UNIVERSIDAD CATÓLICA ANDRÉS BELLO

FACULTAD DE INGENIERÍA

ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES

DISEÑO DE UNA ANTENA UHF NEAR-FIELD PARA UN LECTOR RFID DE LA EMPRESA SERVICIOS DE AUTOMATIZACIÓN RFID C.A.

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

Presentado ante la

UNIVERSIDAD CATÓLICA ANDRÉS BELLO

Como parte de los requisitos para optar al título de

INGENIERIO EN TELECOMUNICACIONES

REALIZADO POR Luis Capriles

Octavio Vargas

TUTOR Ing. Hender Molina.

FECHA Septiembre 2012

UNIVERSIDAD CATÓLICA ANDRÉS BELLO

FACULTAD DE INGENIERÍA

ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES

DISEÑO DE UNA ANTENA UHF NEAR-FIELD PARA UN LECTOR RFID DE LA EMPRESA SERVICIOS DE AUTOMATIZACIÓN RFID C.A.

REALIZADO POR Luis Capriles

Octavio Vargas

TUTOR Ing. Hender Molina.

FECHA Septiembre 2012

UNIVERSIDAD CATÓLICA ANDRÉS BELLO

FACULTAD DE INGENIERÍA

ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES

DISEÑO DE UNA ANTENA UHF NEAR-FIELD PARA UN LECTOR RFID DE LA EMPRESA SERVICIOS DE AUTOMATIZACIÓN RFID C.A.

Este Jurado; una vez realizado el examen del presente trabajo ha evaluado su contenido con el resultado:

_____

J U R A D O E X A M I N A D O R

Firma: Firma: Firma

Nombre: _____ Nombre: _____Nombre: _____

REALIZADO POR Luis Capriles

Octavio Vargas

TUTOR Ing. Hender Molina.

FECHA Septiembre 2012

Dedicatoria

"Que nada ni nadie te desvíe de tus objetivos…"

Dedicado a Dios, por darme la salud, fuerza e inteligencia en los momentos que más lo he necesitado.

A mi mamá, gracias por ser mi apoyo en todo momento; mi luz en el camino y motivación por hacer las cosas como deben ser.

A mi papá, sin ti nada de esto hubiese sido posible, gracias por tu consentimiento, me has dado lo más importante después de la vida; una educación.

A mi hermano Marcos, eres parte de mi felicidad, tus logros son los míos, así como esto también es tuyo.

A mi Lala; amor eterno; gracias por ser mi ángel de la guarda. TE AMO…

para ustedes.

Luis Manuel Capriles Guerra.

"Alabado sea mi Dios…"

Quiero dedicar este trabajo, fruto del esfuerzo, la dedicación y la constancia en un objetivo, a una persona muy especial que me ha acompañado en toda mi vida, eres tu virgencita la que me ilumina y guía mis pasos con tesón y sabiduría.

Con todo el amor de mi corazón dedico este trabajo a María Elizabeth Palencia y José Indalecio Vargas, mis padres, quienes me han formado en la bondad y los valores y me han dado la oportunidad de conocer este maravilloso mundo.

Y con especial cariño dedico este trabajo a mi hermano, mi compañero, mi mano derecha, mi escudo, espada y mi reflejo, te quiero mucho hermano, este esfuerzo es para ti.

Gracias Totales

Octavio J. Vargas

25 de Septiembre del 2012

Agradecimientos

Agradecemos de todo corazón a:

Dios

Soraya E. Guerra

UCAB

Ing. Luis J. Fernández

Ing. Luciano Díaz

Prof. Diana Londoño

Servicios de Automatización RFID C.A.

Ing. Hender Molina

Y a todos los que de alguna forma estuvieron involucrados con este proyecto,

Gracias.

DISEÑO DE UNA ANTENA UHF NEAR-FIELD PARA UN LECTOR RFID DE LA EMPRESA SERVICIOS DE AUTOMATIZACIÓN RFID C.A.

Capriles, Luis

luism.capriles@gmail.com

Vargas, Octavio

octaviovp@gmail.com

Resumen

Un sistema RFID *near-field*, es aquel donde se utiliza la región del campo cercano reactivo de una antena para la identificación del *tag* a una corta distancia de separación. La ventaja del campo cercano prevalece en su fortaleza a las interferencias, adicionalmente, es menos susceptible a la absorción cuando se propaga a través de un medio con alta permeabilidad magnética. Dado que los sistemas de RFID se clasifican como sistemas de radio, en Venezuela la banda de UHF está determinada entre 922-928MHz. En la actualidad la implementación de sistemas RFID *near-field* ofrece múltiples ventajas en el área de joyería, cuidado de salud, librerías, entre otros, cuyo principal objetivo es el control y resguardo del inventario. Sin embargo, el problema radica en que no siempre los dispositivos de antenas *near-field*; dado su naturaleza; alcanzan a cubrir toda el área donde se encuentran los activos, por lo que es necesario un mayor número de antenas *near-field*, lo que implica una mayor inversión. Es por ello que surge la necesidad de diseñar una antena *near-field* UHF, que sea capaz de alcanzar una zona de lectura mayor a la de cualquier antena *near-field* comercial. Para esto se propuso un diseño de arreglo de antenas *loop* desfasador, el cual fusiona la fortaleza del campo magnético generado por una antena *loop* con desfasadores y la distribución que proporciona el arreglo de antenas. La elaboración de esta investigación se divide en 5 capítulos que le dan sustento a este Trabajo Especial de Grado. El resultado obtenido fue un diseño de arreglo de antena *loop* desfasador UHF *near-field* para RFID, que proporciona mayor zona de lectura y rentabilidad que una antena *near-field* comercial.

Palabras claves: Antena *Loop*, Arreglo de antenas, *Near-Field*, RFID, UHF.

Índice General

Dedicatoria v

Agradecimientos vii

Resumen viii

Índice General ix

Índice de figuras xiii

Índice de tablas xviii

Introducción 1

Capítulo I 3

I.1 Planteamiento del proyecto 3

I.2 Objetivos del Proyecto 4

I.2.1 Objetivo General 4

I.2.2 Objetivos Específicos 4

I.3 Limitaciones y Alcance 5

I.4 Justificación 5

Capítulo II 7

Marco Referencial 7

II.1 Antena 8

II.1.1 Fundamentos de la radiación 8

II.1.2 Parámetros de las antenas 10

II.1.3 Antena *Loop* 15

II.1.4 Arreglo de antenas 16

II.2 RFID 17

II.2.1 Sistema RFID 18

II.2.2 Frecuencias para RFID 25

II.3 Simulador 27

Capítulo III 29

Marco Metodológico 29

III.1 Modalidad de investigación 30

III.2 Tipo de investigación 30

III.3 Unidad de estudio 30

III.4 Técnicas e instrumentos de recolección de datos 30

III.5 Fases de la investigación 31

III.6 Variables 32

Capítulo IV 33

IV.1 Simulador 33

IV.2 Antena UHF *Near-Field* para RFID 33

IV.2.1 Consideraciones del diseño de antena RFID 33

IV.2.2 El desafío del diseño de una antena UHF *near-field* para RFID . 37

IV.2.3 Diseños anteriores 40

IV.3 ARREGLO DE ANTENA LOOP DESFASADOR 43

IV.3.1 Diseño de la antena 44

IV.3.2 Configuración de la estructura 45

IV.3.3 Optimización de la antena con desfasadores 47

IV.3.4 Búsqueda de la zona de trabajo 54

IV.3.5 Diseño del arreglo de antena *loop* desfasador 61

IV.4 ARREGLO DE ANTENA LOOP SEGMENTADO 69

IV.4.1 Diseño de la antena 69

IV.4.2 Configuración de la estructura 70

IV.4.3 Optimización de la antena *loop* segmentado 73

IV.4.4 Antena diseñada 84

IV.4.5 Búsqueda de la zona de trabajo 86

IV.4.6 Diseño del arreglo de antena *loop* segmentado 91

IV.5 Comparación de arreglo de antena *loop* desfasador y arreglo de antena *loop* segmentado 94

IV.5.1 Magnitud del campo H. 94

IV.5.2 Pérdidas por retorno 98

IV.5.3 Coeficiente de reflexión 99

IV.5.4 Configuración del diseño 100

IV.6 Comparación del diseño final de antena y una antena comercial 100

IV.6.1 Tabla de valores comparativos 101

IV.6.2 Relación Costo/Beneficio 102

Capítulo V 105

V.1 Conclusiones 105

V.2 Recomendaciones 106

Bibliografía 108

Apéndices 110

Apéndice A 110

Guía de usuario del HFSS 110

Apéndice B 132

Cálculos del *stub* diseñado 132

Apéndice C 137

Glosario de Términos 137

Índice de figuras

Figura 1: Esquema general del Marco Referencial 7

Figura 2: Cambio del sentido de la corriente en L mayor de 0.5 λ 16

Figura 3: Sistema RFID 19

Figura 4: Campo Near-field 20

Figura 5: Onda Electromagnética 22

Figura 6: Regiones de campos 23

Figura 7: Acople inductivo en RFID Near-field 25

Figura 8: Flujograma del diseño de la antena 29

Figura 9: Escala de resultados (a) en A/m; (b) en dB 36

Figura 10 . Dimensiones del estante (zona de lectura requerida) 37

Figura 11: Flujo de corriente 38

Figura 12: Campo magnético 39

Figura 13: Antena loop con diferentes longitudes. 40

Figura 14: Nulos producido por el desfasaje de corriente. 41

Figura 15: Antena propuesta por Dobkin con capacitores 41

Figura 16: Antena propuesta por Chean K con desfasadores 42

Figura 17: Flujo de corriente, antena propuesta por Chean K. 43

Figura 18: Estructura de antena loop con desfasadores 44

Figura 19: Loop con desfasadores variación de Ltotal 48

Figura 20: Distribución del campo magnético variando Ltotal. 49

Figura 21: Distribución de campo magnético variando L2.....51

Figura 22: Distribución de campo magnético variando L1.....52

Figura 23: Adaptación de la estructura de la antena:. 53

Figura 24: Campo magnético variando L1 y L2 53

Figura 25: Impedancia característica de la antena *loop* con desfasadores 54

Figura 26: Pérdidas por retorno de la antena *loop* con desfasadores 55

Figura 27: Esquema del stub simple en serie 56

Figura 28: Antena con stub simple en serie 57

Figura 29: Pérdidas por retorno, Zant con acople calculado y sin acople 57

Figura 30: Configuración de la optimización en el HFSS 58

Figura 31: Optimización del stub.....59

Figura 32: Comparación stub calculado y stub optimizado.....60

Figura 33: Campo magnético generado por corriente inducida.....62

Figura 34: Arreglo de 10 loops (Darreglo=1mm, grosor=2mm, 924MHz).....62

Figura 35: Arreglo de 10 loops (z=3mm; Darreglo=1mm; 924MHz). 63

Figura 36: Darreglo grande 65

Figura 37: Arreglo de 11 antenas loop principal centrado.....65

Figura 38: Distribución del campo magnético 66

Figura 39: Carta de Smith 67

Figura 40: Pérdidas por R. magnético 67

Figura 41: Diseño de la antena 69

Figura 42: Parámetros de la antena 72

Figura 43: Parámetros Lin, Lout, Lin0 y a 75

Figura 44: Longitudes Sin, Sout, W y S 76

Figura 45: Campo magnético variando Lin y Lout 78

Figura 46: Pérdidas por retorno variando Lin y Lout 79

Figura 47:Variando Sin y Sout 80

Figura 48: Pérdidas por retorno variando Sin y Sout 81

Figura 49: Campo magnético variando S 82

Figura 50: Pérdidas por retorno variando S 83

Figura 51: Magnitud del campo magnético de la antena diseñada 85

Figura 52: Pérdidas por retorno de antena diseñada 85

Figura 53: Longitudes del stub 88

Figura 54: Carta de Smith, impedancia con acople y sin acople 89

Figura 55: Pérdidas por retorno antena con acople y sin acoplex. 90

Figura 56: Estructura del arreglo 92

Figura 57: Campo magnético del arreglo.....92

Figura 58: Carta de Smith, arreglo de antenas loop segmentado. 93

Figura 59: Pérdidas por retorno, arreglo antena loop segmentado.....93

Figura 60: Magnitud de campo H de los arreglos a (z=3mm). 95

Figura 61: Magnitud de campo H de los arreglos a (z=5mm). 96

Figura 62: Magnitud de campo magnético de los arreglos a (z=10mm). 96

Figura 63: Magnitud de campo magnético de los arreglos a (z=33mm) 96

Figura 64: Pérdidas por retorno Arreglo loop desfasador vs segmentado 98

Figura 65: Carta de Smith Arreglo loop segmentado vs desfasador.....99

Figura 66: Entorno del HFSS.....111

Figura 67: 3D Modeler Árbol de diseño 111

Figura 68: Barra de Herramientas del HFSS 112

Figura 69: Project Menu.....113

Figura 70: Ventana del Solucion Type.....113

Figura 71: Ventana del Set Model Units.....114

Figura 72: Dibujando un brazo del dipolo como rectángulo.....115

Figura 73: Configuración de Posición de la figura 116

Figura 74: Asignación de condiciones de borde a la estructura.....117

Figura 75: Creación de variables.....118

Figura 76: Asignación de material a un sólido 119

Figura 77 Asignación y configuración de la excitación 120

Figura 78: Asignación del límite de radiación..... 121

Figura 79: Ventanas Solution Setup 122

Figura 80: Ventana de configuración del Sweep 123

Figura 81: Validación del diseño creado y botón inicio de simulación..... 124

Figura 82: Configuración del reporte de resultado 125

Figura 83: Reporte de resultados: Pérdidas por R; Z0 en Carta de S. 125

Figura 84: Configuración de la representación del campo magnético H..... 126

Figura 85: Representación del campo H en near-field 127

Figura 86: Configuración de la escala de valores 128

Figura 87: Configuración de la optimización 130

Figura 88: Configuración de Goal y valores max y min de los parámetros 130

Figura 89: Resultado Iteraciones del GA. 131

Figura 90: Configuración de los valores iniciales 134

Figura 91: Carga Zc=18.92 - 2.99i en la Carta de S. 134

Figura 92: Primera solución Dstub1= 0.0361λ; Lstub1= 0.21λ..... 135

Figura 93: Segunda solución Dstub2= 0.46λ; Lstub2= 0.28λ..... 135

Figura 94: Resumen de resultados del stub calculado 136

Índice de tablas

Tabla 1: Bandas de Radiodifusión 13

Tabla 2: Frecuencias RFID por región.....27

Tabla 3: Descripción de variables.....45

Tabla 4: Estructuras que conforman el diseño.....46

Tabla 5: Descripción de constantes.....47

Tabla 6: Esquema del stub simple en serie 56

Tabla 7: Configuración del loop central.....64

Tabla 8: Descripción de parámetros de la antena loop segmentado 71

Tabla 9: Constantes de diseño (grosor de sustrato y longitud de onda).....72

Tabla 10: Estructuras que conforman el diseño de la antena loop segmentado.73

Tabla 11: Configuración inicial de los parámetros de la antena. 74

Tabla 12: Variación de “a” respecto a Lin.....77

Tabla 13: Parámetros de antena diseñada 84

Tabla 14: Medidas calculadas para el stub simple.....87

Tabla 15: Medidas calculadas para el stub simple simétrico.....87

Tabla 16: Desempeño de la antena en diferentes rangos de lectura.....98

Tabla 17: Comparación entre antena propuesta y antena comercial.....101

Tabla 18: Costo de producción para una antena diseñada 103

Tabla 19: Comparación de **Zc**, modulo del coeficiente de reflexión **Γ** , ROE entre antenas diseñadas y lector RFID 132

Introducción

La tecnología RFID no es algo nuevo, su principio de operación se remonta a los inicios de 1920 y en la Segunda Guerra Mundial donde la escasez de seguridad en materiales nucleares condujo a la creación de las denominadas Tecnologías Auto-Identificación (Auto-ID). Actualmente RFID ha ganado terreno en términos de automatización, un campo totalmente dominado por los códigos de barras y otros sistemas de identificación caracterizados por sus bajos costos.

En ese orden de ideas, la identificación por radio frecuencia está acompañada de numerosas ventajas que se adaptan a un mercado más competente y eficaz como el de hoy en día. Guardar información en un microchip, borrarla y poder reprogramarla. Resistencia y soporte ante distintas condiciones ambientales. Identificación en tiempo real de gran volumen de objetos sin requerir línea de vista. Estas y entre otras, son algunas de las características de esta fascinante tecnología. Todo esto a través de un sistema de comunicación establecido entre una etiqueta inteligente y una antena alimentada por el lector RFID.

No obstante, el mayor obstáculo para la implementación de sistemas RFID en Venezuela y el resto de los países de América Latina es el costo de inversión. Dada las características de los equipos de RFID, dentro de un proyecto siempre se busca que la solución sea óptima y lo más rentable posible.

Por esta razón, se propone realizar el diseño de una antena UHF *near-field* para RFID que permita cubrir un área mayor al de una antena *near-field* comercial, con el propósito de simplificar el número de dispositivos requeridas en una aplicación y de esta forma reducir los costos de inversión.

El presente Trabajo Especial de Grado está estructurado en capítulos de la siguiente forma.

Capítulo I, abarca los puntos referentes a la definición del problema, objetivos, alcances, limitaciones y la justificación del proyecto.

Capítulo II, consta de un resumen de las bases teóricas en las que se fundamentó el desarrollo del diseño de una antena UHF *near-field* para RFID.

Capítulo III, contiene el marco metodológico empleado para el diseño de la antena. En él se describe el tipo de metodología empleada, así como los procedimientos realizados para lograr los objetivos propuestos.

Capítulo IV, se identifican los diseños de antenas propuestos, simulaciones y resultados a través de fundamentos teóricos, cálculos y herramientas de diseño empleadas. Adicionalmente, se efectuaron los análisis y comparación de los resultados obtenidos en cada uno de los procedimientos realizados, así como también, el estudio comparativo entre el diseño final de la antena propuesta y una antena comercial.

Capitulo V, en referencia a los resultados obtenidos, se presentan las conclusiones y recomendaciones pertinentes al presente Trabajo Especial de Grado.

Capítulo I

En este capítulo se plantea las necesidades que dieron al desarrollo de este tema, se proponen los objetivos a alcanzar con este proyecto así como también sus limitaciones, alcances y justificaciones en torno al tema presentado.

I.1 Planteamiento del proyecto

Los sistemas RFID o de identificación por radiofrecuencia, cada día van abarcando más campo en el desarrollo y planificación de empresas, actualmente se pueden encontrar aplicaciones tan básicas como el control de acceso del personal, inventario en almacenes, llaves de automóviles antirrobo, monitoreo de la temperatura para la conservación de los alimentos, entre muchas otras.

Un sistema de RFID tiene como fundamento la comunicación entre una etiqueta inteligente o también conocida como transpondedor y un lector o transceptor; entre los componentes de este último se encuentra la antena por donde son enviadas y recibidas las ondas de radiofrecuencia, siendo este el dispositivo más sensible del sistema. Es por esto que dependiendo de su fabricación se pueden encontrar gran variedad de antenas, donde el alcance es un aspecto de gran importancia. En este sentido podemos encontrar antenas *far-field* y antenas *near-field*, estas últimas son ideales para RFID en la identificación de distintos tipos de productos que sean de superficie metálica o que contengan líquidos, a pesar del corto alcance que ofrecen.

Sin embargo, la recepción de datos ofrecida por la antena del lector RFID puede verse comprometida debido interferencia de otros sistemas de radio frecuencia cercana, así como también lecturas de etiquetas ajenas.

Actualmente las antenas poseen formas estandarizadas, por lo cual los consumidores deben adaptarse a los modelos existentes en el mercado, es por esto

que muchas empresas se han visto en la necesidad de reducir aplicaciones de RFID por lo complicado y costoso que puede llegar a ser para sus instalaciones; limitándose a los tradicionales procedimientos de automatización e identificación.

Por esta razón se desea diseñar una antena *near-field* basada en los esquemas establecidos para un lector RFID, que permita la variación de su forma y alcance según las necesidades de una aplicación en específico. ¿Cuál es el diseño óptimo para una antena *near-field* que sea utilizada por la empresa Servicios de Automatización RFID C.A? ¿Qué parámetros hay que tomar en cuenta para diseñar una antena *near-field*?

Para darle respuesta a estas preguntas se plantean en los siguientes objetivos.

I.2 Objetivos del Proyecto

I.2.1 Objetivo General

Diseñar una antena UHF (*Ultra High Frequency*) tipo *near-field* para ser usada con un lector RFID de la empresa Servicios de Automatización RFID C.A.

I.2.2 Objetivos Específicos

- Elaborar investigaciones respecto a la tecnología RFID y sus aplicaciones.
- Investigar en referencia al diseño de antenas.
- Estudiar el comportamiento característico de una antena *near-field.*
- Identificar los parámetros necesarios para el diseño de una antena *near-field* para RFID.
- Diseñar una antena n*ear-field* que trabaje en el rango de 922 MHz a 928 MHz (UHF).
- Realizar diversas simulaciones de forma que se encuentre un diseño óptimo para la antena requerida.

- Comparar los resultados obtenidos y determinar el diseño recomendable para su desarrollo en la empresa.

I.3 Limitaciones y Alcance

El presente trabajo abarca el diseño de una antena UHF que trabaje dentro del rango de frecuencias comprendido entre 922 MHz y 928 MHz con tecnología *near-field*, con el fin de que garantice el funcionamiento óptimo de la misma independientemente de su forma. En cuanto al estudio comparativo, modificación de los parámetros de la antena y el ancho de banda utilizado, se requiere de un software que permita trabajar estas características, por lo cual puede presentarse como una limitación la disposición de un programa que se adapte a las necesidades de la investigación.

Por otra parte, este trabajo de investigación no incluye el desarrollo del diseño para antenas que no trabajen con tecnología *near-field*, es decir, no se incluirá el estudio de tecnología *far-field* para la realización de esta antena.

I.4 Justificación

Este proyecto surge dado el interés por la implementación de sistemas RFID en compañías encargadas del área de joyería, cadenas de alimentos, librerías, entre otros, cuyo principal objetivo es el control y resguardo del inventario. Bien sea en almacenes, estantes o vitrinas, se puede llevar un registro de activos mediante la identificación por radiofrecuencia, sin embargo, los dispositivos que se encuentran en el mercado; a pesar de haber un gran número de compañías que se encargan del desarrollo de antenas para RFID; no se adaptan de la mejor manera al lugar donde se encuentran los activos. En muchos casos son requeridas un mayor número de antenas lectoras incrementando los costos, lo que implica una mayor inversión y a su vez disminuye la competitividad del RFID frente a otros sistemas de auto identificación más económicos.

Con el desarrollo de este proyecto se abren nuevos caminos en el diseño de antenas para RFID y se ofrece una contribución sustancial de conocimientos en el área. Con este aporte se pretende que la ingeniería de telecomunicaciones innove una vez más con RFID, y siga avanzando en el desarrollo de conocimientos sobre esta tecnología de automatización de procesos.

Capítulo II

Marco Referencial

En este capítulo se asientan las bases teóricas que dan sustento a nuestra investigación. Será de utilidad manejar ciertos conceptos para la realización de un diseño de antena apropiado. A continuación se presenta un esquema resumen que sintetiza la estructura del marco referencial.

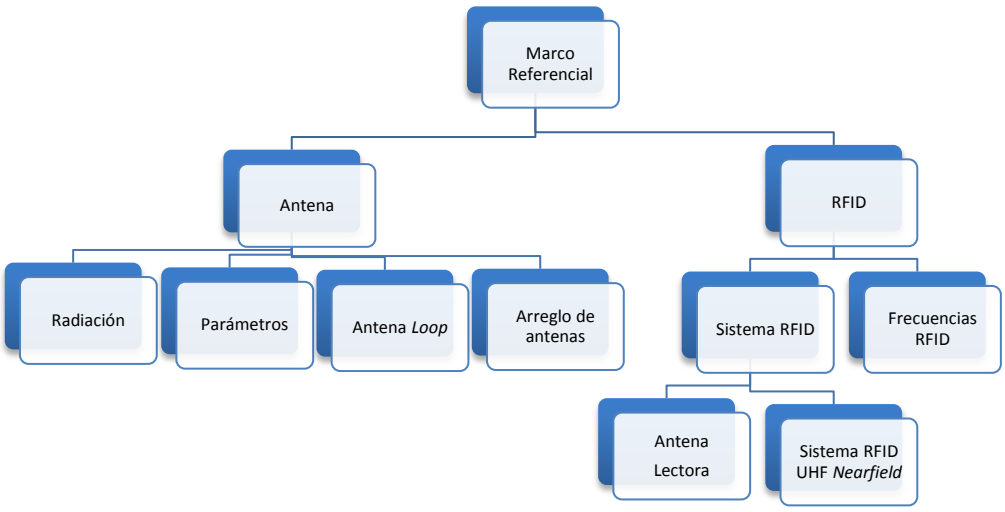


Figura 1: Esquema general del Marco Referencial

(Fuente: elaboración propia)

II.1 Antena

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas. La antena además es una estructura física que sirve de interfaz entre una onda guiada y una onda en el espacio libre y viceversa [2].

Conforme a una aplicación en específico se le asignará a la antena un carácter direccional que está relacionado con la potencia que esta radia. Por ejemplo, en radiodifusión o comunicaciones móviles se querrá radiar sobre la zona de cobertura de forma omnidireccional, mientras que en radiocomunicaciones fijas interesará que las antenas sean direccionales [1].

Existen dos tareas básicas de una antena: transmitir y recibir. Será necesario conocer ciertos parámetros relacionados con la aplicación de la antena como: direccionalidad, niveles de potencia que debe soportar, frecuencia de trabajo entre otros [4], para posteriormente caracterizar una antena tipo *near-field* que trabaje en la banda de frecuencia UHF para aplicaciones RFID.

II.1.1 Fundamentos de la radiación

II.1.1.1 Ecuaciones de Maxwell

El físico escocés James Clerk Maxwell predijo teóricamente la existencia de las ondas electromagnéticas en 1864 [4]. Maxwell le dio forma cuantitativa y matemática a las investigaciones de los fenómenos eléctricos y magnéticos estudiados por Michael Faraday, André-Marie Ampère y Carl Friedrich Gauss entre otros [5]. Sus trabajos se sintetizan en cuatro elegantes ecuaciones conocidas como las Ecuaciones de Maxwell. Dichas ecuaciones gobiernan todos los fenómenos electromagnéticos [1].

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (1)$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (2)$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (3)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (4)$$

La radiación de una antena y la propagación de ondas electromagnéticas se rigen por estas ecuaciones. En medios materiales los campos eléctrico y magnético se pueden expresar como vectores de intensidad (E, H) e inducción (D, B) [1], estos se relacionan según la permitividad eléctrica ε y la permeabilidad magnética μ, que en el vacío toman valores constantes de $\varepsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\,\pi}$ F/m y $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m [1].

$$D = \varepsilon E = \varepsilon_0 \varepsilon_r E \quad (5)$$

$$B = \mu H = \mu_0 \mu_r H \quad (6)$$

Para el estudio de antenas se utilizan las ecuaciones en régimen permanente sinusoidal, se expresan las magnitudes de corriente y campo como fasores [1].

$$\nabla \times H = J + j\omega\varepsilon E \quad (7)$$

$$\nabla \times E = -j\omega\mu H \quad (8)$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (9)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (10)$$

Existen dos ecuaciones que son relevantes para los estudios de las ondas electromagnéticas, la primera es la ecuación de continuidad que relaciona las cargas con la corriente y se obtiene efectuando la divergencia de la ley de Ampère [6]. Y la segunda es la llamada ley la fuerza de Lorentz que se produce cuando una carga eléctrica "q" está en movimiento, dicha fuerza es perpendicular tanto al campo como a la dirección de movimiento de la carga [9].

$$\nabla \cdot J + j\omega\rho = 0 \quad (11)$$

$$F = q\ E + v \times B \quad (12)$$

II.1.2 Parámetros de las antenas

Los parámetros de las antenas son un conjunto de propiedades que sirven para caracterizar el desempeño de las mismas y para conocer la incidencia que estas puedan tener en un sistema [1], dichas propiedades pueden estar relacionadas entre sí y no todas ellas son necesarias para dar una descripción completa del desempeño de una antena [2].

La mayoría de los parámetros son válidos tanto para transmisión y recepción. Si se define cómo radia una antena se podrá conocer como esta capta la radiación, a este punto se le conoce como "teorema de reciprocidad" [1].

II.1.2.1 Impedancia

La impedancia Z_A de la antena viene dada por la relación tensión corriente que existe en sus terminales de entrada. Por lo general está impedancia es compleja, la parte real se llama resistencia de la antena y la parte imaginaria reactancia de la antena [6].

$$Z_A = \frac{V_i}{I_i} = R_A + jX_A \quad (13)$$

Se denomina reactancia a la oposición ofrecida al paso de corriente alterna por inductores y condensadores. Junto a la resistencia determinan la impedancia total de

un circuito, de tal forma que la reactancia constituye la parte imaginaria de la impedancia y la resistencia la parte real.

Por su parte la reactancia se puede escribir como

$$X_A = X_L - \frac{1}{X_C} \quad (14)$$

Donde se evidencia la parte inductiva y capacitiva de la reactancia

La reactancia capacitiva se representa por X_c y su valor viene dado por la fórmula:

$$X_c = \frac{-1}{wC} = \frac{-1}{2\pi fC} \quad (15)$$

La reactancia inductiva se representa por X_L y su valor viene dado por la ecuación 18 [2].

$$X_L = wL = 2\pi fL \quad (16)$$

Si la reactancia es resistiva pura se dice que la antena es resonante, la resistencia de la antena viene dada por la resistencia de radiación más la resistencia de perdidas en la antena [2].

$$R_A = R_r + R_\Omega \quad (17)$$

Existe una frecuencia *fo*, denominada frecuencia de resonancia, para la que la impedancia de la antena es real pura y viene dada por la ecuación siguiente [2].

$$fo = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (18)$$

Si a cierta frecuencia la antena no posee parte reactiva se dice que la antena es resonante, la resistencia de la antena viene dada por la resistencia de radiación más la resistencia de perdidas en la antena [2].

$$R_A = R_r + R_\Omega \quad (19)$$

II.1.2.2 Coeficiente de reflexión, Relación de Ondas Estacionarias y Pérdidas por retorno

Cuando una línea de transmisión no está acoplada, es decir, que la impedancia de la carga al final de la línea Z_L es distinta que la impedancia característica Z_o se produce una onda reflejada producto del desacople, la relación entre el voltaje de la onda reflejada y el voltaje de la onda incidente se le denomina coeficiente de reflexión [18] y viene dado por la siguiente expresión.

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (20)$$

Como consecuencia del desacople parte de la energía se refleja hacia el generador y se crea una onda estacionaria, con máximos y mínimos de voltaje y corriente, a distancias constantes alrededor de la línea de transmisión. La relación entre el voltaje máximo y el mínimo de la onda estacionaria formada se define como relación de onda estacionaria ROE y se puede expresar también en términos del coeficiente de reflexión a través de la siguiente relación [18].

$$ROE = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (21)$$

Otra forma de expresar el nivel de señal que es reflejada con respecto a la señal incidente es a través de las perdidas por retorno R_L y viene dado por la magnitud del coeficiente de reflexión Γ en dB [19].

$$R_L = 20Log \quad \Gamma \qquad (22)$$

II.1.2.3 Frecuencia

Las ondas electromagnéticas se caracterizan por su frecuencia y su longitud de onda, estas se relacionan entre sí a través de la velocidad de la luz que suele ser la velocidad de propagación en el medio [1].

$$c = \lambda f \quad (23)$$

El espectro electromagnético es donde se encuentra todo el conjunto de ondas electromagnéticas, este ha sido dividido por segmentos o bandas. Para los efectos de nuestro estudio nos interesará conocer las bandas del espectro de radiodifusión [18].

BANDA	FRECUENCIA	LONG. DE ONDA	DENOMINACIÓN
ELF	<3 kHz	>100 km	Extremely Low Frequency
VLF	3-30 kHz	100-10 km	Very Low Frequency
LF	30-300 kHz	10-1 km	Low Frequency
MF	0,3-3 MHz	1.000-100 m	Medium Frequency
HF	3-30 MHz	100-10 m	High Frequency
VHF	30-300 MHz	10-1 m	Very High Frequency
UHF	0,3-3 GHz	100-10cm	Ultra High Frequency
SHF	3-30 GHz	10-1cm	Super High Frequency
EHF	30-300GHz	10-1mm	Extremely High Frequency

Tabla 1: Bandas de Radiodifusión

(Fuente: Antenas, Ángel Cardama Aznar, 2002).

Para el diseño de la antena se utilizará la banda de frecuencia de UHF que va de 300MHz a 3GHz, trabajando específicamente entre 922 MHz y 928 MHz, rango de frecuencia asignada por CONATEL dentro de la banda de UHF para aplicaciones RFID que aparece en la Providencia Administrativa Nº863 pág. 11 (ver *Anexo E*).

II.1.2.4 Parámetros S

Una antena puede caracterizarse como una red de 2 puertos y como tal se puede realizar un análisis de los parámetros de impedancia "Z", parámetros de admitancia "Y", parámetros híbridos "H", parámetros de transmisión "T", parámetros de transmisión inversa "ABCD" y parámetros de dispersión o parámetros "S". Al conocer los parámetros de una red de dos puertos es posible una caracterización total de la antena [2].

Los parámetros mencionados a excepción de los "S" se obtienen tomando en cuenta circuitos abiertos o corto circuitos, estas configuraciones son irrealizables a frecuencias altas debido a capacitancias e inductancias parásitas, por lo que interesará conocer únicamente los parámetros "S" que son independientes de la frecuencia ya que no consideran ni un corto circuito ni un circuito abierto, simplemente se basan en los niveles de potencia que reciben en los terminales de la red de dos puertos [2], existen varios parámetros "S" que relacionan la potencia recibida con la potencia enviada desde un puerto a otro, nos será relevante conocer el parámetro $S_{1,1}$ que mide la cantidad de potencia que se reflejada en comparación con la cantidad de potencia que se está aplicando en el puerto 1. El parámetro $S_{1,1}$ también es conocido como "el coeficiente de reflexión en el puerto de entrada" [17].

II.1.3 Antena ***Loop***

Un tipo de antena simple, económica y muy versátil es la antena de bucle o lazo (*loop*). Las antenas de bucle pueden adoptar muchas formas diferentes, como un rectángulo, cuadrado, triángulo, elipse, círculo, y muchas otras configuraciones. Debido a la simplicidad en el análisis y la construcción, el bucle circular es el más popular y ha recibido la mayor atención. [2]

Las antenas de bucle se clasifican generalmente en dos categorías, eléctricamente pequeñas (magnético) y grandes eléctricamente (resonante). Las antenas eléctricamente pequeñas son aquellas cuya longitud total (circunferencia "C") es generalmente menor que aproximadamente una décima parte de una longitud de onda ($C < \lambda/10$). Por su parte, los bucles eléctricamente grandes son aquellos cuya circunferencia es de aproximadamente una longitud de onda en el espacio libre ($C \sim \lambda$). La mayoría de las aplicaciones de las antenas de lazo son utilizadas para las bandas HF, VHF y UHF. [2]

Las antenas de longitud eléctricamente pequeñas poseen una resistencia de radiación (R_R) más pequeña que su resistencia de perdida (R_L) por lo que son muy pobres radiadores y rara vez se emplea para la transmisión en radiocomunicaciones. Cuando se utilizan en cualquier otra aplicación, es por lo general en el modo de recepción, tal como en radios portátiles y buscapersonas, donde la eficiencia de la antena no es tan importante como la relación señal a ruido. [2]

Por su parte, el *loop* resonante irradia en la dirección perpendicular al plano del circuito. Por tanto, estas antenas se instalan normalmente en dirección vertical. Se puede obtener más direccionalidad mediante el uso de un *loop* cuya circunferencia no es λ, sino tres 3λ o 5λ. Sin embargo es más común utilizar un arreglo de *loops* para aumentar la ganancia de la antena. [2]

Por otra parte, a medida que el diámetro del *loop* se acerca al tamaño resonante, aproximadamente $\lambda \ \pi$, ocurre un desfasaje en la distribución de corriente,

produciendo un cambio de sentido en flujo de la misma y por ende aparecen nulos a lo largo del bucle [14].

Este comportamiento de la corriente se puede observar de forma clara en el caso de una antena dipolo. Para una longitud básica de L = λ / 2 y múltiplos impares de λ / 2 habrá un máximo de corriente en el centro de la antena y habrá mínimo para múltiplos pares, inclusive para L = 2λ / 2 [2]. Esto se puede evidenciar en la *figura 2.*

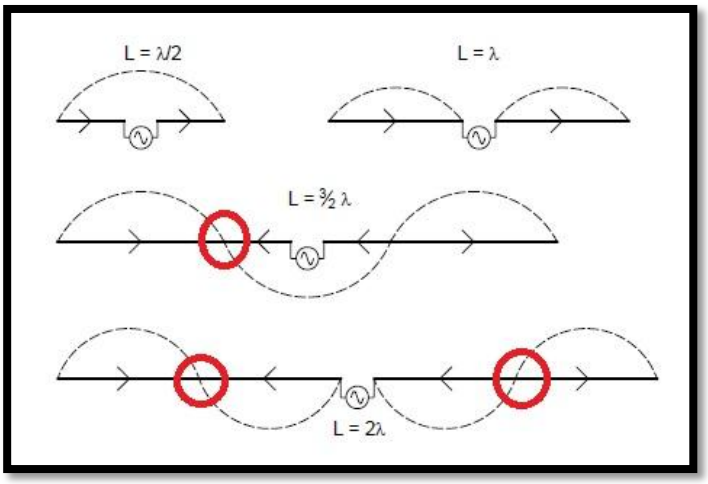


Figura 2: Cambio del sentido de la corriente en L mayor de 0.5 λ

(Fuente: Propia).

