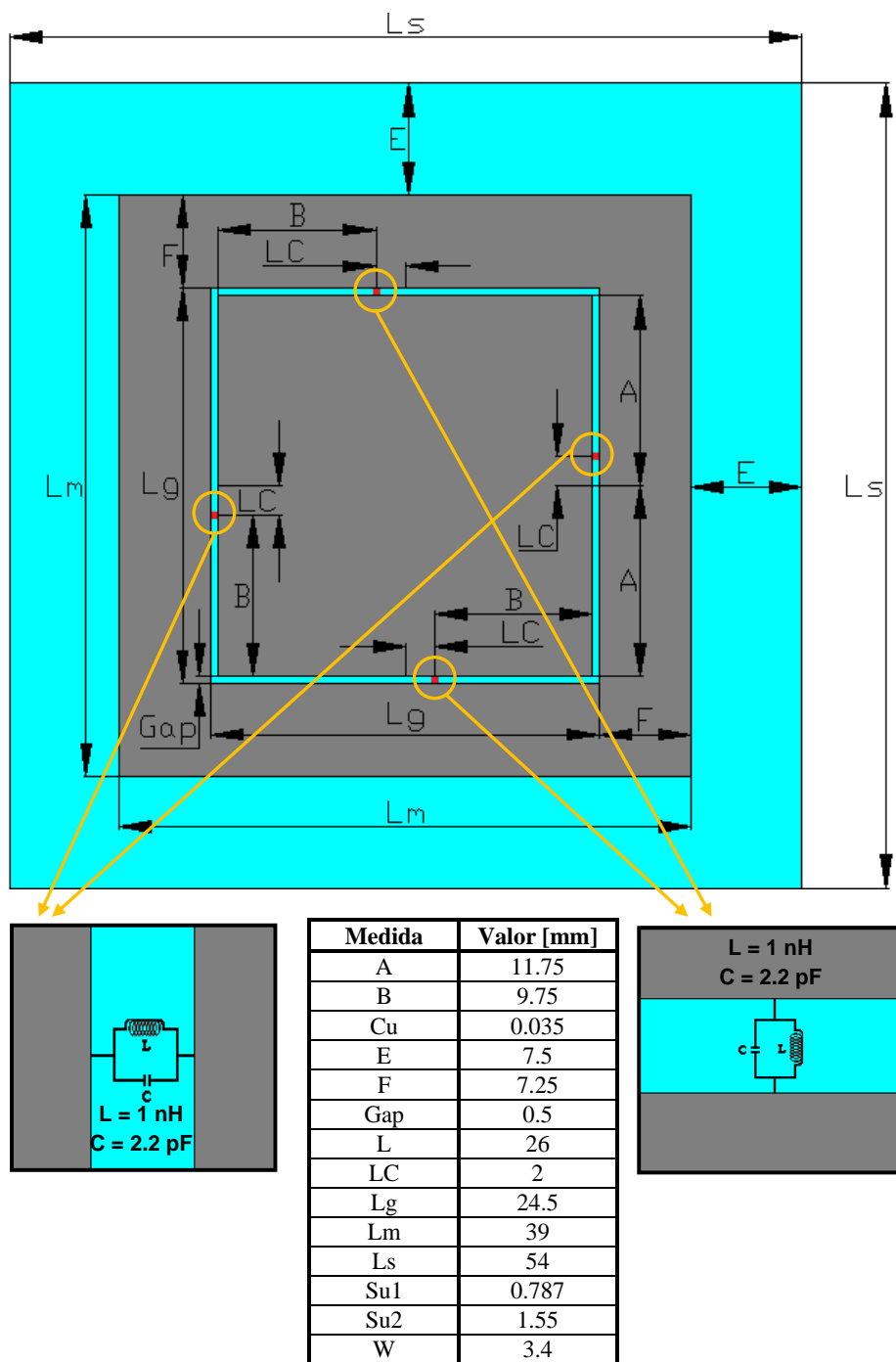


Figura 3. 34 Layout del parche cargado con resonadores LC y alimentación por acoplo.

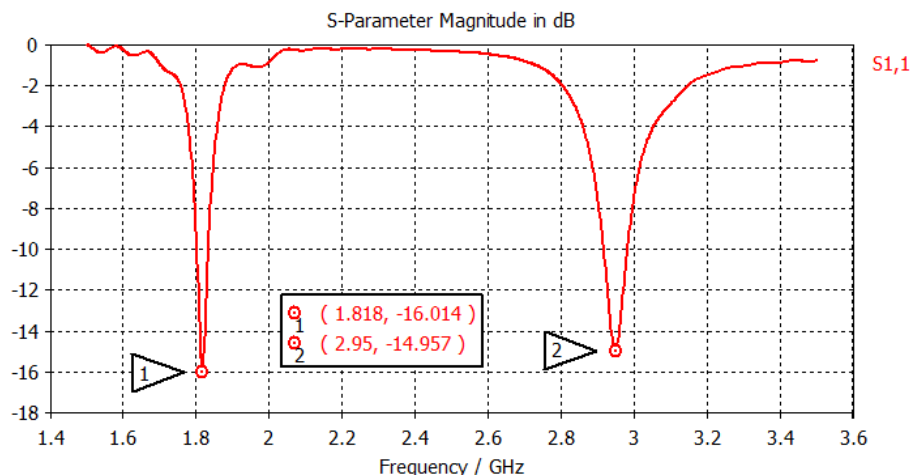


Figura 3. 35 Coeficiente de reflexión simulado para el parche cargado con resonadores LC y alimentación por acoplo. Frecuencias de interés: 1.82 GHz y 2.95 GHz.

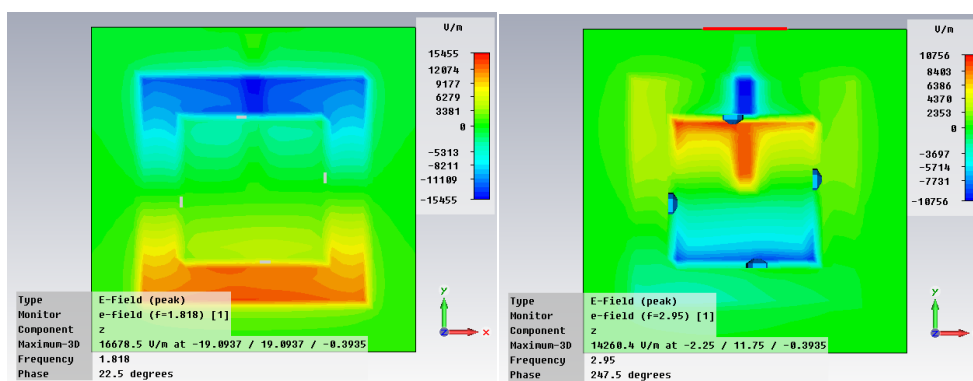


Figura 3. 36 Distribución de campo eléctrico en Z para las dos frecuencias de funcionamiento. (izquierda) Funcionamiento del parche, 1.82 GHz. (derecha) Funcionamiento LC, 2.95 GHz.

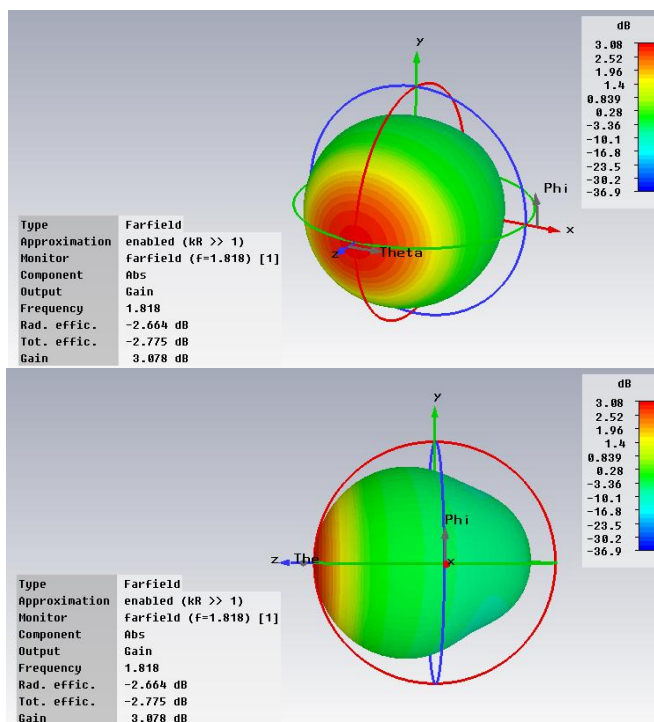


Figura 3. 37 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche cargado con resonadores LC y alimentación por acoplo a 1.82 GHz. Ganancia máxima: 3.08 dB. Eficiencia total: 0.53.

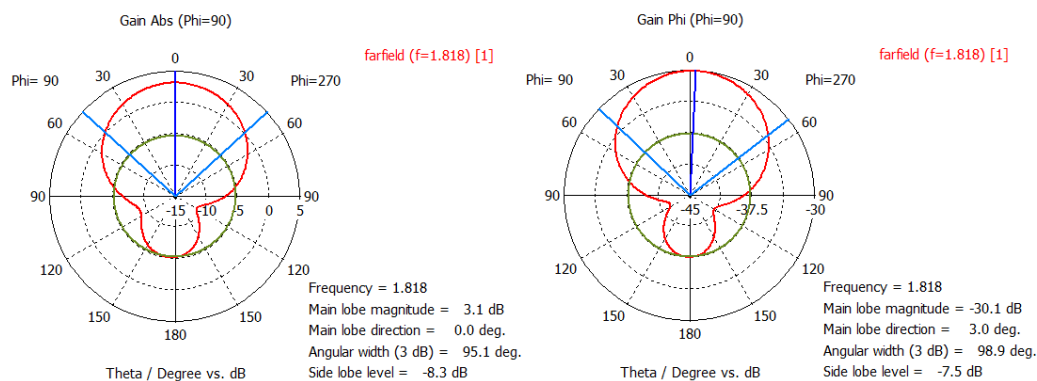


Figura 3. 38 Diagrama de radiación simulado en el plano E del parche con LC y alimentación por acoplo a 1.82 GHz. (izquierda) Componente copolar con 3.1 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -30.1 dB.

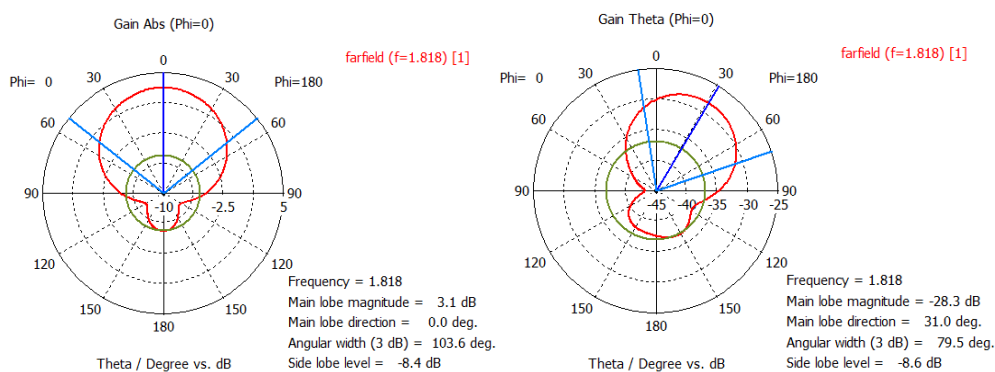


Figura 3. 39 Diagrama de radiación simulado en el plano H del parche con LC y alimentación por acoplo a 1.82 GHz. (izquierda) Componente copolar con 3.1 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -28.3 dB.

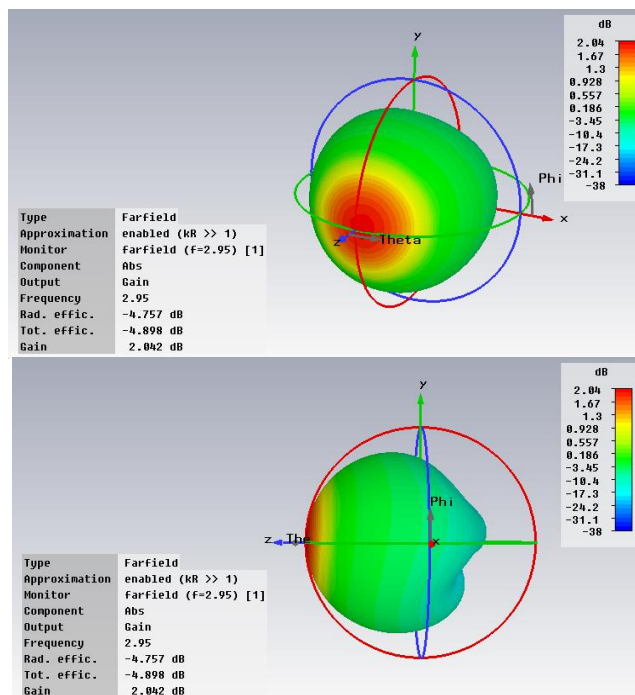


Figura 3. 40 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche cargado con resonadores LC y alimentación por acoplo a 2.95 GHz. Ganancia máxima: 2.04 dB. Eficiencia total: 0.32.

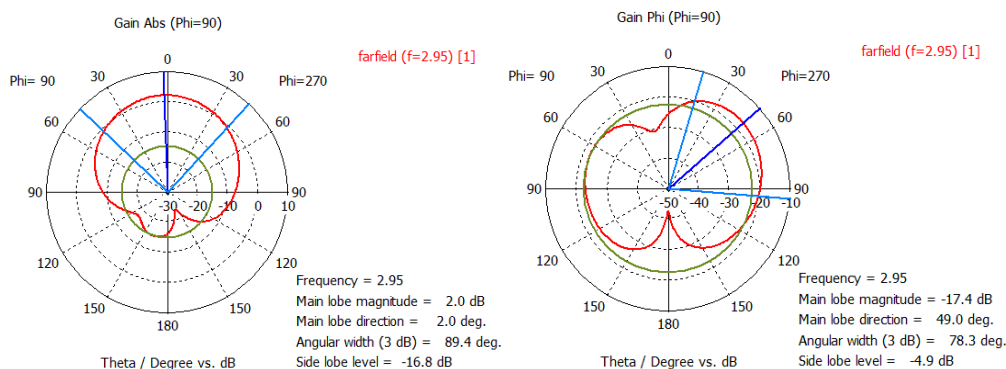


Figura 3. 41 Diagrama de radiación simulado en el plano E del parche con LC y alimentación por acoplo a 2.95 GHz. (izquierda) Componente copolar con 2 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -17.4 dB.

