



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação

Gaby Edilma Zemanate Rengifo

MINIATURIZAÇÃO DE ANTENAS MICROSTRIP PARA
APLICAÇÕES RFID

Campinas
2016



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação

Gaby Edilma Zemanate Rengifo

Miniaturização de Antenas Microstrip para aplicações RFID

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestra em Engenharia Elétrica, na Área de Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Hugo Enrique Hernández Figueroa
Có-orientador: Luciano Prado de Oliveira

Este exemplar corresponde à versão final da dissertação defendida pela aluna Gaby Edilma Zemanate Rengifo, e orientada pelo Prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa e co-orientada pelo Prof. Dr. Luciano Prado de Oliveira

Campinas
2016

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): CNPq, 154557/2012-9

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

Z4m Zemanate Rengifo, Gaby Edilma, 1988-
Miniaturização de antenas microstrip para aplicações RFID / Gaby Edilma
Zemanate Rengifo. – Campinas, SP : [s.n.], 2016.

Orientador: Hugo Enrique Hernandez Figueroa.
Coorientador: Luciano Prado de Oliveira.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade
de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Microstrip antenas. I. Hernandez-Figueroa, Hugo Enrique, 1959-. II.
Oliveira, Luciano Prado de. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade
de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Miniaturización de antenas microstrip para aplicaciones RFID

Palavras-chave em inglês:

Microstrip antenna

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestra em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Hugo Enrique Hernandez Figueroa [Orientador]

Lucas Heitzmann Gabrielli

Antonio Panicali

Data de defesa: 22-03-2016

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Candidato: Gaby Edilma Zemanate Rengifo, RA:142377

Data da defesa: 22 de março de 2016

Título de la tesis: Miniaturização de Antenas Microstrip para aplicações RFID

Prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Antonio Roberto Panicali (USP)

Prof. Dr. Lucas Heitzmann Gabrielli (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

A MIS PADRES LUIS ZEMANATE Y GLORIA RENGIFO

Agradecimientos

Agradezco,

A Dios y María Santísima, porque de su brazo poderoso la oportunidad de continuar mi formación profesional como Maestra hoy se materializa, porque día a día mi vida ha sido bendecida, un caminar cargado de enseñanzas, alegrías y lindas experiencias.

Al profesor Hugo Hernández Figueroa por haberme acogido como orientada y marcar este caminar hacia la meta que se ha culminado con esfuerzo, perseverancia y apoyo de su parte.

Por la ayuda, paciencia y guía constante hacia nuestro objetivo, mis más sinceros agradecimientos Profesor Luciano Prado de Oliveira.

Al Ing. Michel por los conocimientos transmitidos, por su calidad humana y profesional.

A mis padre Luis y Gloria por su amor e incondicional apoyo.

A mis hermanos Fredy, Leidy y Jorge porque siempre fueron mi gran inspiración.

A mi novio Alexis por su apoyo y comprensión durante esta jornada.

A mis amigos Javier y Luis por su amistad sincera e incondicional apoyo en nuestras jornadas de trabajo.

Muchas gracias a mis amigos de corazón y de patria que estuvieron siempre a mi lado con su carisma, ayuda e cordialidad, Carlitos, Cesar, Luisa, Maury, Gabriela, Diana, Johann, Jps, Felipe. Una experiencia de vida para recordar siempre.

Agradezco a todos mis compañeros de laboratorio LEMAC, Oscar, Manuel, Adriano, Zady, Ruth, Roger por sus consejos y compañía.

Muchas gracias a la UNICAMP, en especial a todo el personal humano de la FEEC que directa o indirectamente hicieron parte de mi proceso de formación.

Finalmente, gracias al Consejo Nacional de Desarrollo Científico y Tecnológico, CNPq por su apoyo financiero.

Ve firme en la dirección de tu meta, porque el pensamiento crea, el deseo atrae y la fé realiza.