II.1.4 Arreglo de antenas

Un arreglo de antenas se define como un conjunto de N antenas iguales que radian o reciben simultáneamente [1].

El diagrama de radiación del conjunto se obtiene como la interferencia de los campos radiados por cada una de las antenas, mientras que en recepción la señal recibida es una combinación lineal de las señales que capta cada antena [1]

Por otra parte, una de las aplicaciones más conocidas en arreglo de antenas es la denominada *Yagi-Uda*, la cual está formada por un elemento principal (conectado al emisor o al receptor) acompañado de uno o varios elementos aislados llamados elementos parásitos. La corriente que circula en el elemento principal irradia un campo electromagnético, el cual induce corrientes en los elementos parásitos de la antena. Las corrientes inducidas en esos elementos irradian también campos electromagnéticos que a su vez inducen corrientes en los demás. Finalmente la corriente que circula en cada uno de los elementos es el resultado de la interacción entre todos los elementos. [26]

Adicionalmente, la fase al igual que la amplitud de la corriente que circula en el elemento parásito dependerá de la distancia entre los dos elementos y de la longitud y diámetro de este último. [26]

II.2 RFID

A pesar de que el presente trabajo se basa en el diseño de una antena UHF para aplicaciones RFID. En este capítulo se analizarán los conceptos referentes a esta tecnología, de forma tal que el lector pueda hacerse una idea de la misma a nivel conceptual, sin embargo, se hablará en detalle de los componentes que conforman un sistema RFID sin profundizar en los mismos.

Actualmente la tecnología RFID es un medio de obtener algunas de las cosas más buscadas en los procesos de negocios: Visibilidad en tiempo real, agilización de procesos, identificación única, entre otras que pueden depender de la aplicación.

La identificación por radio frecuencia (en ingles *Radio Frequency IDentification*) se puede definir como una de las tecnologías de auto-identificación (AIT), entre las cuales se encuentra el código de barras y los botones de memoria por contacto. Estas tecnologías utilizan como medio de transmisión las ondas en el espectro electromagnético. RFID se caracteriza por identificar de manera rápida a

cualquier objeto, animal o persona etiquetados o marcados por un tag mediante dispositivos de identificación denominados lectores o interrogadores. [10]

II.2.1 Sistema RFID

En los últimos años los sistemas de identificación automática (*Auto ID*) han experimentado un rápido crecimiento en muchas industrias de servicio, venta, distribución, seguimiento de animales, seguridad, etc. La primera revolución fue la implantación de los sistemas de etiquetas basadas en códigos de barras. No obstante, a pesar de su bajo coste, presentan algunos inconvenientes, como la imposibilidad de ser reprogramados, requerir visibilidad directa con los lectores, y además se degradan con facilidad. La solución más adecuada es almacenar la información de identificación en un chip. Esta solución es la adoptada en las tarjetas *smart card* (tarjetas de bancos, de teléfonos, etc.).Pero estas requieren contacto para pasar por los lectores de tarjetas. Los sistemas de identificación que no requieren contacto son más útiles, especialmente porque permiten identificar un número de usuarios más grande de forma prácticamente simultánea a distancia. Generalmente estos sistemas transfieren la energía y los datos del lector al sistema a identificar o etiqueta mediante señales de radiofrecuencia, por esto reciben el nombre de sistemas RFID (*Radio Frecuency IDentification*). [13]

El sistema funciona de la siguiente manera. El lector envía una serie de ondas de radiofrecuencia a la etiqueta. El campo de radiofrecuencia genera una corriente eléctrica sobre la bobina de recepción del dispositivo. Esta señal es rectificada y de esta manera se alimenta el circuito. Una etiqueta lleva un microchip incorporado que almacena un número de identificación, una especie de matricula única de dicho producto, como por ejemplo el EPC (*Electronic Product Code*), que en general se puede definir como un código único. Las ondas activan el microchip, el cual a través de la microantena y mediante ondas de radiofrecuencia transmite al lector el código único. [13].

Finalmente, el lector recibe la información que posee el *tag* y se envía a una base de datos en la que previamente se han registrado las características del producto o puede ser procesado según la configuración de cada aplicación en el *middleware*.

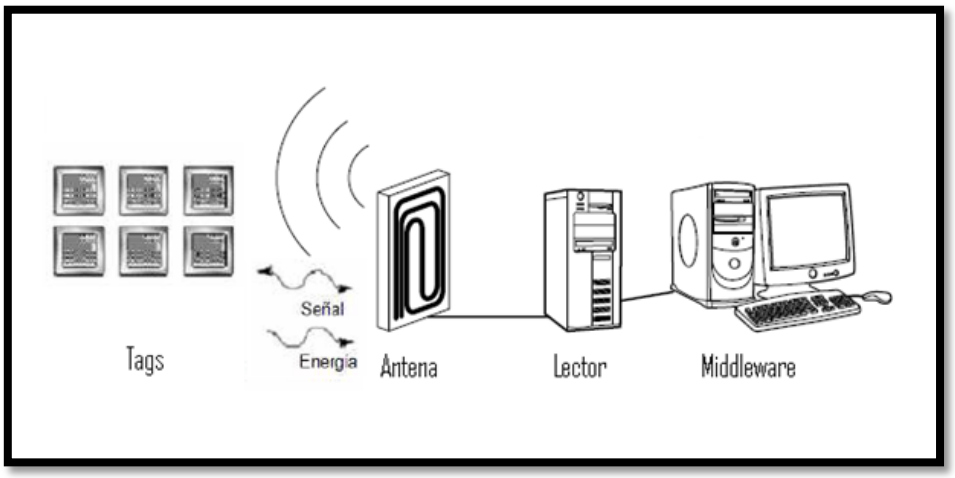


Figura 3: Sistema RFID

(Fuente: Propia).

II.2.1.1 Antena lectora y campos

La antena forma parte fundamental del sistema RFID, es la encargada de intercambiar información con los *tags*. Los campos radiados por la antena se dividen en dos regiones: el campo cercano (*near-field*) y el campo lejano (*far-field*). Los cuales se encuentran definidos dependiendo de la longitud de onda emitida por la fuente.

Los diferentes términos para estas regiones describen la manera en que cambian las características de la onda electromagnética (EM) a medida que aumenta la distancia respecto a su origen. La razón por la cual esto ocurre fue definida por Maxwell en 1873, cuando utilizó, modificó y corrigió leyes y ecuaciones ya definidas para el comportamiento de los campos eléctrico y magnético pero trabajándolos de manera separada y estática. [12].

- *Near-Field* o campo cercano

El campo magnético que crean las antenas se descompone en dos partes, una reactiva cercana a la antena que no se propaga y otra radiante, conocido también como región de Fresnel, que es la que se propaga en la distancia. Este comportamiento ha permitido desarrollar diseños específicos de antenas lectoras en donde el campo magnético reactivo es predominante sobre los demás, como la antena *CS-777 Brickyard* de Impinj. [12].

Los campos cercanos designados "reactivos" y "radiante" son también una función de longitud de onda (o distancia). Sin embargo, estas regiones de frontera son una fracción de una longitud de onda dentro del campo cercano. [12]. La división de las regiones del campo cercano de la antena se pueden observar en la *figura 4.*

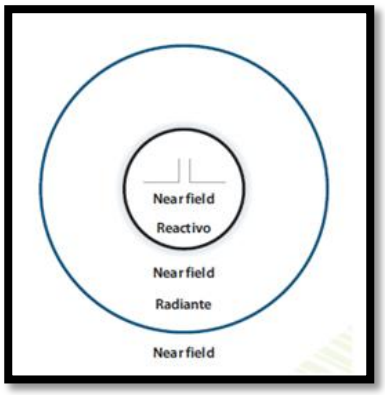


Figura 4: Campo Near-Field

(Fuente: Estudio EPC/RFID sobre Near-Field Etiquetado de unidades de consumo GS1 España).

Para antenas eléctricamente pequeñas, en el que la dimensión máxima de la antena es pequeña comparada con una longitud de onda λ de funcionamiento, el campo cercano reactivo viene dado por [14]:

$$R < \frac{\lambda}{2\pi} \quad (24)$$

Donde R es el radio alrededor de la antena y λ la longitud de onda.

Para antenas eléctricamente grandes, el campo cercano reactivo está definido como [14]:

$$R < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (25)$$

Donde R es el radio alrededor de la antena, D es la dimensión mayor de la antena y λ la longitud de onda.

Mientras que el campo cercano radiante o región de Fresnel cubre el resto del campo cercano y se encuentra definido en el siguiente rango [14]:

$$0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (26)$$

En un sistema UHF RFID el método NFC (*Near Field Communications*) se lleva a cabo dentro de la región del campo cercano reactivo creado por cualquier antena. Haciendo uso del campo magnético cercano se pueden obtener resultados de lectura óptimos. Este campo es menos sensible a los diferentes tipos de materiales que rodean al tag, especialmente los dieléctricos (elementos mal conductores de la electricidad), permitiendo la lectura de las etiquetas incluso en líquidos. Partiendo de esta teoría, se puede emular el método de comunicación de los sistemas LF o HF, ya que las distancias de lectura son sólo posibles en el campo cercano y se comprenden entre los 2 y los 30 cm. respecto al centro de la antena. En algunas ocasiones se podría recurrir al contacto con la antena o base lectora [13]

- *Far-field* o campo lejano

Por otra parte, la tecnología *Far-field* o campo lejano, se basa en las ondas planas para realizar la comunicación en la denominada región de Fraunhofer. Una onda plana está formada por dos componentes que se propagan en el campo magnético y el eléctrico. [13]

Estas ondas presentan una propiedad denominada linealidad, que se refiere a que el paso de una no interfiere con el paso de otra, por esta propiedad el resultado de dos ondas lineales en su intersección es la suma de ambas de la misma manera en que existirían separadas. [12]

Las ondas de RFID son ondas trasversales electromagnéticas u ondas TEM. Estas ondas tienen los planos de sus componentes de campo magnético y de campo eléctrico perpendiculares entre sí (de ahí el nombre) y por ser harmónicas continuas son sinusoidales por naturaleza, caracterizadas por su frecuencia, amplitud y fase. La línea de la intersección de los planos de sus componentes eléctricos y magnéticos define la dirección en la que la onda viaja [12]. Esto puede ser observado en la *figura 5* donde aparecen las características de una onda electromagnética.

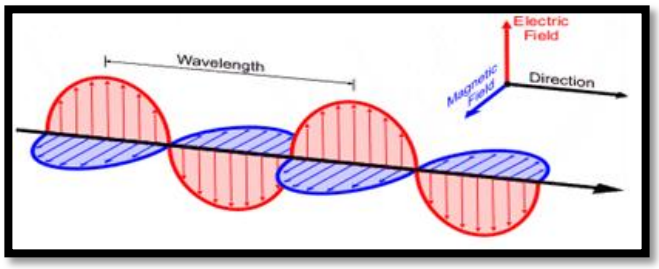


Figura 5: Onda Electromagnética

(Fuente: Electromagnetismo, Nathaniel Page Stites).

La región del campo lejano está definida por el siguiente rango:

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (27)$$

En la *figura* 6 se observan las regiones del espacio que rodean a una antena.

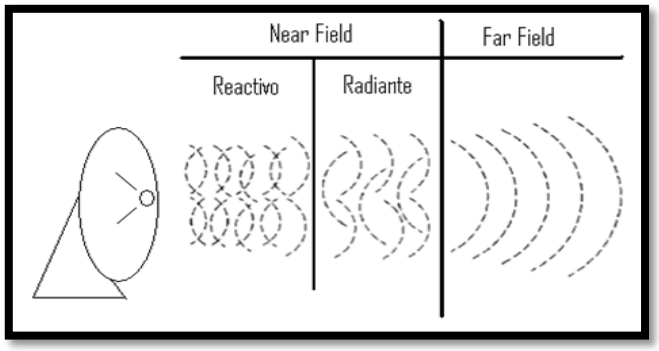


Figura 6: Regiones de campos

(Fuente: Propia).

Aunque, se podría decir que el campo lejano también funciona en campo cercano. "Es una barrera difusa. Existen migraciones que permiten que las etiquetas de campo lejano se lean con las antenas de campo cercano de los lectores, y las antenas de campo lejano de los lectores son capaces de leer etiquetas de campo cercano. Esto se debe a que los campos magnéticos y eléctricos se mezclan entre sí, y a pesar de la tecnología de diseño de la antena lectora, siempre se generan campos residuales", aclara Albert Escala.

II.2.1.2 Sistema RFID UHF *Near-Field*

Los sistemas RFID son clasificados generalmente por las características de la portadora o el tag. Por eso puede escucharse muy seguido que se refieran a los sistemas RFID como sistemas pasivos, activos y semi-pasivos o también como sistemas LF, HF, UHF o de microondas. [12]

En el sistema RFID pasivo, la energía se transfiere desde el lector al tag. Esta energía es inducida una vez recibida por el tag y es transferida devuelta a la antena del lector RFID con la información requerida. [14]. Para una antena de bucle *(loop*), el campo magnético domina en la zona del campo cercano. Mientras que para una antena dipolo, el campo dominante resulta ser el eléctrico. [14]

El campo dominante en la región del *near-field* es utilizado como el mecanismo de acople para el sistema RFID. La antena de bucle utiliza un acoplamiento inductivo, mientras que el sistema RFID con antena dipolo adopta un acoplamiento capacitivo para la transferencia de información en la zona del campo cercano. [14]

En el acoplamiento inductivo, como se ilustra en la *figura 7*, una antena de bucle conectada al lector de RFID produce campo magnético fuerte en la región del campo cercano. El campo magnético variable, al llegar a la etiqueta crea una tensión alterna a través de la etiqueta RFID. Esta etiqueta, consta de una antena de bucle con inductancia L, y los condensadores con capacitancia C (formando un circuito LC), esto produce una corriente alterna a la frecuencia de resonancia. La corriente alterna produce un campo magnético que se propaga al lector. Mientras tanto, el *chip* de la etiqueta, que es de impedancia variable, alterará la impedancia para codificar información sobre el campo magnético que luego se propagan hacia el lector. [14]

Por otra parte, para el acoplamiento capacitivo se adopta una antena dipolo. La distribución de carga a través de la antena del lector proporciona campos eléctricos que se acoplan con la antena de la etiqueta. La antena del *tag*, al recibir la variación del campo eléctrico, entonces se generará un campo eléctrico propagado de vuelta al lector RFID, ver *figura 7* [14].

En el sistema de campo cercano RFID, el acoplamiento inductivo es ampliamente utilizado. A diferencia del campo eléctrico, el campo magnético es menos susceptible a la absorción cuando se propaga a través de un medio con alta permeabilidad magnética. Es conveniente para la operación en la proximidad de metales y líquidos [14]. En contraste, los sistemas de acoplamiento capacitivo apenas se utilizan en aplicaciones prácticas, dado que la energía se almacena en el campo eléctrico y este es afectado severamente por las pérdidas causadas por los objetos con permitividad dieléctrica alta. [14]

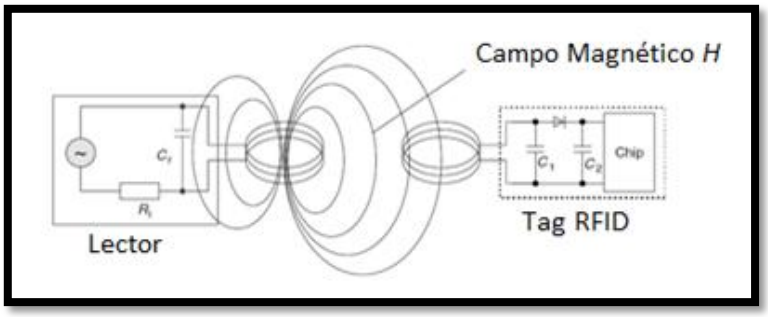


Figura 7: Acople inductivo en RFID Near-Field

(Fuente: Propia)

II.2.2 Frecuencias para RFID

El hecho de que los sistemas de RFID generen y radien ondas electromagnéticas implica que éstos sean clasificados como sistemas de radio. [13]

El funcionamiento de otros sistemas de radio no debe verse interrumpido o perjudicado, bajo ninguna circunstancia, por las ondas emitidas por algún otro sistema de identificación por radiofrecuencia. [13]

La frecuencia más difícil de trabajar a nivel mundial es UHF, debido a que en muchas regiones las regulaciones varían mucho y puede ser imposible seguir todas las necesarias con un solo *tag*, haciendo a los proyectos internacionales un tema difícil de tratar. [11]

Región ITU	Continente o país	LF	HF	UHF	Microondas
2	Norte América	125–134 kHz	13.56 MHz	902–928 MHz	2400–2483.5 MHz y 5725–5850 MHz
2	Venezuela	125–134 kHz	13.56 MHz	922–928 MHz	2.45 GHz
1	Europa	125–134 kHz	13.56 MHz	865–868 (hasta 870) MHz	2.45 GHz
1	África	125–134 kHz	13.56 MHz	865–868 (hasta 870) MHz (norte) 915 MHz (sur)	2.45 GHz
3	China	125–134 kHz	13.56 MHz	917–922 MHz (temporalmente)	2446–2454 MHz
3	Hong Kong	125–134 kHz	13.56 MHz	865–868 y/o 920–925 MHz	2.45 GHz
3	India	125–134 kHz	13.56 MHz	865–867 MHz	2.45 GHz
3	Japón	125–134 kHz	13.56 MHz	952–954 (955) MHz	2.45 GHz

3	Corea	125–134 kHz	13.56 MHz	908.5–914 MHz	2.45 GHz
3	Australia	125–134 kHz	13.56 MHz	918–926 MHz	2.45 GHz
3	Nueva Zelanda	125–134 kHz	13.56 MHz	864–868 MHz y 921–929 MHz	2.45 GHz
3	Singapur	125–134 kHz	13.56 MHz	866–869 MHz y 923–925 MHz	2.45 GHz
3	Tailandia	125–134 kHz	13.56 MHz	920–925 MHz	2.45 GHz
3	Taiwán	125–134 kHz	13.56 MHz	922–928 MHz	2.45 GHz
3	Malasia	125–134 kHz	13.56 MHz	868.1 MHz y 919–923 MHz	2.45 GHz

Tabla 2: Frecuencias RFID por región

(Fuente: RFID Magazine, Henri Barthel, 2006).

II.3 Simulador

En referencia al software de simulación existen gran cantidad de programas que son utilizados para el diseño de antenas, para el desarrollo de este TEG se utilizó el HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) el cual es un software que permite calcular el comportamiento electromagnético de una estructura [23].

El HFSS trabaja en base al Método de los Elementos Finitos (FEM) cuyo elemento básico de acoplamiento es el tetraedro. Esto permite al usuario modelar cualquier estructura arbitraria en formato 3D mejor que otros métodos [23].

Los expertos confían en la exactitud, la capacidad y el rendimiento de HFSS para el diseño de interconexiones PCB y componentes de alta frecuencia como antenas, componentes de RF, microondas y dispositivos biomédicos. Con HFSS, el usuario puede extraer los parámetros S, Y, Z; por otra parte; permite la visualización en 3D de campos electromagnéticos (*near-field* y *far-field*) [23].

En el mismo orden de ideas, el simulador HFSS permite evaluar la calidad de la señal, incluyendo las pérdidas del trayecto de transmisión, la pérdida de reflexión debido a desajustes de impedancia, acoplamiento parasitario y la radiación [23].

Una de las ventajas de este software es que brinda la opción de optimizar el diseño propuesto, es decir, mejora las características de la antena en base a una aproximación de los resultados requeridos. El procedimiento de configuración de parámetros para crear, simular y optimizar una antena en el HFSS se encuentra explicado en el *Apéndice A.*

Capítulo III

Marco Metodológico

En el presente capítulo se establece la metodología a implementar para nuestro trabajo de investigación, su modalidad, el tipo de investigación, la unidad de estudio, las técnicas para la recolección de datos y fases de la investigación.

Figura 8: Flujograma del diseño de la antena

(Fuente: elaboración propia).

III.1 Modalidad de investigación

Dentro de la modalidad de investigación este Trabajo Especial de Grado se presenta como un proyecto factible, el cual conlleva a la investigación, elaboración y desarrollo de un diseño viable para solucionar problemas, requerimientos o necesidades de organizaciones o grupos sociales. [15].

III.2 Tipo de investigación

Se trata de una investigación proyectiva, que tiene como objetivo el diseño de una propuesta práctica y de desarrollo experimental, dirigido a una determinada situación [16].

III.3 Unidad de estudio

En lo relacionado a la unidad de estudio se encuentra la antena o el diseño de la antena, el cual posee las características, cualidades o variables, que se desea estudiar a fin de lograr los objetivos del proyecto de investigación [16].

III.4 Técnicas e instrumentos de recolección de datos

En el desarrollo del Trabajo Especial de Grado es necesario utilizar algunas técnicas o métodos empíricos que dependen de la unidad de estudio, tales como los análisis y pruebas de rendimiento de diseño, medición de los parámetros de la antena, cálculos y observación de gráficas.

En cuanto al instrumento que se emplea para recoger y almacenar la información se refiere al software de simulación, el cual permite realizar la comparación y el análisis de los resultados de los experimentos con diferentes diseños de antenas *near-field.*

III.5 Fases de la investigación

Para el desarrollo del proyecto de investigación, se definieron las siguientes fases:

FASE I: Identificar el modelo de antena utilizada para la tecnología RFID tipo *near-field*

Existe una gran cantidad de antenas que son utilizadas en la identificación por radiofrecuencia, dependiendo de sus fabricantes, se pueden encontrar antenas que divergen en cuanto a tamaño, frecuencia de trabajo, polarización y campo en que se propagan; por esta razón es necesario el reconocimiento de la antena que son utilizadas en la implementación de un sistema de RFID.

FASE II: Realizar una investigación bibliográfica sobre diseño de antenas RFID

En esta fase se lleva a cabo el proceso de recopilación y organización del material bibliográfico, todo lo relacionado con el desarrollo de antenas para RFID es analizado a fondo con el fin de establecer los conocimientos y las bases teóricas sobre las cuales se sostiene el presente trabajo de investigación.

FASE III. Proponer diseño el diseño de la antena

En esta etapa se presenta el principio de operación de los diversos diseños de antenas elaboradas en trabajos previos y se propone la realización de un diseño de antena.

FASE IV. Realizar simulaciones

Se realizan las simulaciones de la antena propuesta, los resultados se analizan y se comparan de forma tal de demostrar cuál es el modelo óptimo que presenta solución al problema planteado.

FASE V. Comparar antena diseñada con antena comercial

En esta fase se realiza el estudio comparativo entre el costo de producción sobre los beneficios del modelo seleccionado y una antena RFID comercial, de esta forma poder determinar si es factible para la empresa Servicios de Automatización RFID C.A. la construcción de un prototipo.

III.6 Variables

Software de simulación:

Una configuración inadecuada de los parámetros de análisis, una asignación de condiciones de borde errónea y una variación en el cálculo de la frecuencia de operación pueden afectar la precisión de los resultados obtenidos.

Instrumento de trabajo:

El software de simulación requiere un computador de 4GB de memoria RAM como mínimo para llevar a cabo de cada simulación, un instrumento de trabajo con características por debajo de las especificaciones genera retardos considerables en los procesos de estudio, así como también reduce la efectividad del software dado la capacidad de procesamiento para el desarrollo matemático del mismo.

Capítulo IV

IV.1 Simulador

En relación al software de simulación, encontrar la herramienta indicada representó una de las mayores dificultades para el desarrollo de este trabajo de investigación.

Luego de una profunda búsqueda en referencia al simulador, se encontró en el CENDIT (Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones) el simulador de estructuras de alta frecuencia HFSS. Este software es un programa interactivo utilizado en múltiples publicaciones de la IEEE para calcular el comportamiento electromagnético de una estructura. Es ampliamente utilizado en el mundo académico y en industrias, por su fiabilidad y robustez, para simular diseños de antenas. Esto se evidencia en muchas presentaciones en conferencias internacionales en las que HFSS es utilizado en el modelado y validación de diseños de antenas.

Con el fin de tener una visión clara de los parámetros que debíamos manejar en el simulador, se realizó una guía de usuario (*Apéndice A),* donde se explica con claridad la configuración y las variables utilizadas.

IV.2 Antena UHF *Near-Field* para RFID

IV.2.1 Consideraciones del diseño de antena RFID

Frecuencia de operación:

Para el diseño de la antena se fijó como frecuencia de operación 924MHz, la cual se encuentra dentro del rango de frecuencias UHF autorizado por CONATEL para la implementación de RFID en Venezuela. Ver *Anexo E.*

Por ende el valor de longitud de onda (λ) considerado para los diseños propuestos se calculó utilizando la *ecuación 21*:

$$\lambda = \frac{C}{f} = \frac{3x10^{8}{}_{m/s}}{924_{MHz}} = 32.46_{cm}$$

Aplicación del diseño:

El modelo de antena que se diseñó es ideal en aplicaciones de estantes para joyerías, donde los objetos identificados con el tag guardan proporción con el alcance de lectura en *near-field*, es decir, la antena fue diseñada para lecturas de objetos pequeños a corta distancia.

Lector y *Tag* RFID:

En el desarrollo de este TEG, se consideró al *Speedway R420* de Impinj como lector para trabajar con la antena diseñada, el cual entrega una potencia máxima de 1w y requiere que la impedancia de la antena sea de 50 Ω. Ver extracto del *Impinj SpeedwayR Installation Operations Guide pag.3* (*Anexo A).*

Con respecto al *tag*, fueron tomados como referencia los valores de la sensibilidad del *XCTF-8108-C04 Jewelry Tag* de Invengo (*ver Anexo B).* El *Jewerly Tag* posee una sensibilidad de -15dBm para ser leído y -11dBm para escribir información en su memoria interna, esto es gracias al chip *Monza 3* de Impinj que posee en su estructura (ver *Anexo C extracto del Chip Monza 3 Impinj Datasheet, pág. 7*).

Conocido lo anterior, fue necesario transformar la unidad de la sensibilidad del *tag* (dBm) a unidades de magnitud del campo magnético ($A\ m$), de igual forma la potencia máxima entregada por el lector RFID (1*w* ó 30dBm) se convirtió en unidad de $A\ m$, con la finalidad de fijar un valor máximo y mínimo en la escala del simulador, con esto se comprobó si el diseño de la antena final era capaz de leer y escribir el *tag*.

En primer lugar llevamos los -15dBm de la sensibilidad del *tag* a watts:

$$-15dBm = 10\log(\frac{P_{watts}}{1mw})$$

$$P_{watts} = 0.0316x10^{-3}watts$$

Luego de esto se consiguió el valor mínimo ($0.0316x10^{-3}$w) y máximo (1w) que recibe el *tag* para establecer la comunicación con el lector. Estos valores fueron transformados en A/m con la siguiente expresión:

Basado en el apartado teórico, la densidad de potencia se puede representar en función del campo H y el campo E, en este caso se enfocó en función del campo H [2].

$$P_L = H^2(Z_{a)} \qquad (28)$$

$$A_{tag} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{tag} \qquad (29)$$

$$P_{tag} = P_L\, A_{tag} \qquad (30)$$

Donde:

P_L La densidad de potencia de la antena del lector [w]

H Es la magnitud del campo magnético [A/m]

Z_a Constante impedancia del espacio libre [377Ω]

A_{tag} Es el área efectiva de la antena del *tag* [m^2]

G_{tag} Es la ganancia de la antena del *tag* [1]

P_{tag} La densidad de potencia de la antena del *tag*

Sustituyendo 28 y 29 en 30 se obtuvo la expresión de la potencia recibida por la antena del *tag*:

$$P_r = H^2(Z_a)\,\frac{\lambda^2}{4\pi}G_{tag}$$

Para encontrar el valor mínimo y máximo en magnitud de campo H, despejamos H y sustituimos los valores correspondientes:

$$H_{min} = \sqrt{\frac{0.0316x10^{-3}\ w}{(377\ \Omega)\frac{(0.3246\ m)^2}{4\pi}}} = 3.1618x10^{-3}\ A/m$$

$$H_{max} = \sqrt{\frac{1\ w}{(377\ \Omega)\frac{(0.3246\ m)^2}{4\pi}}} = 0.5624\ A/m$$

Encontrados los valores, se configuró la escala de resultados en el simulador, de forma que estuviese en función de la sensibilidad del *tag* ver *figura 9*. Por último la escala fue llevada a dB por la simplicidad que ofrece esta unidad al momento de comparar resultados obtenidos a lo largo del desarrollo de este capítulo, ver *figura 9*.

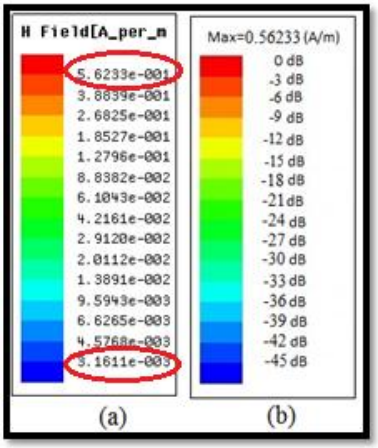


Figura 9: Escala de resultados (a) en A/m; (b) en dB

(Fuente: elaboración propia)

Zona de lectura:

Se definió el estante donde son colocados los objetos, lo cual delimita el área de lectura de la antena. Las medidas para el estante corresponden a: 150cm de largo con 30cm de ancho, área que no es posible cubrir con una (1) antena UHF *near-field* comercial, con esto se logró fijar las dimensiones máximas de la antena. Ver *figura 10*.

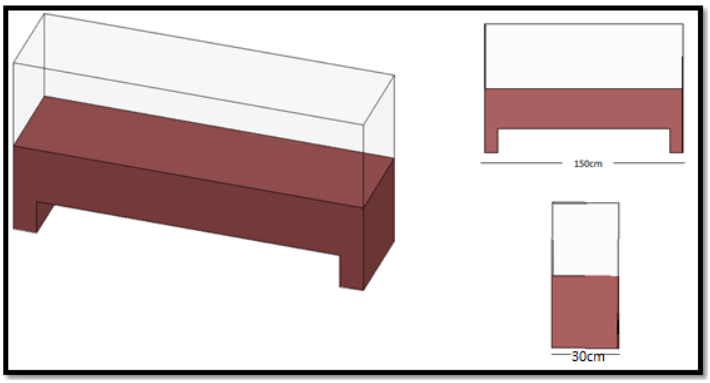


Figura 10 . Dimensiones del estante (zona de lectura requerida)

(Fuente: elaboración propia)

Atributos físicos de la antena:

Se tomó como consideración que el diseño de la antena RFID en su naturaleza debe ser de bajo perfil, con el fin de que se ajuste a los estantes. Por ende se elaboró un diseño de antena plana, simulado en circuito impreso (PCB) con un dieléctrico comercial FR4 de grosor 0.508mm (20mil) y una constante de dieléctrico (ε_r) de 4.4 (Anexo *D extracto del FR4 Datasheet, pág. 4*); de esta forma obtener resultados lo más parecidos a un escenario real.

IV.2.2 El desafío del diseño de una antena UHF *near-field* para RFID

Las antenas tipo *loop* se suelen utilizar como antenas lectoras para los sistemas RFID. Cuando el *loop* posee una longitud menor a 0.5 λ; siendo λ la longitud de onda de la frecuencia de operación en el espacio libre; la antena proporciona un campo

magnético fuerte y de distribución uniforme que es perpendicular a la superficie del bucle [14]. Tal característica es lo que se desea para un sistema de identificación con RFID. La *figura 11* muestra la distribución de corriente de un *loop* con longitud total de 0.5 λ para una frecuencia de 14 MHz (HF) y una frecuencia de 924MHz (UHF). Los resultados son simulados usando el software HFSS.

Cuando la longitud total del *loop* es menor a 0.5λ, el flujo de corriente ocurre es una sola dirección. Dicho flujo de corriente genera un campo magnético que se concentra en la región central del bucle. Como resultado, la distribución del campo magnético contenido por el *loop* es fuerte [14]. Esto se puede observar en la *figura 12.*

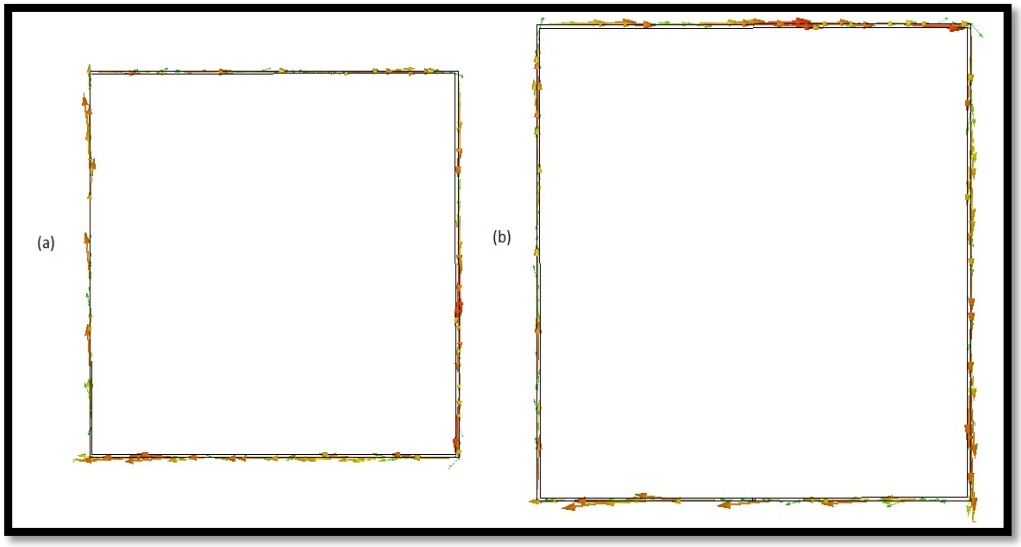


Figura 11: Flujo de corriente (Ltotal=0.5 λ) (a) 924MHz (UHF); (b) 14MHz (HF)

(Fuente: elaboración propia)

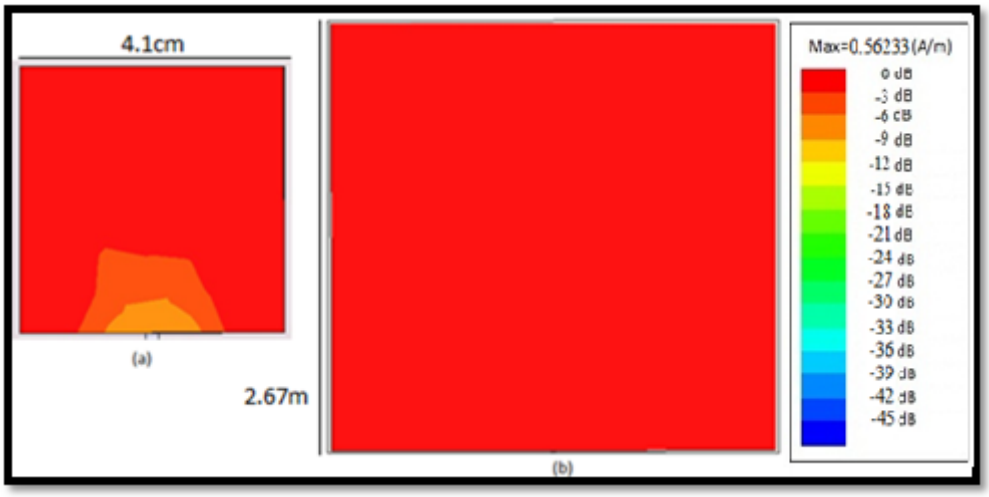


Figura 12: Campo magnético (z=0mm) (Ltotal=0.5 λ) (a) 924MHz (UHF); (b) 14MHz (HF)

(Fuente: elaboración propia)

Los *tags* colocados en esta área son leídos correctamente, sin embargo, cuando se aumenta la frecuencia de operación a la banda UHF, el tamaño físico del *loop* decrece, desde 2.67 x 2.67 m^2 (HF, 14MHz) hasta 4.1 x 4.1 cm^2 (UHF, 924MHz). La disminución de la superficie que encierra el bucle hace que el número de *tags* se reduzca en una lectura.