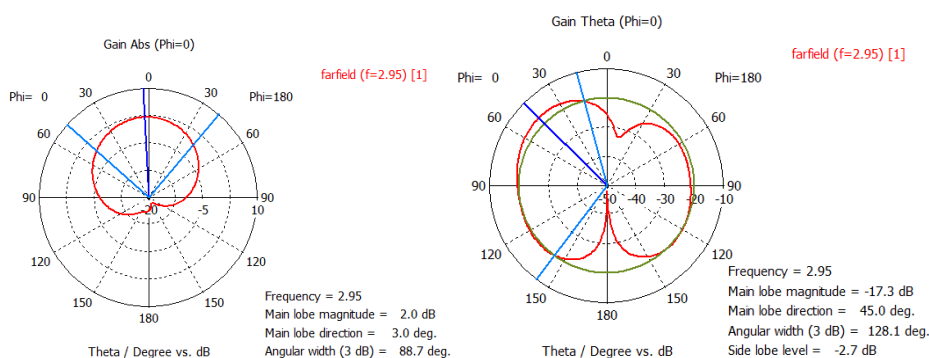


Figura 3. 42 Diagrama de radiación simulado en el plano H del parche con LC y alimentación por acoplo a 2.95 GHz. (izquierda) Componente copolar con 2 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -17.3 dB.

En resumen, se ha conseguido alimentar la antena tipo parche con resonadores LC mediante una línea de transmisión y acoplo por proximidad, sin que ello perjudique a las características conseguidas con la alimentación coaxial. Es decir, se ha conseguido que la estructura funcione a doble banda, con diagramas de radiación dipolares y con una adaptación, no tan buena, pero por debajo de los -10 dB. En concreto para 1.82 GHz se alcanza un nivel de -16 dB ($BW_{-10dB}=1.76\%$) y para 2.95 GHz de -15 dB ($BW_{-10dB}=2.3\%$). El único inconveniente de este modo de alimentación es que la eficiencia se ha reducido drásticamente, dando valores de 0.53 y 0.32 para la frecuencia inferior y superior respectivamente. Esto es debido a que, para conseguir una mejor adaptación, se tuvo que reducir el espesor del sustrato, pero una reducción de sustrato supone una reducción también de la eficiencia de radiación. Para conseguir valores aceptables de eficiencia en ambas frecuencias sería necesario utilizar un sustrato de mayor espesor, como el utilizado anteriormente, además de que las pérdidas sean bajas ya que como vimos, el polipropileno no otorgaba en la práctica las características que en simulación. Por tanto, es necesario utilizar otro sustrato con mayor espesor, e intentar conseguir una mejor adaptación. Una buena opción sería modificar el largo de la línea de transmisión para variar el punto de alimentación. No se consideró adaptar esta antena puesto que sólo se quería verificar el correcto funcionamiento de este tipo de

alimentación, y ya en un futuro adaptar la que se utilice para la aplicación RFID, es decir, con frecuencias de 900 MHz y 2.45 GHz.

Esta reducción del sustrato también supone una reducción del ancho de banda. Esto no se aprecia adecuadamente porque para la frecuencia inferior de funcionamiento aumenta y para la superior disminuye. Esto puede ser debido a las diferencias existentes en el coeficiente de reflexión, lo que nos lleva a no poder contrastar los valores adecuadamente.

3.3 Estudio de parches cargados con resonadores LC en RFID y alimentación coaxial

Vistos los buenos resultados obtenidos en la práctica del parche con resonadores LC, se decidió utilizar la misma estructura para conformar un reader de RFID. Uno de los requisitos principales que se aprecian en el esquema propuesto de la Figura 1. 26 es que se tengan dos puertos, uno para la recepción y otro para la transmisión. Este será el primer punto a modificar en el parche del apartado 3.1, con el fin de ir adaptándolo y conseguir la antena auto-diplexada en RFID. Además de reducir las frecuencias de funcionamiento y aumentar la separación entre ambas.

Se quiere que uno de los puertos funcione a la frecuencia de recepción, 900 MHz, y el otro a la de transmisión, 2.45 GHz. Para ello es necesario que el coeficiente de reflexión de cada puerto sea lo más reducido posible en su frecuencia de funcionamiento y lo más cercano a 0 dB en la otra frecuencia. Además, es necesario que los puertos, a la frecuencia de funcionamiento del otro puerto, tengan una eficiencia de radiación muy baja, es decir, con ganancias por debajo de los 0 dB, lo que otorgaría unas propiedades de auto-diplexación bastante buenas. Para conseguir esto sería necesario incluir filtros en las líneas de transmisión (por ejemplo OSRRs) en los que cada puerto tenga un filtro asociado a su frecuencia de funcionamiento y rechace la otra banda. Puesto que incluir todos estos aspectos a la vez en una nueva estructura es arriesgado, primero se estudiará el uso de alimentación coaxial con los 2 puertos ortogonales (para conseguir mayor aislamiento entre ambos [3]) y ver su correcto funcionamiento en la práctica.

3.3.1 Análisis paramétrico del parche en RFID con dos puertos

La estructura diseñada es la misma que en el apartado 3.1 salvo que en este caso se dispone de dos puertos para alimentar el parche (círculos en rojo de la Figura 3. 43). También se tienen 4 tanques LC (4 condensadores y 4 bobinas) mostrados en rojo en el gap. El sustrato utilizado es el mismo, su perfil se representa en la

Figura 3. 44 y su *layout* se muestra en la Figura 3. 45. Esta vez es de mayor dimensión dado que se necesita una frecuencia de funcionamiento menor (fórmula (3.1)).

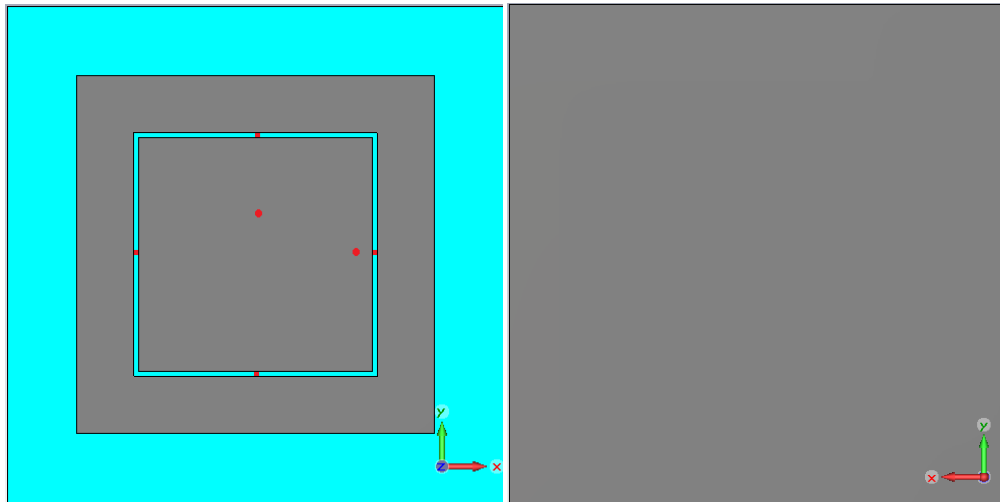


Figura 3. 43 Antena parche RFID con resonadores LC. (*izquierda*) Parte frontal con el dieléctrico en cian, el metal en gris y puertos/tanques en rojo. (*derecha*) Parte trasera metálica (plano de masa).

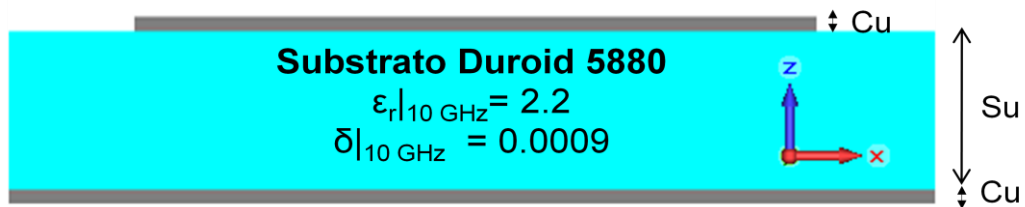


Figura 3. 44 Perfil del parche RFID con LC. Substrato en cian y el metal (cobre) en gris.

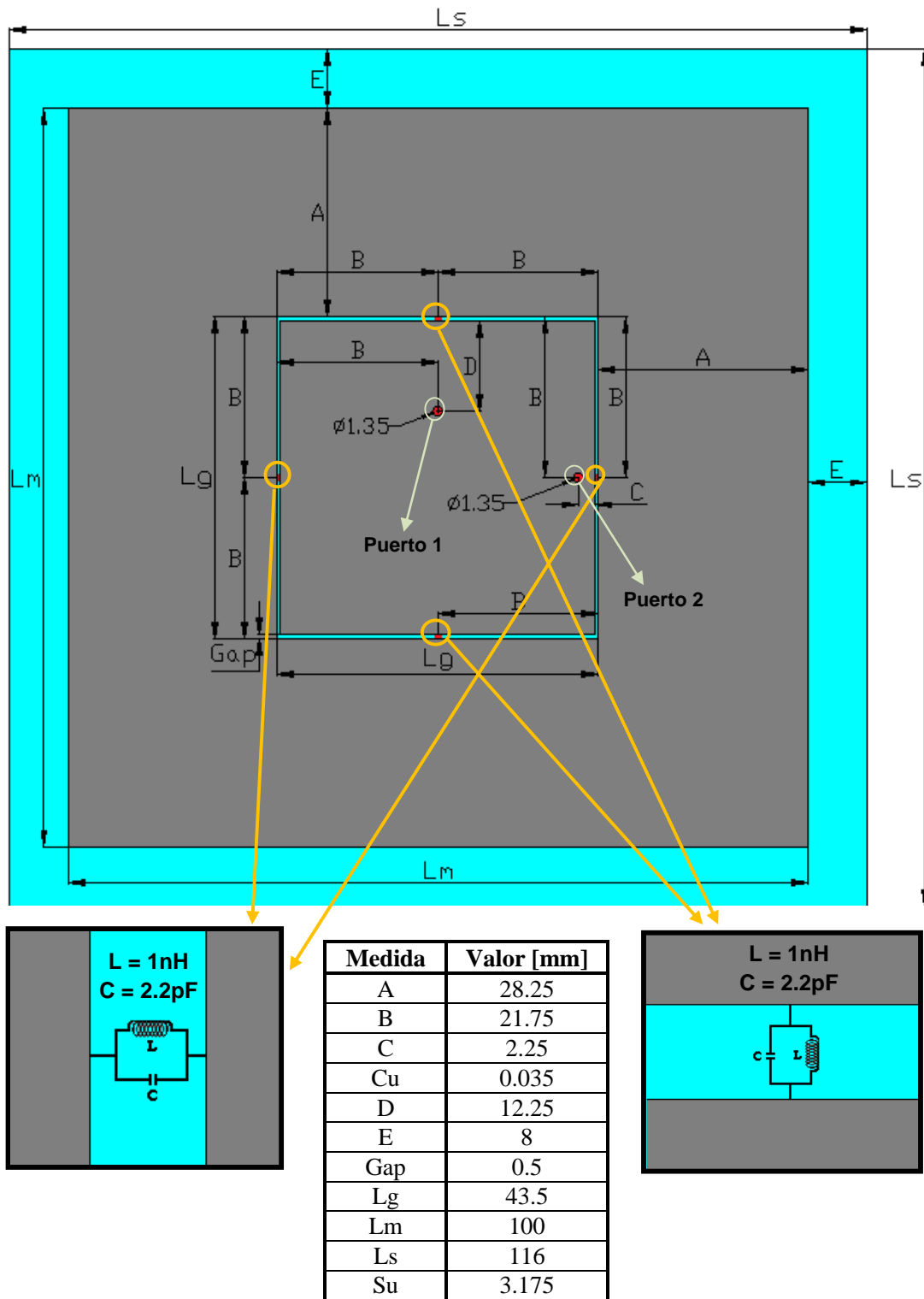


Figura 3. 45 Layout del parche RFID cargado con resonadores LC.

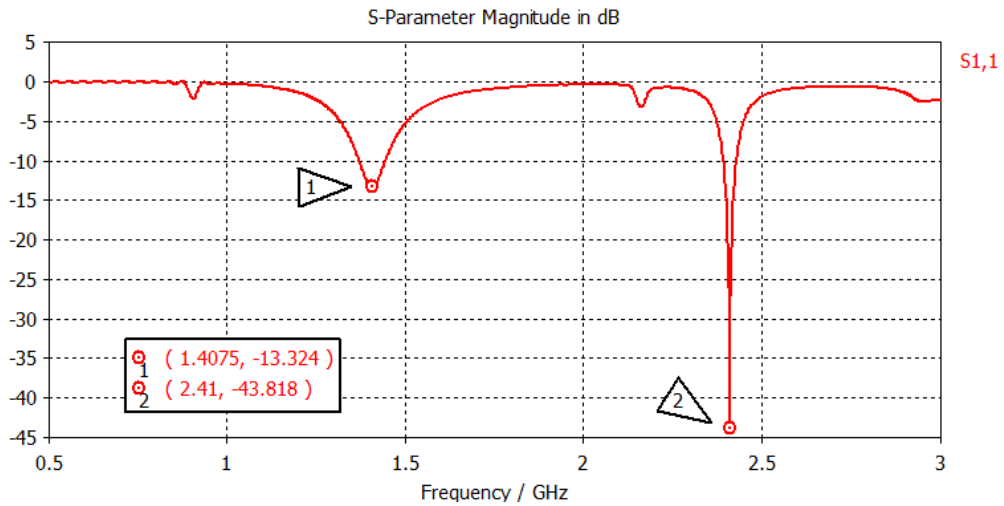


Figura 3. 46 Coeficiente de reflexión simulado del puerto 1 para el parche RFID cargado con resonadores LC. Frecuencias: 1.41 GHz (resonancia no deseada) y 2.41 GHz (resonadores LC).

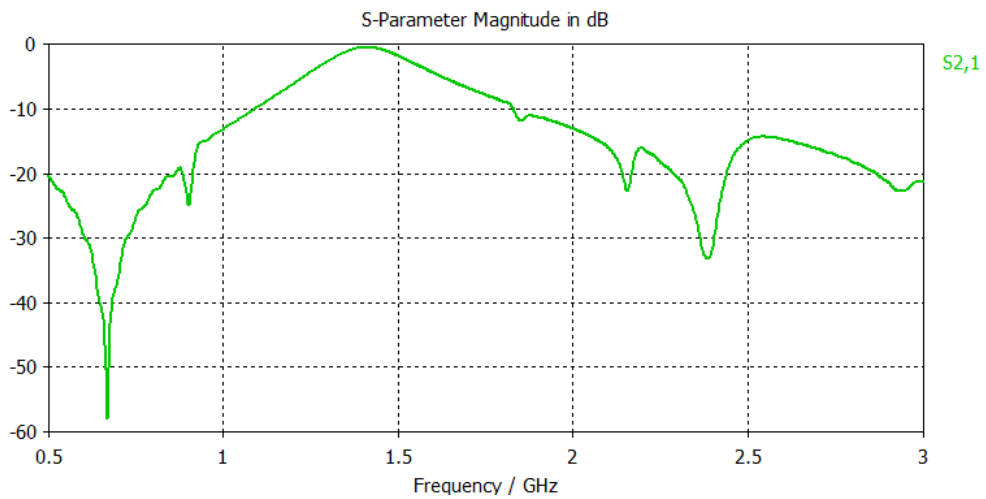


Figura 3. 47 Coeficiente de transmisión simulado del puerto 1 al puerto 2 para el parche RFID cargado con resonadores LC.