Anónimo

Resumo

Este trabalho inclui a concepção, análise e simulação na ferramenta software CST MWS da antena microstrip miniaturizada, componente usado na constituição de uma etiqueta RFID passiva operando na faixa de frequência UHF. Do estudo da teoria de antenas microstrip, se entende o seu funcionamento e é iniciado o processo de desenho de uma antena microstrip convencional. Fazendo uso das técnicas de miniaturização de antenas microstrip e incluindo mecanismo de adaptação de impedâncias por acoplamento indutivo no ponto de alimentação é a impedância de entrada da antena de um valor configurável, adaptado ao conjugado complexo da impedância do circuito integrado que será usado, o Monza 4 da Impinj. Em paralelo com o processo de concepção de antena microstrip são simulados e analisados os parâmetros da geometria do parche, a sua relação de resposta em frequência, a perda de retorno e impedância de entrada da antena. Como resultado final é proposta uma antena microstrip miniaturizada, devidamente parametrizado e caracterizada.

Palavras-chaves: Sistema RFID UHF passivo, Antenas microstrip, Adaptação de impedâncias, Técnicas de Miniaturização, Otimização do alcance de leitura.

Abstract

This thesis includes the design, analysis and simulation in the CST MWS software tool of a miniaturized microstrip patch antenna which will be integrated as a part of a passive UHF RFID tag. Based on the study of microstrip patch antennas theory can be understood its operation and it is approached the design process of a conventional patch antenna. Using miniaturization techniques of microstrip patch antennas and incorporating the inductive coupling impedance matching mechanism at the feed point, being the antenna input impedance a configurable value, easily adapted to the microchip complex conjugate impedance used, the Impinj Monza 4. Parallel to the microstrip patch antenna design are simulated and analyzed the geometrical parameters of the microstrip patch antenna, its frequency response, return loss and input impedance of the antenna. As the final result is proposed a miniaturized microstrip patch antenna, properly parameterized and characterized.

Key-words: UHF RFID passive system, microstrip patch antennas, impedance matching miniaturization techniques, optimization read range.

Índice de figuras

2.1. Esquema estructural de un sistema RFID pasivo	23
2.2. Componentes de una Etiqueta RFID pasiva	26
2.3. Funcionamiento de un sistema RFID pasivo por acoplamiento inductivo	27
2.4. Funcionamiento de un sistema RFID pasivo por a retrodispersión	27
2.5. Tipo de acoplamiento segun la banda de frecuencia de operación.	29
2.6. Principio de funcionamiento de um sistema RFID pasivo	30
2.7. Partes y geometrías de una antena microcinta	31
2.8. División de Campos asociados con la Antena en una Region Interior y Exterior	36
2.9. Modelo línea de transmisión de una antena microcinta	37
2.10. Efecto de borde de una linea de transmisión	38
2.11. Modelo de los cuatro bordes	38
2.12. Distribución de Cargas y Densidad de Corriente en una Antena Parche	38
2.13. Condiciones de Frontera de la Antena Parche	39
2.14. Configuración de los Campos para un Parche Rectangular.	41
2.15. Densidad de Corriente Equivalente para un Parche Rectangular en sus Lados.	42
2.16. Patrón de radiación del plano E y H de las laterales radiantes de una antena microcinta	42
2.17. Campo eléctrico en una antena microcinta rectangular ($n = 1$)	43
2.18. Alargamiento efectivo de las dimensiones de un parche rectangular	44