Si el tamaño eléctrico del *loop* convencional de la banda UHF es ampliado, de 0.5 λ (4.1 x 4.1 cm^2) a 2 λ (16.2 x 16.2 cm^2). La antena no produce un campo magnético uniforme debido a la inversión de fase que ocurre en el flujo de la corriente a lo largo del bucle [14]. Como resultado, la antena genera un campo magnético relativamente débil en ciertas regiones de la zona de lectura, lo cual afecta la detección de las etiquetas, esto se puede evidenciar en la *figura 13.*

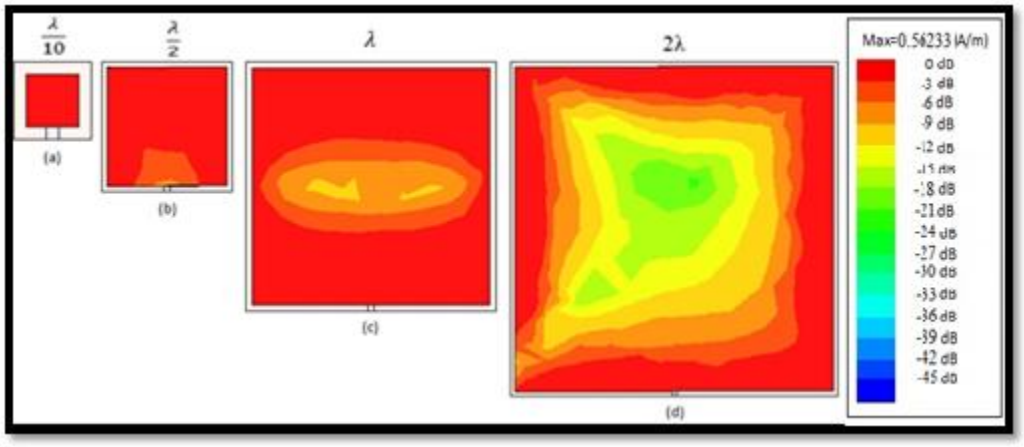


*Figura 13: Antena loop con diferentes longitudes para 924MHz (z= 0mm); (a) 0.1 **λ**, (b) 0.5 **λ**, (c) **λ**, (d)2 **λ**.*

(Fuente: elaboración propia)

Por lo tanto, el desafío del diseño de la antena UHF *near-field* para RFID se presentó en la creación de una antena eléctricamente grande, con el campo magnético fuerte y uniforme en la zona de interrogación o lectura.

IV.2.3 Diseños anteriores

Para el diseño de la antena se tomó en consideración el principio de operación de diversos diseños ya creados para aplicaciones en RFID.

Según Dobkin, a medida que el diámetro del *loop* se acerca al tamaño resonante (diámetro aproximadamente $\frac{\lambda}{\pi}$) ocurre un desfasaje en la distribución de corriente, produciendo un cambio de sentido en flujo de la misma y por ende aparecen nulos a lo largo del bucle (ver *figura 14*), por esta razón las antenas producen un campo magnético relativamente pequeño.

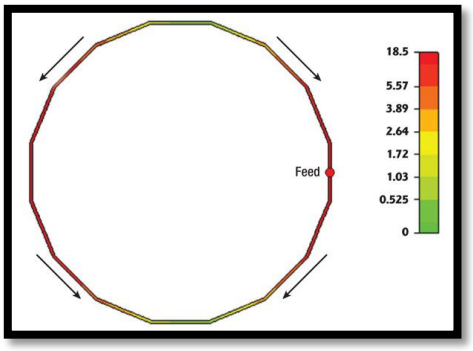


Figura 14: Nulos producido por el desfasaje de corriente.

(Fuente: Microwave Journal)

A fin de abordar los problemas citados anteriormente, Dobkin propuso una antena magnética segmentada UHF *near-field* para RFID. La antena *loop* está separada por condensadores de 1.2pF (ver *figura 15*). Dichos capacitores, junto con las inductancias introducidas en las líneas segmentadas forman una estructura resonante. Como resultado, la corriente de la antena segmentada se puede mantener en una sola dirección. Sin embargo, el acople de impedancia proporciona un ancho de banda estrecho a causa de la naturaleza de la antena y la introducción de componentes electrónicos en la antena consume la energía entregada por la fuente. Adicionalmente, el tamaño de la antena no es suficientemente grande (diámetro de 50 mm) [14]

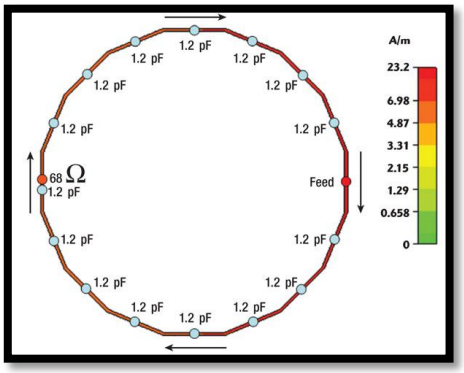


Figura 15: Antena propuesta por Dobkin con capacitores.

(Fuente: Microwave Journal)

Por otra parte Chean K. propone una antena *loop* con desfasadores (ver *figura 16*). A diferencia de la antena segmentada propuesta anteriormente, la antena con desfasadores se compone de una línea de bucle sólido.

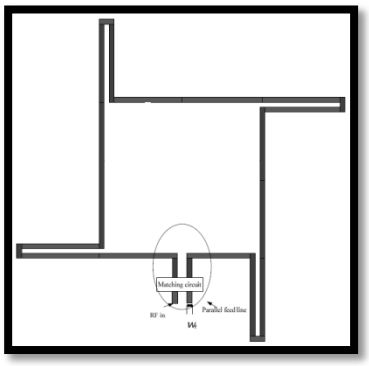


Figura 16: Antena propuesta por Chean K con desfasadores

(Fuente: Nearfield UHF RFID Reader Antenna Design)

Chean K. planteó una antena con un principio de operación donde cada exceso de línea ubicado en las esquinas del *loop* actúa como un desfasador de 180° en la fase de la corriente. Con cuatro desfasadores (para una antena con una zona de interrogación de 2 λ), la corriente logra circular en una sola dirección a lo largo de la antena. [14]

Para la antena propuesta, los lados del *loop* cuadrado deben medir menos de media longitud de onda (0.5 λ). Esto debido a que la corriente cambia de dirección cada 0.5 λ. Si se desea diseñar un *loop* cuadrado con una longitud mayor a 2 λ, se debe introducir un desfasador en cada 0.5 λ para mantener el flujo de la corriente en una dirección [14]

Por otra parte, la longitud de los desfasadores debe ser igual o mayor a 0.5 λ para mantener el flujo contrario de la corriente producida en la antena [14]. Como se puede apreciar en la *figura 17*.

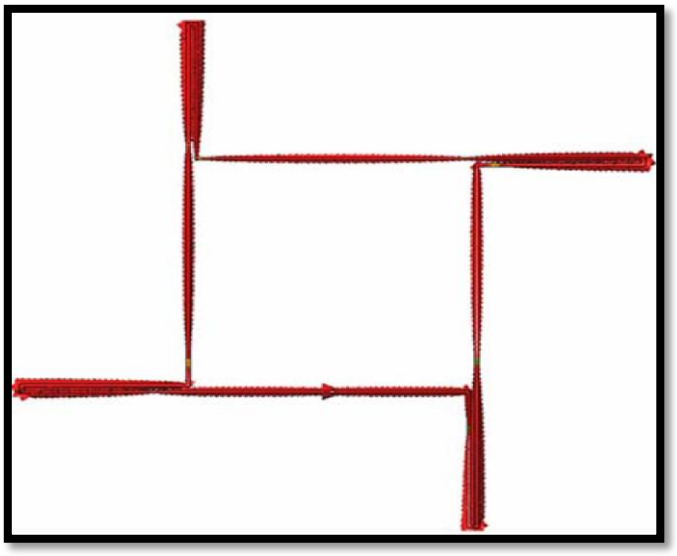


Figura 17: Flujo de corriente, antena propuesta por Chean K.

(Fuente: Nearfield UHF RFID Reader Antenna Design)

La antena con desfasadores propuesta por Chean presenta una distribución uniforme y fuerte de campo magnético para un tamaño considerable, sin embargo, presenta un ancho de banda aún más estrecho que el de la antena segmentada, adicionalmente los desfasadores del *loop* hacen que la antena ocupe un mayor espacio que no se considera como zona de interrogación. Por lo tanto cuando el tamaño de la antena es una restricción tal factor debe tomarse en cuenta. [14]

IV.3 ARREGLO DE ANTENA LOOP DESFASADOR

Una vez determinadas las necesidades que debe cubrir la antena como lo son la uniformidad y fuerza del campo magnético en un área de lectura eléctricamente grande, se planteó una primera solución para cada una de ellas. De aquí surgió el primer diseño de antena.

IV.3.1 Diseño de la antena

En primer lugar se decidió optimizar el diseño de la antena con desfasadores; partiendo del mismo principio de operación, con el objetivo de evitar los nulos de corriente producidos por el desfasaje de la misma a lo largo del bucle, de esta forma concentrar el campo magnético en la zona de lectura. Posterior a eso, para alcanzar un área de interrogación correspondiente a las dimensiones del estante en consideración (150cm de largo x 30cm de ancho) se propuso un arreglo de antenas *loop* con desfasadores y de este modo cubrir el área de lectura requerida.

El diseño de la antena *loop* con desfasadores como se muestra en la *figura 18.a*, se conforma por un bucle cuadrado de lado *L*1. En cada extremo del *loop* se encuentra una extensión de línea con una longitud *L*2. El perímetro interno de la antena es 4*a* que representa la longitud eléctrica del *loop* (*Ltotal*), de esta forma se obtiene un área de lectura de *a* x *a*. El grosor de la línea del bucle es descrito como *W*. El grosor del dieléctrico se definió como *subH*.

La antena fue alimentada con un *Lumped Port*, la configuración del mismo se explica más adelante.

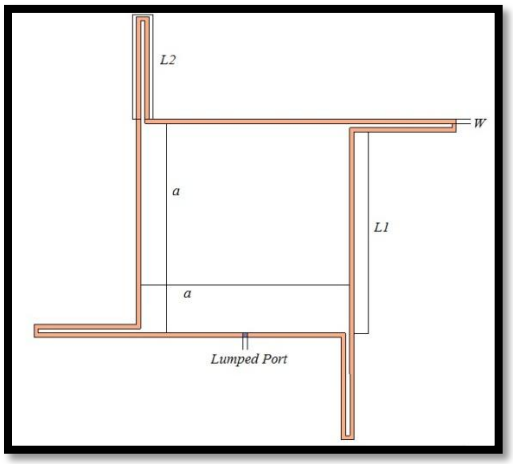


Figura 18: Estructura de antena loop con desfasadores

(Fuente: elaboración propia)

IV.3.2 Configuración de la estructura

Dentro del software HFSS se crearon las variables y constantes que corresponden con los parámetros de estructura de la antena, como se puede ver en la tabla 3 y tabla 4. Adicionalmente en la tabla 5 se presentan los objetos que conforman el diseño, su descripción y variables de las que depende.

VARIABLE	DESCRIPCION
L2	Longitud de la línea del desfasador
L1	Longitud del lado del bucle
grosor	Grosor de la línea de cobre
subX	Largo del sustrato
subY	Ancho del sustrato
a	Longitud del lado interno del bucle
Ltotal	Medida eléctrica total del bucle (4a)
z	Altura de la zona de lectura
factor	Múltiplo de Lambda que modifica el tamaño de L1
Factor2	Múltiplo de Lambda que modifica el tamaño de L2

Tabla 3: Descripción de variables

(Fuente: elaboración propia)

OBJETO	DESCRIPCION	MATERIAL	VARIABLES
Sub	Sólido en representación del sustrato	FR4	subX,subY,subZ
AirBox	Sólido en representación del medio donde se encuentra la antena	Vacío	subX,subY,subZ
LumpedPort	*Sheet* con excitación asignada	N/A	grosor
Radiation_zone	*Sheet* representa la zona de lectura	N/A	a, subH, z
Conductor	Conjunto de *sheets* que dan forma a la antena. Condición de conductor perfecto (PEC) asignado	N/A	Lambda, L1, L2, a, subH, grosor

Tabla 4: Estructuras que conforman el diseño

(Fuente: elaboración propia)

CONSTANTES	DESCRIPCION
Lambda	Longitud de onda (λ) para la frecuencia de operación de la antena.
subH	Grosor del sustrato

Tabla 5: Descripción de constantes

(Fuente: elaboración propia)

El *Radiation_zone* es asignado como la superficie donde se va a graficar la magnitud del campo magnético, ya que el HFSS permite visualizar este último solamente en 2D (ver *Apéndice A*). Es fijado a 3mm de altura respecto a la antena (z=3mm) con la finalidad de acercar los resultados a un escenario real, donde los objetos a identificar no están colocados directamente sobre la estructura, de hecho, existe una protección (carcasa o *case*) de por medio que resguarda los componentes de la antena. Por otra parte el *LumpedPort* o puerto de alimentación, es configurado para nutrir a la estructura con 1w de potencia y con una impedancia Z=50+0j Ω, lo cual simula la potencia máxima entregada por el lector RFID *Impinj R420* y la impedancia en el puerto de este último.

IV.3.3 Optimización de la antena con desfasadores

Luego de configurar la estructura en el HFSS, se prosiguió realizando la simulación de la antena variando uno a uno los parámetros de estudio, *Ltotal*, *L*1 y *L*2, con el fin de observar y definir cuál configuración puede lograr un campo magnético fuerte y concentrado en la zona de lectura.

IV.3.3.1 Tamaño eléctrico del *Loop*, *Ltotal*

Este estudio determinó el efecto de la longitud del bucle sobre la distribución de campo magnético. Manteniendo constante la longitud del desfasador *L2*=162.3mm (0.5 λ) a una frecuencia de operación de 924MHz, *grosor*= 2mm; *Ltotal* fue variado desde 324.6mm (λ), en 649.2mm (2λ), hasta 973.8mm (3λ). Como se puede observar en la *figura 19(a, b, c).*

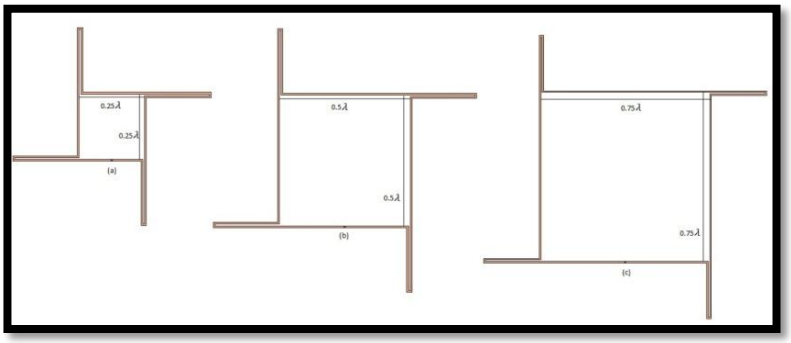
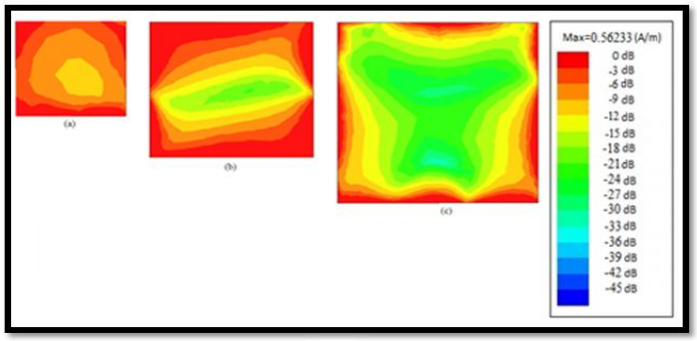


Figura 19: Loop con desfasadores variación de Ltotal (en 924MHz): (a) $\boldsymbol{\lambda}$, (b) 2$\boldsymbol{\lambda}$, (c) 3$\boldsymbol{\lambda}$

(Fuente: elaboración propia)

En la *figura 20.1(a, b, c)* son presentados los resultados de la magnitud del campo magnético obtenidos en cada una de las simulaciones realizadas con los diferentes valores de *Ltotal.*



(1)

(2)

Figura 20: (1) Distribución del campo magnético variando Ltotal (en 924MHz, z=3mm, L2=0.5λ): (a) λ, (b) 2λ, (c) 3λ.

(2) Pérdidas por Retorno Ltotal (en 924MHz; L2=0.5λ): (m1) λ, (m2) 2λ, (m3)3λ.

(Fuente: elaboración propia)

De los resultados obtenidos se pudo verificar que a medida que se aumenta la longitud eléctrica de la antena, el campo magnético pierde intensidad. Sin embargo, a pesar de que el bucle de *Ltotal= λ* presentó una mayor concentración de campo magnético, la zona de lectura es limitada. Por otra parte, el bucle de mayor longitud (3 *λ*) a pesar de presentar una intensidad de campo aceptable en la *figura 20.2 en* el marcador *m3* se pudo apreciar que arroja las pérdidas por retorno más alejadas de los -10dB que se requieren.

Una vez analizado esto, el proceso de optimización fue dirigido hacia la antena de longitud 2 *λ*, la cual presentó el mejor valor de pérdidas en comparación a las otras

dimensiones, por otra parte, una distribución medianamente uniforme en comparación con el de 3 λ y un área de lectura no tan pequeña como la antena de longitud igual a λ.

IV.3.3.2 Longitud del desfasador, *L*2

Mediante este estudio, se logró determinar los efectos de *L*2 en el rendimiento de la antena. En este caso se fijaron los parámetros *L*1=0.5 λ, es decir, *Ltotal*=2 λ, el parámetro *grosor*=2mm, a una frecuencia de 924MHz. Los valores de *L*2 simulados fueron variados desde 16.23cm (0.5 λ), 17.85 cm (0.55 λ), 19.48 cm (0.6 λ), hasta 21.1 cm (0.65 λ).

La *figura 21(a, b, c, d)* permite comparar los resultados obtenidos de las simulaciones descritas anteriormente. En ella se puede observar como va disminuyendo la concentración del campo magnético en la zona de interrogación a medida que se aumenta *L*2.

Dado que la fase de la corriente cambia 180° en cada 0.5 λ [14]. La línea desfasadora al ser mayor de media longitud de onda, esta generando a su vez un desfasaje mayor del indicado para que el flujo de corriente siga en una sola dirección. Por esta razón, a partir de este estudio se decidió trabajar con un valor de L2=16.23cm (0.5 λ).

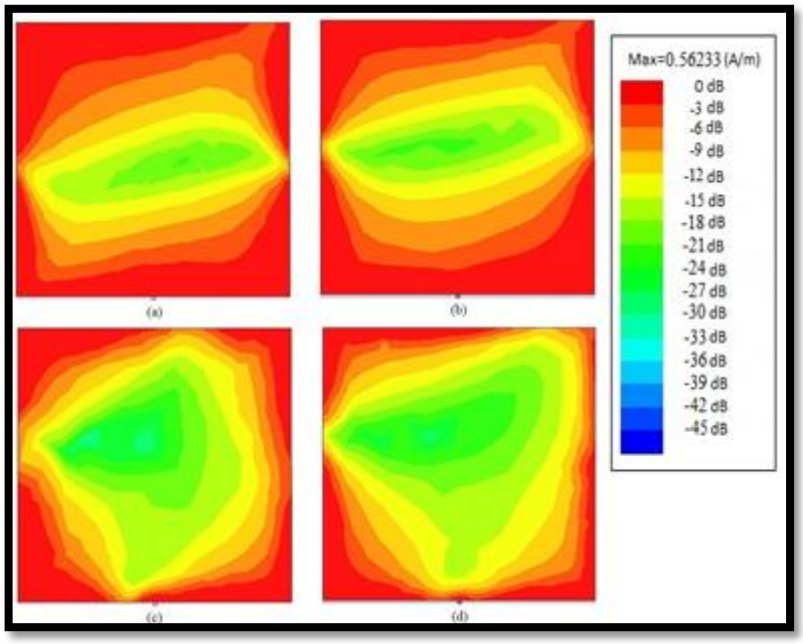


Figura 21: Distribución de campo magnético variando L2 (en 924MHz, z=3mm, L1=0.5 λ): (a) 0.5 λ, (b) 0.55 λ, (c) 0.6 λ, (d) 0.65 λ

(Fuente: elaboración propia)

IV.3.3.3 Longitud del lado del bucle, *L*1

Una vez determinada la longitud *L*2, se realizó un estudio variando la longitud de *L*1. Anteriormente se determinó que la longitud total del *loop* (*Ltotal*) debía ser 2 *λ*, esto quiere decir que *L*1=0.5 *λ*. Sin embargo, se decidió variar *L*1 desde 0.3 *λ*, 0.34 *λ*, 0.39 *λ* , 0.43 *λ*, hasta 0.5 *λ*. Dado que *L*1 debe ser igual o menor a 0.5 *λ* para evitar los nulos de corrientes [14]. En este estudio fueron fijados los parámetros *L*2=0.5 *λ*, *grosor*=2mm, frecuencia de operación 924MHz.

En *figura 22(a, b, c, d, e)* se muestra la distribución del campo magnético en *near-field* para las diferentes medidas de *L*1.

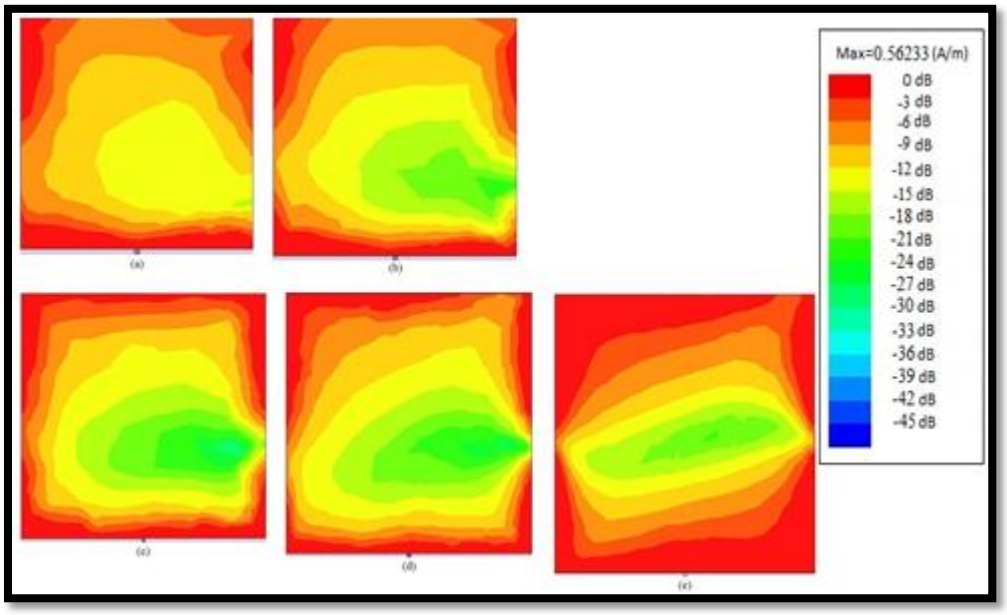


Figura 22: Distribución de campo magnético variando L1 (en 924MHz, z=3mm, L2=0.5 λ): (a) 0.3 λ, (b) 0.34 λ, (c) 0.39 λ, (d) 0.43 λ, (e) 0.5 λ.

(Fuente: elaboración propia)

En el mismo orden de ideas, luego de realizar este estudio comparativo se pudo observar que para un $L1$=0.3 λ se presenta una mejor distribución o concentración del campo magnético. De esta manera se logró encontrar una configuración para los parámetros $L1$ y $L2$ que alcanzó mejorar el rendimiento de la antena.

IV.3.3.4 Adaptación de la estructura del *loop*

Luego de haber encontrado la configuración idónea para los parámetros L1 y L2, se realizó un estudio con el fin de observar el desempeño de la antena, variando la posición de los desfasadores en la estructura. La *figura 23.a* muestra los desfasadores en su posición original, mientras que en la *figura 23.b* se puede observar la adaptación realizada en la estructura.

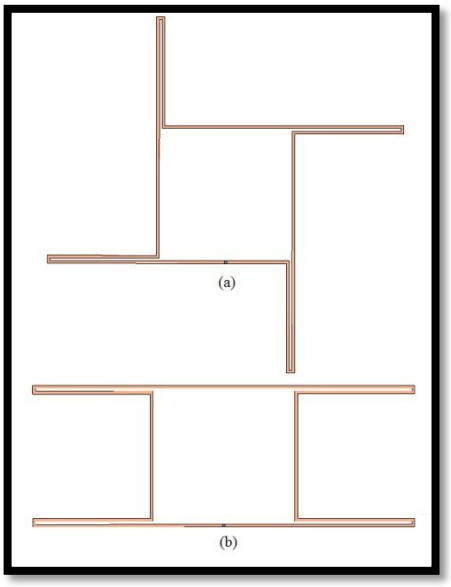


Figura 23: Adaptación de la estructura de la antena: (a) original, (b) modificado.

(Fuente: elaboración propia)

La *figura 24* permite comparar los resultados que se encontraron luego de haber simulado la adaptación de la estructura descrita anteriormente. De este estudio se logró conseguir mejorar la uniformidad del campo magnético dentro de la zona de lectura, en otras palabras, se obtuvo un diseño optimizado de la antena *loop* con desfasadores.

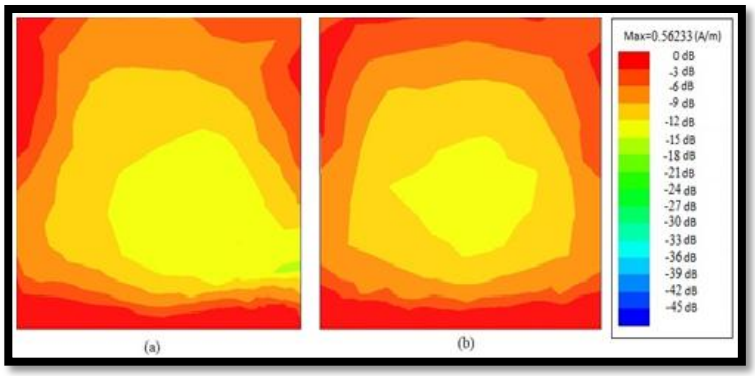


Figura 24: Campo magnético (en 924MHz, z=3mm, L1=0.3 λ, L2=0.5 λ): (a) estructura original, (b) estructura modificada.

(Fuente: elaboración propia)

IV.3.4 Búsqueda de la zona de trabajo

Una vez alcanzado la optimización del diseño, se buscó que la antena tuviera una zona de trabajo para la banda UHF especialmente en frecuencias desde 922 hasta 928 MHz (frecuencias para RFID en Venezuela).

En cuanto a las pérdidas por retorno el lector RFID *Impinj R420* acepta un máximo de -10dB (ver *Anexo G*), en otras palabras, admite un coeficiente de reflexión máximo Γ_{max}= 0.316 (utilizando la *ecuación 20*), también requiere que la impedancia característica de la antena sea de 50 ohms. Conocido esto, se realizó un estudio mediante la Carta de Smith y el parámetro S11 para verificar si la antena cumple con estos requerimientos a la frecuencia deseada.

IV.3.4.1 Impedancia y parámetro S11 de la antena

En primera instancia, se determinó la impedancia característica de la antena (Z_c) mediante la Carta de Smith generado en el simulador (ver *Apéndice A*). Tanto para la representación de la Carta de Smith (*figura 25*) como para el parámetro S11 (*figura 26*) se fijó un barrido de frecuencias desde 860 a 960 MHz con el objetivo de visualizar el comportamiento de la antena para otras frecuencias alrededor de los 924 MHz.

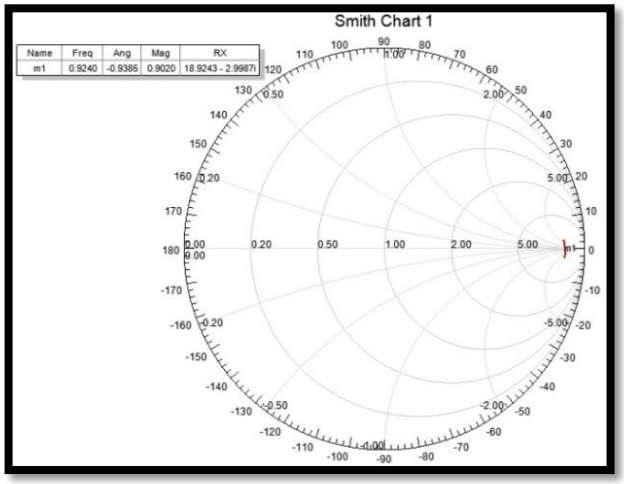


Figura 25: Impedancia característica (Z_c): m1=924MHz

(Fuente: elaboración propia)

Figura 26: Pérdidas por retorno: (m1) 924MHz

(Fuente: elaboración propia)

Como se puede observar, se obtuvo un valor de Z_c=18.92 - 2.99i y Γ =0.9 (no aceptable) para la frecuencia de 924MHz. Por otra parte las pérdidas por retorno se encontraron en -0.89 dB.

Para que exista una transferencia de energía eficiente entre la antena y la línea de transmisión (simulado por el *LumpedPort*) la impedancia debe ser la misma, si la antena tiene una impedancia distinta a la de la línea de transmisión existe una desadaptación, en donde la eficiencia de transmisión se ve afectada, y se necesita un circuito de acoplamiento de impedancias.

Por medio de estos resultados se determinó que era necesario diseñar un mecanismo de acople que permita tanto disminuir las pérdidas en 924MHz como ajustar las impedancias entre la antena y la línea de transmisión.

IV.3.4.2 Diseño de acople con *stubs* simples

En este punto se muestra una de las mayores dificultades que se presentaron durante el desarrollo del TEG; lograr que la antena resonara para la frecuencia deseada mediante un mecanismo de acople.

Para el acoplamiento de cargas se utilizó un *stub* simple en serie, el cual se calculó por medio de la Carta de Smith para hallar la solución de forma gráfica (ver *Apéndice B*).El esquema del *stub* simple se puede observar en la *figura 27*. Donde D es la distancia a la que está ubicado el *stub* desde la antena, L la longitud del *stub*, Z'_c la impedancia vista a la entrada de la línea (50Ω)

Para una Z_c=18.92 - 2.99i los valores del *stub* obtenidos siguiendo el procedimiento gráfico en la Carta de Smith fueron: D=1.17cm (0.0361 λ), L=6.81cm (0.21 λ) la *figura 28* muestra el diseño del *stub* elaborado en el simulador.

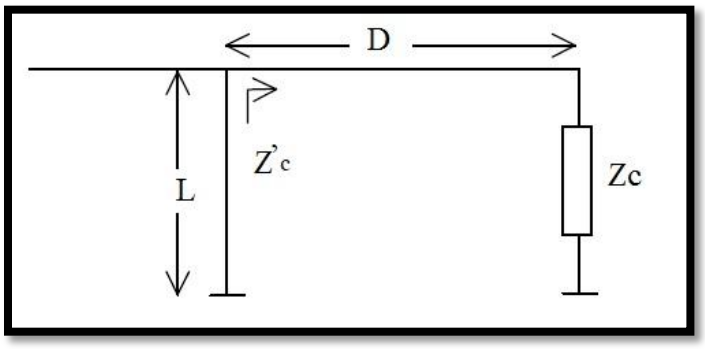


Figura 27: Esquema del stub simple en serie

(Fuente: elaboración propia)

Impedancia	Valor normalizado	Valor sin normalizar	d(mm)	d(λ)	l(mm)	l(λ)
Z_{stub_1}	j4.1776	j208.88	11.720	0.0361	68.18	0.210

Tabla 6: Esquema del stub simple en serie

(Fuente: elaboración propia)

Una vez calculado el *stub* se realizó el nuevo diseño de la antena con el acople, las medidas del *stub* se presentan en la *tabla 6.* Para mantener la simetría del diseño se planteó la disposición del *stub* simple en dos partes, donde cada una corresponde a la mitad de la impedancia del *stub* calculado (Z_{stub}).

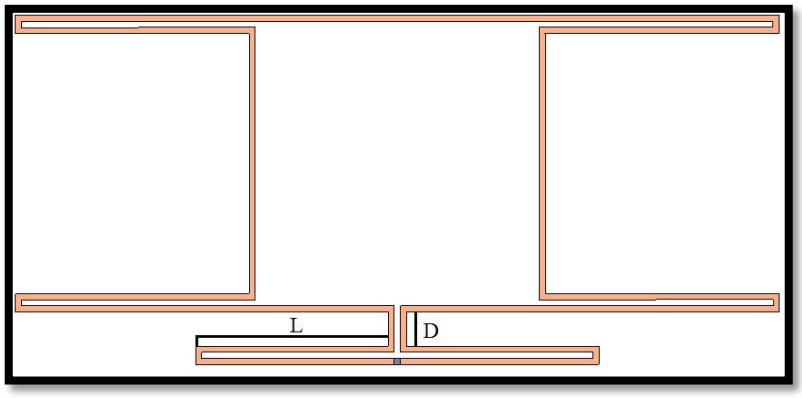
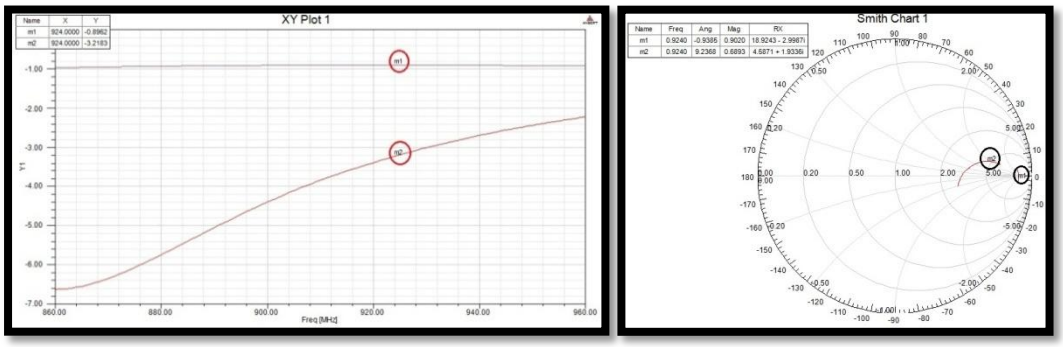


Figura 28: Antena con stub simple en serie. D=0.0361 λ y L=0.21 λ

(Fuente: elaboración propia)

Una vez simulado la antena con el *stub* calculado, se compararon las pérdidas por retorno y el coeficiente de reflexión junto con los resultados obtenidos para la antena sin acople. En la *figura 29* (a, b) se muestran las comparaciones respectivas.



(a) **(b)**

Figura 29: Comparación en 924MHz (a) Pérdidas por retorno; (b) Z_{ant} (m1) con acople calculado (m2) sin acople

(Fuente: elaboración propia)

En la *figura 29.a* se registraron pérdidas de -3.21 dB con el acople calculado, en comparación con los -0.89 dB de la antena sin acople se logró disminuir las pérdidas por retorno, sin embargo, no se considera aceptable para el sistema RFID.

Por otra parte, el Γ fue de 0.69 (no aceptable) mientras que la impedancia característica normalizada de la antena pasó de Z_c=18.92 - 2.99i Ω a Z_c=4.58 + 1.93i Ω aun así no se logró conseguir una impedancia cercana a la de la línea de transmisión. En consecuencia de que los resultados obtenidos no estuvieron en el margen de lo aceptable, se recurrió a realizar un proceso de optimización de los parámetros D y L correspondientes al *stub*.

IV.3.4.2.1 Optimización del *stub*

Para el problema descrito anteriormente, se recurrió a una herramienta del HFSS que permite crear una optimización de los parámetros que le sean asignados; la configuración para optimizar un parámetro se explica claramente dentro del *Apéndice A*. La *figura 30.a* muestra la configuración de los parámetros L y D del *stub* dentro del proceso de optimización. La *figura 30.b* presenta la configuración del valor que se desea alcanzar (*Goal*). Donde se estableció el parámetro S11 y el valor -15dB respectivamente.