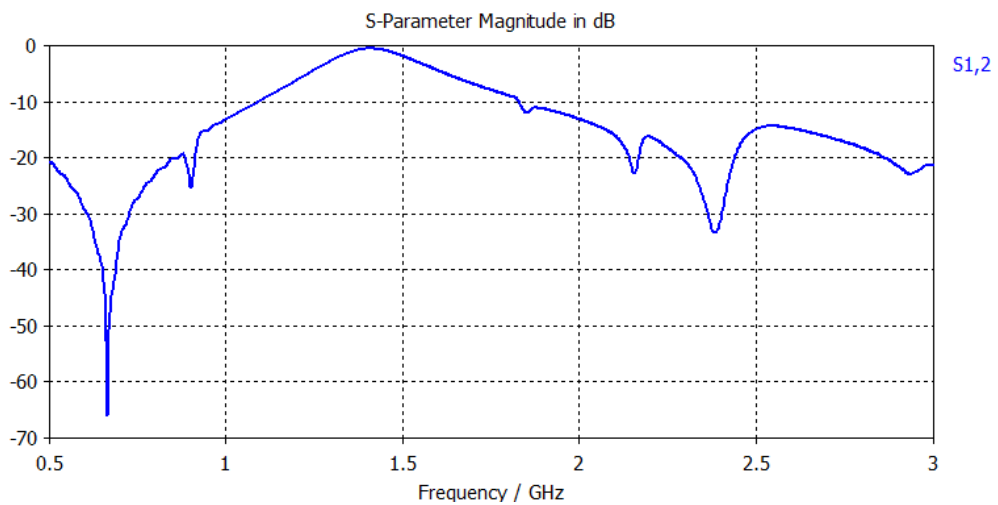


Figura 3. 48 Coeficiente de transmisión simulado del puerto 2 al puerto 1 para el parche RFID cargado con resonadores LC.

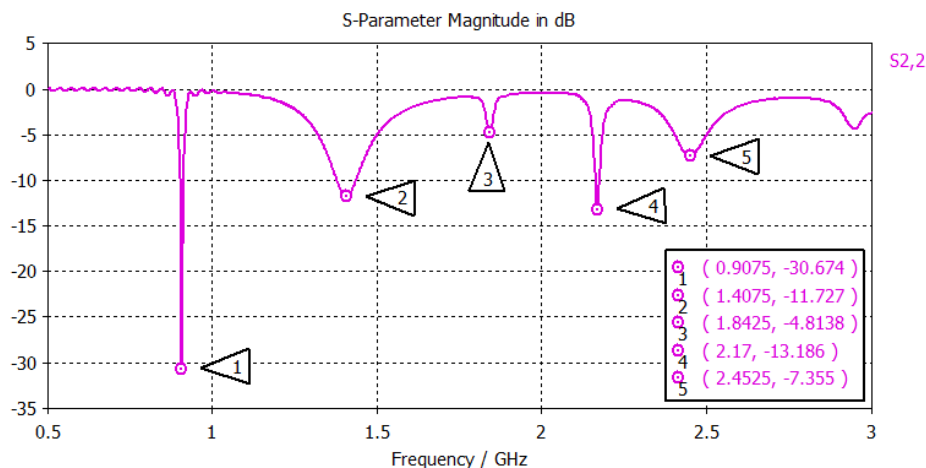


Figura 3. 49 Coeficiente de reflexión simulado del puerto 2 para el parche RFID cargado con resonadores LC. La frecuencia de interés es 0.91 GHz, frecuencia de funcionamiento del parche.

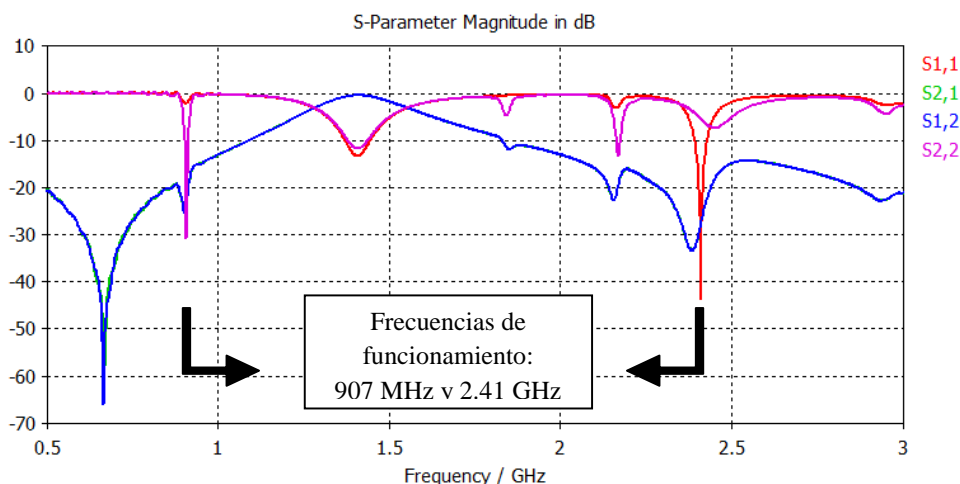


Figura 3. 50 Diagrama conjunto de todos los coeficientes de reflexión y transmisión del parche RFID con resonadores LC.

Tras mostrar las 5 gráficas de coeficientes de reflexión y transmisión se aprecia cómo hay dos claras frecuencias de funcionamiento que están por debajo de los -30 dB en los coeficientes de reflexión. La frecuencia de 0.91 GHz ($BW_{-10dB}=1.38\%$) corresponde al funcionamiento normal del parche y la de 2.41 GHz ($BW_{-10dB}=1.66\%$) a la de los resonadores. Ambas frecuencias de funcionamiento corresponden al modo 1, si bien la superior posee una distribución similar a la del modo 1.

Otro de los aspectos principales es el aislamiento que se tiene entre ambos puertos a las frecuencias de funcionamiento. Se observa que para la primera frecuencia de 0.91 GHz se tiene un aislamiento (S_{12} y S_{21}) de -23 dB y para la frecuencia de 2.41 GHz se tiene un aislamiento de -27 dB. Valores bastante buenos, considerando además que se utiliza alimentación coaxial.

También aparece una frecuencia de funcionamiento en el entorno de 1.41 GHz para sendos coeficientes de reflexión. Esta resonancia aparece al tener los 2 puertos dentro del gap (si uno se ponía fuera y otro dentro esto no se producía) transmitiéndose toda la potencia de un puerto a otro, tal y como aparece en los coeficientes de transmisión (S_{12} y S_{21} cercanos a 0 dB), los cuales son recíprocos.

Además aparecen otras resonancias producidas por el gran tamaño que posee el parche, que no son más que distintos modos de funcionamiento del mismo y que se identifican en las distribuciones de campo eléctrico en Z de las siguientes figuras.

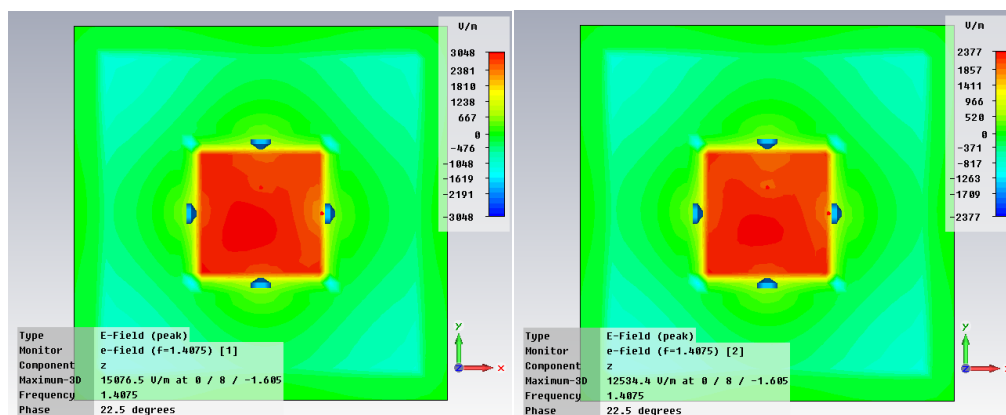


Figura 3. 51 Distribución de campo eléctrico en Z para las resonancias adicionales que aparecen en 1.41 GHz de los coeficientes de reflexión. (izquierda) Puerto 1. (derecha) Puerto 2.

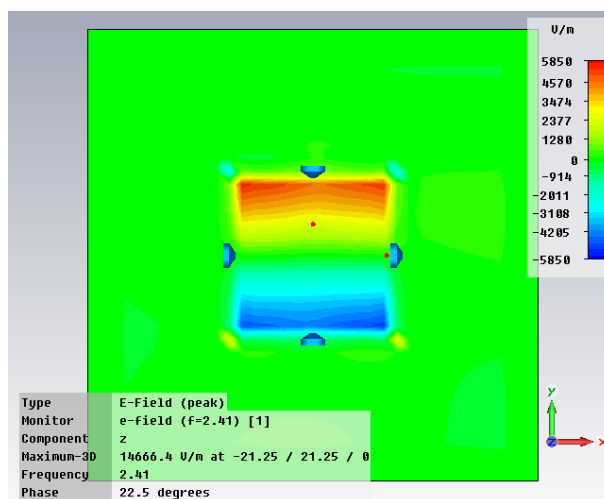


Figura 3. 52 Distribución de campo eléctrico en Z para la frecuencia superior de funcionamiento (acción del gap y los resonadores), 2.41 GHz [puerto 1].

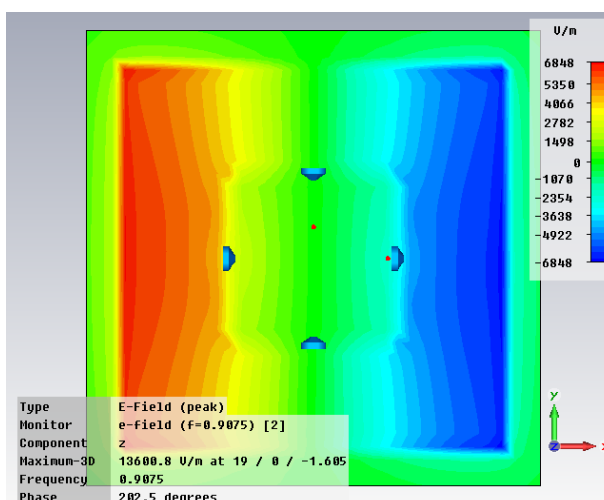


Figura 3. 53 Distribución de campo eléctrico en Z para la frecuencia inferior de funcionamiento (acción del parche), 0.91 GHz [puerto 2].

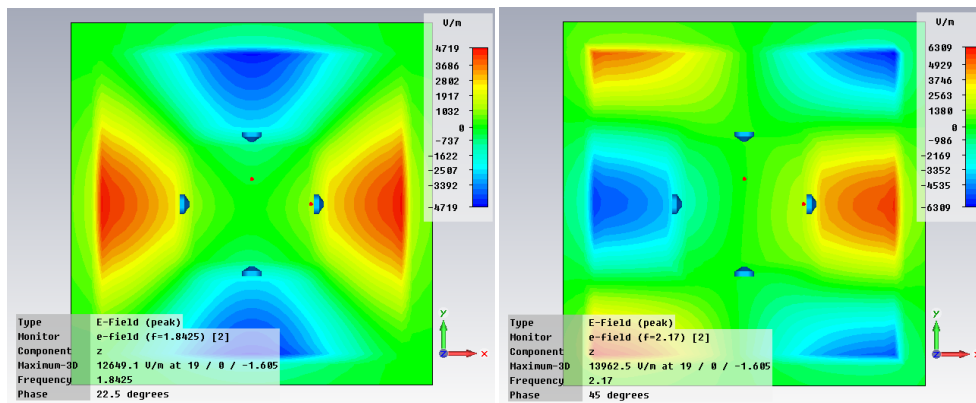


Figura 3. 54 Distribución de campo eléctrico en Z para las resonancias adicionales del coeficiente de reflexión del puerto 2. (izquierda) 1.84 GHz [puerto 2]. (derecha) 2.17 GHz [puerto 2].

Tras las figuras con las distribuciones de campo está claro que hay dos frecuencias de funcionamiento presentadas en la Figura 3. 52 y Figura 3. 53. Estas presentan el modo 1 y las resonancias de la Figura 3. 54 son propias de modos superiores, siendo las de la Figura 3. 51 a 1.41GHz producidas por tener los dos puertos en la zona interna del gap. A continuación se detallan los diagramas de radiación para comprobar que las frecuencias que interesan tienen el diagrama de radiación dipolar deseado.

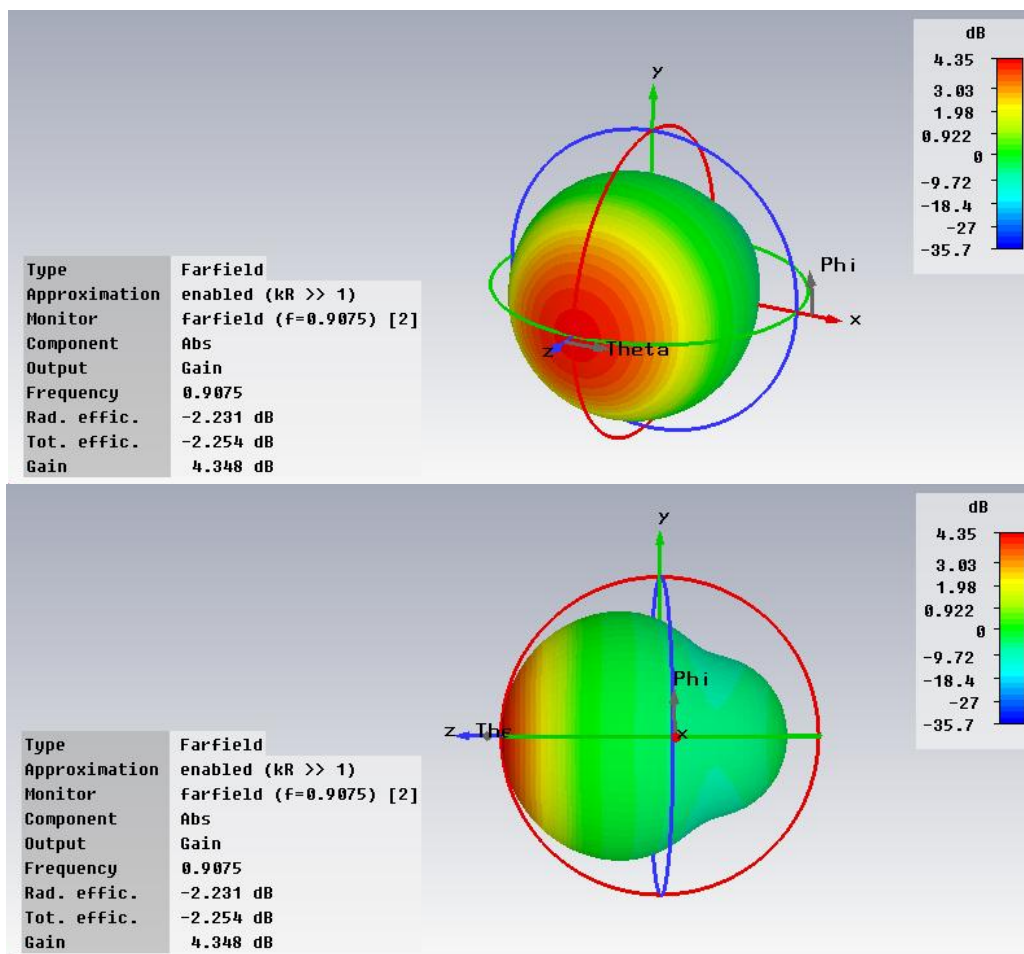


Figura 3. 55 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche RFID cargado con resonadores LC a 0.91 GHz [puerto 2]. Ganancia máxima: 4.35 dB. Eficiencia total: 0.6.