2.19. Representación de la antena parche rectangular haciendo uso del teorema de imágenes ($n=1$)	47
2.20. Representación de la antena parche rectangular como dos dipolos magnéticos	48
2.21. Diagrama de Bloques-Casamiento de Antenas	54
2.22. Ubicación del punto de alimentación en la antena	54
2.23. Resistencia total de una antena	55
2.24. Modelo del proceso de simulación de etiquetas RFID pasivas en la herramienta software CST MWS	57
2.25. Configuración del puerto discreto	58
2.26. Validación de la metodología de simulación propuesta	59
2.27. Configuración del puerto discreto en serie con un elemento concentrado	60
2.28. Validación del modelo de simulación propuesto para etiquetas RFID pasivas	61
2.29. Validación del método de simulación propuesto para el cálculo de alcance de lectura de etiquetas RFID pasivas	62
3.1. Componentes de una Etiqueta RFID	64
3.2. Red de Adaptación de Impedancias	65
3.3. Antena Cargada	65
3.4. Geometría Modificada	65
3.5. Antena microcinta rectangular de longitud $\lambda/4$ con un muro continuo como cortocircuito	66
3.6. Antena microcinta rectangular de longitud $\lambda/4$ con Postes de cortocircuito	67
3.7. Antena Microstrip Parche Rectangular Original y con Ranura	67
3.8. Antena microcinta rectangular con ranura cruzada y estándar	68
3.9. Algunas geometrías de antena microcinta con ranura para miniaturización	68
3.10. Distribución de corriente en la antena microcinta con Forma H	69
3.11. Geométricas Fractales de Antenas Parche	70
3.12. Antenas Parche con Cargas Inductivas Distribuidas	71

3.13. Antenas Parche con Poste de Corto-Circuito y Cargas Inductiva	71
3.14. Antenas Parche Circular con Postes Corto-Circuito Distribuidos	72
3.15. Sustrato EBG 2D	73
3.16. Antena microcinta miniaturizada con EGB	74
3.17. Antenas Parche sobre Sustrato Metamaterial	75
3.18. Diferentes Estructuras de las Incrustaciones en el Metamaterial	75
4.1. Impedancia de la antena, impedancia del microchip y alcance de lectura en función de la frecuencia de operación para una típica etiqueta RFID	78
4.2. Desempeño de la antena de una etiqueta RFID	79
4.3. Metodología para el proceso de diseño de antenas para etiquetas RFID	80
4.4. Métodos Numéricos y Programas de Simulación	82
4.5. Antena con acoplamiento inductivo en el punto de alimentación	86
4.6. Equivalente circuital de la antena propuesta	87
4.7. Configuración de las condiciones de contorno	91
4.8. Antena 1 - Parametrización según cálculos efectuados	92
4.9. Antena 1: Impedancia de entrada	93
4.10. Variación de la impedancia de entrada de la antena según la ubicación del punto de alimentación	94
4.11. Variación de la impedancia de entrada según la modificación de la longitud L_1	95
4.12. Variación de la impedancia de entrada según la modificación de la longitud W_1	95
4.13. Definición del puerto discreto en serie con el componente capacitivo	96
4.14. Perdidas de retorno de la antena 1	96
4.15. Antena 1: Ganancia	97
4.16. Antena 2: Adaptación de impedancias mediante la variación de las longitudes W_1, L_1	97
4.17. Perdida de retorno de la antena sintonizada mediante la variación de las longitudes W_1, L_1	98

4.18. Antena 3: Con acoplamiento inductivo en su punto de alimentación	99
4.19. Variación del comportamiento inductivo de la impedancia de entrada de la antena según la dimensión l del bucle en el punto de alimentación	99
4.20. Variación del comportamiento inductivo de la impedancia de entrada de la antena según la dimensión w del bucle en el punto de alimentación	101
4.21. Variación del comportamiento inductivo de la impedancia de entrada de la antena según la dimensión d del bucle en el punto de alimentación	102
4.22. Variación del comportamiento inductivo de la impedancia de entrada de la antena según la dimensión a del bucle en el punto de alimentación	102
4.23. Impedancia de Entrada de la Antena 3 y 4	104
4.24. Resistencia de entrada de la antena 4 variando la longitud de L_r	104
4.25. Sintonía en frecuencia de S_{11} alterando la longitud L_f .	107
4.26. Sintonía en frecuencia de S_{11} alterando la longitud W_{1f}	107
4.27. Dimensiones de la antena microcinta 5	108
4.28. Perdidas de retorno para la antena microcinta 5	108
4.29. Análisis del efecto de las perdidas tangenciales del sustrato de la antena 5 en R_a	109
4.30. Análisis del efecto de las perdidas tangenciales del sustrato en el patrón de radiación	110
4.31. Análisis del efecto de la permitividad del sustrato . . .	111
4.32. Análisis del efecto de la permitividad del sustrato en la ganancia de la antena	111
4.33. Análisis de la altura del sustrato en el frecuencia	112
4.34. Análisis de la altura del sustrato en la impedancia de entrada de la antena	112
4.35. Análisis del efecto del espesor del sustrato en el patrón de radiación y alcance de lectura de dos antenas sintonizadas	113
4.36. Perdidas de retorno para la antena microcinta 6	113