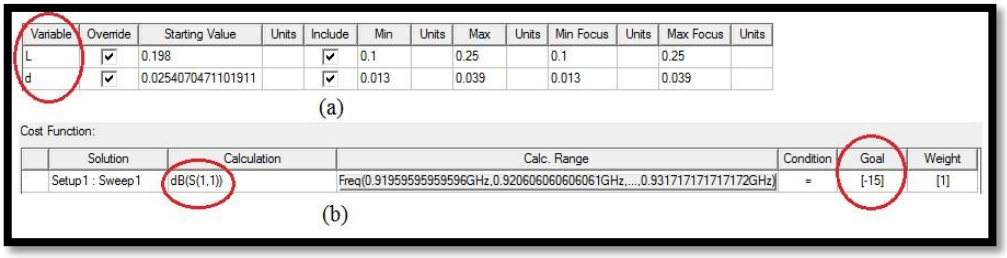
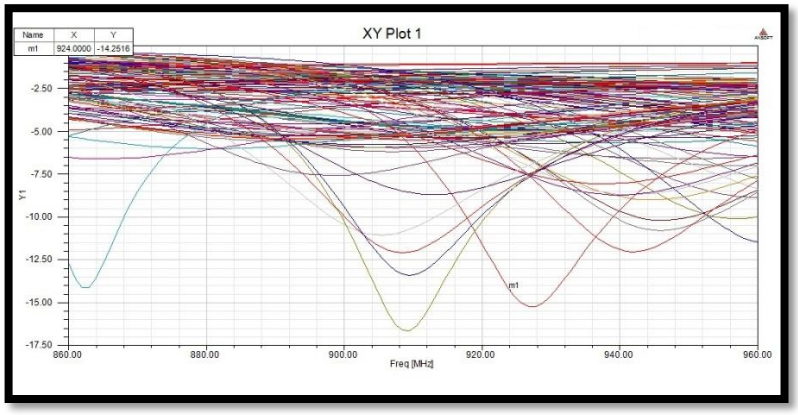


Figura 30: Optimización en el HFSS: (a) variables a optimizar; (b) Meta

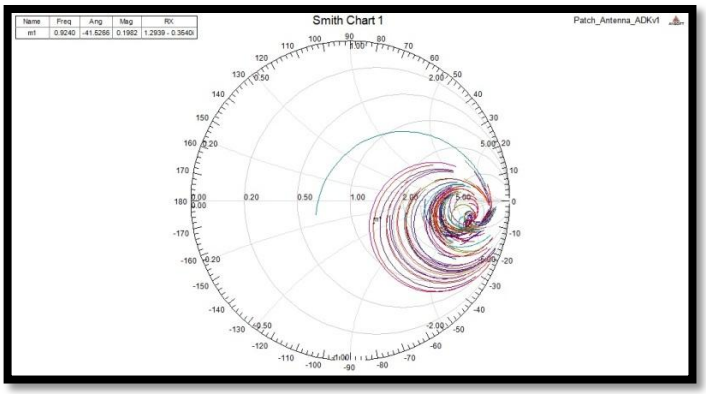
(Fuente: elaboración propia)

Una vez culminada la simulación, se generó un reporte para las pérdidas por retorno y uno para la Carta de Smith en el que aparecen los resultados de las

operaciones realizadas por el HFSS, en la *figura 31(a, b)* se puede observar la selección de la configuración que alcanzó los mejores resultados para los 924MHz.



(a)

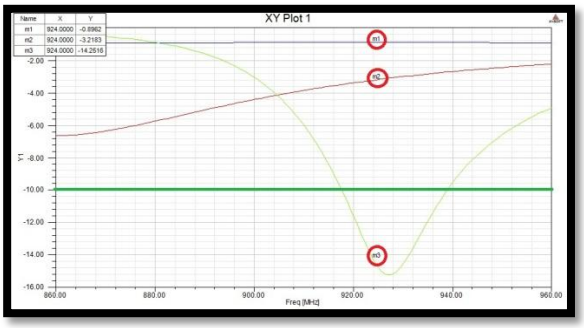


(b)

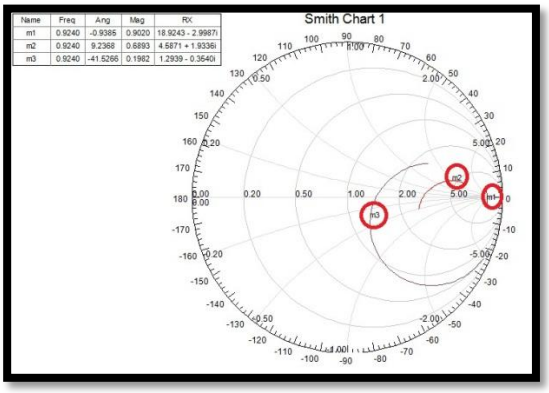
Figura 31: Optimización del stub: (a) Pérdidas por R. (b) Carta de S.

(Fuente: elaboración propia)

Luego de tomar la configuración de los parámetros D y L correspondientes al *stub*, se realizó un estudio comparativo entre los resultados obtenidos de la antena sin acople, el *stub* calculado y el *stub* optimizado (*ver figura 32*).



(a)



(b)

Figura 32: Comparación en 924MHz (a) Pérdidas por R; (b) Carta de S: (m1) sin acople, (m2) stub calculado, (m3) stub optimizado

(Fuente: elaboración propia)

Como resultado del proceso de optimización se obtuvo un *stub* que debe estar ubicado a una distancia D=0.548cm (0.0169 λ) con una longitud de L=6.37cm (0.196 λ). Con esto se alcanzó un ancho de frecuencias desde 917.69 a 938.9MHz con perdidas por debajo de -10dB, con un Γ =0.19 (aceptable) para el cual 924MHz marcó unas pérdidas de -14.25 dB; una $Z_c = 1.29 + 0.35i$ valor considerablemente cercano a la impedancia normalizada de la línea de transmisión ($Z_{linea} = 1 + 0i\ \Omega$), de esta forma se consiguió una zona de trabajo de 917.69 a 938.9 MHz para la antena diseñada.

IV.3.5 Diseño del arreglo de antena *loop* desfasador

Una vez alcanzado el diseño de la antena que cumple con las especificaciones del lector RFID, el siguiente desafío fue encontrar la manera de cubrir un área aproximada al de un estante de 150 x 30 cm^2. Para esto se propuso un arreglo de antenas con varios elementos que tuviesen las cualidades del diseño conseguido.

En este caso se dispuso un *loop* principal (con alimentación) que induce una corriente sobre los bucles parásitos contiguos, estos a su vez realizan la misma función sobre los bucles cercanos y así sucesivamente en los elementos restantes. De esta forma se buscó generar una estructura resonante a lo largo del área requerida.

Por otra parte, los resultados correspondientes a las pérdidas por retorno, coeficiente de reflexión e impedancia característica de la antena, fueron graficados dentro de un barrido de frecuencias comprendido desde 923 a 925MHz, para disminuir el tiempo de simulación, el cual aumenta considerablemente cuando se incrementa el número de antenas en el arreglo.

IV.3.5.1 Arreglo asimétrico de antenas *loops*

En primera instancia, se estudió la variación del parámetro *Darreglo*, el cual fue configurado para ser la distancia de separación entre los elementos del arreglo; La metodología usada fue un procedimiento empírico usando un arreglo de 2 elementos, donde la distancia *Darreglo* se varió entre 1mm y 2mm. En la *figura 33(a, b)* se observa que a un valor de *Darreglo*=1mm, el campo magnético generado por la corriente inducida en el elemento parásito es mayor en comparación con *Darreglo=2mm*. De aquí se obtuvo el valor para el parámetro de separación entre los elementos del arreglo.

Por otra parte se calculó el número de elementos necesarios para cubrir el largo y ancho del estante. Dado que la antena diseñada mide 10.15 cm de largo (sin incluir el *stub*) y 26.19 cm de ancho, se previó un arreglo de 10 elementos sumado al tamaño

del *stub*, y tomando en consideración el tamaño del dieléctrico como se puede observar en la *figura 34*.

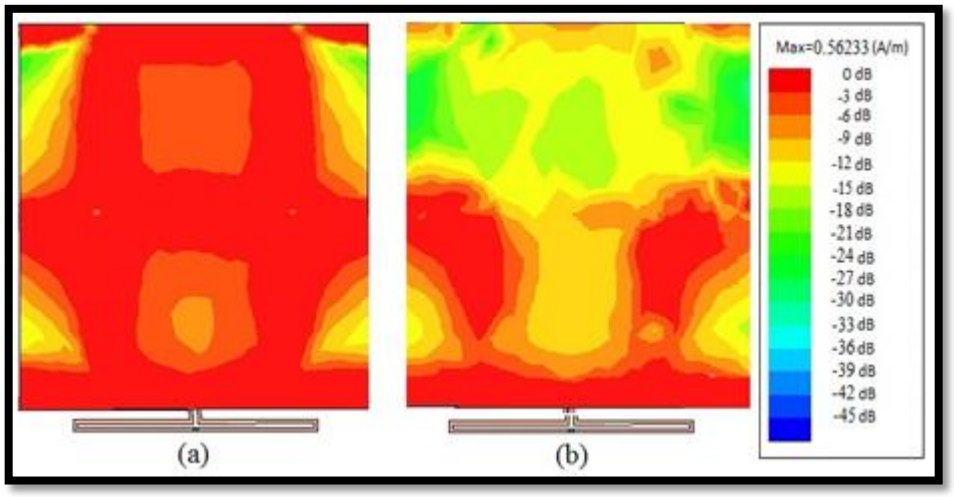


Figura 33: campo magnético generado por corriente inducida: (a) Darreglo=1mm; (b) Darreglo=2mm

(Fuente: elaboración propia)

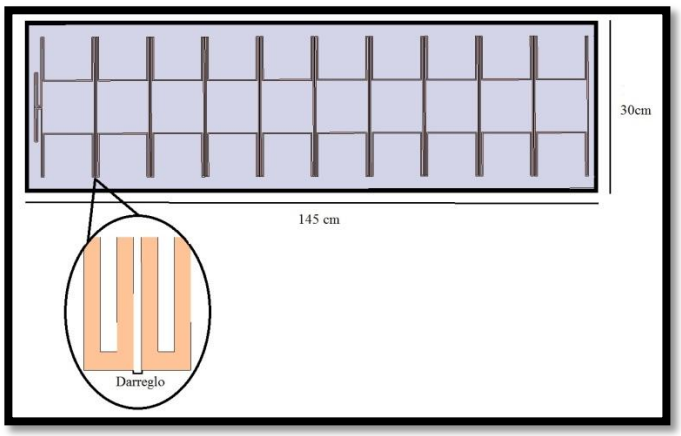


Figura 34: Arreglo de 10 loops (Darreglo=1mm, grosor=2mm, 924MHz)

(Fuente: elaboración propia)

Luego de haber configurado la estructura del arreglo en el HFSS, se realizó la simulación pertinente; en la *figura 35(a, b, c)* se observa los resultados (magnitud

campo magnético, Z_c y pérdidas por retorno) generados por el arreglo de antenas descrito.

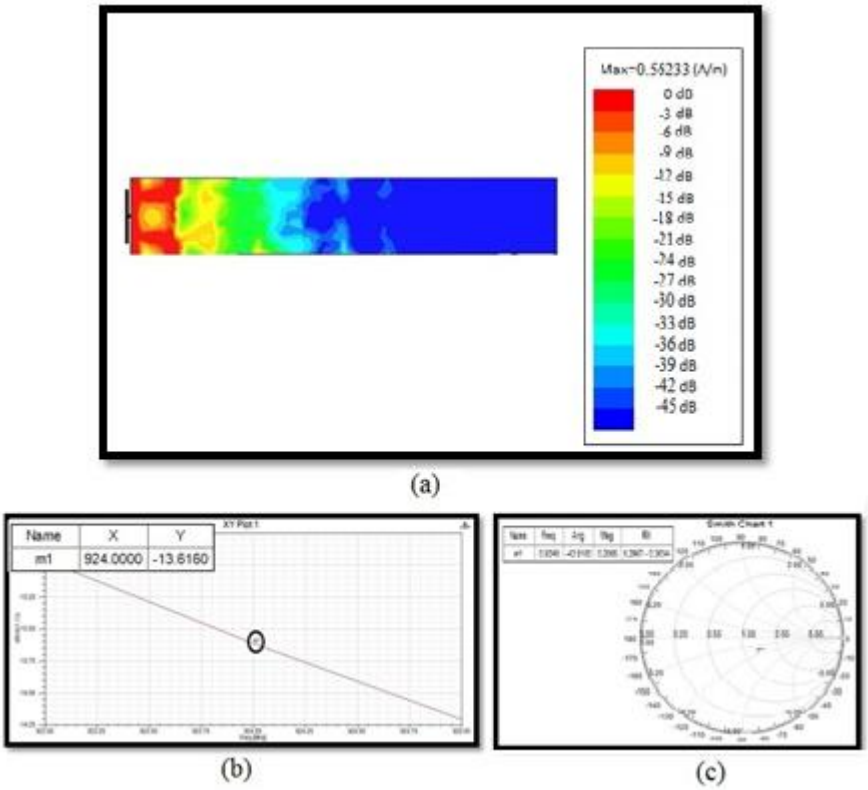


Figura 35: Arreglo de 10 loops (z=3mm; Darreglo=1mm; 924MHz): (a) Campo magnético; (b) Pérdidas por Retorno; (c) Carta de S.

(Fuente: elaboración propia)

Como se puede detallar en la *figura 35(a)*, el arreglo de antenas propuesto arrojó resultados pocos satisfactorios, ya que se obtuvo un campo magnético débil en los bucles más alejados del *loop* principal. En ese sentido la magnitud de corriente inducida en el *loop* parásito guarda una relación inversamente proporcional a la distancia de separación entre un bucle parásito y el central, en otras palabras, a mayor distancia de separación del *loop* principal el campo magnético en *near-field* pierde intensidad, por lo tanto menor es la corriente que puede ser inducida sobre el *loop*

parásito, el cual induce a su vez una corriente mucho menor sobre el bucle vecino. Por otra parte, las pérdidas por retorno obtenidas fueron de -13.62dB y el Γ =0.2 y una Z_c=1.2 – 0.38i; valores aceptables dentro de los requerimientos para el sistema RFID.

IV.3.5.2 Arreglo simétrico de antenas *loops*

Luego haber analizado los resultados anteriores, se planteó un diseño de arreglo de antenas con el mismo principio de operación al anterior, sin embargo con una disposición diferente, donde el *loop* principal se dispuso como eje central del arreglo, de esta forma enfrentar el problema del diseño anterior a través de una distribución simétrica del campo magnético hacia los bucles parásitos adyacentes.

Por otra parte, uno de los inconvenientes para el diseño de este nuevo arreglo fue que debido a la naturaleza del *loop*, los desfasadores impedían a los elementos del arreglo permanecer a una distancia *Darreglo* lo suficientemente pequeña para que ocurriera el acople inductivo (ver *figura 36.a*). En este punto se tomó la decisión de doblar las líneas desfasadores de tal manera que se lograra reducir las distancias de separación entre los bucles del arreglo. La *figura 36.b* muestra la nueva adaptación de la antena diseñada La configuración final se muestra en la *tabla 7*.

PARÁMETROS	LONGITUD (λ)	LONGITUD (mm)
L1	0.3λ	97.401
L2	0.5λ	162.335

Tabla 7: Configuración del loop central

(Fuente: elaboración propia)

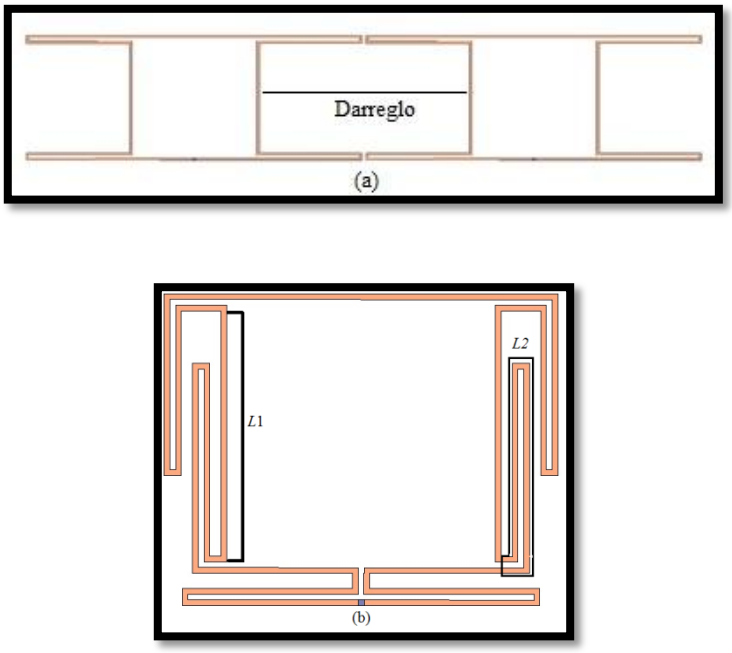


Figura 36: Diseños (a) Darreglo grande; (b) Adaptación de antena diseñada

(Fuente: elaboración propia)

La nueva adaptación presentó una antena de 14.25cm de largo y 10.15cm de alto. Tomando las consideraciones del espacio ocupado por el *stub* y el dieléctrico sobre el cual se encuentra la estructura; se diseñó un arreglo de 11 elementos dispuestos como se puede observar en la *figura 37*.

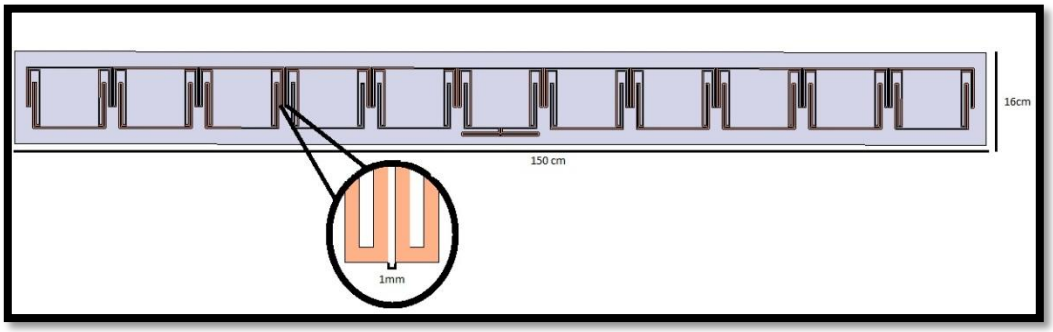


Figura 37: Arreglo de 11 antenas loop principal centrado

(Fuente: elaboración propia)

A continuación son comparados los resultados entre los dos arreglos propuestos. En el *figura 38* se muestra la fuerza del campo H en cada estructura

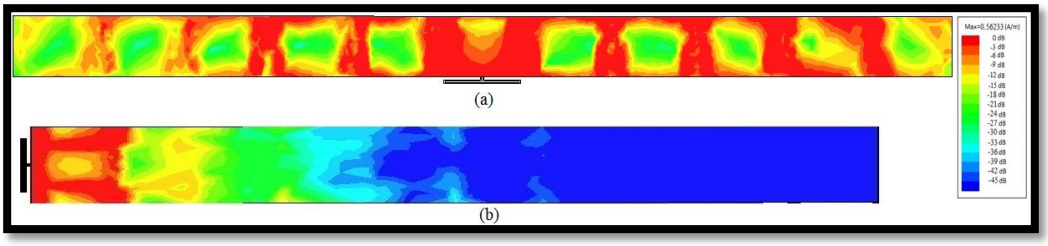


Figura 38: Distribución del campo magnético (z=3mm; Darreglo=1mm; 924MHz): (a) Arreglo simétrico; (b) Arreglo asimétrico

(Fuente: elaboración propia)

Como se puede apreciar, el diseño de arreglo simétrico generó una mejor distribución del campo magnético; a pesar de presentar en los elementos parásitos unos -24dB, aventajaron los -40dB (escritura) y -45dB (lectura) que se necesitan para identificar al *tag* RFID. En otras palabras, se logró diseñar una antena que cubre un área de 150cm de largo por 16 cm de ancho, lo cual se logra una aproximación a la superficie considerada para la aplicación del sistema RFID.

Otros resultados confrontados fueron, las pérdidas por retorno y el coeficiente de reflexión de ambos arreglos, la *figura 39* y *figura 40* se muestran los reportes correspondientes.

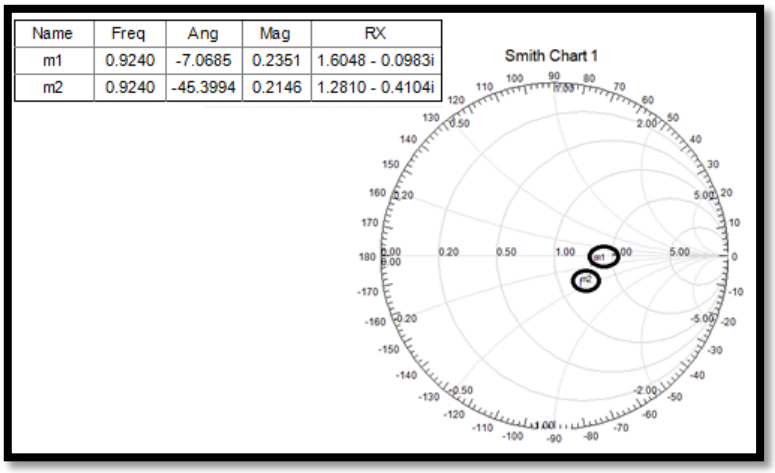


Figura 39: Carta de Smith (z=3mm; Darreglo=1mm; 924MHz): (m1) Arreglo simétrico; (m2) Arreglo asimétrico

(Fuente: elaboración propia)

En cuanto al coeficiente de reflexión ambos arreglos no presentan una gran diferencia entre los resultados, el arreglo simétrico con Γ =0.23 mientras que el arreglo asimétrico marcó un Γ =0.21, ambos aceptables en los requerimientos del *Impinj R420* ($\Gamma_{max} = 0.316$).

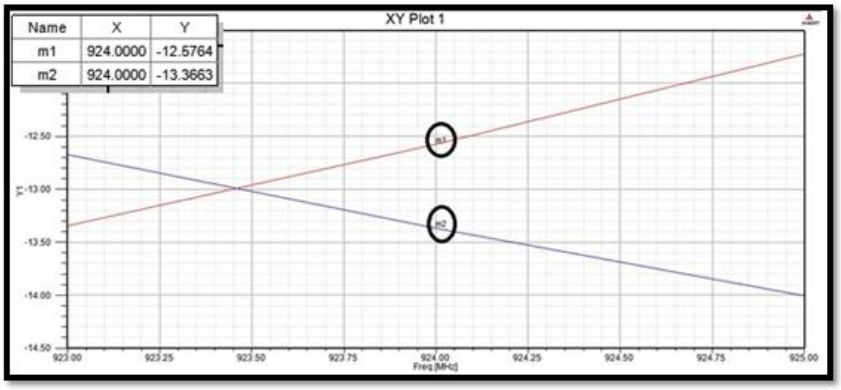


Figura 40: Pérdidas por R. magnético (z=3mm; Darreglo=1mm; 924MHz): (m1) Arreglo simétrico; (m2) Arreglo asimétrico

(Fuente: elaboración propia)

En cuanto a los resultados obtenidos de las pérdidas por retorno el arreglo simétrico presentó -12.57dB, por otra parte el arreglo asimétrico presentó una ligera ventaja con -13.36dB, sin embargo ambos resultados se colocan por debajo de los -10dB máximos requeridos.

Finalmente luego de analizar el desempeño de ambos arreglos desde diversos puntos de vista, el diseño simétrico se vio ventajoso sobre el diseño asimétrico, marcando la gran diferencia en cuanto a la zona de lectura que ofrece en campo cercano. Con este estudio se logró el diseño final para un arreglo de antena *loop* desfasador UHF *near-field* en aplicaciones de RFID.

IV.4 ARREGLO DE ANTENA LOOP SEGMENTADO

IV.4.1 Diseño de la antena

Continuando con la búsqueda de una antena que ofrezca un campo magnético fuerte y una zona de lectura amplia, se realizaron los diseños de un bucle cuadrado segmentado y un arreglo de bucles segmentados. Partiendo del principio de operación de antenas segmentadas para UHF *Near-Field* que se explicará mas adelante se realizó el diseño en el software, se efectuaron las simulaciones y la optimización de un bucle segmentado y posteriormente se procedió a realizar el arreglo en HFSS. En la *figura 41* se puede apreciar la geometría del bucle segmentado, las longitudes del bucle serán explicadas mas adelante.

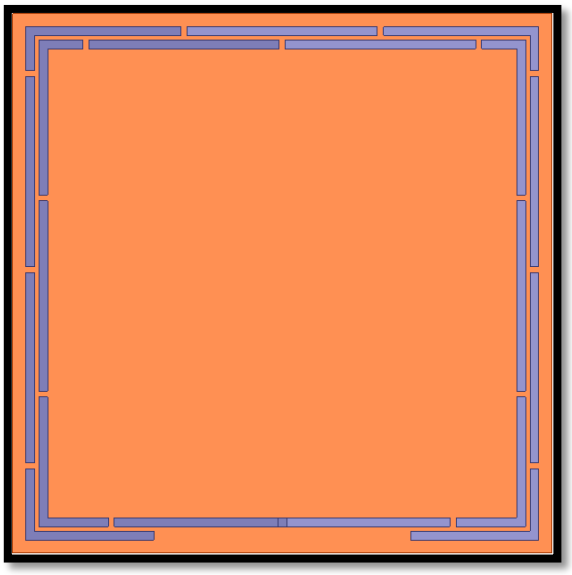


Figura 41: Diseño de la antena

(Fuente: elaboración propia)

Es importante destacar algunas particularidades de diseño del *loop*. Esta antena presenta un número de segmentos acoplados específico en la línea interna del *loop* y el mismo número aumentado por 1 en la línea segmentada externa, en otras palabras

si el número de segmentos de la línea interna (salvo los segmentos adyacentes a la fuente) es considerado N, el número de segmentos de la línea externa será N+1. Para efectos de nuestro estudio la antena ha sido diseñada con un valor de N=8, esto se debe a que se hizo necesario limitar el objeto de estudio ya que la antena posee muchos parámetros que variar y el tiempo de simulación para los arreglos bastante extenso, de esta forma se nos permitió llegar a resultados mas aproximados sin la necesidad de abordar un estudio mas amplio. Por otra parte esta antena tiene la particularidad de presentar simetría respecto al eje Y (perpendicular a la línea adyacente a la fuente), esta condición se mantiene cuando se realiza el estudio de la variación de los parámetros de la antena.

El estudio de la antena UHF *Near-Field* tipo *loop* segmentada debe solventar dos grandes inconvenientes, en primera instancia se encuentra el hecho de que cuando el perímetro del *loop* mide mas de una longitud de onda se produce un cambio en el sentido del flujo de corriente y la antena produce un campo magnético relativamente pequeño y por otro lado resulta incómodo acoplar la antena a los 50 Ω de la impedancia de la línea de transmisión [25].

Para solventar ambos problemas se diseño el *loop* segmentado, en cuyo caso la separación entre segmentos proporciona una capacitancia en serie hacia el segmento siguiente, cada segmento forma una línea de resonancia que evita la acumulación de reactancia inductiva que de otro modo impediría el acople. La corriente alrededor del bucle también se mantiene aproximadamente en fase y del mismo signo lo que produce un campo magnético sustancial [25].

IV.4.2 Configuración de la estructura

En el software HFSS se configuró la estructura fijando los siguientes parámetros como constantes y variables, también se elaboraron los objetos 3D que conforman la antena. La configuración de los parámetros de la antena y los objetos se puede apreciar en las *tablas 8, 9, 10.*

PARÁMETRO	DESCRIPCIÓN
Lin	Largo de los segmentos internos
Lout	Largo de los segmentos externos
Lin0	Largo de los segmentos adyacentes a la fuente
Sin	Largo de los espacios internos
Sout	Largo de los espacios externos
S	Separación entre línea interna y externa
W	Ancho de la línea de cobre
a	Lado interno del bucle

Tabla 8: Descripción de parámetros de la antena loop segmentado

(Fuente: elaboración propia)

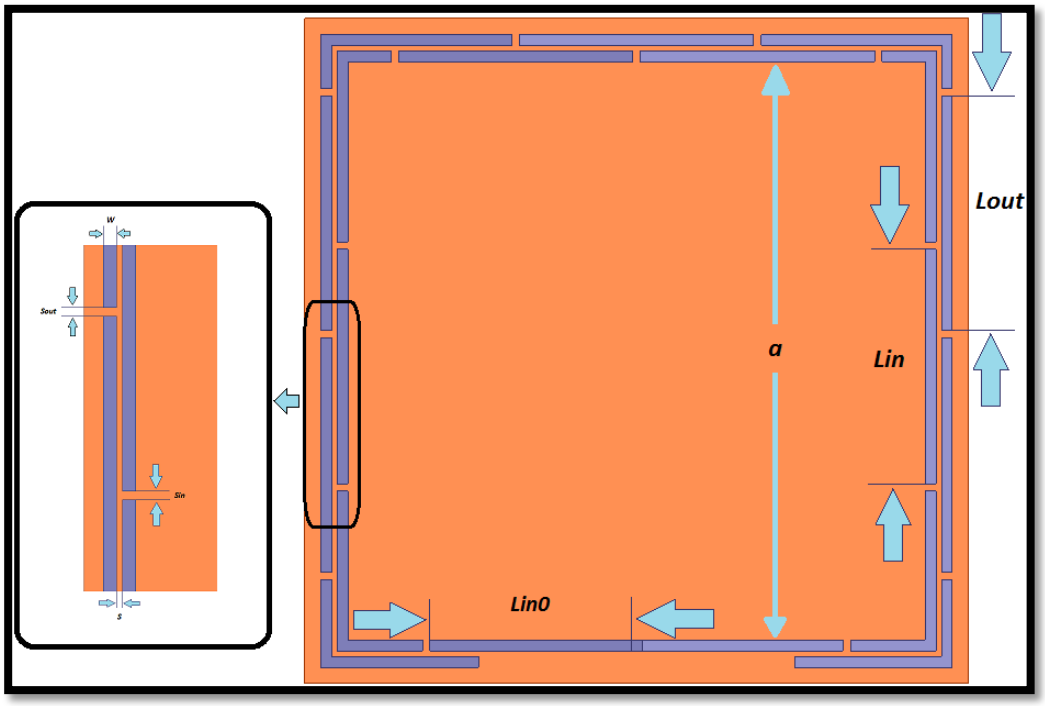


Figura 42: Pparámetros de la antena

(Fuente: elaboración propia)

CONSTANTE	DESCRIPCIÓN
Lambda	Longitud de onda (λ) para la frecuencia de operación de la antena.
SubH	Grosor del sustrato

Tabla 9: Constantes de diseño (grosor de sustrato y longitud de onda)

(Fuente: elaboración propia)

OBJETO	DESCRIPCION	MATERIAL	VARIABLES
Sub	Sólido en representación del sustrato	FR4	subX,subY,subZ
AirBox	Sólido en representación del medio donde se encuentra la antena	Vacío	subX,subY,subZ
LumpedPort	*Sheet* con excitación asignada	N/A	grosor
Radiation_zone	*Sheet* que representa la zona de lectura	N/A	a, subH, z
Conductor	Conjunto de *sheets* que dan forma a la antena. Condición de conductor perfecto (PEC) asignado	N/A	Lambda, L1, L2, a, subH, grosor

Tabla 10: Estructuras que conforman el diseño de la antena loop segmentado

(Fuente: elaboración propia)

IV.4.3 Optimización de la antena *loop* segmentado

Para la optimización de la antena se realizó la variación de los parámetros con el fin de hallar un campo magnético fuerte en el área de lectura, un tamaño considerable y un buen desempeño de la antena en la banda de frecuencias deseada.

Los parámetros fueron fijados con los siguientes valores iniciales. Dado que esta antena posee muchos parámetros algunos de los que se presentan en la *tabla 11* fueron sacados del objeto de estudio como es el caso del grosor de la línea W y otros se establecieron como constantes o variables dependiendo de la prueba efectuada y del aporte del parámetro al resultado que se quiso observar. Para comenzar con el estudio de los parámetros, se fijo un valor inicial para cada uno de ellos como se muestra en la *tabla 11*.

PARÁMETROS	VALOR INICIAL (mm)
Lin y Lout	64.934
Sin y Sout	1
Lin0	58.764
S	1
W	2
a	160

Tabla 11: Configuración inicial de los parámetros de la antena.

(Fuente: elaboración propia)

IV.4.3.1 Tamaño total de la antena en función de Lin, Lout y “a”

Esta sección de nuestro trabajo de investigación esta enfocada en observar el desempeño de la antena en cuanto a la magnitud de campo magnético y las pérdidas por retorno cuando se varia el tamaño de la antena de acuerdo a un aumento proporcional de Lin, Lout y “a”.

Según la configuración de la estructura el parámetro Lin0 está relacionado con Lin y Lout, por lo tanto, habiendo fijado "a", se varió Lin y esto conllevó a una modificación de Lin0. Para simplificar el estudio Lin y Lout poseen la misma longitud y los valores de W, S, Sin, Sout y N se establecen constantes, de forma tal de observar el desempeño de la antena tanto para la magnitud de campo magnético como las pérdidas por retorno al variar "a", Lin y Lout.

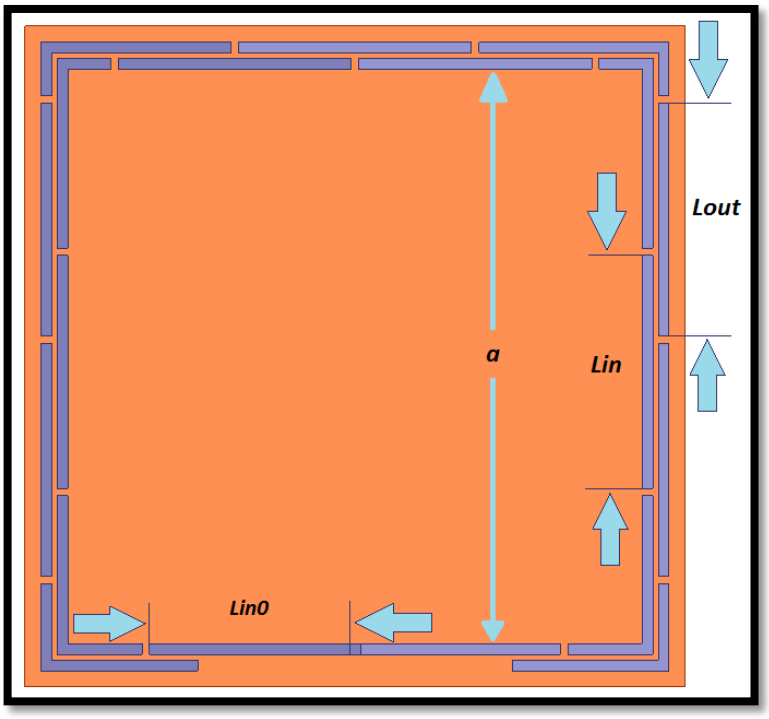


Figura 43: Parámetros Lin, Lout, Lin0 y a

(Fuente: elaboración propia)

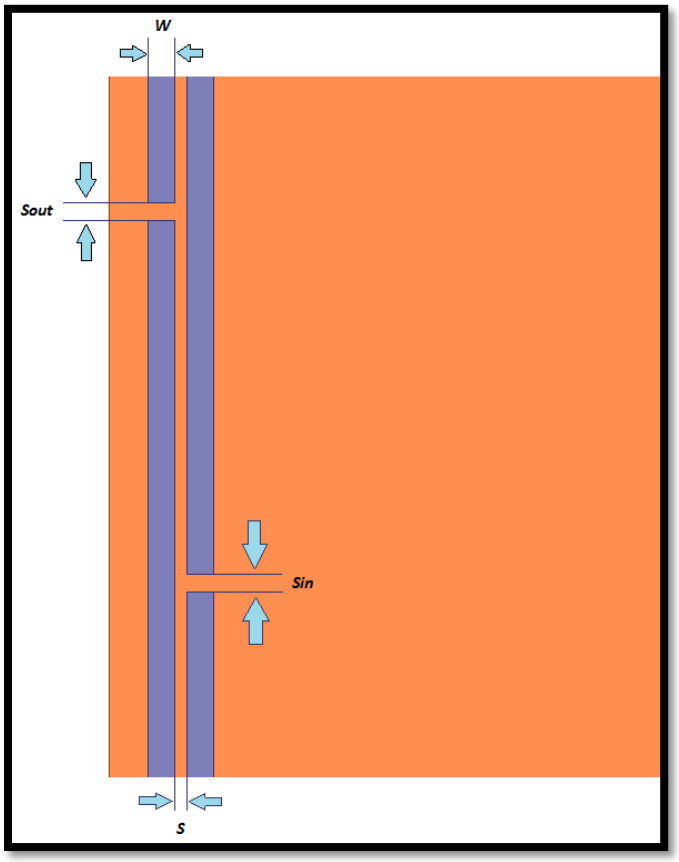


Figura 44: Longitudes Sin, Sout, W y S

(Fuente: elaboración propia)

En la línea segmentada interna de la antena se puede apreciar el largo de Lin0, esta longitud se relaciona con los demás parámetros de la antena, de esta relación se pudo deducir una expresión para Lin0. De forma tal que, en este estudio, al variar Lin y "a" se modifica el parámetro Lin0. En esta parte los parámetros W y las separación entre segmentos internos Sin se establecieron como constantes.

$$\text{Lin0} = \frac{4a + 4W - 8\text{Lin} - 9\text{Sin}}{2}$$

En la *tabla 12* se establece el valor que se le asigno a "a" cuando Lin es modificado, esta asignación fue con el objetivo de observar el comportamiento de la antena cuando se aumenta proporcionalmente los valores de Lin y "a".

Lin y Lout (λ)	Longitud de Lin y Lout (mm)	a (λ)	Longitud de a (mm)
0.2λ	64.934	0.5λ	162.335
0.3λ	97.401	0.75λ	243.5
0.4λ	129.868	λ	324.67

Tabla 12: Variación de "a" respecto a Lin

(Fuente: elaboración propia)

Es importante destacar que al variar la longitud de "a" varía también el perímetro interno de la antena y la zona de lectura. A este punto de la investigación se realizó el estudio de la repercusión en la magnitud de campo magnético H de la antena cuando se aumenta el tamaño de la zona de lectura y al mismo tiempo se varían los largos de los segmentos Lin y Lout.