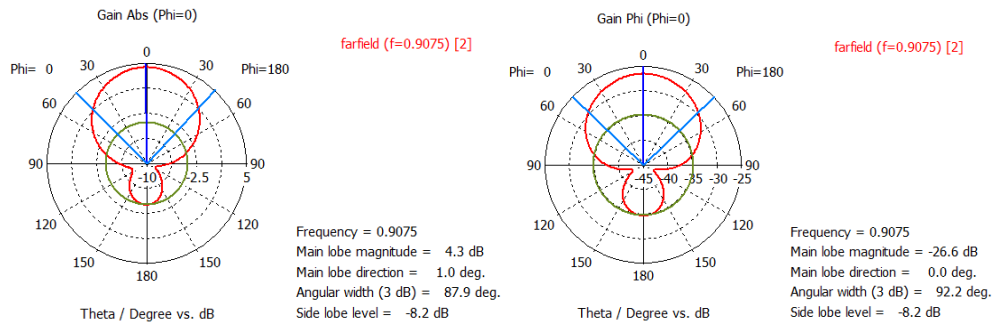


Figura 3. 56 Diagrama de radiación simulado en el plano E del parche RFID con resonadores LC a 0.91 GHz [puerto 2]. (izquierda) Componente copolar con 4.3 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -26.6 dB.

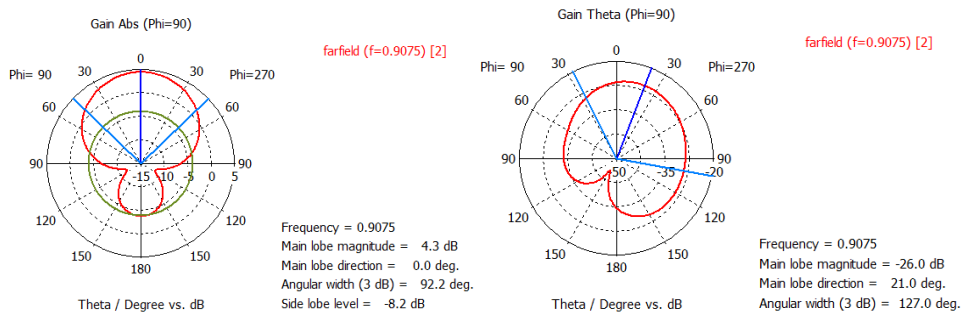


Figura 3. 57 Diagrama de radiación simulado en el plano H del parche RFID con resonadores LC a 0.91 GHz [puerto 2]. (izquierda) Componente copolar con 4.3 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -26 dB.

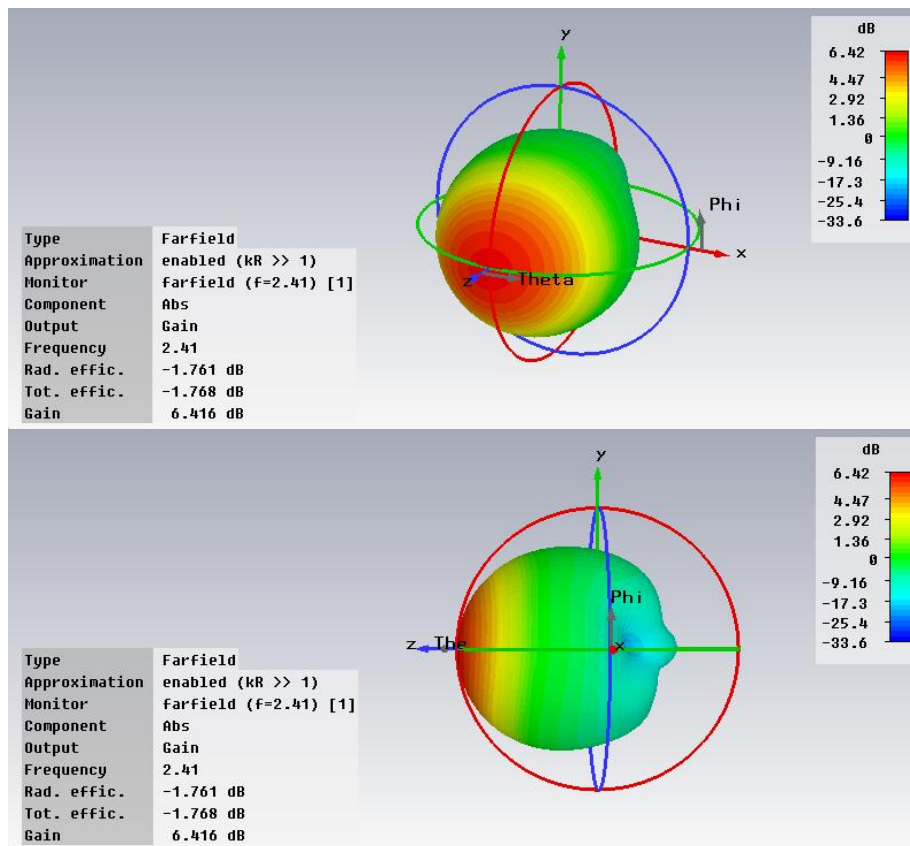


Figura 3. 58 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche RFID cargado con resonadores LC a 2.41 GHz [puerto 1]. Ganancia máxima: 6.42 dB. Eficiencia total: 0.67.

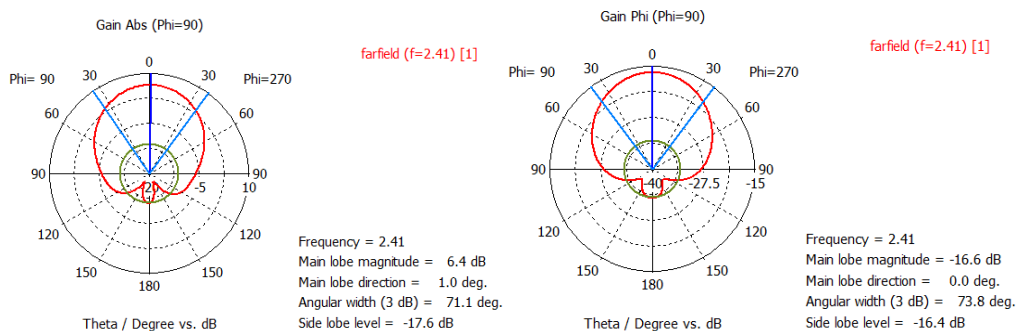


Figura 3. 59 Diagrama de radiación simulado en el plano E del parche RFID con resonadores LC a 2.41 GHz [puerto 1]. (izquierda) Componente copolar con 6.4dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -16.6 dB.

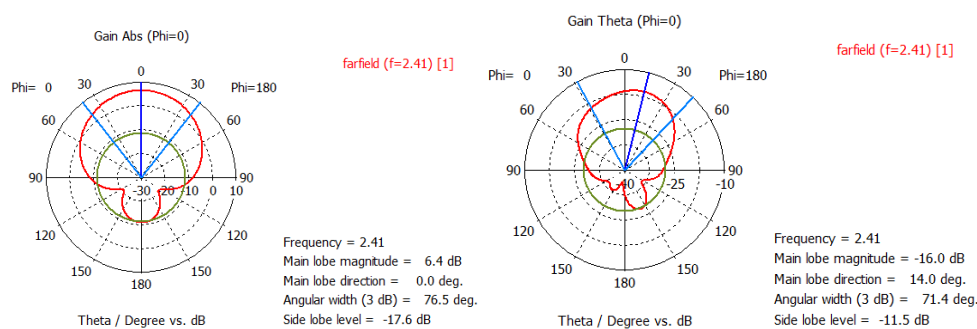


Figura 3. 60 Diagrama de radiación simulado en el plano H del parche RFID con resonadores LC a 2.41 GHz [puerto 1]. (izquierda) Componente copolar con 6.4dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -16 dB.

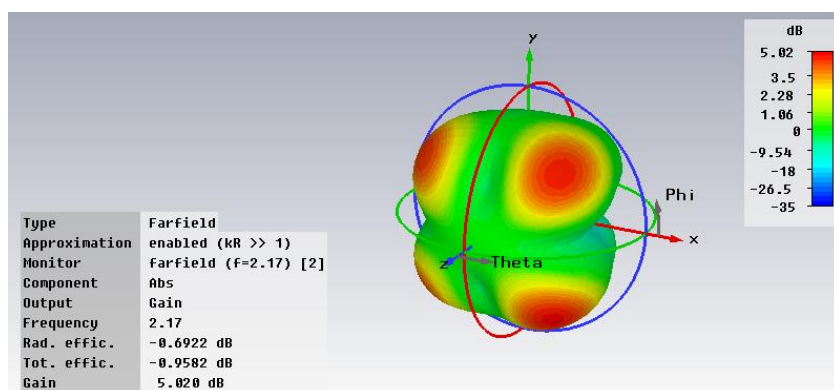


Figura 3. 61 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche RFID cargado con resonadores LC a 2.17 GHz [puerto 2]. Ganancia máxima: 5.02 dB. Eficiencia total: 0.8.

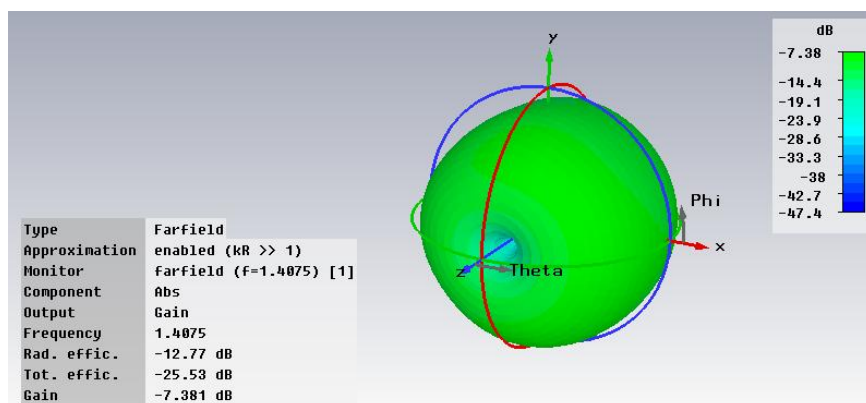


Figura 3. 62 Diagrama de radiación tridimensional simulado del parche RFID cargado con resonadores LC a 1.41 GHz [puerto 1]. Ganancia máxima: -7.38 dB. Eficiencia total: 0.003.

Tras los diagramas de radiación se comprueba como a las frecuencias de interés se tiene el diagrama deseado y con una eficiencia aceptable para la aplicación de RFID. Además, con componentes contrapolares para ambos planos principales (E y H) bastante por debajo de la componente deseada, la componente copolar. La radiación trasera a la frecuencia inferior de funcionamiento está por debajo de los 0 dB por lo que no habrá problemas en ese sentido. El diagrama presentado en la Figura 3. 61 confirma que se trata de uno de los modos superiores del funcionamiento del parche, y el diagrama de la Figura 3. 62 es otra resonancia parásita generada al introducir los dos puertos en la parte interna del gap. En cuanto a la ganancia de las frecuencias no deseadas (ganancia de uno de los puertos a la frecuencia de funcionamiento del otro puerto) se tienen 2.96 dB con 0.17 de eficiencia en el puerto 1 a la frecuencia de 0.91 GHz y 6.46 dB con 0.48 de eficiencia en el puerto 2 a 2.41 GHz. Puesto que estos valores son muy altos, se tiene una auto-diplexación muy pobre. Esto se produce porque no se han introducido filtros a la frecuencia de funcionamiento de cada puerto [3], por lo que, tras estos resultados, es algo indispensable.

A continuación se muestran los coeficientes de reflexión de la antena sin resonadores y sin gap, para comprobar que son éstos los que realmente están funcionando a la frecuencia superior de funcionamiento, 2.41 GHz.

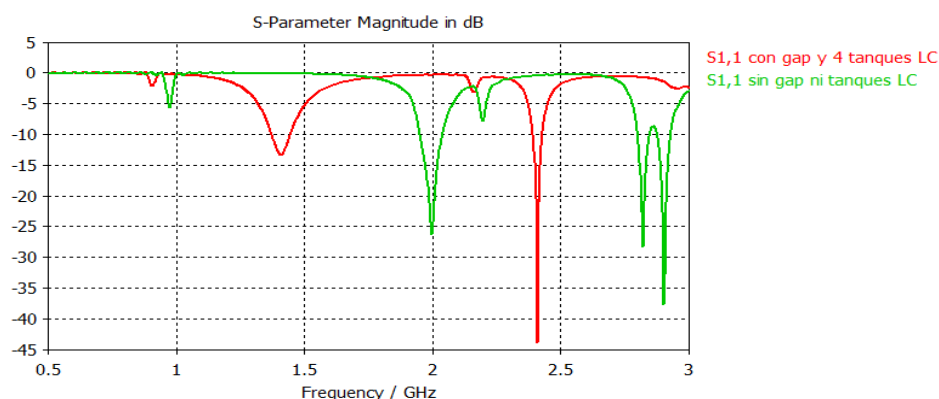


Figura 3. 63 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del puerto 1 del parche RFID con resonadores LC (en rojo) y sin ellos (en verde).