Índice de tablas

4.2. Dimensiones de las antenas con acoplamiento inductivo en el punto de alimentación	103
4.3. Variación de la frecuencia de resonancia de la antena 4 debido al incremento de ϵ_r	105
4.4. Variación de la dimensión L y W de la antena 4 debido al incremento de ϵ_r en 921,5 MHz	106
4.5. Variación de la figura de merito debido al incremento de h	114

Lista de Acrónimos y Anotaciones

DC	Direct current
EBG	Electromagnetic Band-Gap
EIRP	Equivalent isotropically radiated power
FDTD	Finite-difference time-domain
FEM	Finite Element Method
FIT	Finite Integration Technique
GPS	Global Positioning System
MoM	Method of Moments
MMIC	Monolithic microwave integrated circuit
PBA	Perfect Boundary Approximation
RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency Identification
UHF	Ultra High Frequency

λ	indica longitud de onda
P_t	indica potencia transmitida
G_t	indica ganancia de la antena del lector
G_{etiqa}	indica ganancia de recepción de la antena de la etiqueta
P_{th}	indica potencia mínima requerida para activar el microchip

Índice general

1. Introducción	19
1.1. Metodología	20
1.2. Estructura del documento	21
2. Conceptos básicos de los Sistemas RFID pasivos	23
2.1. Que es un Sistema RFID pasivo	23
2.1.1. Componentes de un Sistema RFID Pasivo . . .	24
2.2. Funcionamiento de un Sistema RFID Pasivo	27
2.2.1. Sistema RFID Pasivo Acoplado por Retrodis- persión	28
2.3. Antenas a ser usadas en la construcción de etiquetas RFID pasivas	29
2.3.1. Métodos de Análisis de Antenas Parche	32
2.3.2. Modelo línea de transmisión	37
2.3.3. Modelo de cavidades	38
2.4. Funcionamiento de una Antena Microcinta Rectangular	42
2.4.1. Mecanismo de radiación de una antena micro- cinta rectangular	45
2.5. Principios de Diseño de Antenas Parche Microstrip . .	50
2.5.1. Fase 1: Elección del sustrato	50
2.5.2. Fase 2: Elección de las dimensiones del parche .	52
2.5.3. Fase 3: Elección del punto de alimentación . . .	54
2.6. Validación del método de simulación propuesto para pa- ra etiquetas RFID pasivas	56
3. Técnica de adaptación de impedancias y miniaturiza- ción de antenas microcinta	63
3.1. Técnicas de adaptación de Impedancias	63