Los resultados obtenidos para la magnitud de campo magnético en la zona de lectura para Lin y Lout 0.2λ, 0.3λ y 0.4λ y "a" de 0.5λ, 0.75λ y λ se presentan en la *figura 45.*

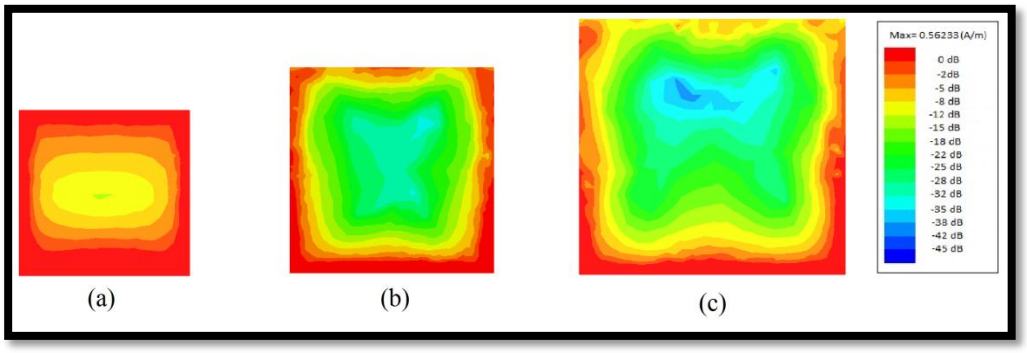


Figura 45: Campo magnético (924MHz) (a) Lin=0.2λ, Lout = 0.2λ y a=0.5λ;(b) Lin=0.3λ, Lout=0.3λ y a=0.75λ; (c) Lin=0.4λ, Lout=0.4λ y a=λ

(Fuente: elaboración propia)

Es importante destacar que al variar la longitud de "a" varía también el perímetro interno de la antena y la zona de lectura (axa). En la *figura 45* se puede observar que al aumentar el tamaño de la antena disminuye el campo magnético presente en el área de lectura, cuanto mas largo es Lin y "a" menor será la magnitud de campo magnético presente en el área de estudio.

Otro punto importante es ver las perdidas por retorno que ofrece el aumento proporcional de los largos Lin y "a", la *figura 46* muestra las perdidas por retorno en función de la variación de Lin y Lout

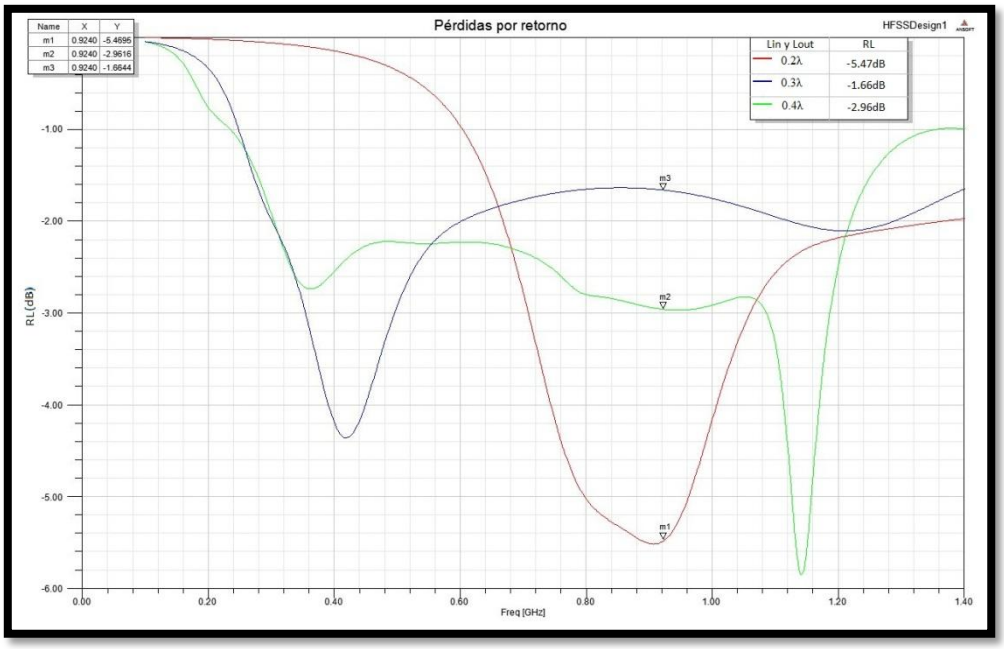


Figura 46: Pérdidas por retorno (924MHz) (m1) Lin=0.2λ y Lout=0.2λ; (m3) Lin=0.3λ y Lout=0.3λ; (m2) Lin=0.4λ y Lout=0.4λ

(Fuente: elaboración propia)

En la *figura 46* se puede apreciar que las pérdidas por retorno presentan el mejor resultado para un Lin y Lout 0.2 λ a la frecuencia de operación de 924MHz con un valor de -5.47dB, es importante señalar que estas pérdidas están relacionadas con la búsqueda de las mejores pérdidas para este parámetro mas no presenta un resultado comparable con el resultado deseado ya que para esto haría falta variar todos los demás parámetros, este estudio arroja un resultado comparativo para conocer cual configuración colabora mas con la optimización del diseño de antena propuesto. Las pérdidas por retorno a 0.4 λ se presentan con -2.96dB y a 0.3 λ con -1.66dB. Cabe destacar que conforme aumenta el largo de Lin y Lout aumenta también el tamaño de la antena, por lo que la relación que se presenta entre las perdidas por retorno y el tamaño de la antena es que a menor tamaño se presentan un mejor resultado con respecto a las perdidas por retorno.

Como conclusión de este estudio de Lin, Lout y "a", enfocado hacia el tamaño de la antena el mejor resultado con respecto a la magnitud de campo magnético y para pérdidas por retorno se presenta cuando la antena es mas pequeña, es decir que los largos de Lin y Lout son de 0.2 λ y la longitud de a=0.5 λ.

IV.4.3.2 Longitud de Sin y Sout

El parámetro Sin y Sout corresponde con la distancia de separación entre los segmentos consecutivos de línea conductora. Sin refiere a los espacios en la línea segmentada interna del bucle y Sout refiere a la distancia de separación entre segmentos de la línea externa.

Sin y Sout poseen la misma longitud. Se realizó el estudio para 0.5mm, 1mm, 2mm, 3mm y 4mm de separación. La variación de magnitud de campo magnético en función Sin y Sout se presenta en la *figura 47.*

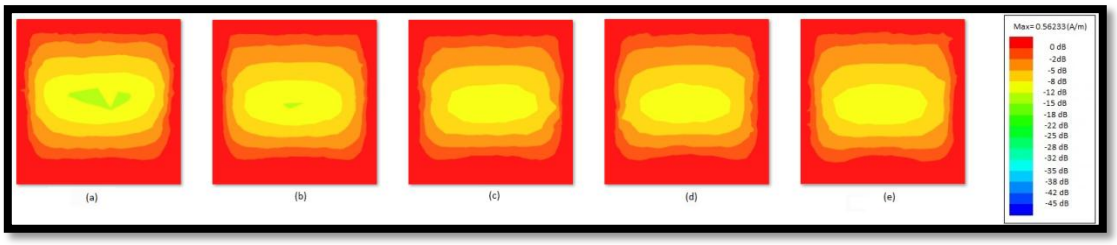


Figura 47: Sin y Sout (924MHz). (a) 0.5mm (b) 1mm (c) 2mm (d) 3mm (e) 4mm

(Fuente: elaboración propia)

Con la variación de Sin y Sout no se vieron cambios significativos en lo que respecta a la concentración de campo magnético, sin embargo se puede apreciar un mejor resultado a partir de 1mm, para 1mm, 2mm y 4mm el campo mantiene el mismo comportamiento con un muy pequeño debilitamiento en las medidas para medidas mas largas.

Otro punto que hay que analizar son las pérdidas por retorno para valores de Sin y Sout de 0.5mm, 1mm, 2mm, 3mm, 4mm. Los resultados obtenidos se muestran en la *figura 48.*

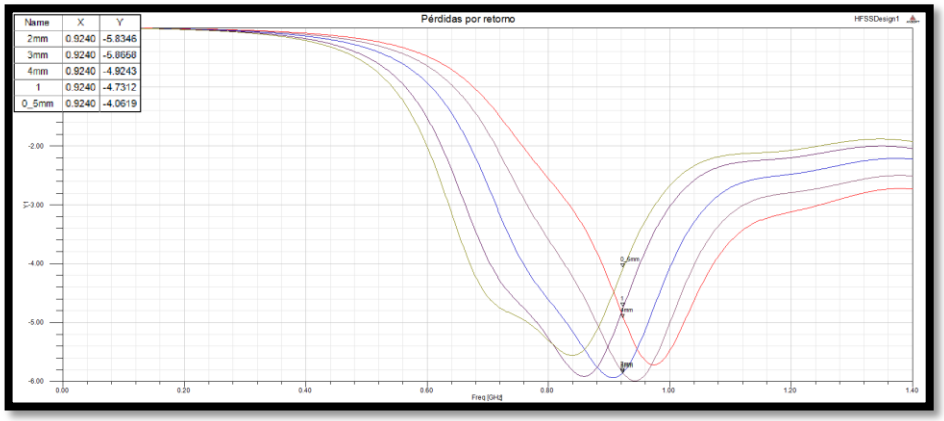


Figura 48: Pérdidas por retorno variando Sin y Sout (924MHz). (0.5mm, 1mm, 2mm, 3mm, 4mm)

(Fuente: elaboración propia)

En las pérdidas por retorno el mejor resultado se le adjudica a una distancia de Sin y Sout igual a 3mm con pérdidas de -5.86dB, muy cercanas a esta se encuentra las pérdidas de Sin y Sout igual a 2mm con un valor de -5.8346dB. El resultado de las pérdidas para 4mm, 1mm y 0.5mm es de -4.9243dB, -4.7312dB y -4.0619dB respectivamente.

El estudio de este parámetro nos lleva a la conclusión que si bien Sin y Sout no representan un gran aporte con respecto a la concentración de campo magnético se puede realizar la elección de la mejor opción en virtud del mejor resultado para las pérdidas por retorno. Este es un parámetro que puede ser útil para realizar un ajuste fino de la frecuencia de resonancia, buscando obtener el mejor resultado para las pérdidas por retorno alrededor de la frecuencia de operación deseada.

IV.4.3.3 Longitud de S

El estudio de la longitud de S constituye uno de los más importantes ya que este parámetro está relacionado con el acoplamiento entre los segmentos de línea conductora, se debe notar que al S aumenta también el tamaño total de la antena pero el área de lectura permanece igual. La *figura 49* presenta el campo magnético para S igual a 0.5mm, 1mm, 2mm, 3mm, 4mm.

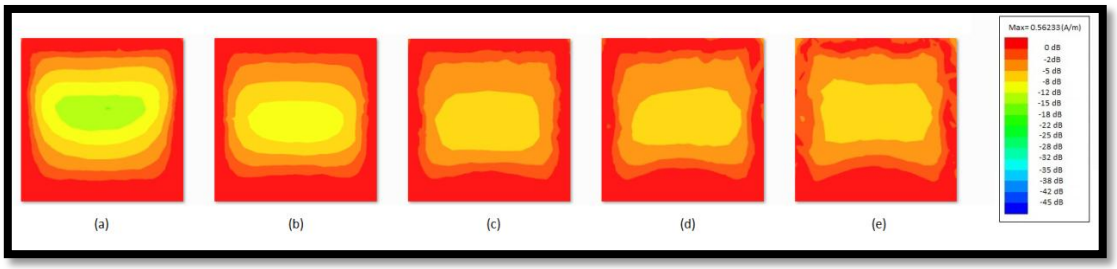


Figura 49: Campo magnético variando S (924MHz). (a) 0.5mm (b) 1mm (c) 2mm (d) 3mm (e) 4mm

(Fuente: elaboración propia)

Cuando S aumenta mejora la concentración e intensidad de campo magnético, este comportamiento se debe al aumento de la contribución de reactancia capacitiva que genera el aumento del espacio S, produciendo que los segmentos se mantengan acoplados y aumente la concentración de campo magnético, a partir de 2mm *(figura 49(c))* se observa una mejora considerable en la concentración de campo magnético, si se continúa aumentando S es probable que la reactancia capacitiva del espacio sea muy grande y sobrepase el aporte de reactancia inductiva de los segmentos acoplados, lo que producirá un desacoplamiento entre líneas y debilitamiento del campo magnético. Procederemos ahora a estudiar las pérdidas por retorno variando S a 0.5mm, 1mm, 2mm, 3mm, 4mm, *figura 50.*

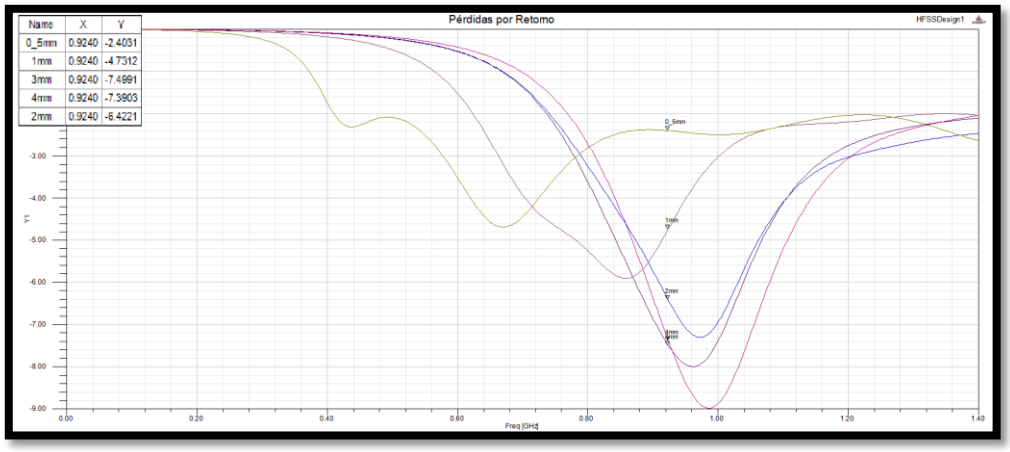


Figura 50: Pérdidas por retorno variando S (en 924MHz) (0.1mm, 1mm, 2mm, 3mm, 4mm)

(Fuente: elaboración propia)

En la *figura 50* se pudo observar la variación de las pérdidas por retorno conforme varía S. Si se analizan las perdidas, de forma general, se puede observar que mientras S aumenta se mejoran las pérdidas por retorno, obteniendo los mejores valores a S=3mm y S=4mm con -7.4991dB y -7.3903dB respectivamente. Para S igual a 0.5mm, 1mm y 2mm las pérdidas se presentan en -2.4031dB, -4.7312dB, -6.4221dB respectivamente.

En el estudio del parámetro S se observó un mejor desempeño de la antena tanto para la magnitud de campo magnético como para las pérdidas por retorno partir de 1mm, conforme aumenta el espacio entre líneas conductoras segmentadas mejorara el desempeño de la antena, hay que tomar un espaciamiento S muy grande podría ser perjudicial debido al desacoplamiento de los segmentos de línea conductora.

IV.4.4 Antena diseñada

De las simulaciones anteriores se obtuvo la medida de los parámetros que arroja mejores resultados en cuanto a la magnitud de campo magnético en el área de lectura de la antena y pérdidas por retorno, finalmente toda la configuración de la antena ya diseñada se ofrece a continuación en la *tabla 12*.

PARÁMETRO	VALOR OPTIMIZADO (mm)
Lin y Lout	64.934
Sin y Sout	1
Lin0	58.764
S	4
W	2
a	160

Tabla 13: Parámetros de antena diseñada

(Fuente: elaboración propia)

En la *figura 51* y en la *figura 52* se puede apreciar la magnitud de campo magnético de la antena diseñada y las pérdidas por retorno respectivamente.

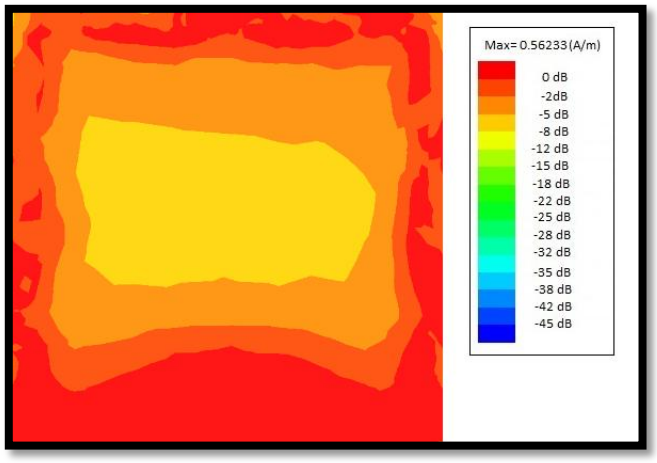


Figura 51: Magnitud del campo magnético de la antena diseñada (924MHz)

(Fuente: elaboración propia)

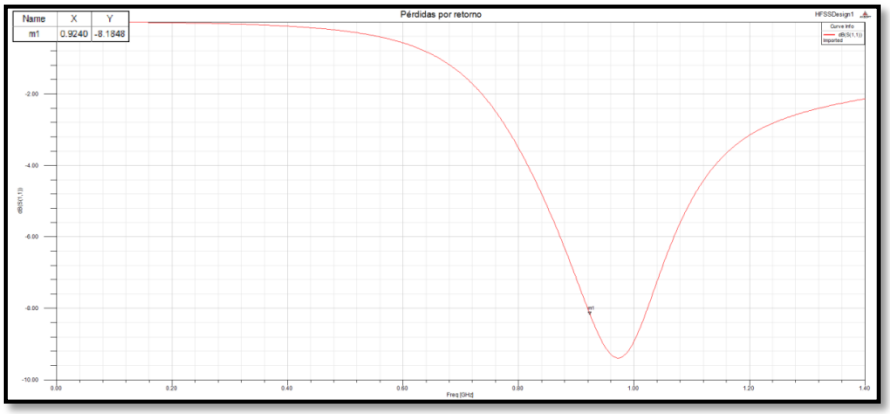


Figura 52: Pérdidas por retorno de antena diseñada (924MHz)

(Fuente: elaboración propia)

En la *figura 52* se puede observar que para 924MHz se tienen unas pérdidas por retorno de -8.1848dB, las pérdidas por retorno que aseguran un buen desempeño de la antena se sitúan por debajo de -10dB, esto quiere decir que solo el 10% de la señal se esta reflejando hacia el generador, para mejorar las pérdidas se procedió a diseñar un acople para la antena diseñada.

IV.4.5 Búsqueda de la zona de trabajo

Una vez alcanzada la estructura del diseño propuesto, se buscó que la zona de trabajo de la antena para la banda UHF fuera especialmente en frecuencias desde 922 hasta 928 MHz (frecuencias para RFID en Venezuela).

Como fue mencionado en el apartado anterior el lector RFID *Impinj R420* acepta como máximo -10dB en pérdidas por retorno, en otras palabras, también requiere que la impedancia característica de la antena sea de 50 ohms. Conocido esto se prosiguió a verificar si la antena cumple con estos requerimientos a la frecuencia deseada.

IV.4.5.1 Diseño de acople con *stubs* simples

Para este caso, se realizó un mecanismo de acople al igual que en el caso de la antena *loop* con desfasadores, de esta forma se logró la adaptación entre las impedancias de la antena y la línea de transmisión

Se decidió mantener la metodología utilizada para el desarrollo del *stub* simple ejercida para el modelo propuesto con desfasadores, donde se buscó el valor de D (distancia de separación entre la antena y el acople) y L (longitud eléctrica del *stub*).

Mediante la Carta de Smith del simulador se obtuvo que la impedancia de la antena fuera:

$$Z_{ant} = 2.0514 - j0.6172$$

$$Z_{ant_{50\Omega}} = 102.57 - j30.86$$

Al realizar el cálculo del *stub* a través del método gráfico usando la carta de Smith se consiguieron dos soluciones, y estas se ofrecen normalizadas y sin normalizar a continuación.

Impedancia	Valor normalizado	Valor sin normalizar	D(mm)	D(λ)	L(mm)	L(λ)
Z_{stub_1}	j0.85122	j42.56077	21.62	0.666	36.35	0.112

Tabla 14: Medidas calculadas para el stub simple

(Fuente: elaboración propia)

Una vez calculado el *stub* se realizó el nuevo diseño de la antena con el acople, las medidas del *stub* se presentan en la *figura 53*. Para mantener la simetría del diseño se planteó la disposición del *stub* simple en dos partes, donde cada una corresponde a la mitad de la impedancia del *stub* calculado (Z_{stub}) ver *tabla 15*.

Impedancia	Valor normalizado	Valor sin normalizar	D(mm)	D(λ)	L(mm)	L(λ)
Z_{stub_1}	$j0.42561$	$j21.28$	21.62	0.666	20.77	0.064

Tabla 15: Medidas calculadas para el stub simple simétrico

(Fuente: elaboración propia)

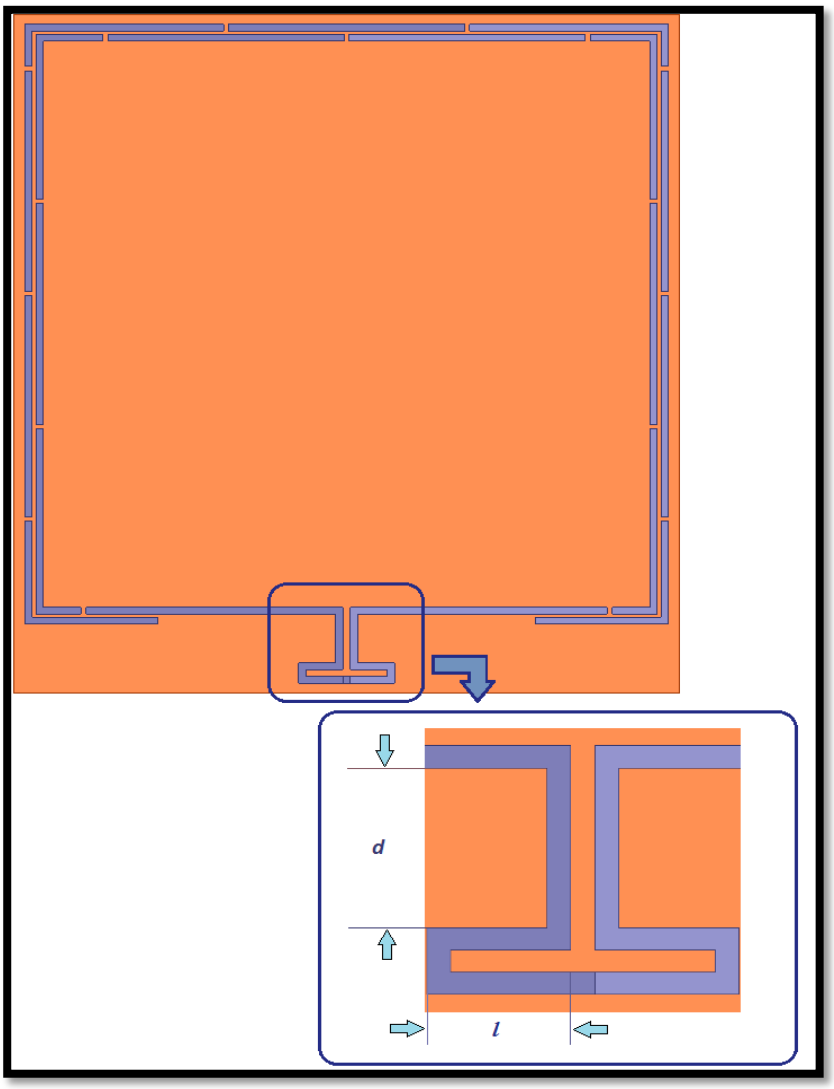


Figura 53: Longitudes del stub

(Fuente: elaboración propia)

La impedancia de la antena antes y después del diseño del acople se presentan en la carta de Smith de la *figura 54*, también se presenta la comparación entre las pérdidas por retorno con acople y sin acople en la *figura 55*.

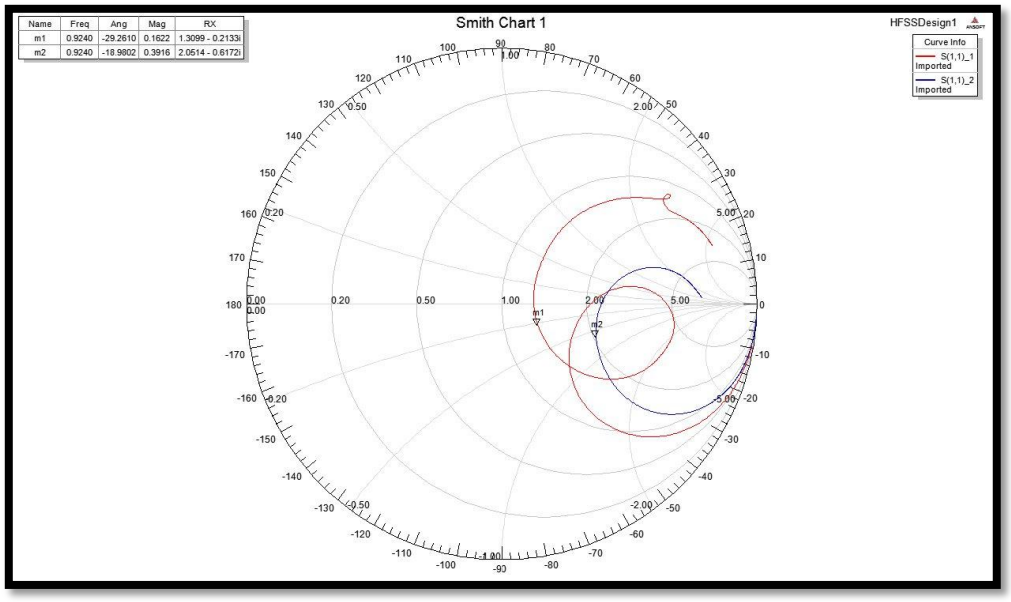


Figura 54: Carta de Smith (en 924MHz) (m1) impedancia con acople; (m2) impedancia sin acople

(Fuente: elaboración propia)

La impedancia sin acople era de $Z_{ant} = 2.0514 - j0.6172$, después de haber realizado el *stub* la impedancia medida es $Z_{ant_stub} = 1.3099 - j0.2133$ esto se acerca bastante a la condición ideal que es $Z_{ant_ideal} = 1 - j0$, por tanto la antena es resonante a la frecuencia deseada.

En la *figura 54* se puede apreciar un valor de coeficiente de reflexión de $\Gamma = 0.3916$ y el resultado obtenido con el acople fue $\Gamma = 0.1622$ lo que representa una mejor adaptación a la impedancia de entrada de 50Ω de la línea.

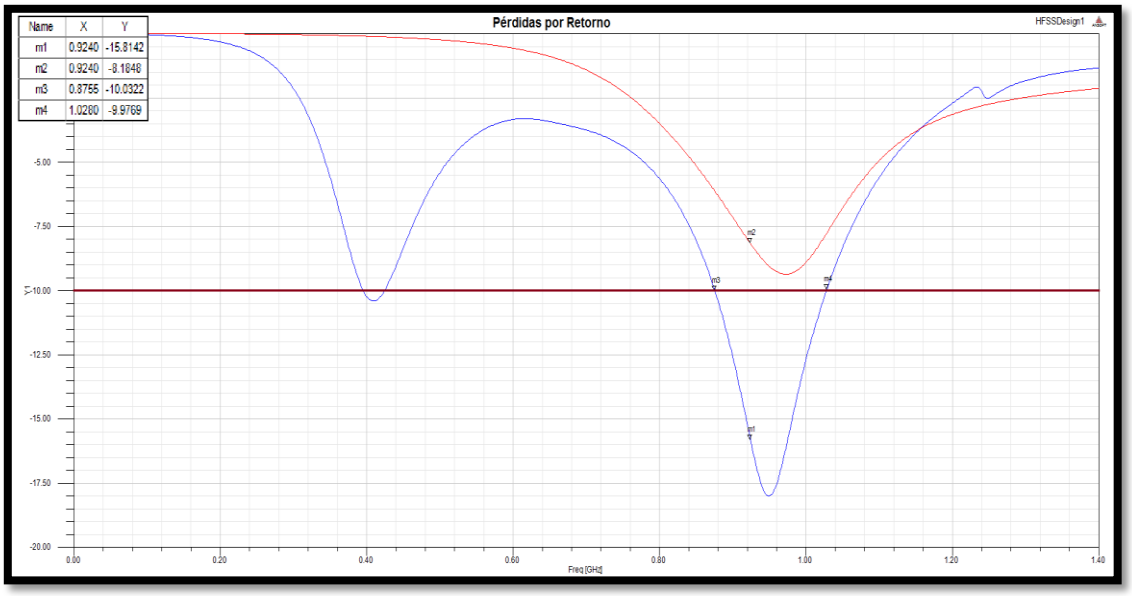


Figura 55: Pérdidas por retorno (924MHz) (m1) con acople; (m2) sin acople; (m3) fmin; (f4) fmax.

(Fuente: elaboración propia)

Al incorporar el acople de los *stubs* simples se mejoraron las pérdidas por retorno, se sabe que una antena tiene buen desempeño por debajo de -10dB, ya que estaría reflejando el 10% de la señal hacia la fuente, en base a este criterio se observa que la frecuencia mínima en la que la antena propuesta opera satisfactoriamente es de fmin=875.5MHz y la frecuencia máxima de trabajo de la antena es fmax=1.028GHz, para la frecuencia de 924MHz las pérdidas por retorno se situaron en -15.81dB lo que significa que la antena puede ser utilizada para esa frecuencia, por otra parte la banda de frecuencia en la que opera la antena diseñada va desde fmin hasta fmax, es decir de 875.5MHz hasta 1.028GHz, lo que significa que el ancho de banda de la antena es de 152.5MHz, por lo tanto la antena diseñada tiene buen desempeño dentro de la banda de RFID de Venezuela que va desde 922MHz a 928MHz.

IV.4.6 Diseño del arreglo de antena *loop* segmentado

Uno de los objetivos de este proyecto fue realizar una antena que pueda cubrir un espacio amplio, de forma tal de poder leer los objetos que se coloquen en cualquier parte del estante fijado que consta de 150x30 cm^2. Para dar respuesta a este planteamiento se procedió a realizar un arreglo de la antena bucle diseñada, de forma tal de cubrir toda el área especificada.

Para la alimentación de los diferentes bucles del arreglo se aplicó el método de inducción, de forma tal de que la fuente directamente solo alimenta al *loop* central y los restantes son alimentados por este a través de la inducción de corriente entre los *loops*. Para que este fenómeno ocurra se ubicaron los *loops* secundarios o parásitos a una distancia pequeña de forma tal de que se logre inducir la corriente que pasa por el *loop* principal sobre los *loops* secundarios.

Se realizó un estudio del campo magnético sobre el área del estante que conforma la nueva zona de lectura, también se observaron las pérdidas por retorno para verificar que el arreglo sea resonante para la banda de frecuencias deseada.

La estructura está compuesta por 9 bucles segmentados separados 1mm de distancia entre sí, el área de lectura del arreglo es de 144x16 cm^2. La geometría de la estructura se puede apreciar en la *figura 56*. El parámetro S se ajustó a 1mm para facilitar la inducción entre los *loops* del arreglo. Los demás parámetros permanecieron sin modificación con el fin de obtener el mejor resultado del arreglo en cuanto a pérdidas por retorno y magnitud del campo magnético.

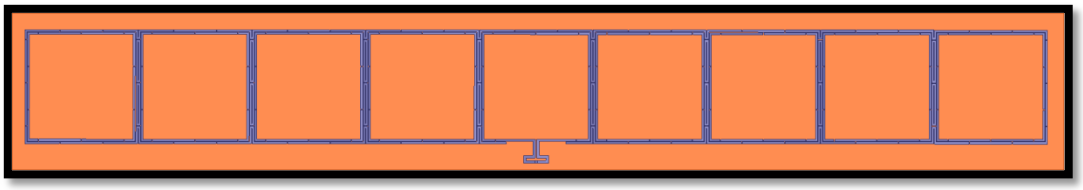


Figura 56: Estructura del arreglo

(Fuente: elaboración propia)

Se procedió a observar el campo magnético que presenta el arreglo como se puede observar en la *figura 57.*

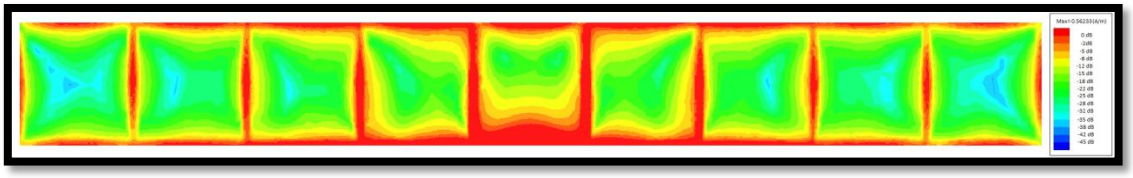


Figura 57: Campo magnético del arreglo (924MHz)

(Fuente: elaboración propia)

Se pudo observar que el campo magnético presenta una mayor intensidad en el *loop* central dado que este está recibiendo la alimentación directa de la fuente. Los *loops* parásitos o secundarios son alimentados a través de inducción magnética. Se puede apreciar que a medida que la distancia entre el *loop* principal y los *loops* secundarios aumenta, disminuye la concentración de campo magnético, por lo tanto la corriente inducida en los *loops* más alejados del *loop* principal es menor.

En la *figura 57* se pueden observar que las zonas adyacentes al *loop* central presentan intensidad hasta -24dB lo cual es aceptable dado que para leer el tag hace falta -45dB y para escribir en el -40dB. Por otra parte en los *loops* parásitos más alejados de la fuente la intensidad de campo se situó entre -32dB y -38dB lo cuál se aproxima bastante a los requerimientos de lectura y escritura del *tag*.

Para conocer el desempeño de la antena de a la frecuencia de 924MHz y la impedancia de la antena se realizo el estudio de las pérdidas por retorno y la carta de Smith, respectivamente. Los resultados obtenidos se presentan en las *figuras 58* y la *figura 59.*

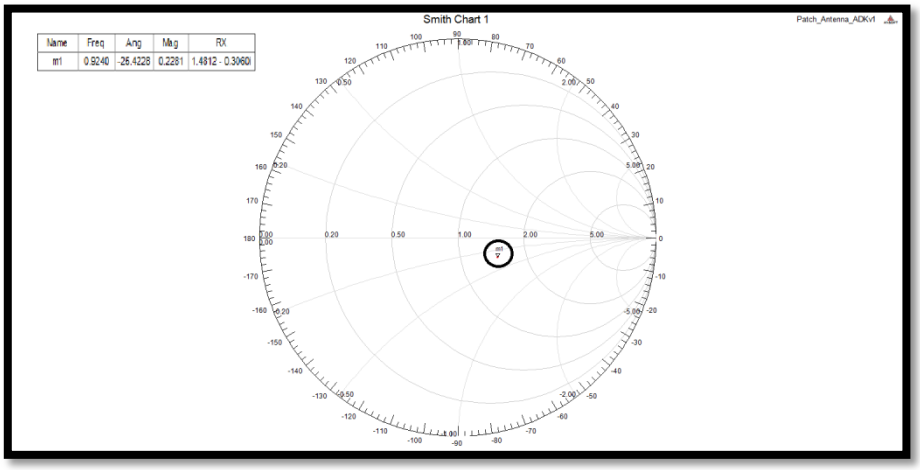


Figura 58: Carta de Smith, arreglo de antenas loop segmentado (924MHz)

(Fuente: elaboración propia)

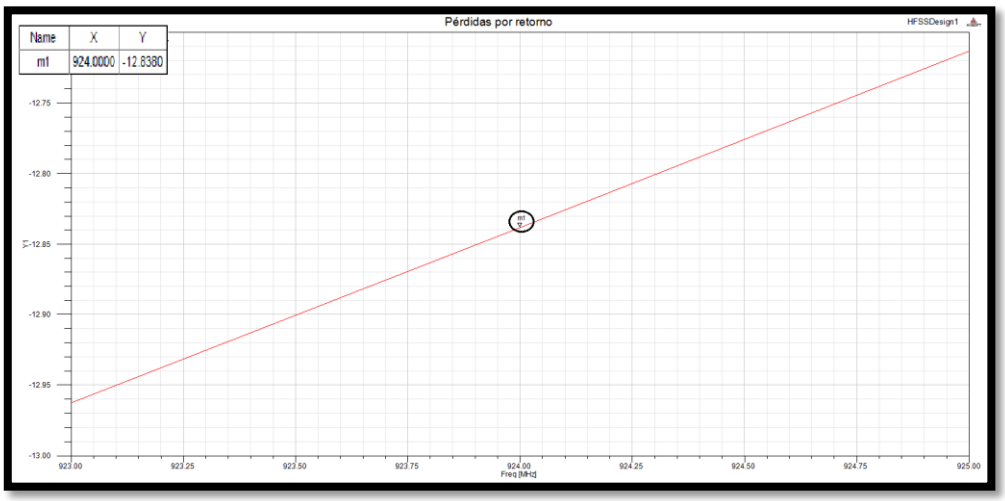


Figura 59: Pérdidas por retorno, arreglo antena loop segmentado (924MHz)

(Fuente: elaboración propia)

La antena presenta una impedancia de $Z_{ant} = 1.4812 - j0.306$, lo cuál se aproxima a la antena ideal de $Z_{ideal} = 1 + j0$, el coeficiente de reflexión obtuvo un valor de Γ =0.2281, lo que indica que el 22.81% de la señal se esta reflejando hacia el generador, este resultado se considera aceptable para nuestro estudio ya que el lector acepta un hasta un coeficiente de reflexión de Γ =0.316. Por otra parte las pérdidas por retorno se situaron en -12.838dB para la frecuencia de estudio (924MHz), lo cual es aceptable ya que por debajo de -10dB la antena posee buen desempeño.