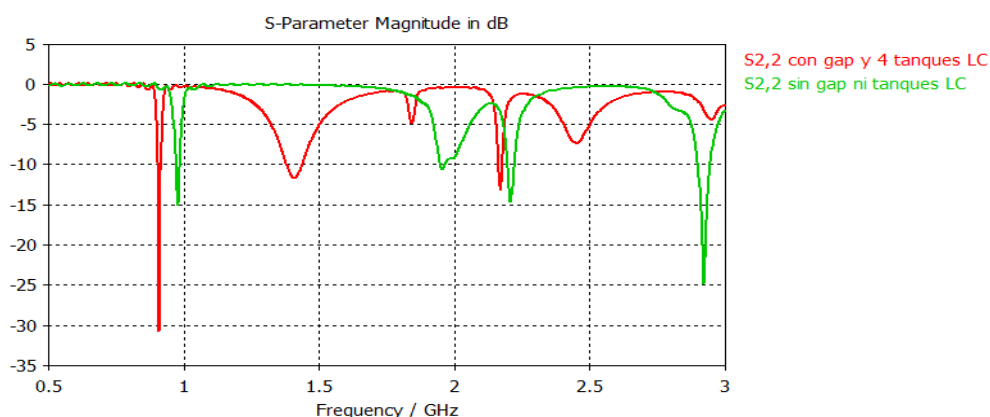


Figura 3. 64 Comparación del coeficiente de reflexión simulado del puerto 2 del parche RFID con resonadores LC (en rojo) y sin ellos (en verde).

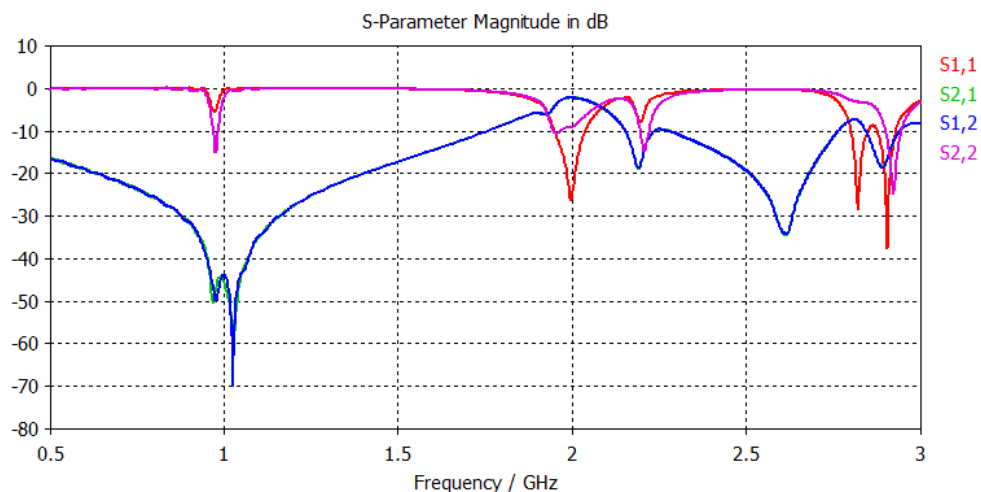


Figura 3. 65 Diagrama conjunto de todos los coeficientes de reflexión y transmisión del parche RFID sin gap ni resonadores LC.

La Figura 3. 63 y la Figura 3. 64 muestran el claro funcionamiento de los resonadores LC para conseguir la frecuencia superior de funcionamiento. El S_{11} sin resonadores no muestra la resonancia que se conseguía a 2.41 GHz, confirmando su indispensabilidad para conseguirla. Cabe destacar también que las resonancias se han desplazado. Esto es causado por la eliminación del gap, tal y como se explicaba en el apartado 3.1. En el entorno de los 2 GHz surgen de nuevo 2 resonancias para los coeficientes de reflexión ya que se transmite toda la potencia de un puerto a otro. Esto se puede apreciar en los coeficientes de transmisión de la Figura 3. 65. En conclusión, quitar el gap y los resonadores muestra únicamente la frecuencia propia de funcionamiento del parche, así como distintos modos que ya se tenían anteriormente, pero desplazados en frecuencia.

En definitiva, se ha conseguido una antena parche que funciona a doble banda mediante la introducción de un gap y 4 resonadores LC. Para ello se han utilizado dos puertos, cada uno de los cuales excitará una de las frecuencias de funcionamiento. Este diseño podría servir para conformar el reader de una aplicación RFID, siempre y cuando se modifique de tal forma que se consiga un alto aislamiento entre puertos y una polarización circular en ambas frecuencias de funcionamiento. La forma de conseguirlo pasaría por utilizar el esquema presentado en la Figura 1. 25 y posteriormente comprobar que la razón axial está lo más cercana a los 0 dB (generalmente se toma como límite los 3 dB) en el entorno de la dirección de máxima radiación de la antena, Z en este caso.

3.3.2 Resultados experimentales del parche en RFID con dos puertos

La antena presentada en el apartado previo se llevó a la práctica y se construyó para ser medida en el entorno real. Se construyó por error dicha antena salvo que se utilizó un Duroid de 0.787 mm en vez del de 3.175 mm. De los resultados

obtenidos para el espesor de 0.787 mm, los cuales aquí no se expondrán, se comprobó cómo la antena funcionó a las dos frecuencias pero con una peor adaptación. Es decir, a la frecuencia de 900 MHz se desadaptó casi por completo (con un coeficiente de reflexión de -4 dB) y a 2.45 GHz se obtuvieron unos -7 dB. Además, en simulación y con ese espesor se obtenía una ganancia a la frecuencia inferior de funcionamiento de -2.63 dB en vez de los 4.35 dB que se obtienen para el espesor estudiado de 3.175 mm. Los diagramas de radiación obtenidos en la práctica fueron dipolares para las dos frecuencias de funcionamiento con una relación copolar-contrapolar bastante elevada.

Los resultados de la antena con el espesor correcto (3.175 mm) son los que se mostrarán a lo largo de este apartado.

Se obtuvieron unos resultados parecidos en cuanto a diagrama, pero mejores en cuanto a adaptación se refiere con respecto a la de 0.787 mm. En primer lugar se mostrarán las fotos de la antena construida y posteriormente la Figura 3. 68 mostrará los resultados experimentales obtenidos de los coeficientes de reflexión y transmisión. Se aprecia cómo con el puerto 1 la antena se adapta a los 2.61 GHz mientras que el puerto 2 se desadapta a dicha frecuencia. Para el puerto 2 se adapta a 912 MHz y se desadapta en la superior, mejorando así las propiedades de auto-diplexación. Además los valores obtenidos son inferiores a los -10 dB de coeficiente de reflexión en sus respectivos puertos, por lo que el funcionamiento desde este punto de vista es acertado y muy similar a lo obtenido en simulación. Existe un desplazamiento en frecuencia (200 MHz, 8.15%) a la frecuencia de resonancia de los tanques LC entre los resultados experimentales y los obtenidos en simulación. Esto no es debido a la tolerancia de la permitividad porque a 900 MHz no ocurre, sino a un posible desajuste en las medidas del gap y a su tamaño. Recuérdese que modificar el tamaño del cuadrado que forma el gap modifica la frecuencia superior de funcionamiento. También puede estar ocurriendo que la simulación del CST[®] para la cavidad interna formada por el gap y los resonadores no sea precisa al 100%, cosa que ya ocurrió para el espesor de 0.787 mm donde se obtuvo un desplazamiento de 100 MHz entre la frecuencia superior de funcionamiento simulada y la experimental. El desplazamiento en frecuencia que se produce en torno a los 1.5 GHz (frecuencia no deseada provocada por tener los 2 puertos en la parte interna del gap) se puede achacar a estos hechos explicados y a una posible variación en la colocación de los puertos de alimentación. Cabe destacar finalmente que el $BW_{-10dB}=1.68\%$ para la frecuencia superior de funcionamiento y del 1.36% para la frecuencia inferior de funcionamiento. Dichos valores son altamente parecidos a los obtenidos en simulación (1.66% y 1.38%).

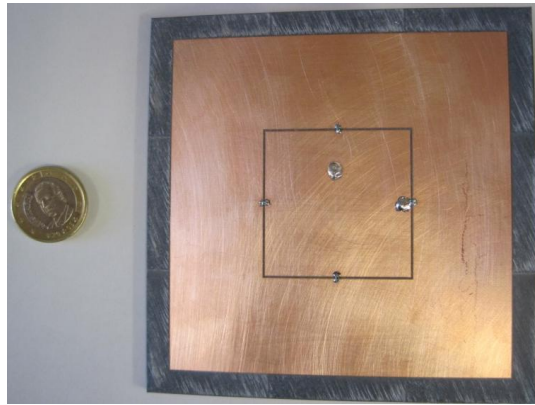


Figura 3. 66 Cara frontal del parche RFID con resonadores LC y 2 puertos construido con substrato 3.175 mm.



Figura 3. 67 Cara frontal del parche RFID con resonadores LC y 2 puertos construido con substrato 3.175 mm.

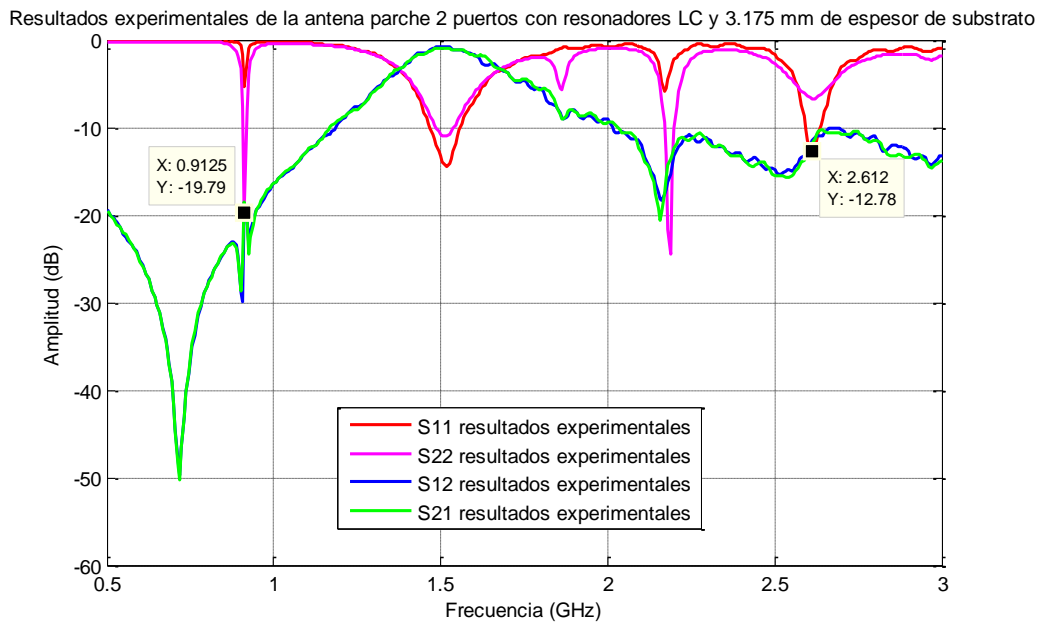


Figura 3. 68 Resultados experimentales de los coeficientes de reflexión y transmisión.

Resultados experimentales y teóricos parche 2 puertos con sustrato de espesor 3.175 mm

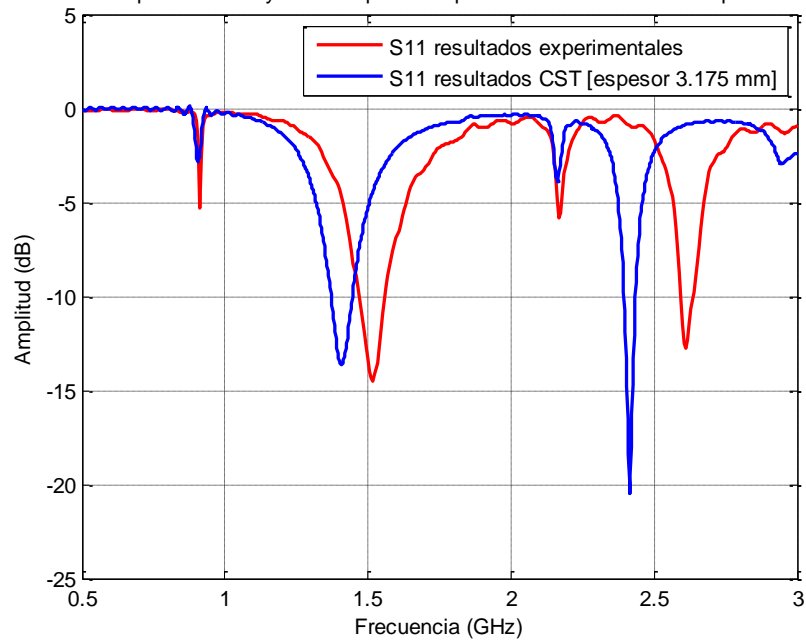


Figura 3. 69 Comparación de resultados teóricos y experimentales del coeficiente de reflexión en el puerto 1.

Resultados experimentales y teóricos parche 2 puertos con sustrato de espesor 3.175 mm

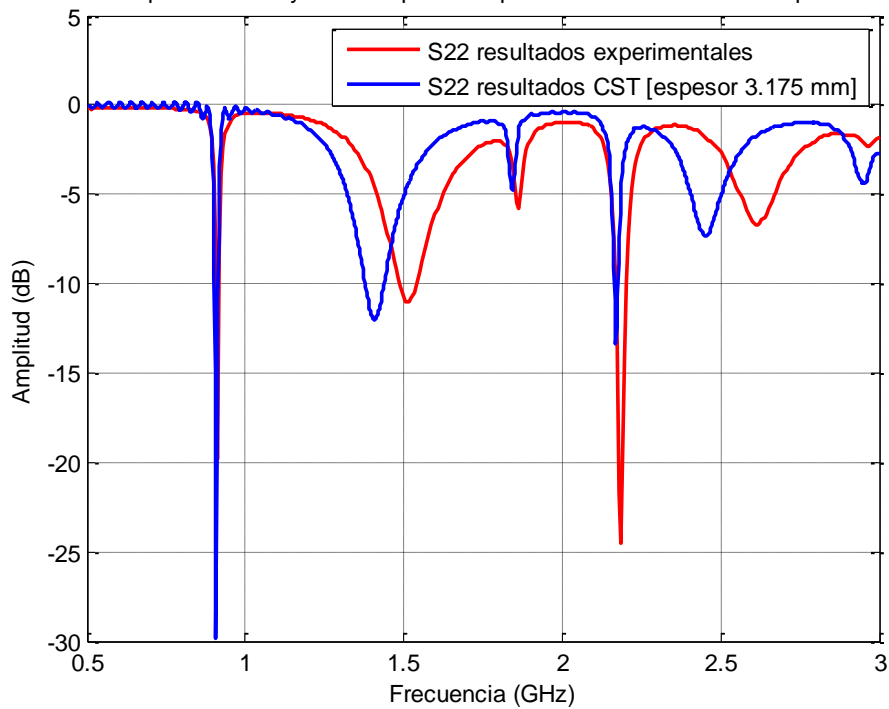


Figura 3. 70 Comparación de resultados teóricos y experimentales del coeficiente de reflexión en el puerto 2.