3.2.	Técnicas de Miniaturización de Antenas Microcinta RFID	66
3.2.1.	Miniaturización por simetría	66
3.2.2.	Miniaturización por ranuras en el parche	67
3.2.3.	Miniaturización por forma del parche	69
3.2.4.	Miniaturización por el uso de cargas concentra- das o distribuidas sobre el parche	70
3.2.5.	Miniaturización por naturaleza del sustrato	72
3.2.6.	Miniaturización por el uso de estructuras periód- icas EBG	73
3.2.7.	Miniaturización por metamateriales	74
4.	Diseño de Antenas para Etiquetas RFID Usando Aco- plamiento Inductivo en el Punto de Alimentación	77
4.1.	Criterios de Desempeño de etiquetas RFID	77
4.2.	Proceso de Diseño de Antenas para Etiquetas RFID pasivas	79
4.3.	Acoplamiento Inductivo en el Punto de Alimentación de una Etiqueta RFID pasiva	85
4.3.1.	Modelo Analítico	86
4.4.	Cálculos y Resultados Numéricos de Simulación	88
4.4.1.	Configuración del Entorno de Simulación	90
4.4.2.	Simulación de la antena microcinta estándar	92
4.4.3.	Simulación de la antena microcinta con adapta- ción de impedancias mediante el uso de acopla- miento inductivo en el punto de alimentación	98
4.4.4.	Simulación antena microcinta implementando téc- nicas de miniaturización	105
4.4.5.	Efecto de las pérdidas tangenciales relacionadas al sustrato	109
4.4.6.	Efecto de la permitividad del sustrato	110
4.4.7.	Efecto del espesor o altura del sustrato cerámico	111
4.4.8.	Consideraciones Finales	114
5.	Conclusiones y Trabajo Futuro	115
5.1.	Conclusiones	116
	Bibliografía	117

Introducción

En la creciente corriente de producir dispositivos cada vez más pequeños que conserven o incrementen sus funcionalidades, la miniaturización de etiquetas de identificación por radio frecuencia (RFID, Radio Frequency Identification) se consolida como una de las grandes vertientes de estudio actualmente. Por tratarse de un elemento constituido por un sustrato, una antena y un circuito integrado, la etiqueta RFID o elemento identificador pasivo en ausencia de una fuente de energía externa depende de la ingeniería aplicada a cada uno de sus componentes y la integración de los mismos para su adecuada operación. A causa de los variables diseños de antenas, naturaleza del sustrato, frecuencia y familias de microchips a utilizar, en el mercado se encuentran diversos formatos y tamaños de etiquetas RFID comercializadas a grande escala. Cada una de ellas previamente proyectadas para aplicaciones particulares, dada la fuerte dependencia existente entre el nivel de visibilidad requerida y la banda de frecuencias RF sobre la que el sistema operará, desde las más bajas frecuencias (LF, Low Frequency), pasando por las altas frecuencias (HF, High Frequency) hasta alcanzar las ultra altas frecuencias (UHF, Ultra High Frequency) y microondas.

Sin embargo, RFID por tratarse de una tecnología que usa las radiofrecuencias como mecanismo de comunicación, la degradación electromagnética de la señal RF según el medio donde es implementado, el tamaño de sus dispositivos y el coste de manufacturación han constituido unos de los grandes desafíos afrontados y en los que numerosas investigaciones han sumado sus esfuerzos [1] [2] [3]. Producto de ello se encuentran los materiales altamente dieléctricos, empleados en la construcción del sustrato o superficie miniaturizadas que soporten la antena y el microchip, capaces de contrarrestar el deterioro de los

niveles de señal RF a causa de la naturaleza del elemento etiquetado. Antenas con nuevos diseños geométricos, de baja complejidad y pequeñas dimensiones como lo son las antenas con diseños serpenteados, F invertida, uso de ranuras y bucles acoplados. Sumado a ello, la producción de sustratos con bajos costos de manufactura constituyen un conjunto de herramientas fundamentales para proyectar etiquetas pequeñas, que puedan ser leídas a largas distancias y sean aptas para escenarios adversos como presencia de metales.

Con lo anterior, el presente trabajo que tiene como objetivo principal el diseño de una antena parche microstrip miniaturizada, apta para constituir una etiqueta pasiva UHF, de largo alcance y apropiada para operar en superficies metálicas, mediante la conjugación de mecanismos de adaptación de impedancias complejas y principios de técnicas de miniaturización consultados en la literatura de antenas y trabajos publicados. Resaltando los efectos de cada uno de los elementos del parche utilizados en el proceso de integración antena-microchip.