IV.5 Comparación de arreglo de antena *loop* desfasador y arreglo de antena *loop* segmentado

Después de haber realizado el diseño de ambos arreglos se procedió a comparar los resultados obtenidos por cada modelo, de esta forma se pudo determinar cuál de los dispositivos se adapta de manera óptima a los requerimientos establecidos a lo largo de este trabajo de investigación.

En este apartado se toman en cuenta los resultados correspondientes a la magnitud del campo H, pérdidas por retorno, coeficiente de reflexión y configuración del modelo; para el análisis y la toma de decisión del diseño final.

IV.5.1 Magnitud del campo H.

En referencia al campo H, ambas propuestas fueron puestas a prueba en función del rango de lectura que otorga la intensidad del campo magnético de cada una; en otras palabras; la distancia entre la zona de lectura y la antena se varío dentro del rango de *near-field* reactivo, de esta forma se observó cuál dispositivo presenta mejor desempeño en función del rango de lectura.

Para ello se utilizó la *expresión 25* que permite calcular el radio del *near-field* reactivo para una antena eléctricamente grande:

$$R < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (25)$$

En este caso D que es la distancia más larga de la antena, se tomó como la medida de uno de los lados del *loop* ya que posee todos sus lados de igual longitud. Con esto se obtuvo que el radio del *near-field* estaba comprendido entre:

$$R < 0.62 \sqrt{\frac{(0.3 * 32.46_{cm})^3}{32.46_{cm}}} = 3.3cm = 33mm$$

De manera que se varió en el simulador la distancia entre la antena y el *Radiation_zone* (en representación del *tag*) en 3, 5, 10 y 33mm para ambas antenas. Que a continuación se presentan en las *figuras 60, 61, 62 y 63*.

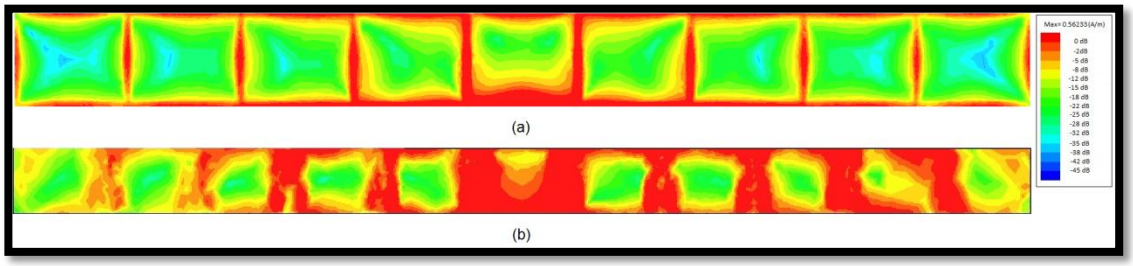


Figura 60: Magnitud de campo H (z=3mm) (924MHz) (a) bucle segmentado (b) bucle desfasador.

(Fuente: elaboración propia)

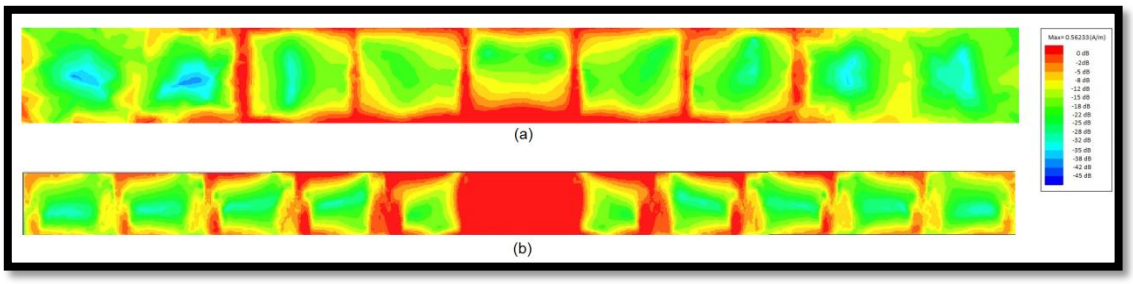


Figura 61: Magnitud de campo H (z=5mm) (924MHz) (a) bucle segmentado (b) bucle desfasador.

(Fuente: elaboración propia)

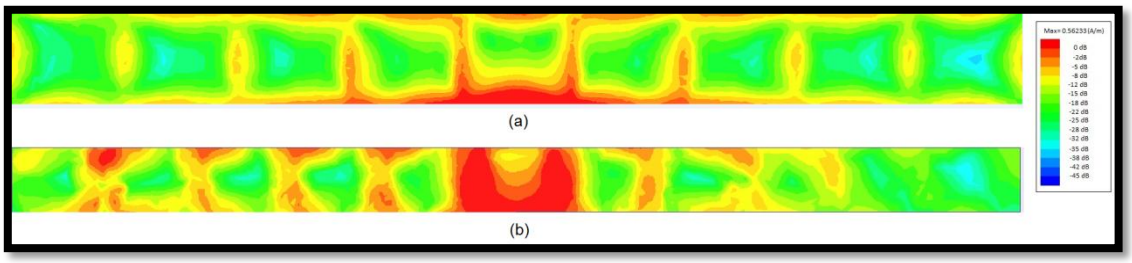


Figura 62: Magnitud de campo magnético (z=10mm) (924MHz) (a) bucle segmentado (b) bucle desfasador.

(Fuente: elaboración propia)

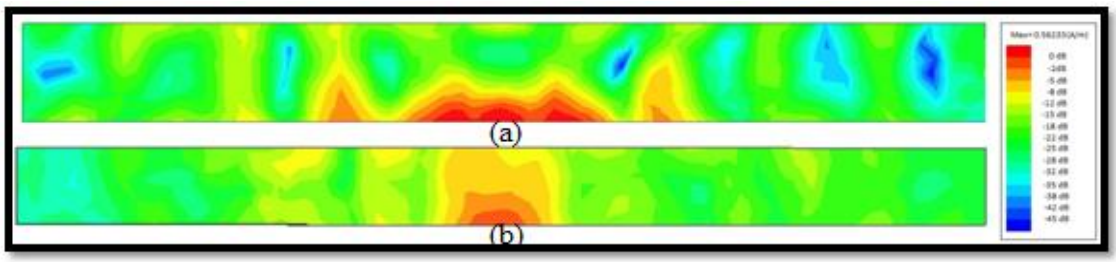


Figura 63: Magnitud de campo magnético (z=33mm) (924MHz) (a) bucle segmentado (b) bucle desfasador.

(Fuente: elaboración propia)

Como ya era previsto, las representaciones del campo H tanto para la antena con bucle segmentado como para la de bucle desfasador presentan una tendencia al desvanecimiento o debilidad a medida que aumenta la distancia de lectura. Sin embargo, al examinar detalladamente el desempeño de cada antena en los diferentes escenarios, se pudo determinar que el dispositivo más afectado resultó ser el arreglo con *loop* segmentado. Desde el primer instante a 3mm de separación se puede visualizar como existen zonas de baja intensidad en los bucles parásitos de la antena con *loop* segmentado, en contra parte, la distribución del arreglo con *loop* desfasador presenta una alta intensidad del campo a lo largo de la estructura.

Por otra parte, en el escenario crítico (33mm) es necesario recalcar que existen puntos ciegos para la antena *loop* segmentado; fue referido como punto ciego a todo lugar de la antena donde no es posible detectar el tag; dado que se registraron valores por debajo de los -45dB no es posible ni la lectura (-45dB) ni mucho menos la edición de la información del mismo (-40db).

En referencia al arreglo de *loop* desfasador, presentó en todos los escenarios una distribución del campo H aceptable para establecer la comunicación con el *tag* dentro del radio *near-field* reactivo. A pesar de mostrar zonas de poca intensidad aproximadas a -33dB no presenta en ningún caso puntos ciegos ni zonas que interfieran con la identificación de la etiqueta.

Una vez realizado el análisis de los resultados correspondiente a la magnitud del campo H en la región de *near-field* reactivo. Fue elaborada una tabla donde se relaciona el diseño de la antena, las distancias para las pruebas y el desempeño de cada antena (malo, regular, bueno). A continuación se muestra la tabla descrita.

	Rango de lectura (mm)			
Diseño	**3**	**5**	**10**	**33**
Arreglo *loop* segmentado	Regular	Regular	Regular	Malo
Arreglo *loop* desfasador	Bueno	Bueno	Bueno	Regular

Tabla 16: Desempeño de la antena en diferentes rangos de lectura

(Fuente: elaboración propia)

IV.5.2 Pérdidas por retorno

Para este caso se realizó un reporte de pérdidas sobre puesto para las antenas en comparación. La *figura 64* expone lo obtenido con cada dispositivo.

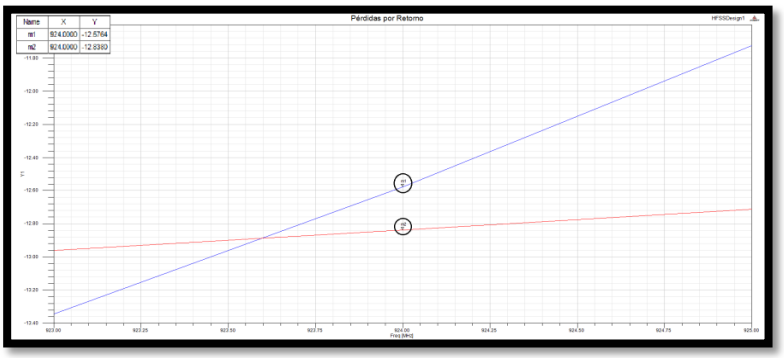


Figura 64: Pérdidas por retorno (924MHz). (m1) Arreglo loop desfasador; (m2) Arreglo loop segmentado

(Fuente: elaboración propia).

Se puede observar que las pérdidas para ambos arreglos no presentan una diferencia considerable; el arreglo de antena *loop* segmentado presenta pérdidas por

retorno en -12.838dB, mientras que las pérdidas para el arreglo desfasador se situaron en -12.5764dB para la frecuencia de estudio. Ambos resultados se consideran aceptables ya que se encuentran por debajo de los -10dB que exige el lector RFID.

IV.5.3 Coeficiente de reflexión

En la *figura 65* se puede apreciar la Carta de Smith para ambos arreglos.

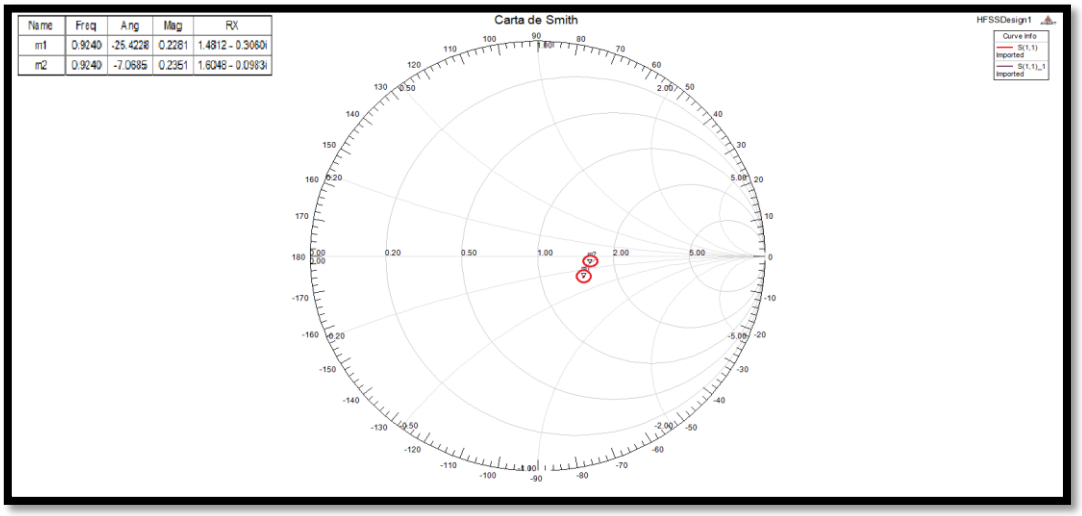


Figura 65: Carta de Smith (924MHz). (m1) Arreglo loop segmentado (m2) Arreglo loop desfasador

(Fuente: elaboración propia).

Al igual que las pérdidas por retorno los resultados de la Carta de Smith se encuentran bastante cercanos, es importante resaltar que el lector exige que el coeficiente de reflexión sea menor que $\Gamma = 0.316$. El valor de coeficiente de reflexión obtenido para el arreglo de *loop* desfasador fue de $\Gamma = 0.2351$ lo cual satisface las exigencias del lector y para el caso del arreglo de *loop* segmentado la magnitud del coeficiente de reflexión se sitúa en $\Gamma = 0.2281$ por lo que la antena ofrece fiabilidad para ser usada con el lector RFID propuesto.

IV.5.4 Configuración del diseño

Para la selección del diseño final, otro aspecto considerado fue el número de parámetros de estudio utilizados en la configuración del diseño de cada dispositivo.

En relación al arreglo de *loop* segmentado, se conformó mediante un gran número de parámetros y la optimización de los mismos se tornó una ardua tarea de realizar, adicionalmente, tomando en cuenta que el tiempo de simulación aumenta cuando la estructura es más compleja, el desarrollo de esta estructura requiere de gran exactitud en su configuración tanto para el diseño como para la implementación.

Por su parte la antena arreglo de *loop* desfasador presenta una menor complejidad al momento de realizar el diseño; esta antena es más sencilla de elaborar en función de la implementación y el tiempo de simulación en HFSS es menor que en el caso de la antena segmentada.

En resumen, para los resultados obtenidos se pudo observar que las pérdidas por retorno y coeficiente de reflexión satisfacen los requerimientos para el sistema RFID. Por su parte la magnitud de campo H en *near-field* ofreció mejores resultados para la antena arreglo *loop* desfasador. Tomando en cuenta las bondades que presenta el arreglo de *loop* desfasador, en cuanto a la manipulación de la estructura y la magnitud de campo magnético, se planteó como diseño final el arreglo de antena *loop* desfasador.

IV.6 Comparación del diseño final de antena y una antena comercial

En este apartado se realizó un estudio comparativo entre el *Arreglo de Antena loop desfasador UHF near-field* diseñado y el desempeño teórico de la antena comercial *CS-777 Brickyard* de Impinj. Adicionalmente, con el fin de presentar a la empresa Servicios de Automatización RFID C.A. la viabilidad de la implementación del diseño se realizó un estudio costo/beneficio del diseño propuesto.

IV.6.1 Tabla de valores comparativos

Los datos de la antena *Brickyard* fueron extraídos de la *pag.1* del *Anexo F* para el desarrollo de la tabla comparativa.

Antena	Área de lectura (m^2)	Frecuencia de operación (Venezuela) (MHz)	Pérdidas por retorno (dB)	Rango de lectura (*near-field*)
Brickyard	0.07	922-928	-15	15cm
Antena propuesta	0.24	923-925	-12.57	3.3cm

Tabla 17: Comparación entre antena propuesta y antena comercial

(Fuente: elaboración propia)

De la tabla comparativa, se pudo analizar lo siguiente:

En referencia al área de lectura, el diseño propuesto presenta una notable ventaja frente a la antena Brickyard, esta representa un gran beneficio a la hora de implementar un sistema RFID, donde no se encuentran antenas *near-field* que cubran un área tan amplia como la conseguida con el arreglo de antenas planteado.

En cuanto a la frecuencia de operación ambas antenas cumplen lo establecido por CONATEL, sin embargo, la antena comercial presenta un ancho de banda de 6MHZ que aventaja los 2MHz que proporciona las graficas de la antena diseñada.

Las pérdidas por retorno es un factor del cual no se observó una diferencia considerable, ambas antenas poseen valores aceptables para el funcionamiento junto con el lector RFID.

Por último se encuentra el rango o distancia de lectura, es la distancia máxima a la que puede leerse el *tag near-field* RFID, en este punto el valor teórico de la *Brickyard* sobrepasa en una diferencia notable al diseño. Sin embargo para efecto de una comparación más exactas en cuanto al rango de lectura es necesario realizar pruebas de mediciones en físico.

IV.6.2 Relación Costo/Beneficio

En función de exponer un costo estimado de producción de la antena diseñada para la empresa Servicios de Automatización RFID C.A, se realizó un estudio de costo/beneficio para la construcción de un prototipo del *Arreglo de Antena loop desfasador UHF near-field.*

La relación costo/beneficio (C/B) toma los ingresos y egresos presentes netos del resultado, para determinar cuáles son los beneficios por cada peso que se sacrifica en el proyecto. [22]

Si el resultado de $Ingresos\ Egresos$ es mayor que 1, significa que los ingresos netos son superiores a los egresos netos. En otras palabras, los beneficios (ingresos) son mayores a los sacrificios (egresos) y, en consecuencia, el proyecto generará riqueza a una comunidad. Si el proyecto genera riqueza con seguridad traerá consigo un beneficio social. [22]

Por otra parte, si el resultado es igual a 1, los beneficios igualan a los sacrificios sin generar riqueza alguna. Por tal razón sería indiferente ejecutar o no el proyecto. [22]

Conocido lo anterior, se elaboró una tabla donde son especificados los costos de materiales y componentes necesarios para la construcción de la antena [21]. Estos sumados a la mano de obra representan los egresos para el desarrollo del proyecto. El cambio de divisas se realizó fijando 1$ a 4,3BsF

MATERIAL	COSTO ($)	CANTIDAD
Dieléctrico FR4	103,68	1
Ácido Cloruro Férrico para PCB (150 grs)	6.97	7
Estaño para soldadura	46,27	1
Cable Coaxial RG58U	18,24	1
Carcasa o *Case* protector	120	1
Mano de Obra	200	1
TOTAL	540 ($)	2.322 (BsF)

Tabla 18: Costo de producción para una antena diseñada

(Fuente: elaboración propia)

En términos de ingresos la antena puede ser vendida a un precio de $700 o su equivalente en BsF3.010. En función al C/B se tiene que [22]:

$$\frac{Ingresos}{Egresos} = \frac{700\$}{540\$} = 1.29 > 1$$

Ahora bien, si se analiza desde el punto de vista del usuario, para cubrir un área de lectura de 3mts de longitud, sería necesario recurrir a 10 antenas Brickyard dispuestas una seguida de la otra para envolver la zona requerida. El precio de cada

antena Brickyard es de $335 según [21], 10 antenas suman $3.350, es decir, BsF14.405 sin contar instalación del sistema etc.

Por otra parte, utilizando dos *Arreglo de Antena loop desfasador UHF near-field* alcanzaría para cubrir 3mts de estantes y su valor sería de unos $1.400 ó BsF6.020 sin instalación. Lo que quiere decir que para el usuario se logró reducir la inversión en un 41.79%.

Capítulo V

Conclusiones y Recomendaciones

Habiendo finalizado las pruebas correspondientes al simulador HFSS, analizado los resultados y definido el diseño final se pudo elaborar una serie de conclusiones y recomendaciones a tomar en cuenta.

V.1 Conclusiones

Como objetivo general de este trabajo se planteó "*Diseñar una antena UHF (Ultra High Frequency) tipo near-field para ser usada con un lector RFID de la empresa Servicios de Automatización RFID C.A.*", en otras palabras, inicialmente se planteó este proyecto de investigación como el diseño de una antena que pueda ser utilizada con lectores RFID. El desafío de esta tesis fue obtener un diseño de antena lo suficientemente grande como para cubrir un estante de una joyería de dimensiones equivalentes a 150 cm de largo y 30cm de ancho. Diseñar una sola antena que cumpla con estas necesidades es una labor compleja. Para dar respuesta a la interrogante de, si es posible o no lograr cubrir un área considerablemente grande con una sola antena *near-field*; se planteó la solución por medio del *Arreglo de Antena loop Desfasador*, que trabaja con inducción entre los elementos del arreglo y con el principio de operación de antenas UHF *Near-Field* con líneas desfasadoras.

Este trabajo de grado constituye un aporte para la empresa Servicios de Automatización RFID C.A. y para la investigación de antenas UHF que trabajan en campo cercano, en especial por el tamaño de la antena diseñada, que supera con creces el tamaño de las antenas del mercado actual. Una antena de esta magnitud permite abaratar los costos de la implementación y facilita la ejecución de un sistema RFID al poder adaptar la antena lectora a la zona de interrogación requerida

El arreglo realizado en el simulador de estructuras de alta frecuencia (HFSS) presenta un desempeño satisfactorio para los requerimientos de los equipos de RFID

de la empresa, tomando como modelo de prueba el lector RFID *Speedway Revolution R420* de Impinj y la etiqueta para joyería *Jewerly Tag* de Invengo.

La antena arreglo de *loop* desfasador presentó unas pérdidas por retorno iguales a -12.5764dB en 924MHz, lo que se considera aceptable según las especificaciones del lector, el cual sólo permite pérdidas por debajo de -10dB. A pesar de que la impedancia obtenida no fue resistiva pura, se encontró un coeficiente de reflexión de la antena igual a Γ =0.2351 lo que se considera adecuado, ya que el lector permite un máximo de Γ =0.316. Otro punto importante a tratar en el trabajo realizado fue el comportamiento del campo magnético. Dado que la antena fue diseñada para trabajar en campo cercano; específicamente en el campo *near-field* reactivo; se realizó un estudio del campo magnético en dicha región y se verificó durante las pruebas, que la intensidad del campo H fuese bastante fuerte para la comunicación con el *tag*, es decir que permita el acoplamiento inductivo entre la antena y el tag. Los valores obtenidos para la magnitud de campo H disminuyeron conforme se aumentaba la distancia de separación entre la zona de lectura y la antena, sin embargo, los valores de magnitud de campo magnético permanecieron siempre mayores a -40dB, lo cual asegura la lectura y edición de la información del *tag* dentro de la zona reactiva de la antena.

V.2 Recomendaciones

El software de simulación de antenas HFSS, presenta muchas ventajas a la hora de elaborar estructuras en altas frecuencias, este simulador de antenas es bastante preciso cuando se realizan diseños de antenas, guías de ondas y figuras en 3D. Se recomienda realizar un estudio exhaustivo del software ya que este presenta muchas bondades y en su mayoría escaparon del objeto de estudio de este trabajo de investigación.

El trabajo de grado presentado da cabida a investigaciones posteriores. Se recomienda elaborar un TEG en función de la implementación de los diseños

propuestos en esta tesis, para la cual sería importante realizar el estudio de un *balun* que permita adecuar la estructura balanceada de la antena al cable coaxial (no balanceado).

Para los efectos de diseño en HFSS se recomienda utilizar la alimentación de puerto de parámetros concentrados (*Lumped Port)* que permite obtener resultados muy aproximados a la realidad y corresponde con la alimentación especificada para el uso de *driven modal* que presenta las soluciones en función de los parámetros S.

De igual forma, se recomienda realizar un estudio de una capa protectora para el diseño del *Arreglo de Antena Loop Desfasador* propuesto, así como también, realizar el estudio para mejorar el desempeño de la antena en un rango de lectura mayor, utilizando una placa reflectora como plano de tierra.

Se sugiere realizar un estudio profundo de la configuración de los parámetros de la antena *loop* segmentada, como por ejemplo el grosor de la línea y la cantidad de segmentos, variación del de tipo de sustrato. Con el objetivo principal de mejorar el desempeño de la antena en cuanto a intensidad de campo magnético y pérdidas por retorno.

Bibliografía

[1] Cardama, Angel. (2002). Antenas.

[2] Balanis, Constantine A. (2005). *Antenna theory analysis and design.*

[3] Milligan, Thomas A. (2005). *Modern Antenna Design.*

[4] Tema 1: Definición y Fundamentos de Antenas. Artículo de Internet. ocw.upm.es/teoria-de-la-senal-y...1/.../tema1_2004.pdf.

[5] Vielma, Mario. (2005). *Estudio de antenas.*

[6] Ferrando, Miguel y Valero, Alejandro. *Antenas*. Valencia - España : Universidad Politécnica de Valencia.

[7] Sanchez, Diana. (2007)**.** *Diseño, Construcción y Caracterización de antenas para UHF*. Puebla - Mexico : Universidad de las Américas Puebla. http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/sanchez_i_d/.

[8] El Universo Mecánico. Lección 34, Magnetismo: La Fuerza de Lorentz. California Institute of Technology & The Corporation for Community College. http://www.acienciasgalilei.com/videos/magnetismo/5fuerza-lorenz.wmv.

[9] Polarización Electromagnética: Tipos de polarización. http://es.wikipedia.org/wiki/Polarización_electromagnética.

[10] Sweeney II y Zeisel. (2007*). CompTIA RFID+ Study Guide (Exam RF0-101).*

[11] RFID Magazine (2009) *La tecnología UHF Near Field.* Articulo de internet**.** www.rfid-magazine.com/recursos/imprimible.php?id=1601.

[12] Guzmán G. José D. (2009). *Diseño de Antenas y Caracterización de Interferencias entre Lectores RFID*.

[13] Guevara V. Luis I. (2007). *Estudio De La Tecnología De Identificación Por Radio Frecuencia (RFID) Y Diseño De Un Modelo Basado En El Estándar EPC*. Escuela Politécnica Nacional. Quito Ecuador.

[14] Chean K., Goh. (2009). *Near-Field UHF RFID reader antenna design*. Singapur : National University of Singapur.

[15] Palella S., Santa y Martins P., Feliberto (2006). *Metodología de la Investigación Cuantitativa*. (2ª Edición). Caracas-Venezuela : FEDUPEL.

[16] Hurtado de B., Jacqueline (1998). *Metodología de la Investigación Holística*. (2ª Edición). Caracas - Venezuela : Fundación Sypal.

[17] Murphy A., Roberto S. (2007). *Apuntes de la clase: líneas de transmisión y antenas*. Puebla - México : Universidad de las Américas Puebla.

[18] Pérez V., Constantino. *Capitulo 9: líneas de transmisión. Cantabria – España.* Universidad de Cantabria. http://personales.unican.es/perezvr/.

[19] Besada S., José L. y Sierra C., Manuel. *Radiación y propagación*. Madrid – España. Universidad Politécnica de Madrid. http://ocw.upm.es/teoria-de-la-senal-y-comunicaciones-1/radiacion-y-propagacion/contenidos/apuntes/presentaciones/rdpr1.pdf.

[20] Amanogawa (2010) *Series Stub Tuning*. Software libre de internet.http://www.amanogawa.com/archive/SeriesStub/SeriesStub-2.html

[21] Nextag Inc. **(**1999-2012**)** *Listado de precios materiales y componentes*. Articulo de internet. http://www.nextag.com/

[22] Váquiro C., José D. (2012) *Relación Beneficio Costo*. Artículo en internet. http://www.pymesfuturo.com/costobeneficio.html

[23] ANSYS, Inc. (2012) *Software HFSS Ansoft*. Articulo de internet. http://www.ansys.com/Products/Simulation+Technology/Electromagnetics/High-Performance+Electronic+Design/ANSYS+HFSS

[24] Díaz., Luciano. (2010) *Microondas*. Caracas – Venezuela. Universidad Católica Andrés Bello

[25] Xiuping Li, J. Liao (2011). *Eye Shaped Segmented Reader Antenna for Near-Field UHF RFID Applications*. Beijing – China : Beijing University of Post and Telecommunications.

[26] Jefferies., D (2004). *Yagi-Uda Antennas*. Articulo de internet. http://personal.ee.surrey.ac.uk/Personal/D.Jefferies/yagiuda.html

Apéndices

Apéndice A

Para realizar un diseño en el HFSS se deben seguir los siguientes pasos que conforman la guía de usuario para la configuración de los parámetros del programa.

Guía de usuario del HFSS

Contenido

Este apartado presenta los conceptos básicos y terminología usada en el Ansoft HFSS. Expone una guía de ejemplo para la configuración, creación y optimización de un modelo de antena.

Fundamentales

Terminología del HFSS:

Project Manager: contiene un árbol de diseño que muestra la estructura de los proyectos.

Message Manager: permite ver los errores o advertencias que ocurren antes de comenzar la simulación.

Property Window: muestra y permite cambiar los parámetros o atributos del modelo

Progress Window: muestra el progreso de la solución

3D Modeler Window: contiene el modelo de árbol y modelo para el diseño activo.

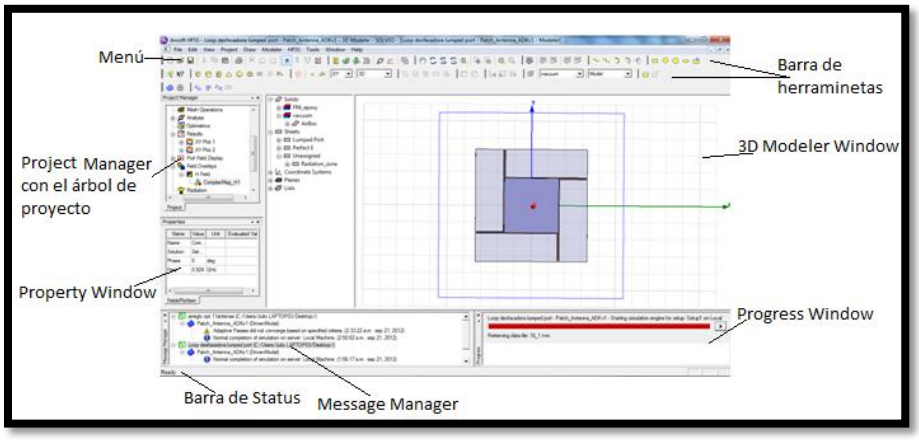


Figura 66: Entorno del HFSS

Fuente: Elaboración Propia

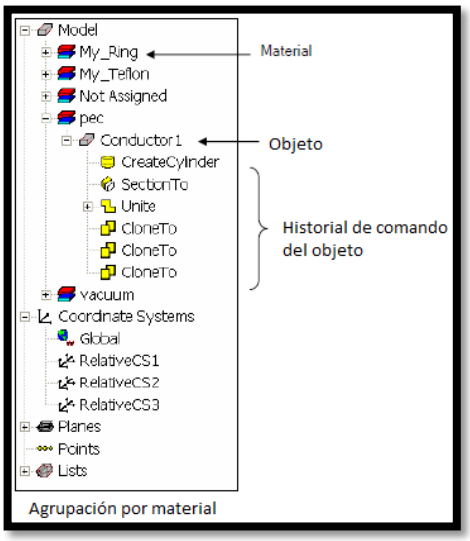


Figura 67: 3D Modeler Árbol de diseño

Fuente: Elaboración Propia

Ventana de diseños:

En el escritorio de Ansoft HFSS, cada proyecto puede tener múltiples diseños y cada diseño se muestra en una ventana separada. Usted puede tener múltiples proyectos de diseño y ventanas abiertas al mismo tiempo. Además, puede tener varias vistas del mismo diseño visible al mismo tiempo. Para organizar las ventanas, puede arrastrar la barra de título, y cambiar su tamaño arrastrándolo hasta una esquina. Además, puede seleccionar uno de los siguientes menús de opciones: ***Window >Cascade, Window >Tile Vertically, or Window > Tile Horizontally.***

Barra de Herramientas:

Los botones de la barra de herramientas son accesos directos para los comandos de uso frecuente. La mayoría de las barras de herramientas disponibles se muestran en esta ilustración del HFSS. Puede personalizar la pantalla de su barra de herramientas de una manera que sea conveniente para usted.

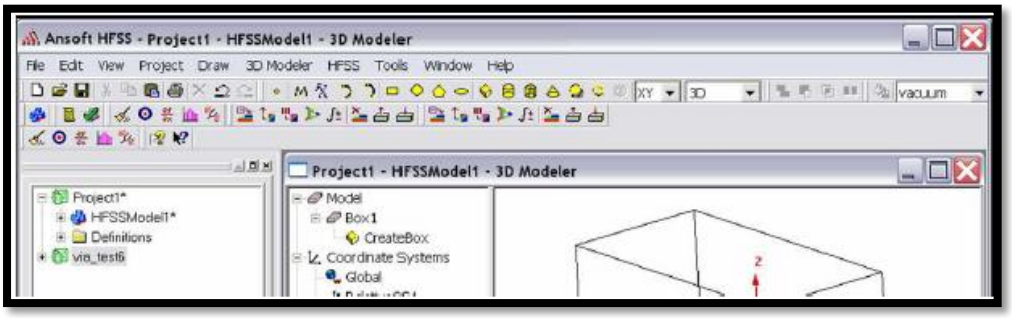


Figura 68: Barra de Herramientas del HFSS

(Fuente: Elaboración Propia)

Abriendo un nuevo proyecto:

❖ Para abrir un nuevo proyecto:

- Seleccione ***File > New***

❖ Desde el ***Project Menu***, seleccione ***Insert HFSS Design***

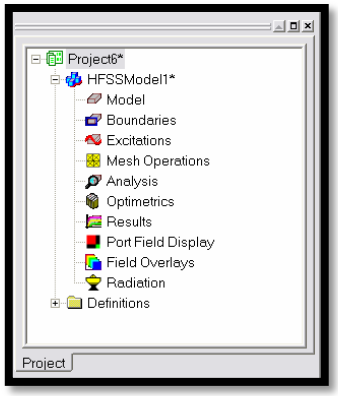


Figura 69: Project Menu

(Fuente: Elaboración Propia)

Configuración del *Solution Type*:

❖ Seleccione en la barra de herramientas ***HFSS > Solution Type***

❖ En la ventana de ***Solution Type***:

- Seleccione ***Driven Modal***

Driven Modal: calcula los parámetros S; la alimentación es a través de puestos diferenciales. Los resultados de la matriz S se expresan en términos de la potencia incidente y reflejada (coeficiente de reflexión)

- Hacer Click en ***OK***

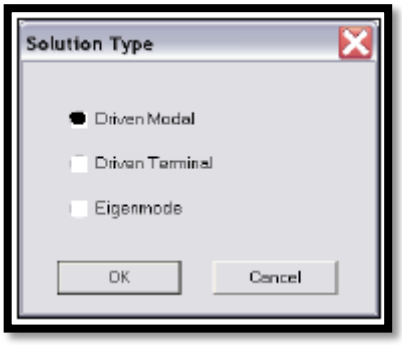


Figura 70: Ventana del Solucion Type

(Fuente: Elaboración Propia)

Creando el modelo 3D

❖ Configuración de unidades:

- Seleccione en la barra de herramientas ***Modeler > Units***
- Ventana de ***Set Model Units***:
- Seleccione la unidad: mm
- Hacer Click en ***OK***

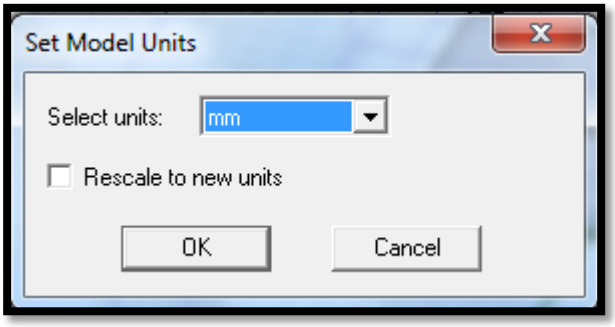


Figura 71: Ventana del Set Model Units

(Fuente: Elaboración Propia)

Configuración del plano de la grilla:

Con esta configuración se modifica la posición del objeto que se crea en los diferentes planos ***XY, YZ, ZX***.

❖ Seleccione en el menú de herramientas ***Modeler > Grid Plane > XZ***

Creando el Conductor

Para este caso se desea elaborar un dipolo plano, conformado por dos rectángulos que serán los brazos del dipolo.

❖ Seleccione en el menú de herramientas ***Draw Rectangle***

- Hacer Click sobre el plano y luego dibuje el rectángulo con las medidas que desee, la ventana de *Mesure Data* le permite observar las longitudes en tiempo real a medida que dibuja la figura.

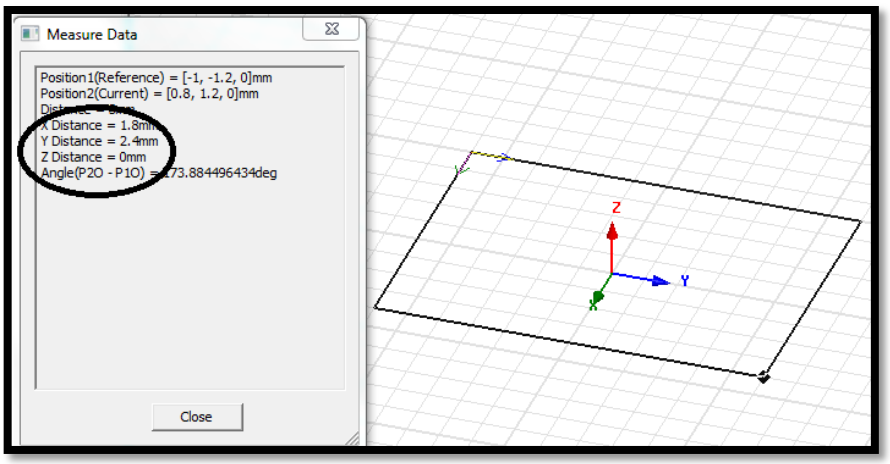


Figura 72: Dibujando un brazo del dipolo como rectángulo.