Resultados experimentales y teóricos parche 2 puertos con sustrato de espesor 3.175 mm

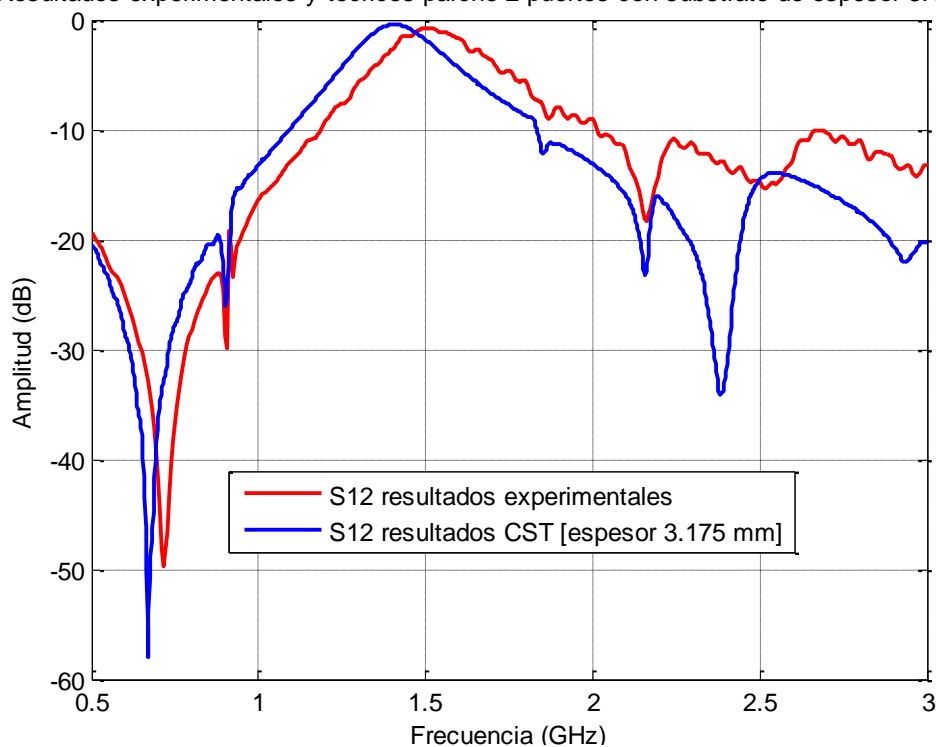


Figura 3. 71 Comparación de resultados teóricos y experimentales del coeficiente de transmisión del puerto 2 a 1 (recíproco para el S_{21}).

Nótese como para la primera frecuencia de funcionamiento, 912 MHz, se tiene un aislamiento entre puertos de -18.5 dB, y de -11.5 dB para los 2.6 GHz. Este aislamiento es bastante pobre, por lo que se corrobora que utilizar coaxial para conseguirlo no es muy acertado. El uso de alimentación por acoplo o filtros en las mismas mejoraría sin duda estas características.

A continuación se muestran los diagramas de radiación obtenidos a las diferentes frecuencias con mayor coeficiente de reflexión. Se calcularon diagramas para 8 frecuencias en total, 4 para el primer puerto y otras 4 para el segundo. Nótese que mientras se calculaban los diagramas para uno de los puertos en el otro se ponía una carga adaptada.

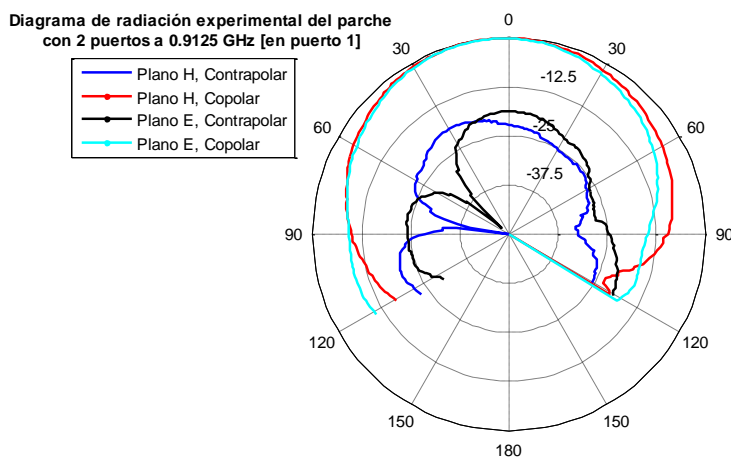


Figura 3. 72 Diagrama de radiación experimental a 0.9125 GHz [puerto 1] del parche RFID con resonadores LC y sustrato de 3.175 mm de espesor.

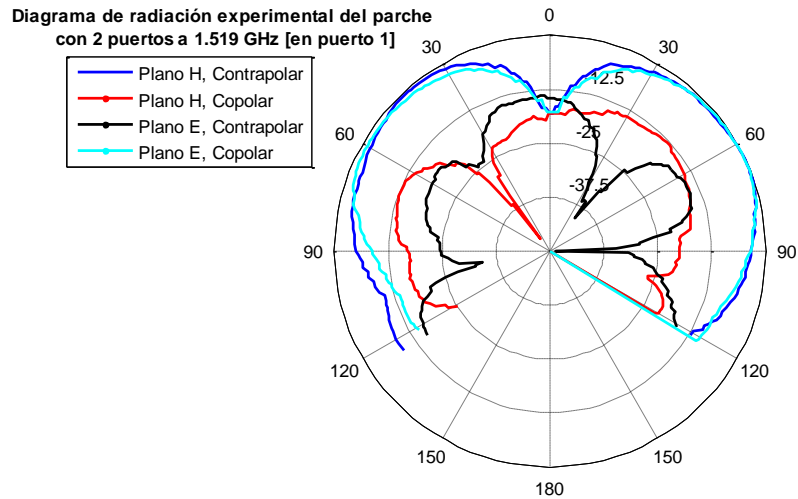


Figura 3. 73 Diagrama de radiación experimental a 1.519 GHz [puerto 1] del parche RFID con resonadores LC y sustrato de 3.175 mm de espesor.

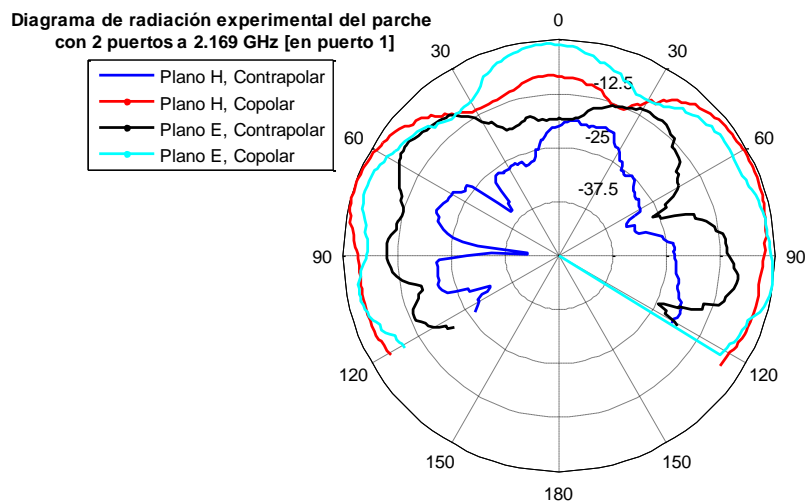


Figura 3. 74 Diagrama de radiación experimental a 2.169 GHz [puerto 1] del parche RFID con resonadores LC y sustrato de 3.175 mm de espesor.

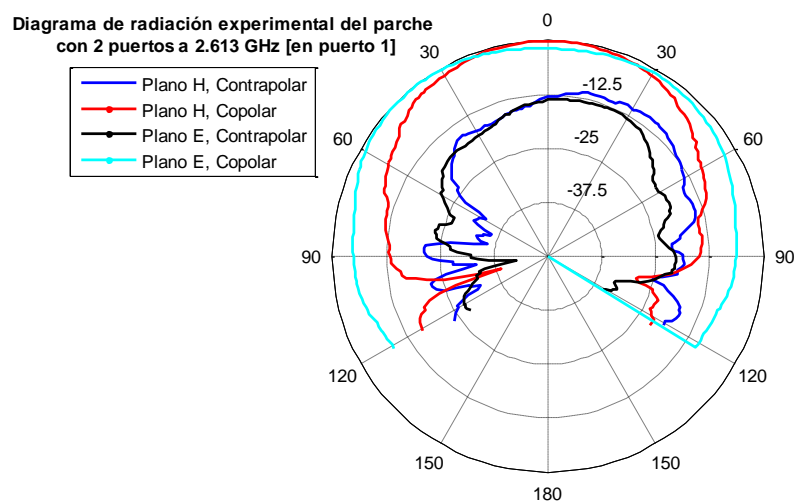


Figura 3. 75 Diagrama de radiación experimental a 2.613GHz [puerto 1] del parche RFID con resonadores LC y sustrato de 3.175 mm de espesor.

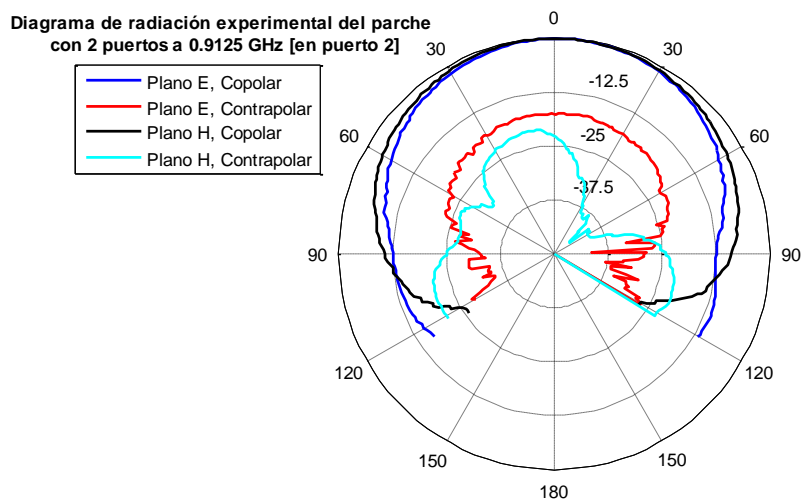


Figura 3. 76 Diagrama de radiación experimental a 0.9125 GHz [puerto 2] del parche RFID con resonadores LC y sustrato de 3.175 mm de espesor.

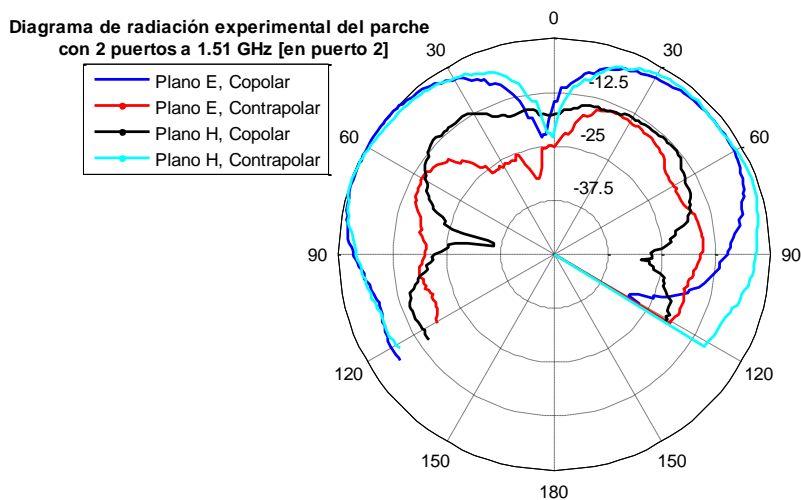


Figura 3. 77 Diagrama de radiación experimental a 1.51 GHz [puerto 2] del parche RFID con resonadores LC y sustrato de 3.175 mm de espesor.

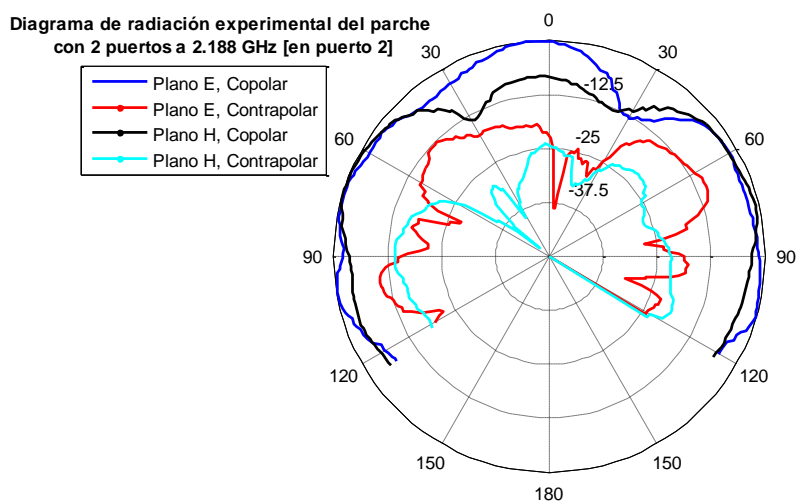


Figura 3. 78 Diagrama de radiación experimental a 2.188 GHz [puerto 2] del parche RFID con resonadores LC y sustrato de 3.175 mm de espesor.

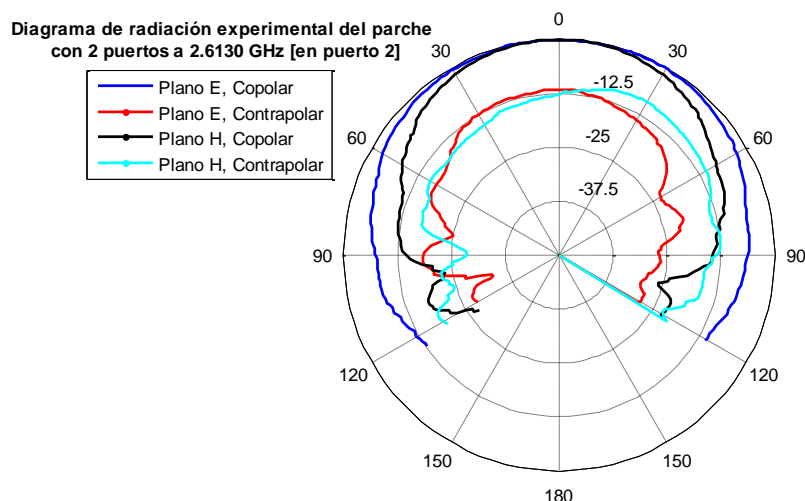


Figura 3. 79 Diagrama de radiación experimental a 2.613 GHz [puerto 2] del parche RFID con resonadores LC y sustrato de 3.175 mm de espesor.