A manera de contribución se resaltan:

- Un factor de 65 % en la miniaturización de las dimensiones de la antena, alcanzado mediante la combinación de las diferentes técnicas de miniaturización abordadas e interoperables con un sistema de acoplamiento inductivo en el punto de alimentación,
- La modularidad alcanzada de la antena parche microstrip, permitiendo la reconfiguración de la impedancia de entrada en sus componentes real y complejo, oscilando en valores resistivos de $R = (10 - 90)\Omega$ y reactancias inductivas $X_L = (50 - 160)\Omega$ sin afectar notoriamente la frecuencia de operación de la antena ($f_r = 921,5MHz$).
- La amplia caracterización y descripción funcional del diseño de la antena parche no abordada en la publicación [4] y la cual fue configurada para operará en la frecuencia 921,5 MHz, acorde a la regulación de asignación de frecuencias para Brasil.

1.1. Metodología

La obtención de antenas parche microcinta miniaturizadas aplicadas a sistemas RFID UHF comprende el estudio de los mecanismos de

análisis de este tipo de antenas, sus parámetros principales de operación y la identificación de un método de diseño conforme características como frecuencia de operación, espesura y permitividad dieléctrica del sustrato. Por tratarse estos últimos parámetros determinantes en las dimensiones de la antena y mecanismo de operación se incluyen análisis adicionales relacionados a cada una de estas variables.

- Frecuencia de operación: determina el tipo de acoplamiento antena del lector- antena parche, acoplamiento de campo próximo (inductivo) o acoplamiento de campo lejano (retrodispersión) traducido al alcance de visibilidad por parte de la antena lectora.
- Espesura del sustrato y dimensiones del parche: determinantes en la distribución de campos electromagnéticos y el modo de resonancia para la frecuencia de interés
- Permitividad del sustrato: determinante en las pérdidas dieléctricas e influenciado en los procesos de sintonía de la frecuencia de operación y dimensiones (largo, ancho) del parche.

Una vez abordada la teoría de operación de antenas parche se procede a identificar las características propias de sistemas RFID pasivos, centrándose en la arquitectura de la etiqueta pasiva (antena parche-microchip) y la identificación de la impedancia del microchip a utilizar en la integración con la antena parche. Por tratarse de una impedancia fija la presentada por el microchip se proceden a evaluar técnicas de adaptación de impedancias encontradas en la literatura, que relacionen la geometría de la antena parche y permitan alcanzar unas bajas pérdidas de retrodispersión. Como un aspecto final a considerar se estudia las diferentes técnicas de miniaturización de antenas parche que permitan reducir sus dimensiones sin producir deterioro en las métricas de operación de la futura etiqueta, enfocándose principalmente en obtener un elevado alcance de lectura.

1.2. Estructura del documento

A lo largo de este trabajo, se ha explorado la utilización de diferentes técnicas de miniaturización de etiquetas parche microstrip UHF para identificar objetos con superficies metálicas. De manera más detallada, el documento de defensa ha sido organizado de la siguiente

manera:

La realización de este trabajo, se inicia con la construcción de un marco teórico de los sistemas RFID, su amplia gama de aplicaciones e inconvenientes relevantes en su medio de aplicación, considerando una de los campos de amplia acción el diseño, análisis y simulación de una etiqueta en particular que permita identificar objetos de superficies metálicas y presente un óptimo rango de lectura. Por tratarse de un componente que comprende dos elementos adicionales, antena y microchip, en el capítulo 2 es abordada posteriormente la teoría de antenas y sus métodos de análisis para comprender su modo de operación.

A diferencia de los sistemas comunes de radio frecuencia, en los sistemas RFID la antena del elemento etiqueta requiere ser diseñada y adaptada por algún mecanismo a una impedancia compleja, baja componente resistiva y altamente capacitiva, correspondiente a la impedancia del microchip. De manera que el capítulo 3 comprende la teoría de diseño de antenas parche microstrip y mecanismos para modificar su impedancia característica de entrada, generalmente de tipo capacitivo hasta alcanzar valores imaginarios positivos, de tipo inductivo. Consecutivo al proceso de adaptación de impedancias, son estudiadas las diferentes técnicas de miniaturización de la antena parche, desde las más simples y antiguas a las más modernas.