(Fuente: Elaboración Propia)

❖ Una vez dibujado el rectángulo aparece la ventana de propiedades

- Hacer Click en la pestaña de ***Attribute***
- En la casilla ***Name***, coloque el nombre de la figura creada para nuestro caso ***Brazo1***
- Seleecione la casilla ***Model***
- Click en ***OK***

❖ Para editar la posición, largo, ancho de la figura, en el diagrama de árbol en ***Sheets> Unassigned> Brazo1> CreateRectangle***

❖ La ventana de Properties se despliega

- En la casilla ***Value*** de ***Position*** coloque la posición que desea para la figura en ***(X,Y,Z)***. En este caso **(-0.17 ,0.17 ,0)**

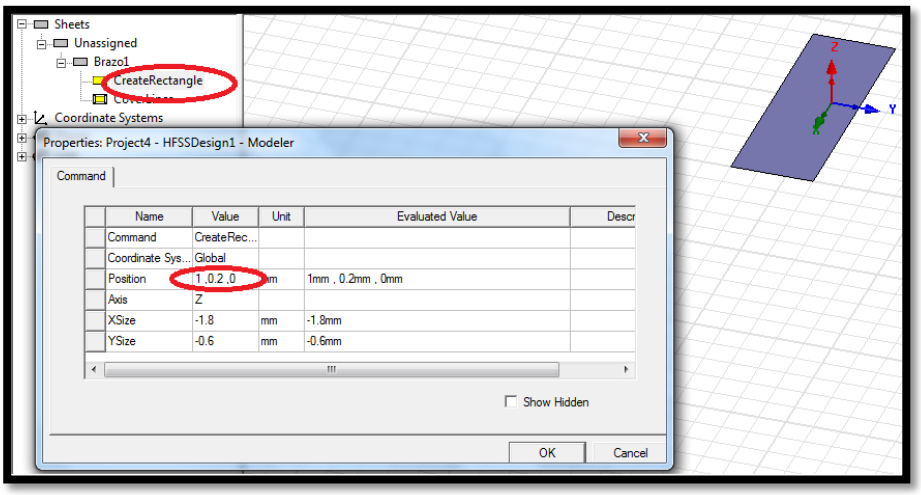


Figura 73: Configuración de Posición de la figura

(Fuente: Elaboración Propia)

- Una vez configurado el primer brazo del dipolo se puede crear el segundo muy simple:
  - Seleccione la figura ***Brazo1***
  - Copie y pegue la figura con las opciones del menú de herramientas
  - Aparecerá en el árbol de diseño la figura ***Brazo2***
- Se debe modificar la posición de la figura Brazo2 de forma tal que este alienado para crear la estructura de un dipolo, es decir , se traslada la figura ***Brazo2*** solamente en ***X***. ***(-0.10 ,0.17 ,0)***
- Luego de crear ambos brazos del dipolo plano, debido a que fueron construidos como una figura plana (***sheet***) no se le asigna un material conductor, de hecho se le asigna una condición de borde de la siguiente forma:
  - Seleccione las figuras ***Brazo1*** y ***Brazo2***
  - Hacer Click derecho
  - En el menú desplegado seleccione ***Assing Boundary>Perfect E*** donde ***Perfect E*** esta referido a la condición de conductor perfecto (***PEC***)

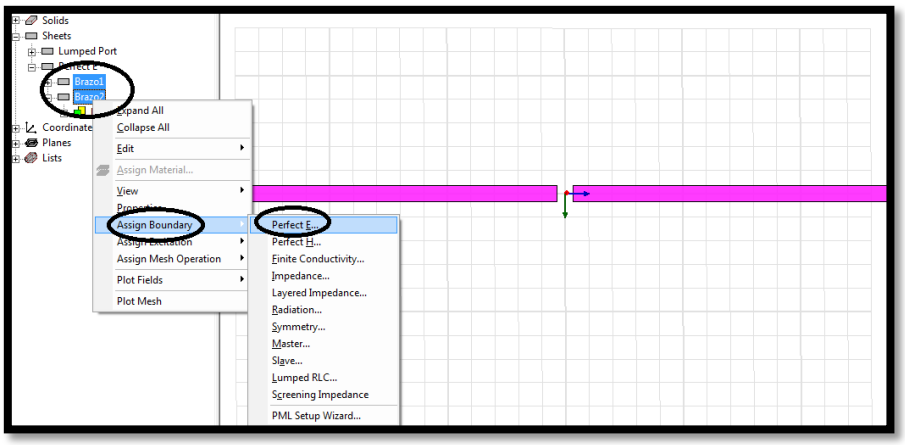


Figura 74: Asignación de condiciones de borde a la estructura

(Fuente: Elaboración Propia)

Creación del sustrato:

Una vez conformado el conductor, se procede a crea el sustrato o dieléctrico que caracteriza una antena plana o *PCB*. Los pasos son los siguientes:

- Seleccionar en el menú de herramientas Draw Box
- Con el mismo procedimiento que se dibuja la figura, en este caso se dibuja el sólido, con una longitud ***X***, ancho ***Y***, altura ***Z***.
- Configuramos el nombre (***Sub***) y posición en el plano (***-10.3,-13.75 ,0***)

En caso de que se desee colocar un parámetro del modelo en función de una variable, el procedimiento es el siguiente:

- En la ventana del *Project Manager*, hacer Click derecho sobre ***Insert HFSS Desing>Desing Properties***
- Aparece la ventana de ***Local Variables***
  - Hacer Click en ***Add*** para crear o añadir una variable
  - En ***Add Propertie***, se coloca el nombre de la variable, el valor y la unidad. En caso de ser una constante adimensional, no se colocan unidades.

Para este ejemplo se colocará el largo, ancho y alto del sustrato en función de las variables creadas ***subX, subY, subZ***.

- Por último seleccione ***OK***

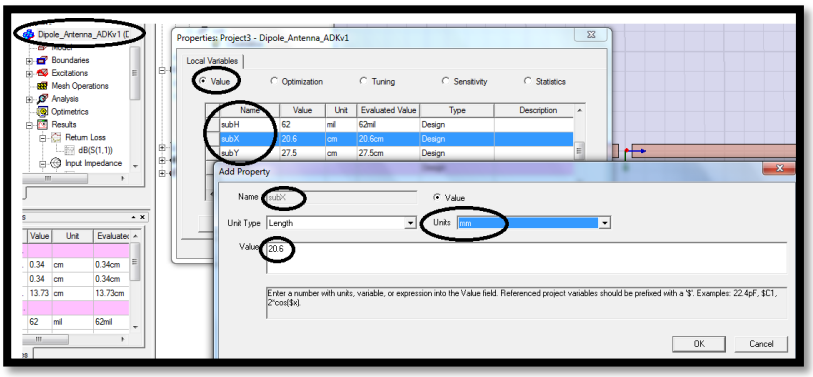


Figura 75: Creación de variables

(Fuente: Elaboración Propia)

Luego de configurar el sustrato, se debe asignar un material dieléctrico, para ello el HFSS ofrece una librería con variedades de materiales, que poseen los valores de las características reales de cada uno como lo es la permitividad, tangente de pérdidas, etc.

En este ejemplo se asigna al sustrato como material dieléctrico el ***FR4.*** Mediante los siguientes pasos:

- ❖ Seleccione el sustrato
- ❖ Hacer Click en la opción de ***Assing Material***
- ❖ La ventana de ***Select Definition*** es desplegada
  - En la barra del buscador se coloca el nombre del material que se desea asignar, en este caso el ***FR4***
  - Hacer Click ***OK***

En este punto se puede observar como el diagrama de árbol separa los sólidos por material asignado

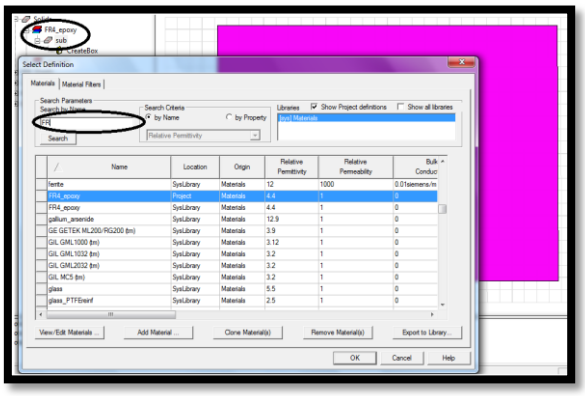


Figura 76: Asignación de material a un sólido

(Fuente: Elaboración Propia)

Excitación del modelo

Los puertos son un tipo único de condición de frontera, permiten que la energía fluya dentro y fuera de una estructura. Deben ser asignados a superficies (2D) uniformes. La asignación de excitación depende del ***Type Modal*** que posea el diseño creado. En este caso el ***Driven Modal*** el puerto que debe ser configurado como un ***Lumped Port***.

Lumped Port

Recomendado solo para superficies internas al modelo geométrico (***Air Box***). Normalizado a la contante $\boldsymbol{Z_0}$ definido por el usuario. Para crear el puerto se resuelve como cualquier figura plana, en este caso la alimentación debe colocarse entre los brazos del dipolo. Para asignar la excitación se realiza el siguiente procedimiento:

- Una vez creado la figura del puerto(***Port***)
- Hacer Click derecho sobre ***Port>Assing Excitations>Lumped Port***

- Se despliega la ventana de ***Lumped Port> General***
  - Se coloca el nombre del puerto
  - Se configura la impedancia del puerto. En este punto se simula impedancia que representa la línea de transmisión. Para este caso se colocó una impedancia de ***50Ω***

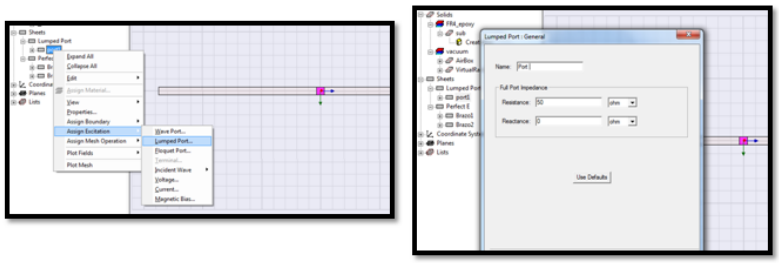


Figura 77 Asignación y configuración de la excitación

(Fuente: Elaboración Propia)

Límite de radiación

Ya que se está evaluando una estructura radiante, se tiene que crear un entorno de espacio libre para que el dispositivo pueda operar. Esto se logra con la condición de contorno de radiación. En este caso se utiliza un límite de radiación en forma de paralelepípedo. El límite de radiación tiene que ser colocado por lo menos a $\frac{\lambda}{4}$ del dispositivo.

Los pasos para crear el contorno de radiación:

- Se repite el procedimiento realizado para crear el sustrato
- Luego de crear la estructura que para el ejemple se ha llamado ***Air Box***, se le asigna una característica de ***vacio***
- Seleccionar el ***Air Box>Assig Material>Vacuum***
- Seleccionar *OK*

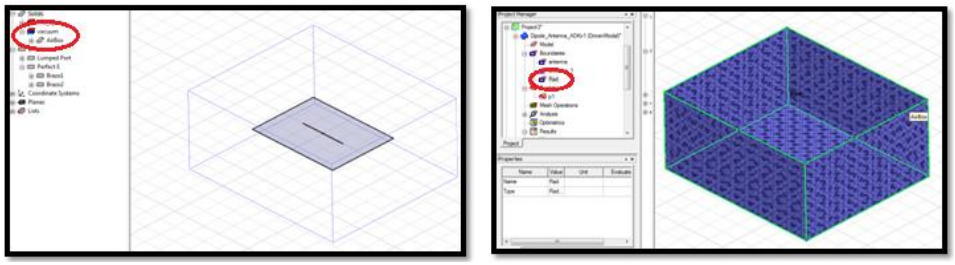


Figura 78: Asignación del límite de radiación

(Fuente: Elaboración Propia)

Analysis Setup

❖ Mallado (*mesh*) adaptativo

El mallado adaptativo construye una malla que se ajusta al rendimiento eléctrico del dispositivo. Mediante el empleo del mallado adaptativo, la malla es configurada automáticamente para ser lo más precisa y eficiente posible.

Sin mallado adaptativo, la responsabilidad de generar la malla correcta se deja al usuario. Esto es susceptible a errores y tedioso de hacer. Con el mallado adaptativo usted sabrá que la respuesta es correcta la primera vez.

❖ ***Genereal***:

- En el ***Setup Name*** se coloca el nombre a la configuración a realizar
- El HFSS ofrece un análisis tanto para la estructura como para el puerto. Seleccione la opción ***Enabled.***

❖ ***Solution Frecuency*** : Este punto la frecuencia es utilizada por el mallado adaptativo para refinar automáticamente la malla al rendimiento eléctrico del dispositivo

❖ ***Adaptative Solutions***:

- ***Maximum Number of Passes***: controla el número máximo de pasadas de malla en la rutina de adaptación, en otras palabras, son los intentos que se realizan para satisfacer

los criterios de convergencia. Un rango entre 10 y 15 pasadas es adecuado para la simulación (a mayor número de ***passes*** incrementa el tiempo de simulación).

- ***Maximum Delta S***: Este número define los criterios de convergencia para el proceso de mallado adaptativo. Como valor recomendado se utiliza ***0.02***
- ***Maximum Refienement Per Pass***: El crecimiento de malla para cada pasada de adaptación es controlado por el refinamiento por pasada. El refinamiento ***Per Pass*** es un porcentaje. Esto asegura que entre cada pasada de la malla es suficientemente perturbado y garantiza que usted no recibirá falsa convergencias. Se utiliza un valor de ***30%.***
- Todas las configuraciones restantes son utilizadas con su valor de ***default***.

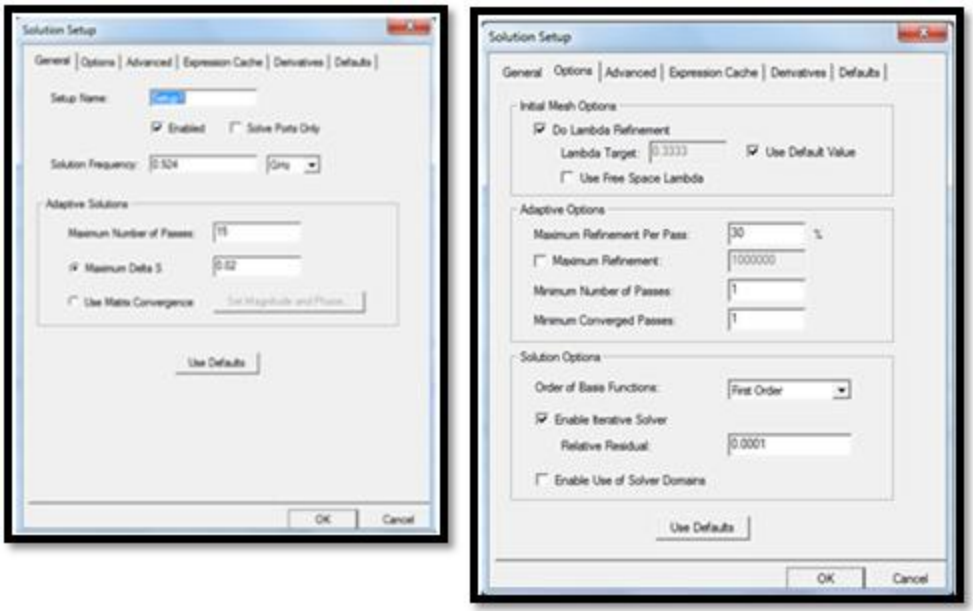


Figura 79: Ventanas Solution Setup

(Fuente: Elaboración Propia)

Configuración del barrido de frecuencia (*Sweep*)

❖ ***Fast*:** utiliza una ***Adaptación Lanczos-Pade Sweep*** (ALPS) basada en la extrapolación desde la frecuencia central del ancho de banda de la solución.

Una vez que la banda ha sido extrapolada, un elevado número de puntos de frecuencia se puede calcular sin ningún problema. La banda de frecuencia fijada representa los límites en los que serán presentados los reportes de resultados en 2D. Un número mayor de puntos dentro de un rango de frecuencias repercute en el tiempo de simulación. Para este caso se fijó un ancho de banda desde ***860MHz a 960MHz***.

- ***Count:*** número de puntos dentro de la banda de frecuencia, fue colocado en ***200***

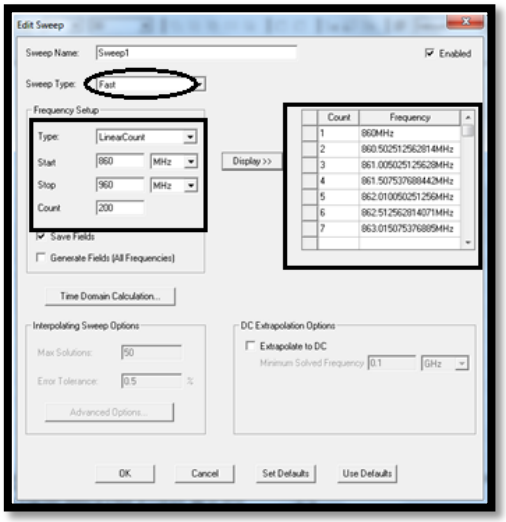


Figura 80: Ventana de configuración del Sweep

(Fuente: Elaboración Propia)

Solo queda verificar la configuración y estructuración de la antena con el botón de ***Validate*** en la barra de herramientas, para luego dar inicio a la simulación en el botón ***Analyze All***.

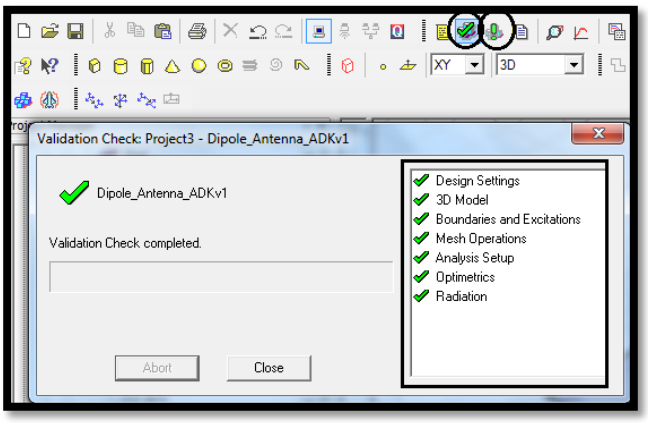


Figura 81: Validación del diseño creado y botón inicio de simulación

(Fuente: Elaboración Propia)

Reportes de resultados

El reporte de resultados (2D) en el HFSS se adapta a los requerimientos del usuario, el ***Driven Modal*** ofrece las categorías de:

- ***Parámetros S***
- ***Parámetros Z***
- ***Parámetros Y***
- ***VSWR (ROE)***
- ***Gamma***
- ***Puerto Z_0***

Impedancia de entrada y pérdidas por retorno

Para representar un reporte de resultados se deben seguir los pasos siguientes:

- ***Proyect Manager>Result>Rectangular Plot*** (para las pérdidas por retorno)
- ***Proyect Manager>Result>Smith Chart*** (para la impedancia de entrada)
- La ventana de ***Report aparece***

- ***Solution***: seleccione el ***Setup*** correspondiente al ***Analysis Setup*** creado en el apartado anterior
- ***Domain***: seleccione el ***Sweep*** que se ha configurado anteriormente
- ***Category***: seleccione la categoría de los resultados que desea observar. En este caso se selecciona ***S Parameter***.
- ***Quantity***: el parámetro S que se desea en este caso es el parámetro ***S11***.
- ***Function:*** seleccione la unidad en la cual desea representar el reporte. Fue seleccionado ***dB*** para los resultados. Para el caso de la impedancia de entrada no se selecciona una función.
- Click en ***New Report***

Con esto se logra generar el reporte de resultado para el dispositivo creado.

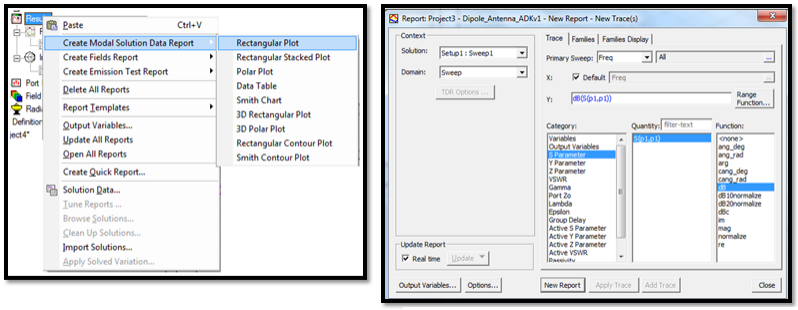


Figura 82: Configuración del reporte de resultado

(Fuente: Elaboración Propia)

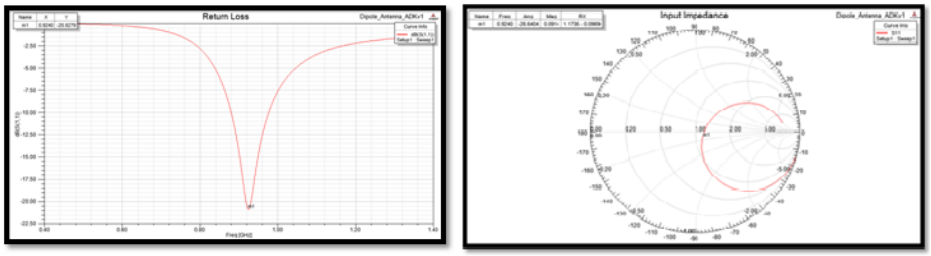


Figura 83: Reporte de resultados: Pérdidas por R; Z_0 en Carta de S.

(Fuente: Elaboración Propia)

Representación del campo magnético en *Near-Field*

HFSS permite representar en 2D el campo magnético en ***near-field***. En el caso que se requiera la representación de la magnitud del campo magnético se deben seguir los siguientes pasos:

- Se debe crear una superficie o ***sheet*** al cual se le asigna la ***condición de radiación*** (de esta forma el HFSS representa las ondas incidentes sobre la superficie asignada).

El ***sheet*** puede ser modificado en posición en caso de necesitar el estudio del ***campo H*** desde diferentes perspectivas o lejanías.

- Seleccione el ***sheet>Plot Fields>H>Complex_H.*** Con esto se logra la representación de ***H (x,y,z).***

Nota: si es seleccionado ***Mag_H*** en los resultados se aprecia la ***magnitud del campo H*** en función del ***ángulo de fase*** en diferentes puntos del ciclo del coseno: ***H (x, y, z, t) = H(x, y, z) cos(ωt + θ(x, y, z)).***

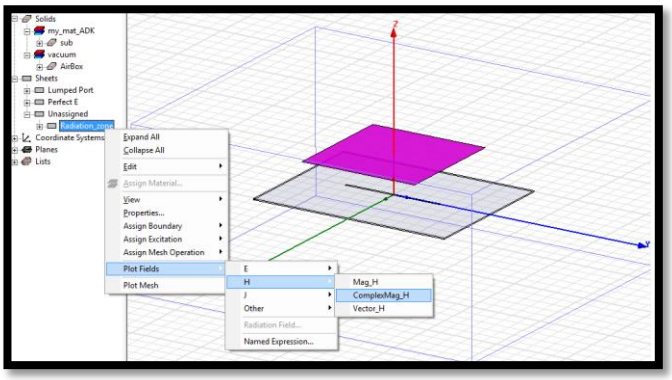


Figura 84: Configuración de la representación del campo magnético H (x,y,z).

(Fuente: Elaboración Propia)

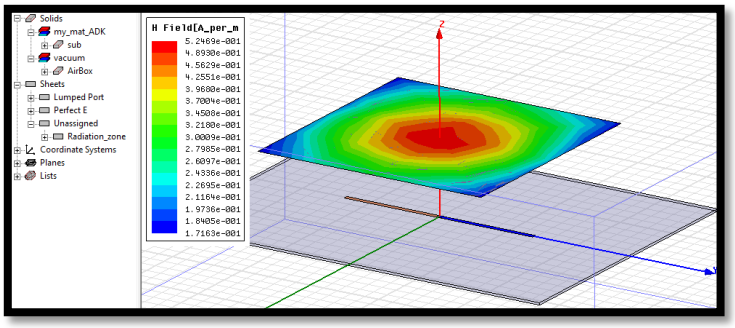


Figura 85: Representación del campo H en near-field

(Fuente: Elaboración Propia)

Configuración de la escala de valores

Luego de obtener los resultados del ***Plot***, se puede modificar la escala de valores a conveniencia del estudio de la siguiente manera:

- Click en la escala>***Modify***
- En la ventana de configuración seleccione la pestaña ***Scale***
  - Puede modificar el número de divisiones dentro del rango ***Max*** y ***Min***

  Los valores ***Max*** y ***Min*** de la escala puede ser colocados en:

  - ***Auto:*** utilizar la escala con los valores de ***default*** del HFSS
  - ***Use limits***: permite modificar los valores ***Max*** y ***Min***, los valores restantes automáticamente son restablecidos por el HFSS.
  - ***Specify Values***: permite colocar la escala en valores específicos dentro de un rango de valores encontrados en la pestaña ***Scale Values***.
  - Seleccione en ***Units*** la unidad de ***A/m*** correspondiente a la magnitud o intensidad del ***campo H***.
  - Seleccione ***Apply***.

Figura 86: Configuración de la escala de valores

(Fuente: Elaboración Propia)

Optimización

Dentro de las herramientas del HFSS se encuentra una referida al proceso de optimización del dispositivo. El simulador de Ansoft posee diferentes métodos de optimización:

- ***Genetic Algorithm***
- ***Pattern Search Optimizer***
- ***Quasi Newton Optimizer***
- ***SNLP Optimizer***
- ***SMINLP Optimizer***

Para esta guía de usuario será explicada la configuración del ***Genetic Algorithm*** en la optimización las dimensiones de un ***stub simple.*** Para este ejemplo se requiere que la antena diseñada esté acoplada con un ***stub*** de longitudes ***D*** y ***L*** de forma tal que sea resonante en la frecuencia de ***924MHz***. Para encontrar las medidas de los parámetros que permitan lo anterior, se utilizó la optimización del ***Genetic Algorithm.***

El ***Genetic Algorithm*** o ***GA*** es parte de una clase de técnicas de optimización llamado optimizadores estocásticos. No utiliza la información del experimento o la función de ***costos*** para determinar dónde seguir explorando en el espacio del diseño. En su lugar, utiliza un tipo de selección aleatoria y lo aplica en la estructura. La selección de evaluaciones al azar permite al optimizador saltar simulaciones que no proporcionan una mejora hacia el objetivo. Como resultado el ***GA*** ejecutará muchas más iteraciones que otros y puede resultar más lento.

Confiiguracion del *Genetic Algorithm*

- Seleccionar las variables a optimizar
- ***Proyect Manager>Insert HFSS Desing>Desing Properties>Optimizations>Seleccione las variables***
- En el ***Proyect Manager>Add>Optimization***
  - Seleccione el optimizador
  - Seleccione ***Setup Configurations***
  - ***Solution:*** seleccione el ***Setup*** correspondiente al ***Analysis Setup*** creado en el apartado anterior
  - ***Domain:*** seleccione el ***Sweep*** que se ha configurado anteriormente
  - ***Category***: seleccione la categoría de los resultados que espera mejorar. En este caso se selecciona ***S Parameter***.
  - ***Quantity:*** el parámetro S que desea, en este caso el parámetro ***S11***.
  - ***Function:*** seleccione la unidad del parámetro a mejorar. Fue seleccionado ***dB*** para los resultados.
- ***Add Calculations***

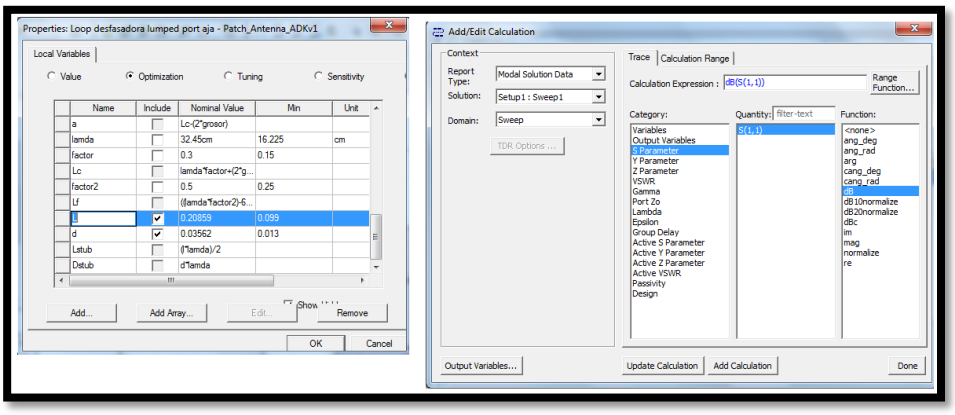


Figura 87: Configuración de la optimización

(Fuente: Elaboración Propia)

- Dentro del ***Setup*** en la pestaña de ***Goals*** aparecerá la optimización añadida, se debe agregar en ***Goal*** el valor del parámetro que se desee conseguir. En este caso se colocó ***-15 dB*** para las pérdidas por retorno configuradas.
- En la pestaña de ***Variables*** se configuran los valores mínimos y máximos de las variables que se desean optimizar, ese rango es el que dispondrá el optimizador para realizar el proceso. Con un valor de ***L=0.208*** se fijó un ***min=0.09*** y un ***max=0.297***; para un ***D=0.035*** se fijó un ***min=0.013*** y un ***max=0.039***.

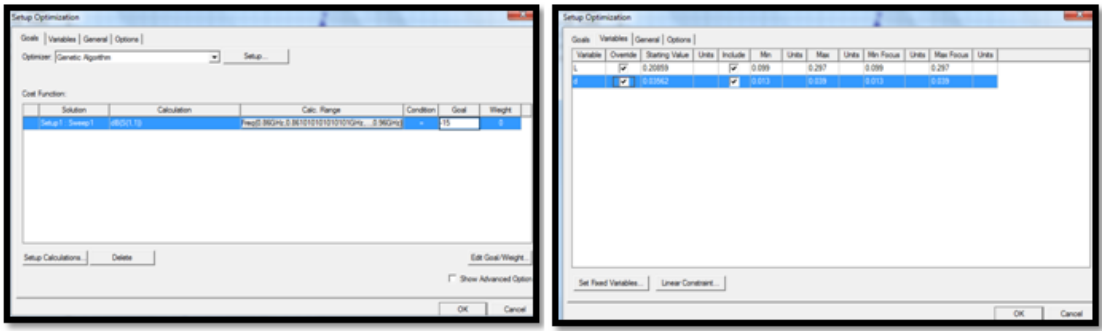


Figura 88: Configuración de Goal y valores max y min de los parámetros a optimizar

(Fuente: Elaboración Propia)

- Para finalizar seleccionar ***OK***.

Luego de un proceso de optimización de 12 horas se logró encontrar la configuración de ***D*** y ***L*** que ofrecen los resultados más cercanos a la meta. Las iteraciones se presentan en el reporte de pérdidas por retorno y en la Carta de Smith generadas como explica en el punto de ***Reporte de resultados*** de este apartado.

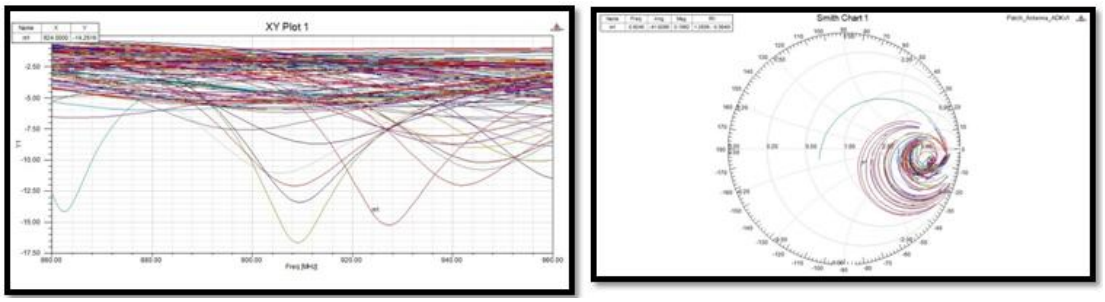


Figura 89: Resultado Iteraciones del GA.

(Fuente: Elaboración Propia)

Apéndice B

Cálculos del *stub* diseñado

En un sistema de antenas (transmisión o recepción) siempre se busca lograr que el sistema sea lo más eficiente posible, para esto es necesario lograr un acople de impedancias entre la antena y la línea de transmisión. El grado máximo de desacople tolerable viene dado por la aplicación particular que haya en un momento dado [24]

En este caso se trata del lector RFID *Speedway R420 de Impinj*, el cual determina un máximo de pérdidas por retorno de -10dB, lo que quiere decir en términos del coeficiente de reflexión 0.316. De igual manera requiere que la impedancia de la antena sea igual a 50Ω.

En cuanto a los dos diseños de antenas realizados, la siguiente tabla presenta los resultados obtenidos:

Diseño	Z_c normalizada (Ω)	Γ	*ROE*
Antena con desfasadores	18.92 - 2.99i	0.9	19
Antenas con líneas segmentadas	2.05 – 0.617i	0.39	2.27
Requerido por el lector RFID	1	Máximo 0.316	Máximo 1.92

Tabla 19: Comparación de Z_c, modulo del coeficiente de reflexión Γ , ROE entre antenas diseñadas y lector RFID

(Fuente: Elaboración Propia)

Debido a que los resultados obtenidos no cumplen con los requisitos del sistema, fue necesario la implementación de un mecanismo de acople para cada antena.

Se decidió utilizar un *stub* en serie ya que es un método factible, y no ofrece mayor complicación a la hora de diseñarlo en el HFSS.

Donde la D_{stub} se calcula para acoplar la parte real de Z_c a 1, mientras que L_{stub} acopla la parte imaginaria llevándola a ser 0.

El software libre *Impedance Matching–Series Stub Tuning* es una herramienta que se utilizó para el desarrollo del acople, es muy útil y ofrece mediciones exactas para el cálculo de un *stub*.

A continuación el procedimiento para el cálculo del *stub* en la antena con desfasadores:

- ❖ Una vez dentro del software se rellena los datos siguientes:

Z_0 Impedancia característica de la línea (50)

Z_l Impedancia característica de la carga desnormalizada (946 – 149.5i)

f_0 Frecuencia de operación de la antena (924E6)

ε_r Permitividad relativa (1)

- ***Stub Configuraton***: la configuración del *stub* puede ser tanto un abierto como un corto. En este caso se calculo como un *stub* en corto
- ***Display line admitance***: muestra o no la línea de admitancia. En este caso no es necesario. ***NO***
- ***Persistent Trace on Chart?***: permite ver el trazo del procedimiento. Se coloca ***YES***
  - ❖ Seleccione ***Update.***
  - ❖ Se marca Utilizando la Carta de Smith de Impedancias.

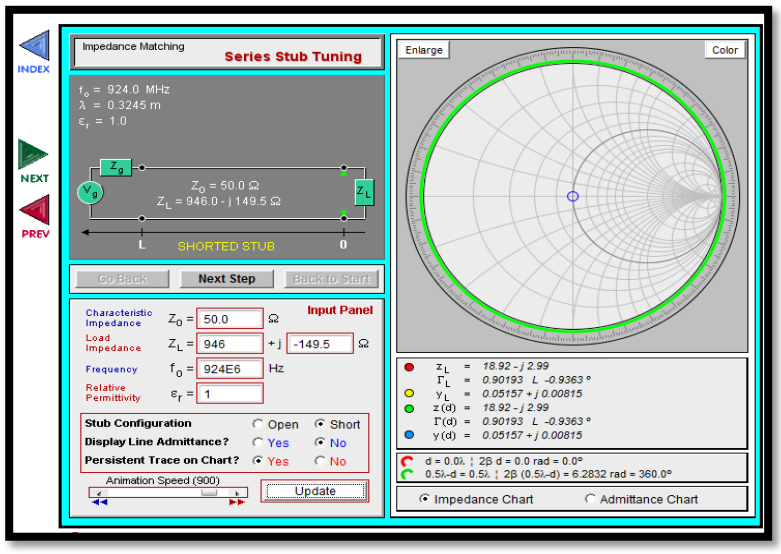


Figura 90: Configuración de los valores iniciales

(Fuente: Elaboración Propia)

- Ubicamos en la Carta de Smith la impedancia de la antena (normalizada)

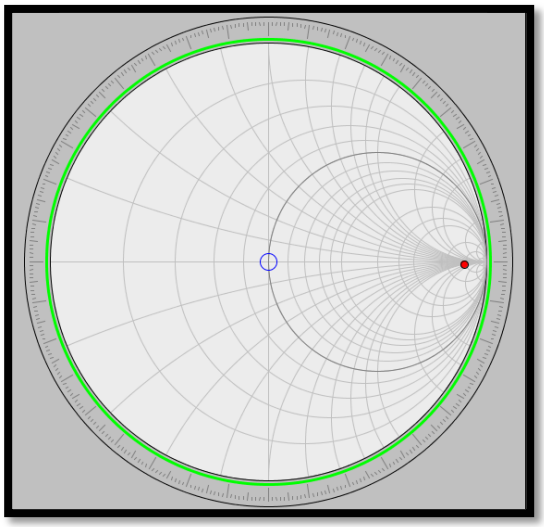


Figura 91: La carga Z_c=18.92 - 2.99i en la Carta de S.