Los diagramas de radiación del puerto 1 muestran 2 diagramas en modo 1 dipolares (correspondientes a las frecuencias de funcionamiento) y otros 2 diagramas de modos que no interesan. La frecuencia de funcionamiento para este puerto es la de 2.61 GHz, la cual posee una componente contrapolar en torno a los -12 dB para la dirección de máxima radiación, y de unos -5 dB a unos 60°. Estos valores de contrapolarización son altos para el correcto funcionamiento de la antena pero cabe señalar que para la dirección de máxima radiación la diferencia copolar-contrapolar es mucho más aceptable. Otro aspecto de interés es que el máximo en el plano E está a 45° (a diferencia del H que está en 0°). Una posible desviación al colocar la antena en el soporte de medida no es suficiente para provocar esta variación tan grande, sólo se podrían justificar 2° ó 3° pero no 45°. Es posible que esté apareciendo un lóbulo que en simulación no se es capaz de ver, por lo que habría que depurar este error y ver si es debido a la enorme separación frecuencial que se tiene o a un error a la hora de realizar la medición. En cuanto al puerto 2 la frecuencia de funcionamiento (la propia del parche) está a 912 MHz y se obtiene un diagrama de radiación dipolar con valores de contrapolarización por debajo de los -19 dB en todas las direcciones. También aparece la segunda frecuencia de funcionamiento, con un diagrama dipolar y con valores de contrapolarización por debajo de los -12.5 dB en la dirección de máxima radiación, eso sí, a diferencia del puerto 1, aquí sí que se tiene la mayor ganancia a 0° y no a 45°.

De la misma forma que para la primera antena de tipo parche, debido a errores en la caracterización de la cámara anecoica, no fue posible calcular los valores de ganancia. Dada la gran similitud entre los resultados experimentales y de simulación, es posible adelantar que los resultados en ganancia serán también muy similares. Además se obtienen ganancias de 4.35 dB y 6.42 dB para la frecuencia inferior y superior de funcionamiento respectivamente, siendo valores coherentes dado que el elemento radiante es un parche.

3.4 Conclusiones en la construcción del reader

Después de haber construido dos antenas tipo parche con resonadores LC y haberlas medido en entornos reales, es hora de realizar un breve resumen de los puntos principales tratados.

La nueva estructura desarrollada permite conformar una antena multi-frecuencia con modos dipolares para ambas frecuencias de funcionamiento, sin que estas tengan relación, es decir, no siendo una de ellas un armónico de la frecuencia principal. Además es posible tener una separación elevada entre ambas frecuencias de funcionamiento. Aparte, dicho prototipo no implica el uso de metamateriales, lo cual facilita su diseño así como el cálculo y modificación de sus parámetros principales. Siendo todavía más fácil y rápido realizar un diseño con el equivalente circuital explicado y que sólo se requeriría modificar los valores de los componentes a utilizar en el AWR[®].

Hay que destacar que para la construcción de este tipo de parche, la utilización de materiales plásticos puede no ser adecuada dado que el uso de polipropileno provocaba la pérdida total de la resonancia asociada a la cavidad y los resonadores LC. En cuanto a los resultados experimentales se ha conseguido que la adaptación presente valores muy cercanos a los de simulación (algo inferiores como es obvio) y con diagramas de radiación completamente dipolares. Además sus componentes contrapolares se alejaban de manera aceptable de las copolares para las tres antenas en la dirección de máxima radiación. Como inconveniente, la primera y la última antena tienen valores de contrapolarización muy altos, a unos 60° de la dirección de máxima radiación.

Otro aspecto de interés que ha marcado el estudio de ambas antenas construidas ha sido el cálculo de la ganancia, no siendo posible su cálculo dado un problema de caracterización de la cámara anecoica. Eso sí, los resultados obtenidos tanto en diagramas de radiación como en coeficientes de reflexión y transmisión son altamente similares a los simulados. Esto vaticina unos buenos resultados en términos de ganancia ya que se obtuvieron valores cercanos a los 6 dB dado que el elemento radiante es fundamentalmente un parche.

Se concluye por lo tanto que la estructura diseñada presenta unos buenos resultados en la práctica permitiendo su uso para conformar el reader de RFID. Si bien sería necesario añadir las estructuras explicadas anteriormente para conformar una antena auto-diplexada.

Capítulo 4

Conclusiones y líneas futuras

4.1 Conclusiones

En el presente documento se ha llevado a cabo un estudio pormenorizado de la tecnología RFID en todos sus ámbitos, desde su importancia en el panorama actual hasta los aspectos más técnicos que la forman.

Se ha hecho un breve resumen de las principales características que están conduciendo a la identificación por radiofrecuencia a ser una de las tecnologías más punteras en la actualidad y con muy buenas expectativas de cara al futuro. Se ha hablado de su funcionamiento general tanto en el ámbito social y comercial, así como de las numerosas posibilidades que posee para mejorar el rendimiento de una empresa o la seguridad nacional. Aquí sólo se ha descrito una ínfima parte de las aplicaciones que tiene, pero en la literatura podemos encontrar infinidad de referencias a esta tecnología.

Además, se han abordado todos los aspectos técnicos que se requieren para construir un sistema RFID completo, desde el tipo de antena que debe conformar el tag o el reader, hasta la polarización a utilizar para conseguir alcanzar el mayor rango de lectura posible.

Aparte de la descripción tecnológica, en este proyecto se ha propuesto un sistema activo full-duplex detallando todos los componentes necesarios para llevarlo a cabo y diseñando las antenas que lo conforman. Hoy en día, tanto los fabricantes de chips como las soluciones que aparecen, están basadas en sistemas pasivos; siendo muy pocos los sistemas activos existentes, dados sus

inconvenientes de auto-diplexación o de tener antenas que funcionen a dos frecuencias. Por eso, la búsqueda de proveedores con chips específicos para el sistema activo propuesto no fue del todo fácil.

Se han diseñado dipolos de doble banda cargados con partículas metamateriales, así como con resonadores LC. Además se han propuesto las mismas estructuras, pero con el dipolo doblado, para conseguir miniaturizar el tag de RFID lo máximo posible.

En cuanto a los dipolos sin doblar, cabe decir que se ha conseguido una separación frecuencial de aproximadamente 1.5 GHz para las dos frecuencias de funcionamiento, tanto para los metamateriales como para los resonadores LC, teniendo una muy buena adaptación para ambas. El inconveniente de esta enorme separación se reflejaba en la eficiencia de radiación, donde el dipolo sin doblar cargado con SRR presentaba una eficiencia muy baja y con un diagrama de radiación no dipolar. Aún así, ha sido posible el conseguir una alta separación, con una muy buena adaptación y eficiencia a las dos frecuencias de funcionamiento para el caso del dipolo cargado con partículas omega y el cargado con resonadores LC. El problema surgió al doblar el dipolo, siendo imposible obtener una buena eficiencia, así como un diagrama de radiación dipolar, para los dipolos cargados con partículas metamateriales (omega y SRR). Además, la tarea de adaptar el coeficiente de reflexión fue bastante ardua, incluso para el caso del dipolo doblado con tanques LC que funcionaba correctamente. Se concluye por lo tanto que se puede conseguir una gran separación frecuencial con partículas omega y resonadores LC en el caso de tener un dipolo convencional, pero a la hora de doblarlo para miniaturizar la antena (aspecto de vital importancia hoy en día) sólo era posible alcanzarlo con los resonadores LC.

En cuanto a las medidas experimentales se obtuvieron resultados muy parecidos a los de simulación, salvo un pequeño desplazamiento en frecuencia producido tal vez por la tolerancia de la permitividad del dieléctrico utilizado o errores en la simulación del CST[®]. Un aspecto a destacar es que el dipolo doblado con resonadores LC presentaba un modo +3 con un diagrama de radiación dipolar. Este comportamiento se achacó al hecho de que al doblar el dipolo se consigue que todas las corrientes estén en fase, a diferencia de lo que ocurre con el dipolo sin doblar.

Desde el punto de vista del reader, se diseñó una novedosa estructura basada en un parche con un gap cuadrado y 4 resonadores LC. Esta estructura permitió alcanzar la funcionalidad de doble banda con un diagrama de radiación dipolar (*broadside* y de un lóbulo) para las dos frecuencias de funcionamiento, en su modo 1. Se consiguió una alta separación en frecuencia, en torno a los 1.26 GHz, con una muy buena eficiencia, tanto en los resultados de simulación como los experimentales, para la primera antena de este tipo construida. Cabe destacar que la inserción del gap producía un desplazamiento de las resonancias del parche a bajas frecuencias, por lo que habrá que tenerlo en cuenta a la hora de trabajar con la estructura. Otro aspecto importante es que la utilización de materiales plásticos (en

concreto el polipropileno) no es recomendable para este tipo de estructura ya que se perdía la frecuencia superior de funcionamiento generada por los resonadores LC y la cavidad interna al gap. Esto condujo además a estudiar otro tipo de análisis, el análisis conjunto CST[®]-AWR[®] que permite realizar simulaciones más precisas y rápidas.

Para conferir a la antena la característica de auto-diplexación se estudiaron dos antenas más, una de ellas con alimentación mediante acoplo por proximidad y otra con dos puertos en la banda de la aplicación de RFID propuesta (900 MHz – 2.45 GHz). Con la primera se consiguió demostrar que la nueva estructura era completamente válida con este tipo de alimentación, aunque su eficiencia de radiación se redujera por la utilización de un sustrato con menor espesor. Con la segunda se consiguió demostrar que la nueva estructura era completamente válida para la aplicación RFID propuesta, así como para conseguir esa separación en frecuencia con una alta eficiencia en ambas frecuencias de funcionamiento. Todo ello con el objeto de, en un futuro, conformar una antena auto-diplexada. Los resultados, una vez más, suplieron las expectativas, dando valores altamente correlados con los obtenidos en simulación, salvo en el caso de la ganancia, que no pudo ser medida por problemas de caracterización de la cámara anecoica.

4.2 Líneas futuras

Puesto que la tecnología RFID abarca un territorio muy amplio y no ha podido ser cubierto en su totalidad en este documento, muchas de las líneas futuras pasarán por continuar con los estudios aquí iniciados, además de aquellas aplicaciones derivadas de las antenas diseñadas. Los siguientes puntos enumeran las más importantes:

- Estudiar la estructura del dipolo auto-diplexado propuesta en el dipolo doblado con resonadores LC diseñado. Esto nos conduciría a completar el tag del sistema activo full-duplex en la banda de 900 MHz – 2.45 GHz siempre y cuando se obtuviera la adaptación de impedancias en los dos puertos del mismo. He aquí otra posible línea futura: conseguir, además de pasar de un puerto a dos en el dipolo antipodal, que la estructura tenga el mayor número de grados de libertad para poder conseguir la adaptación conjugada que se necesite.
- Intentar conseguir mejorar la eficiencia en el caso del dipolo sin doblar con SRR y de los dipolos doblados con partículas metamateriales (ω y SRR), para una separación frecuencial parecida. Puesto que con menor separación entre frecuencias ya se comprobó que era completamente factible. Esta estructura podría ser de vital importancia para múltiples aplicaciones hoy en día.

- Utilizar el dipolo doblado con resonadores LC para cubrir múltiples aplicaciones que requieran del diseño de un sistema de doble banda y con una enorme separación entre las frecuencias de funcionamiento. Además de intentar conseguir una separación todavía más amplia.
- Utilizar el dipolo sin doblar con partículas omega que funcionaba correctamente, para estudiar su funcionamiento en distintas aplicaciones prácticas.
- Utilizar la novedosa estructura del parche cargado con resonadores LC para abrir puertas a nuevas aplicaciones, sin necesidad de utilizar estructuras metamateriales que suponen mayor dificultad de implementación y diseño, para conseguir antenas de doble banda, alta eficiencia y arbitrariedad entre las frecuencias de funcionamiento.
- Utilizar el análisis del equivalente circuital para antenas cargadas con resonadores LC y poder realizar así simulaciones más rápidas y precisas.
- Conseguir una mayor eficiencia en la antena parche diseñada y alimentada por acoplo mediante la utilización de un sustrato de mayor espesor, para una posible aplicación específica. Un posible punto de partida sería variar el punto de alimentación mediante la variación de la largura de la línea.
- Añadir dos líneas de transmisión con filtros OSRR en el parche cargado con resonadores LC y alimentarlo mediante acoplo por proximidad para conseguir la auto-diplexación. Todo ello partiendo de la antena en RFID aquí diseñada con dos puertos coaxiales. Esto conformaría el reader de un sistema activo full-duplex de RFID.
- Conseguir polarización circular en el parche cargado con resonadores LC a las dos frecuencias de funcionamiento.
- Como línea futura final, sería de gran interés el combinar estas características para integrar todos los componentes del sistema RFID propuesto y estudiar su comportamiento. Desde las antenas auto-diplexadas hasta los chips de Impinj encontrados.

Capítulo 5

Presupuesto

En este capítulo se muestra un diagrama de Gantt con las diferentes fases en las que se ha dividido la elaboración del proyecto. Además, también se incluye el presupuesto total del mismo.

En la Figura 5. 1 aparece representado el diagrama de Gantt con las diferentes tareas realizadas durante los 15 meses de duración del proyecto. Por otra parte, la Figura 5. 2 desglosa detalladamente los costes que ha supuesto la realización del proyecto, así como su importe total.

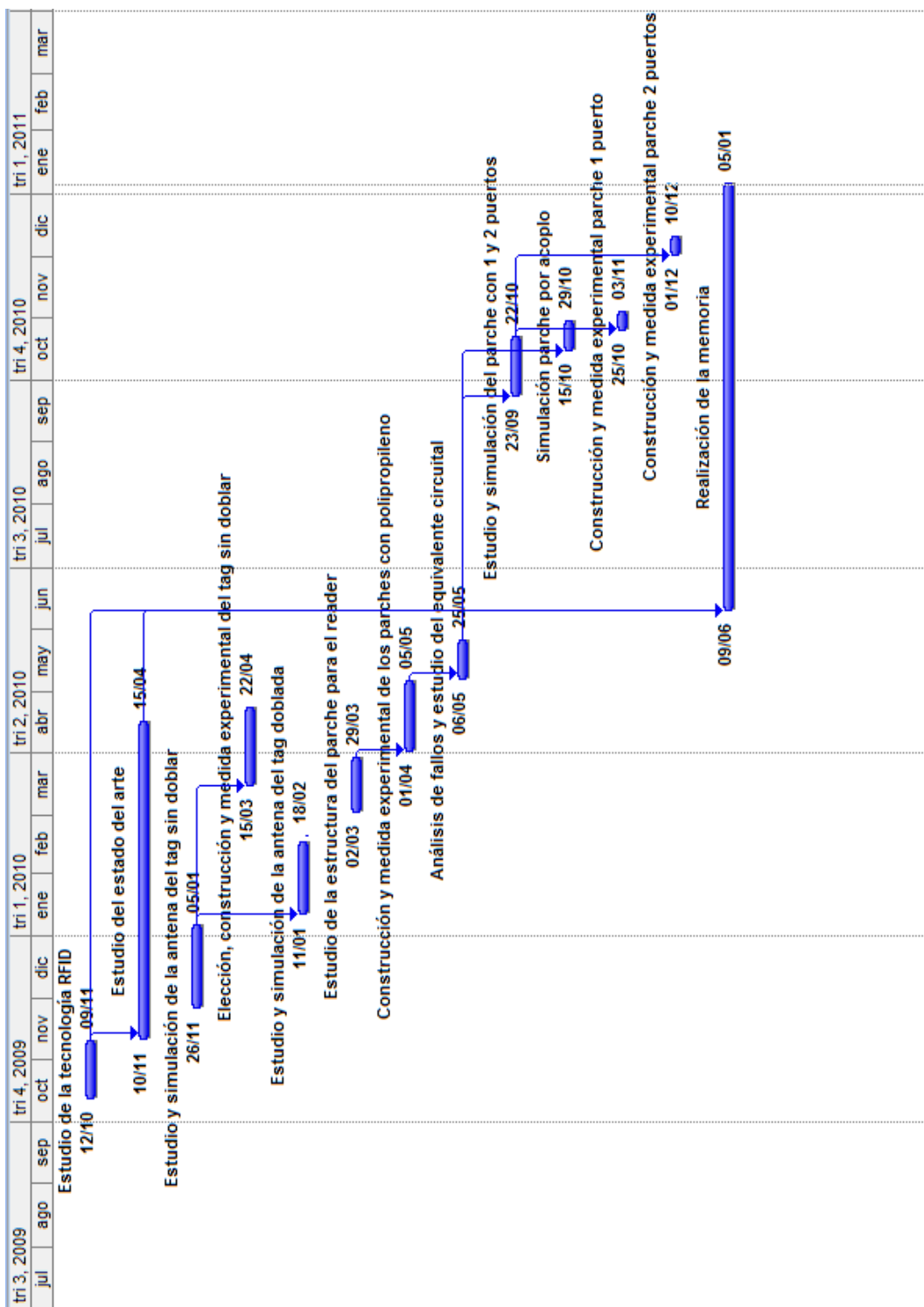


Figura 5. 1 Diagrama de Gantt del proyecto RFID

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
Escuela Politécnica Superior



PRESUPUESTO DEL PROYECTO

1.- **Autor:** Ismael Nistal González

2.- **Departamento:** Teoría de la Señal y Comunicaciones

3.- **Descripción del Proyecto:**

- Título: Sistemas RFID en UHF y Microondas
- Duración (meses): 15
- Tasa de costes Indirectos: 20%

4.- **Presupuesto total del Proyecto (valores en Euros):**

31.986 Euros

5.- **Desglose presupuestario (costes directos)**

PERSONAL

Apellidos y nombre	N.I.F.	Categoría	Dedicación (hombres mes) ^{a)}	Coste hombre mes	Coste (Euro)	Firma de conformidad
Nistal González, Ismael	-	Ingeniero	6,93	2.694,39	18.672,12	
Herraiz Martínez, F. Javier	-	Ingeniero Senior	0,76	4.289,54	3.260,05	
Técnico de Laboratorio	-	Técnico	0,29	2.694,39	781,37	
					0,00	
Hombres mes			7,98	Total	22.713,55	

^{a)} 1 Hombre mes = 131,25 horas. Máximo anual de dedicación de 12 hombres mes (1575 horas)

Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de 8,8 hombres mes (1.155 horas)

EQUIPOS

Descripción	Coste (Euro)	% Uso dedicado proyecto	Dedicación (meses)	Periodo de depreciación	Coste imputable ^{d)}
Cámara anecoica	500.000,00	100	0,26	60	2.166,67
Analizador de redes	100.000,00	100	0,20	60	333,33
Ordenador	1.000,00	100	6,50	60	108,33
Programas de simulación	2.000,00	100	7	60	233,33
Total					2.841,67

^{d)} Fórmula de cálculo de la Amortización:

$$\frac{A}{B} \times C \times D$$

A = nº de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado

B = periodo de depreciación (60 meses)

C = coste del equipo (sin IVA)

D = % del uso que se dedica al proyecto (habitualmente 100%)

SUBCONTRATACIÓN DE TAREAS

Descripción	Empresa	Coste imputable
Total		0,00

OTROS COSTES DIRECTOS DEL PROYECTO ^{e)}

Descripción	Empresa	Costes imputable
Ingeniero para medir antenas	UC3M	800,00
Costes prototipos	UC3M	300,00
Total		1.100,00

^{e)} Este capítulo de gastos incluye todos los gastos no contemplados en los conceptos anteriores, por ejemplo: fungible, viajes y dietas, otros,...

6.- **Resumen de costes**

Descripción	Presupuesto Costes Totales
Personal	22.714
Amortización	2.842
Subcontratación de tareas	0
Costes de funcionamiento	1.100
Costes Indirectos	5.331
Total	31.986

Figura 5. 2 Presupuesto total del proyecto

Se concluye finalmente que el presupuesto total de este proyecto asciende a la cantidad de 31.986 Euros.

Referencias

- [1] S. Ahson and M.Ilyas, *RFID Handbook: Applications, Technology, Security, and Privacy*. New York: CRC Press, 2008.
- [2] K. Finkenzeller, *RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification*. New York: Wiley, 2003.
- [3] F. J. Herraiz-Martínez, E. Ugarte-Muñoz, V. González-Posadas, L.E. García-Muñoz, and D. Segovia-Vargas, "Self-Diplexed Patch Antennas Based on Metamaterials for Active RFID Systems," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp. 1330-1340, May. 2009.
- [4] L. Yang, S. Basat, A. Rida, and M. Tentzeris, "Design and Development of Novel Miniaturized UHF RFID Tags on Ultra-low-cost Paper-based Substrates," *Proc. of Asia-Pacific Microwave Conference 2006*.
- [5] S. Basat, S. Bhattacharya, A. Rida, S. Johnston, L. Yang, M. M. Tentzeris, and J. Laskar, "Fabrication and Assembly of a Novel High-Efficiency UHF RFID Tag on Flexible LCP Substrate" *Proc. of the IEEE-ECTC Symposium*, San Diego, June 2006.
- [6] Texas Instruments RFID, "UHF Gen 2 System Overview", Mar 2005. Disponible en web:
http://rfidusa.com/superstore/pdf/UHF_System_Overview.pdf [accedido, 13 Oct 2010]
- [7] R. Vyas, V. Lakafosis, A. Rida, N. Chaisilwattana, S. Travis, J.Pan, and M. M. Tentzeris, "Paper-Based RFID-Enabled Wireless Platforms for Sensing Applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp. 1370-1382, May. 2009.

- [8] F. J. Herraiz-Martínez, L.E. García-Muñoz, D. Segovia-Vargas, D. González-Ovejero and C. Craeye, “Arrays of Dual-Band Printed Dipoles Loaded with Metamaterial Particles,” *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, pp. 3818-3822, Mar. 2009.
- [9] F. J. Herraiz-Martínez, L.E. García-Muñoz, D. González-Ovejero, V. González-Posadas and D. Segovia-Vargas, “Dual-frequency printed dipole loaded with Split Ring Resonators,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 137-140, 2009.
- [10] F. J. Herraiz-Martínez, L.E. García-Muñoz, V. González-Posadas and D. Segovia-Vargas, “Multi-Frequency Printed Dipoles Loaded with Metamaterial Particles,” *Microwave Techniques, 2008. COMITÉ 2008. 14th Conference on*, pp. 1-4, Apr. 2008.
- [11] C. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, 3rd ed. New York: Wiley, 2005, pp. 34–36, 70-80, 531-533.
- [12] J. Dowling and M. M. Tentzeris, ““Smart House” and “Smart-Energy” Applications of Low-Power RFID-based Wireless Sensors,” *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, pp. 2412-2415, Dec. 2009
- [13] A. Traille, L. Yang, A.Rida, V. Lakafossis, and M. M. Tentzeris, “Novel Miniaturized Antennas for RFID-Enabled Sensors”, *Sensors Conference, 2009 IEEE*, pp. 912-915, Oct. 2009.
- [14] J. Dowling, M. M. Tentzeris, and N. Beckett, “RFID-enabled Temperature Sensing Devices: A Major Step Forward for Energy Efficiency in Home and Industrial Applications?”, *IEEE MTT-S International Microwave Workshop on Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID (IMWS 2009 – Croatia)*, pp. 1-4, Sept. 2009.
- [15] N. M. Pletcher, et al, “Ultra-Low Power Wake-Up Receivers for Wireless Sensor Networks”, *PhD thesis*, University of California, Berkeley, 2008.
- [16] M. Marzencki, et al, “Integrated Power Harvesting System including a MEMS Generator and a Power Management Circuit”, *Transducers’07/Euroensors XXI*, pp. 887-890, Jun 2007.
- [17] S. Roundy, et al, “Study of Low Level Vibrations as a Power Source for Wireless Sensor Nodes”, *Computer Communications*, 2002.
- [18] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, S. F. Lam, V. Pillai, R. Martínez, and H. Heinrich, “Power Reflection Coefficient Analysis for Complex Impedances in RFID Tag

- Design,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 9, pp. 2721-2725, Sep. 2005.
- [19] K. V. S. Rao, P. V. Nikitin, and S. F. Lam, “Antenna Design for UHF RFID Tags: A review and a Practical Application,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 12, pp. 3870-3876, Dec. 2005.
- [20] J. Wilas, K. Jirasereeamornkul, and P. Kumhom, “Power Harvest Design for Semi-Passive UHF RFID Tag Using a Tunable Impedance Transformation,” *9th International Symposium on Communications and Information Tech.*, pp. 1441-1445, Sep. 2009.
- [21] P. Lin, H. Teng, Y. Huang, and M. Chen, “Design of Patch Antenna for RFID Reader Applications,” *Anti-counterfeiting, Security, and Identification in Communication*, pp. 193-196, Aug. 2009.
- [22] A. Cardama-Aznar, L. Jofre-Roca, J. M. Rius-Casals, J. Romeu-Robert, and S. Blanch-Boris, *Antenas*. Barcelona: Edicions UPC, 1998, pp. 19-24, 258-260.
- [23] P. V. Nikitin, and K. V. S. Rao, “Theory and Measurement of Backscattering from RFID tags,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, no. 6, pp. 212-218, Dec. 2006.
- [24] Z. Tang, Y. He, Z. Hou, and B. Li, “The Effects of Antenna Properties on read Distance in Passive backscatter RFID Systems,” *Networks Security, Wireless Communication and Trusted Computing*, vol. 1, pp. 120-123, Apr. 2009.
- [25] A. Rida, L. Yang, and M. M. Tentzeris, “Design and Characterization of Novel Paper-based Inkjet-Printed UHF Antennas for RFID and Sensing Applications,” *Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 2749-2752, Jun. 2007.
- [26] L. Yang, A. Rida, R. Vyas, and M. M. Tentzeris, “RFID Tag and RF Structures on a Paper Substrate Using Inkjet-Printing Technology,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 12, pp. 2894-2901, Dec. 2007.
- [27] Z. Konstas, A. Rida, R. Vyas, K. Katsibas, N. Uzunoglu, and M. M. Tentezeris, “A Novel “Green” Inkjet-Printed Z-Shaped Monopole Antenna for RFID Applications,” *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 2340-2343, Mar. 2009.
- [28] F. Alimenti, V. Palazzari, G. Orecchini, G. Pinca, P. Mezzanotte, M. M. Tentzeris, and L. Roselli, “Crossed Dipole Frequency Doubling RFID TAG

based on paper substrate and ink-jet printing technology,” *Microw. Symposium Digest*, pp. 840-842, May. 2010.

- [29] S. Basat, M. M. Tentzeris, and J. Laskar, “Design and Development of a Miniaturized Embedded UHF RFID Tag for Automotive Tire Applications,” *Electronic Components and Tech. Conference*, vol. 1, pp. 867-870, Jun. 2005.
- [30] A. Traille, L. Yang, A. Rida, T. Wu, and M. M. Tentzeris, “Design and Modeling of Novel Multiband/Wideband Antennas for RFID Tags and Readers Using Time-/Frequency-Domain Simulators,” *Computational Electromagnetics in Time-Domain*, Oct. 2007.
- [31] G. Orecchini, L. Yang, M. M. Tentzeris, and L. Roselli, “High Directivity Passive UHF RFID Tag with Dual-radiating-body Antenna,” *Antennas and Propagation Society Int. Symposium*, pp. 1-4, Jul. 2010.
- [32] N. C. Karmakar, P. Zakavi, and M. Kumbukage, “Development of a Phased Array Antenna for Universal UHF RFID Reader,” *Antennas and Propagation Society Int. Symposium*, pp. 1-4, 2010.
- [33] A. T. Mobashsher, M. T. Islam, and N. Misran, “A Novel High-Gain Dual-Band Antenna for RFID Reader Applications,” *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 653-656, Jul. 2010.
- [34] Z. N. Chen, X. Qing, and H. L. Chung, “A Universal UHF RFID Reader Antenna,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp. 1275-1282, May. 2009.
- [35] R. Vyas, V. Lakafosis, and M. M. Tentzeris, “Enabling Localization in WSNs with Solar-Powered End Devices,” *IEEE Int. Conference on Sensor Networks, Ubiquitous, and Trustworthy Computing*, pp. 155-160, Jun. 2010.
- [36] Z. Konstas, A. Traille, K. Katsibas, and M. M. Tentzeris, “A Novel Green Multi-antenna Topology for Concurrent 4G Cellular and RFID-enabled Wireless Sensor Data Bundling,” *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-3, Apr. 2010.
- [37] L. Yang, R. Vyas, A. Rida, J. Pan, and M. M. Tentzeris, “Wearable RFID-Enabled Sensor Nodes for Biomedical Applications,” *Electronic Components and Technology Conference*, pp. 2156-2159, May. 2008.
- [38] A. Rida, R. Vyas, T. Wu, R. Li, and M. M. Tentzeris, “Development and Implementation of Novel UHF Paper-Based RFID Designs for Anti-

counterfeiting and Security Applications,” *IEEE Int. Workshop on Anti-counterfeiting, Security, Identification*, pp. 52-56, Apr. 2007.

[39]D. Segovia-Vargas, D. Manceras, D. Castro, and V. González-Posadas, “A microstrip mixer receiving antenna for maximum conversion gain for mobile applications,” in *Proc. IEEE AP-S Int. Symp.*, Washington, DC, pp. 217-220, Jul. 2005.

[40]UHF Gen 2 RFID Products, Impinj, 2010. Disponible en: <http://www.impinj.com/products/default.aspx> [accedido, 8 Dic 2010].

[41]C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*. New York: Wiley, 2006.