(Fuente: Elaboración Propia)

Al seleccionar ***NEXT*** automáticamente el software traza la circunferencia de radio r= Γ , donde interceptado con el circulo de impedancia igual a 1 proporciona un par de soluciones para D_{stub} y L_{stub}.

- La primera intersección genera las distancias para D_{stub1} y L_{stub1}

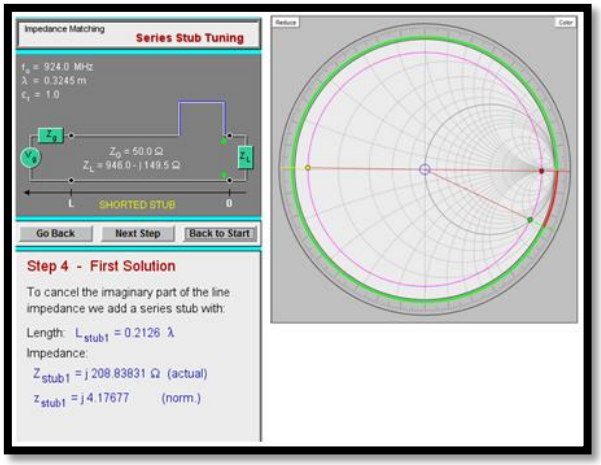


Figura 92: Primera solución $\boldsymbol{D_{stub1}}$ *= 0.0361λ;* $\boldsymbol{L_{stub1}}$ *= 0.21λ*

(Fuente: Elaboración Propia)

- Seleccione ***NEXT*** para visualizar la segunda solución para D_{stub2} y L_{stub2}

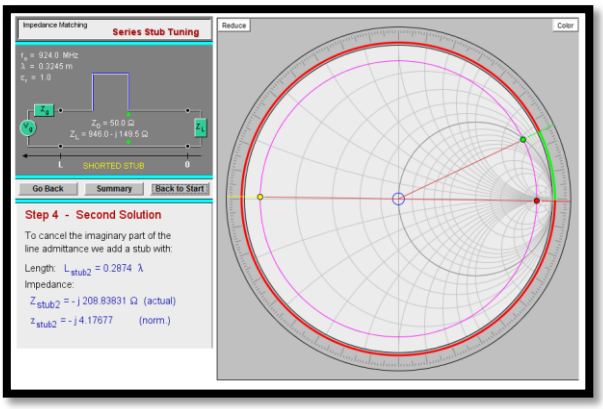


Figura 93: Segunda solución $\boldsymbol{D_{stub2}}$ *= 0.46λ;* $\boldsymbol{L_{stub2}}$ *= 0.28λ*

(Fuente: Elaboración Propia)

Al final el software presenta un resumen de los resultados obtenidos y los respectivos anchos de banda que generan.

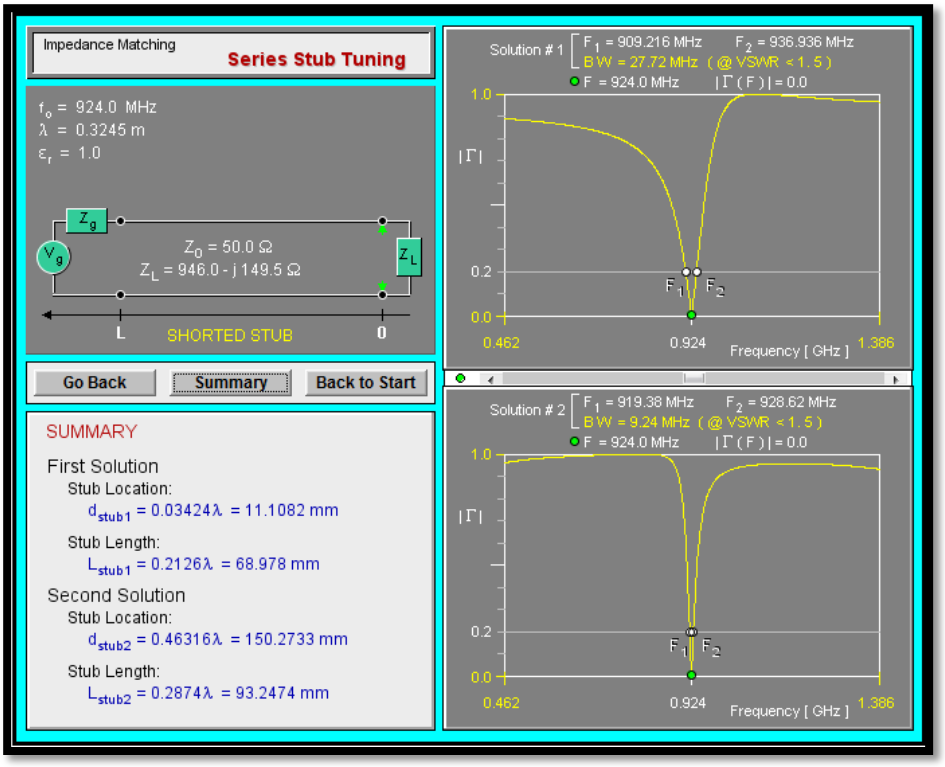


Figura 94: Resumen de resultados del stub calculado
(Fuente: Elaboración Propia)

Para estas dos soluciones se optó por el diseño del *stub* que ofrece un menor tamaño, ya que brinda un mayor ancho de banda y un ahorro de espacio en el diseño de la antena.

Para la elaboración del *stub* correspondiente a la antena con líneas desfasadas se realizaron los pasos anteriormente descritos. Sustituyendo los valores iniciales de configuración de dicha antena.

Apéndice C

Glosario de Términos

Antena: elemento conductivo con capacidad para radiar

Campo de datos (*data field*): área de la memoria del chip asignado a un tipo de información.

Chip: También conocido como circuito integrado (CI), es una superficie muy delgada en la que se encuentra una enorme cantidad (del orden de miles o millones) de dispositivos microelectrónicos interconectados, principalmente diodos y transistores, además de componentes pasivos como resistencias o condensadores.

EPC (*Electronic Product Code*): código electrónico de producto, que permite identificar todos los artículos de manera única e inequívoca en la cadena de suministro. Una serie de bits que identifican la empresa fabricante, categoría del producto y número de producto.

EPC Generación 2: estándar ratificado por EPC Global para el protocolo de interfaz aérea.

EPC Global: organización sin ánimo de lucro, constituida por el EAN y el *Uniform Code Council*, para comercializar la tecnología EPC, originalmente desarrollada por Auto-ID.

Frecuencia *(frequency*): Número de veces que la señal realiza un ciclo completo, es decir de ir del máximo al mínimo y volver al mismo estado, en un segundo.

HFSS: (*High Frecuency Structure Simulator*) es un software interactivo para calcular el comportamiento electromagnético de una estructura

IEEE: corresponde a las siglas de *The Institute of Electrical and Electronics Engineers*, el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos, una asociación técnico-profesional mundial dedicada a la estandarización, entre otras cosas. Es la mayor asociación internacional sin fines de lucro formada por profesionales de las nuevas tecnologías, como ingenieros eléctricos, ingenieros en electrónica, científicos de la computación, ingenieros en informática e ingenieros en telecomunicación.

Identificación automática *(automatic identification)*: capacidad de identificar sin proceso humano. Normalmente asociado al código de barras, RFID, biométrica, etc.

Identificación por radiofrecuencia (*radio frequency identification*): método para identificar elementos mediante radio.

ISO (*International Organization for Standardization*): Institución de estandarización a nivel mundial.

ISO 18000: conjunto de estándares internacionales que definen el protocolo de interfaz aérea usada en los sistemas RFID para etiquetar productos dentro de la cadena de suministro.

Memoria (*memory*): capacidad de almacenamiento del *chip* de la etiqueta RFID.

Middleware: en RFID se usa este término para referirse al software que reside en un servidor entre el lector y las aplicaciones empresariales. Filtra datos y permite pasar solo la información útil hacías dichas aplicaciones. Algunos, también puede gestionar la red de lectores. Savant es el nombre del que creo Auto-ID Labs.

NFC: tecnología de comunicación inalámbrica. Su alcance es corto (menor a 10 cms) y su frecuencia alta (13.56 MHz desde 106 Kbit/s hasta 848 Kbit/s). Involucra a 2 partes: A un iniciador y a un objetivo, el primero genera un campo de radio frecuencia que permite activar al segundo en su estado pasivo

RFID: *Radio Frequency IDentification* tecnología de auto-identificación (AIT), entre las cuales se encuentra el código de barras y los botones de memoria por contacto.

***Tag*:** transceptor adjunto a un objeto con capacidad de almacenamiento de información, mediante etiquetas electrónicas u otros mecanismos. Aunque su nombre técnico es transpondedor, su nombre más común es tag.

Transpondedor (*transponder*): transmisor/receptor radio que se activa cuando recibe una predeterminada señal. A veces a las etiquetas RFID se les llama transpondedores.

Transceptor *(transceiver*): elemento con capacidad para transmitir y recibir ondas de radio.

***Ultra High Frequency* (UHF):** frecuencias desde 300 MHz hasta 3 GHz A estas frecuencias la velocidad de transmisión es mayor pero no atraviesa ciertos elementos como un alto contenido de agua, frutas, etc.

PCB: Printed Circuit Board, circuito constituido por caminos o pistas de material conductor sobre un sustrato no conductor.

4nec2: *Numerical Electronics Code,* simulador electromagnético de antenas y estructuras metálicas, basado en el método de los momentos**.**

Apéndice D: Artículo IEEE

Phase Shifter Loop Reader Antenna Array for UHF Near-Field RFID Applications.

L. Capriles[1], O. Vargas[1] , H. Molina[2], D. Londoño[1]

[1] Telecommunications Engineer Dep.
Universidad Católica Andres Bello
Caracas, Venezuela

[2] Servicios de Automatización
RFID C.A.
Caracas, Venezuela

Abstract— The design challenge of the near-field UHF RFID reader antenna lies in creating an electrically large reader antenna with strong and uniform magnetic field distribution in the interrogation region A phase shifter structure is capable of providing a 180° phase shift to the phase-inversed current so that the current flow along the antenna is kept in a single direction even though the dimensions are electrically large. The loop antenna array with phase shifters is presented in this work to provide wide read area. And his performance is desirable for a UHF Near-field RFID reader antenna.

***Index Terms* — Loop Antenna, Phase Shifter, Near-Field Antenna, Radio Frequency Identification.**

Introduction

A near-field RFID system is defined when using the reactive near-field region of an antenna for tag reading a short distance apart. The advantage of the near field is their strength to interference, additionally, is less susceptible to absorption as it propagates through a medium with high magnetic permeability. Given that RFID systems are classified as radio systems, in Venezuela the UHF band is determined between 922-928MHz. At present the implementation of near-field RFID systems has many advantages in the area of jewelry, health care, libraries, among others, whose main objective is the control and protection of inventory. However, the problem is that by nature, the near-field antennas cannot cover the required area of reading, so we need a larger number of near-field antennas, which means more investment.

That is why there is a need to design a near-field UHF antenna that is capable of providing a reading area larger than that of any commercial near-field antenna. For this is proposed design phase shifter loop antenna array, which combines the fortress of magnetic field generated by an antenna loop with phase shifting and distribution that provides the antenna array. The development of this research is divided into five chapters that give sustenance to this degree thesis. The result was a design of phase shifter loop antenna array for UHF near-field RFID applications, which provides greater reading area and a higher return than a commercial near-field antenna.

Antenna Design

The loop antenna array with phase shifters presented in this work has shown a coverage area of 150cm of length and 16cm of width. The interrogation zone area of the proposed antenna is several times larger than a commercial near-field UHF RFID reader antenna. From the parametric studies, it is found that the variation of the parameters have directly affected the strong and uniform of the near-field distribution. The parameters of the antenna can be fixed to provide a strong and uniform magnetic field at the read zone of the antenna array, even a good performance over the operating bandwidth assigned for Venezuela.

Results

A loop antenna array with phase shifters is proposed for near-field UHF RFID applications. Phase shifters are introduced to provide a 180° phase shift to the phase inversed current. With that, the current flowing along the loop antenna is kept in a single direction. The dimensions of the center loop can be seen in figure 1.

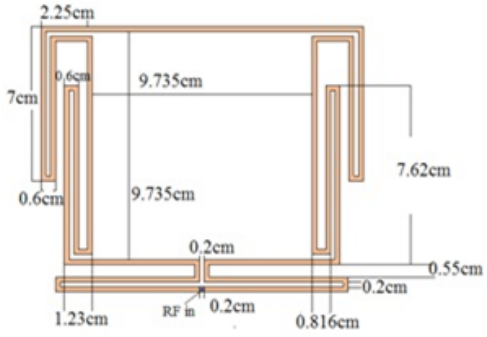


Figure 1: Dimensions of the central *loop*

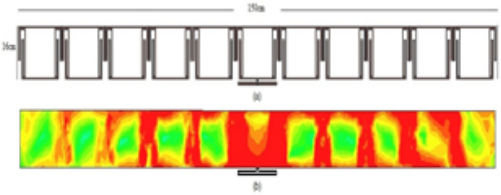


Figure 2: (a) Array (b) Magnetic Field

As seen in the figure 2 the antenna has a strong magnetic field around the read zone. The simulated array can read and write tags around the operation frequency.

The return loss for the simulated antenna at 924MHz had a value of -12.58dB as seen in figure 3. The reflexion coefficient of the loop antenna array has a value of $|\Gamma|$=0.23.

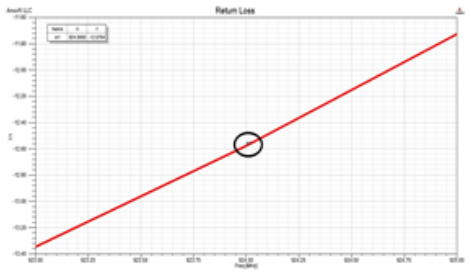


Figure 3: Return loss

CONCLUSIONS

Controlling the current flow along the loop is essential for providing strong and even magnetic near-field within the read zone of the antenna. The current flowing along the loop should be in a single direction. It is because single direction current flow on the loop produces magnetic fields which are added in the center region of the loops. The characteristics of phase shifter loop antenna array are desirable for near-field UHF RFID reader antennas.

Despite the electric lenght of the antenna, it was shown that this model provides a field magnitude above the magnitude that allow the read and write of the tags over the operating bandwidth for RFID in Venezuela

References

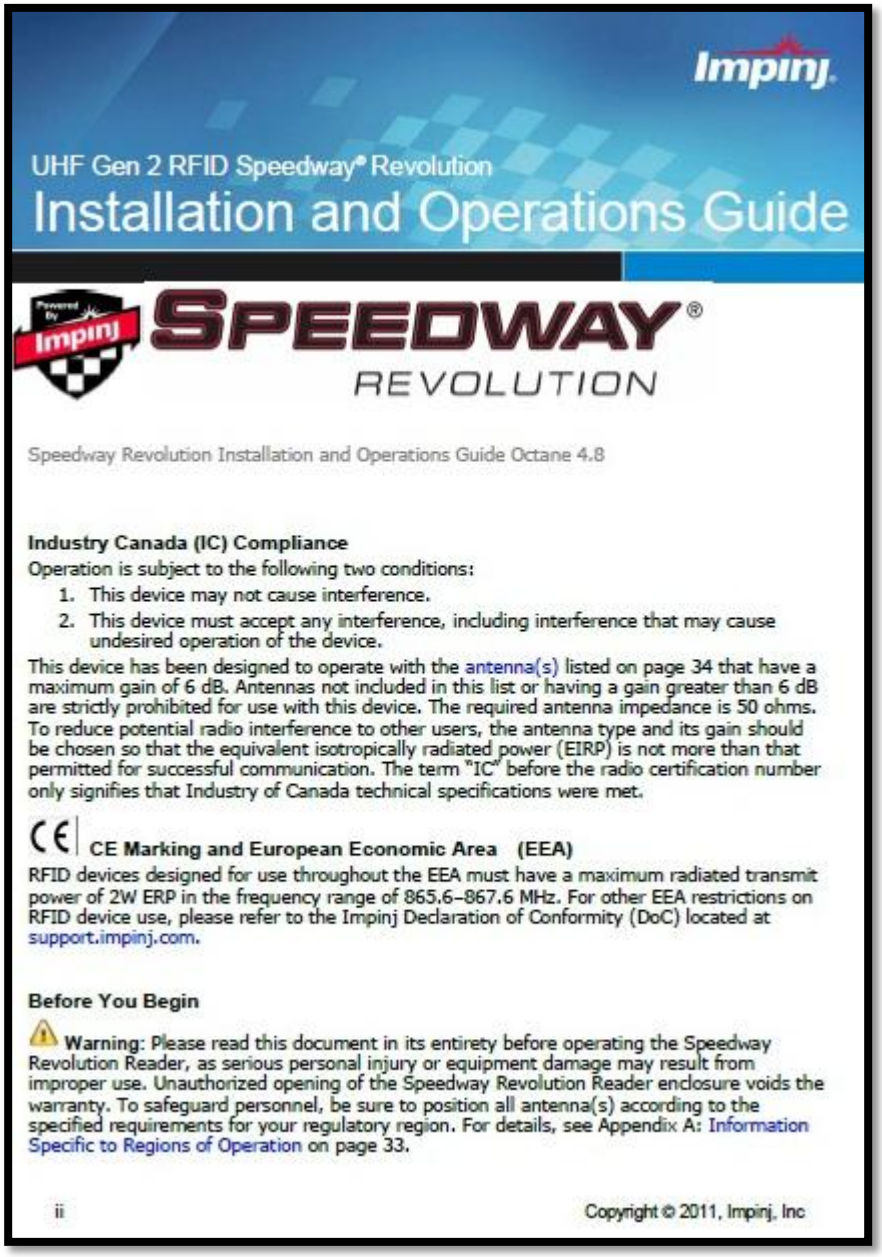
[1] Chean K., Goh. (2009). Near-Field UHF RFID reader antenna design. Singapur : National University of Singapur.

[2] Balanis, Constantine A. (2005). Antenna theory analysis and design.

[3] Guzmán G. José D. (2009). Diseño de Antenas y Caracterización de Interferencias entre Lectores RFID .

[4] Milligan, Thomas A. (2005). Modern Antenna Design.

Anexo A: Manual del lector Speedway Revolution de Impinj



Impinj

UHF Gen 2 RFID Speedway® Revolution

Installation and Operations Guide

SPEEDWAY® REVOLUTION

Speedway Revolution Installation and Operations Guide Octane 4.8

Industry Canada (IC) Compliance

Operation is subject to the following two conditions:

1. This device may not cause interference.
2. This device must accept any interference, including interference that may cause undesired operation of the device.

This device has been designed to operate with the antenna(s) listed on page 34 that have a maximum gain of 6 dB. Antennas not included in this list or having a gain greater than 6 dB are strictly prohibited for use with this device. The required antenna impedance is 50 ohms. To reduce potential radio interference to other users, the antenna type and its gain should be chosen so that the equivalent isotropically radiated power (EIRP) is not more than that permitted for successful communication. The term "IC" before the radio certification number only signifies that Industry of Canada technical specifications were met.

CE **CE Marking and European Economic Area (EEA)**

RFID devices designed for use throughout the EEA must have a maximum radiated transmit power of 2W ERP in the frequency range of 865.6–867.6 MHz. For other EEA restrictions on RFID device use, please refer to the Impinj Declaration of Conformity (DoC) located at support.impinj.com.

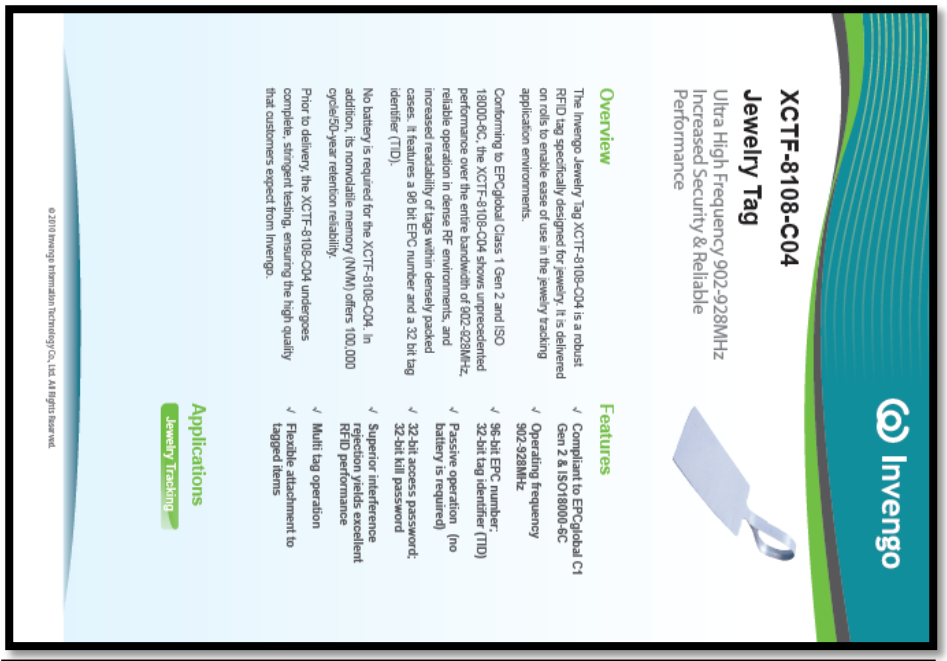
Before You Begin

⚠ **Warning:** Please read this document in its entirety before operating the Speedway Revolution Reader, as serious personal injury or equipment damage may result from improper use. Unauthorized opening of the Speedway Revolution Reader enclosure voids the warranty. To safeguard personnel, be sure to position all antenna(s) according to the specified requirements for your regulatory region. For details, see Appendix A: Information Specific to Regions of Operation on page 33.

ii

Copyright © 2011, Impinj, Inc

Anexo B: *Jewerly Tag* de Invengo



Invengo

XCTF-8108-C04

Jewelry Tag

Ultra High Frequency 902-928MHz
Increased Security & Reliable Performance

Overview

The Invengo Jewelry Tag XCTF-8108-C04 is a robust RFID tag specifically designed for jewelry. It is delivered on rolls to enable ease of use in the jewelry tracking application environments.

Conforming to EPCglobal Class 1 Gen 2 and ISO 18000-6C, the XCTF-8108-C04 shows unprecedented performance over the entire bandwidth of 902-928MHz, reliable operation in dense RF environments, and increased readability of tags within densely packed cases. It features a 96 bit EPC number and a 32 bit tag identifier (TID).

No battery is required for the XCTF-8108-C04. In addition, its nonvolatile memory (NVM) offers 100,000 cycle/50-year retention reliability.

Prior to delivery, the XCTF-8108-C04 undergoes complete, stringent testing, ensuring the high quality that customers expect from Invengo.

Features

- Compliant to EPCglobal C1 Gen 2 & ISO18000-6C
- Operating frequency 902-928MHz
- 96-bit EPC number; 32-bit tag identifier (TID)
- Passive operation (no battery is required)
- 32-bit access password; 32-bit kill password
- Superior interference rejection yields excellent RFID performance
- Multi tag operation
- Flexible attachment to tagged items

Applications

Jewelry Tracking

© 2010 Invengo Information Technology Co., Ltd. All Rights Reserved.

Specifications

XCTF-8108-C04

Jewelry Tag

Physical Characteristics

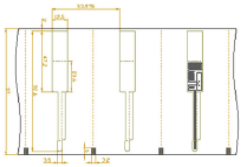
Dimensions
92.6×12.5×0.28mm (3.6×0.5×0.01in)
Base material
PET; aluminum
Tags per roll
2,000
Package
Corrugated Carton
Rolls per carton
up to 4
Weight
1.6±0.05kg/roll; 7.5±0.2kg/carton
(3.5±0.11lbs/roll; 16.5±0.44lbs/carton)

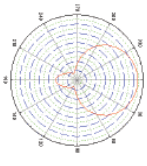
User Environment

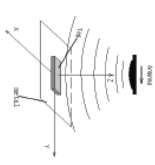
Operating temperature
-10℃ to +70℃ (14℉ to +158℉)
Storage temperature
-20℃ to +85℃ (-4℉ to +185℉)
Humidity
≤80%

Performance Specifications

Operating frequency
902~928MHz
Supported standard
EPCglobal Class 1 Gen 2; ISO 18000-6C
Read distance
Up to 1.2m / 3.9ft (reader dependent)
Chip type
Monza™ 3
Memory
96-bit EPC; 32-bit TID
Data retention
50-year







Contact us

Corporate Headquarters
3/F, Bldg.T2-B, High-tech Park South, Shenzhen, Guangdong 518057, China
Tel: (86) 755 26525656
Fax: (86) 755 26520277
intl@invengo.cn

Invengo Technology Corp. (USA)
12801 Worldgate Drive, Suite 500
Herndon, VA 20170, USA
Tel: (1) 703 793 0035
Fax: (1) 703 871 3001
sales@invengo.com

Anexo C: *Chip* del *tag*

Impinj

Monza® 3 Tag Chip Datasheet

3 Interface Characteristics

Described are the RF interface characteristics of both reader (Forward Link) and tag (Reverse Link).

3.1 Reader-to-Tag (Forward Link) Signal Characteristics

Table 3-1 Forward Link Signal Parameters

Parameter	Minimum	Typical	Maximum	Units	Comments
RF Characteristics					
Carrier Frequency	860		960	MHz	North America: 902–928 MHz Europe: 865–868 MHz
Read Sensitivity Limit		–15		dBm	Input sensitivity is measured on a single RF input at 25 °C. Input sensitivity is specified for a R=>T link using DSB-ASK modulation with 90% modulation depth, Tari=25µs, and a T=>R link operating at 256kbps with Miller M=4 encoding.
Write Sensitivity Limit		–11			
Maximum RF Field Strength			+20[1]	dBm	
Modulation Characteristics					
Modulation		DSB-ASK, SSB-ASK, or PR-ASK			Double and single sideband amplitude shift keying; Phase-reversal amplitude shift keying
Data Encoding		PIE			Pulse-interval encoding
Modulation Depth (A-B)/A	80		100	%	
Ripple, Peak-to-Peak M_h-M_l			5	%	Portion of A-B
Rise Time ($t_{r,10-90\%}$)	0		0.33Tari	sec	
Fall Time ($t_{f,10-90\%}$)	0		0.33Tari	sec	
Tari[2]	6.25		25	µs	Data 0 symbol period
PIE Symbol Ratio	1.5:1		2:1		Data 1 symbol duration relative to Data 0
Duty Cycle	48		82.3	%	Ratio of data symbol high time to total symbol time
Pulse Width	MAX(0.265Tari,2)		0.525Tari	µs	Pulse width defined as the low modulation time (50% amplitude)

Note 1. Reader antenna power with tag chip sitting on antenna. Assumes tag has half-wave dipole antenna. While maximum radiated reader power is +36 dBm for both Read and Write operations, the maximum power the tag should receive is +20 dBm (see section 5.2).

Note 2. Values are nominal; they do not include reader clock frequency error.

Revision 3.0 Copyright © 2010, Impinj, Inc.

Anexo E: Banda de frecuencias asignada para RFID

CONATEL
COMISION NACIONAL DE TELECOMUNICACIONES
REPÚBLICA BOLIVARIANA DE VENEZUELA

EQUIPO	Frecuencia (MHz)	Ancho de banda necesario	Límite máximo de PIRE o de intensidad de campo
DISPOSITIVO DE TELEMETRÍA BIOMÉDICA	0,535 - 1,705		100 mW
EQUIPO DE TELEMETRÍA	54 - 72	200 kHz	50 mW
	76 - 88		
	174 - 216		
	470 - 608		250 mW
	614 - 806		
EQUIPO DE TELECOMANDO	26,957 - 27,283	8 kHz	4 W
	29,72 - 30		
	36 - 36,6		
	50,80 - 50,98		1 W
	53,10 - 53,80		
	72 - 74,8		0,75 W
	75,4 - 76		
	433 - 434,79		10 mW
DISPOSITIVO DE OPERACIÓN MOMENTÁNEA	40,66 - 40,70		2.250 µV/m @ 3.m
	70 - 130		1.250 µV/m @ 3.m
	130 - 174		(625/11) * F(MHz) - (67.500/11) µV/m @ 3.m
	174 - 260		3.750 µV/m @ 3.m
	260 - 470		(125/3) * F(MHz) - (21.250/3) µV/m @ 3.m
	> 470		12.500 µV/m @ 3.m
SISTEMA DE IDENTIFICACIÓN POR RADIOFRECUENCIA (RFID)	0,125 - 0,134		20 µV/m @ 300.m, medido con detector cuasi pico
	13,110 - 13,410		106 µV/m @ 30.m, medido con un detector cuasi pico
	13,410 - 13,553		334 µV/m @ 30.m, medido con un detector cuasi pico
	13,553 - 13,567		15.848 µV/m @ 30.m, medido con un detector cuasi pico
	13,567 - 13,710		334 µV/m @ 30.m, medido con un detector cuasi pico
	13,710 - 14,010		106 µV/m @ 30.m, medido con un detector cuasi pico
	433,5 - 434,5		11.000 µV/m @ 3.m, medido con un detector cuasi pico
	922 - 928		4 W
	2.400 – 2.483,5		1 W
	5.725 – 5.875		1 W
ALARMAS, SENSORES Y SISTEMA INMOVILIZADOR DE VEHÍCULO	0,125		20 µV/m @ 300.m, medido con detector cuasi pico
	0,1232		
	0,132 - 0,1342		
	285 - 322		100 mW
	433 - 434,79		10 mW
SISTEMA DE IDENTIFICACIÓN AUTOMÁTICA DE VEHÍCULOS	2.900 - 3.260		3.000 µV/m por MHz de ancho de banda @ 3.m, medido con detector de promedio
	3.267 - 3.332		
	3.339 - 3.345,8		
	3.358 - 3.600		

Anexo F: Antena UHF *near-field* comercial

CSL CONVERGENCE SYSTEMS LIMITED

CS-777 Brickyard™ Near-Field Antenna

Product Profile:

The CS-777 near-field reader antenna is a key enabling technology for UHF Gen2 Item-Level Tagging systems. The CS-777 is optimized to read near-field tags placed on products with a variety of packaging options including plastic bottles and metal foil blister packs as well as different contents such as powders, pills and even liquids. It can be used in retail and pharmaceutical applications, library systems, document control, check out counters and many other applications requiring a short and constrained read range. The Brickyard antenna is designed for operation with the CSL RFID reader (CS-461), Impinj Speedway® readers as well as other "Powered by Impinj" RFID readers.

Features:

- Near-field RFID operation to enable reading of Item Level Tags
- Work with UHF Gen2 RFID tags that incorporate an inductive near-field component including the Button™, Paperclip™ and Satellite™ tags
- High performance, low cost antenna solution
- Table top or table bottom mounting

Specifications:

Physical Characteristics:	Diameter: 30 cm;	
	Height: 6 cm;	
	Weight: 2 lbs	
Connector type:	Reverse polarized TNC male connector	
Cable length:	2.4m	
Mounting:	3 mounting holes for table top mounting or 6 mounting holes for bottom mounting	
Environment:	Operating Temp:	-20°C to 55°C (-4°F to 131°F)
	Storage Temp:	-40°C to 85°C (-40°F to 185°F)
	Humidity:	5% to 95% relative, non-condensing
Frequency Range:	865-868 MHz / 902-928 MHz / 952-954 MHz bands (country-specific)	
Polarization:	Near-field magnetic coupling	
Impedance:	50 ohms	
Far Field Gain:	6 dBi max.	
Return Loss:	-15 dB (typical)	
Read Range:	up to 15 cm with pure near field tag, up to 40 cm with transitional (near and far field) tag	
Input Power:	1 Watt (typical operating condition), 3 Watts (absolute max)	
Order Code:	CS-777-1 = 865-868 MHz, CS-777-2 = 902-928 MHz, CS-777-3 = 952-954 MHz	
Restrictions on Use:	Approvals, features and parameters may vary depending on country legislation and may change without notice.	

Speedway®, Brickyard™, Button™, Paperclip™ and Satellite™ are trademarks of Impinj, Inc 2007.

Chung Nam Building,
12th Floor,
No. 1 Lockhart Road,
Hong Kong
Tel: (852) 2529 3008
Fax: (852) 2683 2016
Website:
www.convergence.com.hk

Information in this specification is subject to change without further notice

Anexo G: Especificaciones del lector Speedway Revolution R420

Speedway® Revolution Readers At A Glance

PRODUCT DETAILS	SPEEDWAY R420	SPEEDWAY R220
Air Interface Protocol	EPCglobal UHF Class 1 Gen 2 / ISO 18000-6C	
Performance	Includes all possible performance configurations and functionality to deliver peak performance for even the most challenging of applications	Intended for less demanding applications. Does not support the maximum throughput modes available on R420 including Max Throughput FM0, Hybrid, Max Miller and AutoSet Single Reader
Supported Regions or Geographies	• US, Canada, and other regions following US FCC Part 15 regulations • Europe and other regions following ETSI EN 302 208 v1.2.1 without LBT regulations For complete region list visit: http://www.impinj.com/Speedway_Revolution_Reader.aspx	
Antennas	4 high performance, monostatic antenna ports optimized for Impinj reader antennas (RP TNC)	2 high performance, monostatic antenna ports optimized for Impinj reader antennas (RP TNC)
Transmit Power	• +10.0 to +30.0 dBm (PoE) • +10.0 to +32.5 dBm (external universal power supply)	
Max Receive Sensitivity	-82 dBm	
Min Return Loss	10 dB	
Application Interface	EPCglobal Low Level Reader Protocol (LLRP) v1.0.1, Speedway Revolution SDK & EDK	
Network Connectivity	10/100BASE-T auto-negotiate (full/half) with auto-sensing MDI/MDX for auto-crossover (RJ-45)	
Cellular Connectivity*	• Sierra Wireless AirLink PinPoint XT (CDMA or GSM connectivity with GPS data) • Sierra Wireless AirLink Raven XT (CDMA or GSM connectivity) (* Available through Impinj-authorized partners)	
IP Address Configuration	DHCP, Static, or Link Local Addressing (LLA) with Multicast DNS (mDNS)	
Time Synchronization	Network Time Protocol (NTP)	
Management Interfaces	• Impinj Web Management UI • Impinj RShell Management Console using serial management console port, telnet or SSH • SNMPv2 MIBII • EPCglobal Reader Management v1.0.1 • Syslog	
Reliable Firmware Upgrade	• Dual image partitions enable smooth transition to new firmware while the reader is still operating • Scalable upgrade mechanism enables simultaneous scheduled upgrades of multiple readers • USB Flash Drive • Impinj Web Management UI	
Management Console	• RS-232 using a standard Cisco-style management cable (DB-9 to RJ-45) • Baud rate: 115200, Data: 8 bit, Parity: none, Stop: 1 bit, Flow control: none	
USB	• USB 1.1 Device (Type B) and Host (Type A) ports • USB Virtual COM Serial Port and USB drive support for embedded applications	
GPIO	• 4 inputs, optically isolated 3-30V; 4 outputs, optically isolated, 0-30V, non-isolated 5V, 100mA supply (DB-15)	
Power Sources	• Power over Ethernet (PoE) IEEE 802.3af • +24 VDC @ 800mA via external universal power supply with locking connector–sold separately	
Power Consumption	Idle / Typical / LDC PoE at +30 dBm: 3W / 11.5W / 6W Power Supply at +30 dBm: 3W / 13.5W / 6W Power Supply at +32.5* dBm: 3W / 15W / 6W (*maximum is 31.5 dBm for ETSI region readers)	
Environmental Sealing	IEC IP52	
Shock and Vibration	Mil-Std-810G Certified	
Operating Temperature	-20 °C to +50 °C	
Humidity	5% to 95%, non-condensing	
Dimensions (H x W x D)	7.5 x 6.9 x 1.2 in (19 x 17.5 x 3 cm)	
Weight	1.5 lbs (24.5 oz)	
RoHS	Compliant to European Union directive 2002/95/EC	

Impinj, Speedway, Powered by Impinj, and Monza are either registered trademarks or trademarks of Impinj, Inc.
Other brands and names may be claimed as the property of others.

Impinj

Impinj, Inc. 701 N. 34th Street, Suite 300 Seattle, WA 98103 www.impinj.com
rfid_info@impinj.com Tel: 206.517.5300 Fax: 206.517.5262

Copyright © 2011, Impinj, Inc. All rights reserved.