En el capítulo 4, paralelo a los cálculos de diseño realizados se validan en la herramienta de simulación CST MWS los modelos obtenidos y la incorporación de estructuras de fácil fabricación y bajo costo de producción que ayudarán a miniaturizar la antena parche. En un modelo final de antena parche microstrip propuesto se consideraron sustratos dieléctricos actualmente realizable por Grupo de Química de Materiales Avanzados (GQMAT) de la Universidad del Ceará [5], y un diseño del parche que conjuga diferentes técnicas de miniaturización y sintonía que en conjunto permiten obtener un modelo de antena parche que cumpla con los pre-requisitos establecidos de la aplicación, frecuencia de resonancia, impedancia del microchip, entorno de aplicación y bajo perfil.

Capítulo 2

Conceptos básicos de los Sistemas RFID pasivos

2.1. Que es un Sistema RFID pasivo

RFID es una tecnología que incorpora el uso de acoplamiento electromagnético en radiofrecuencia (RF) para identificar de forma única un objeto, animal o persona. Así “RFID” hace referencia a un tipo de tecnología de intercambio inalámbrico de datos; donde la lectura y grabación de los datos se realiza a partir de un chip conectado a una antena que recibe señales de radiofrecuencia desde un dispositivo de lectura y grabación (denominado normalmente lector, codificador o interrogador). Un típico sistema RFID con sus principales elementos es mostrado en la Figura 2.1.

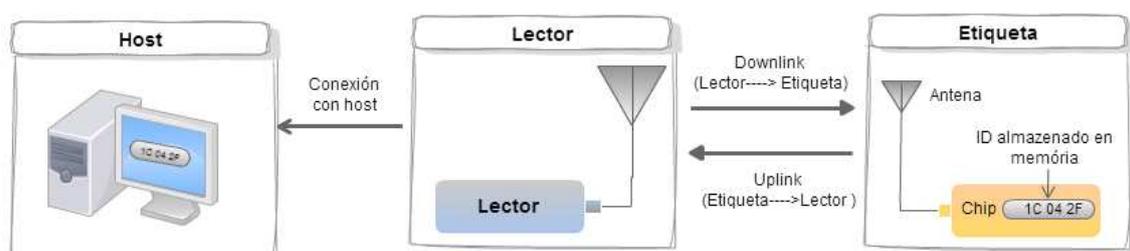


Figura 2.1: Esquema estructural de un sistema RFID pasivo

La comunicación inalámbrica inicia una vez el lector transmite una señal de radio a través de su antena, interrogando todas las etiquetas que se encuentren próximas a su campo de radiación. Una vez la antena de la etiqueta capta la señal, extrae la energía necesaria para activar el chip, el cual transmite al lector la información grabada en su memoria. Finalmente, el lector recibe la información de identificación de la etiqueta. Para poder traducir la información enviada por las

etiquetas es necesario un programa intermediario que se encargará de las labores de codificación del sistema, interpretando las señales recibidas a una serie de parámetros entendibles para el usuario final, que almacena y procesa la información según el propósito de aplicación. En un sistema RFID el intercambio de datos se produce automáticamente, sin que ningún operador tenga que intervenir para activar la lectura de la etiqueta. Ofreciendo una serie de ventajas importantes en comparación con otras formas de captura de datos, como se listan a continuación:

- RFID permite controlar y capturar datos en entornos inadecuados, de difícil acceso, ya que la lectura de las etiquetas no requiere intervención de terceros.
- Esta tecnología permite realizar más de mil lecturas por segundo, ofreciendo una alta velocidad y una gran precisión.
- Los datos de una etiqueta RFID se pueden modificar repetidamente.
- La tecnología RFID no necesita una línea directa de visión entre la etiqueta y el lector, lo que la hace adecuada para muchas aplicaciones en las que no se pueden utilizar códigos de barras.
- Empresas de numerosos sectores productivos tales como textil, automotriz, bancarios entre otros han explotado las ventajas de la identificación por radiofrecuencia para desarrollar operaciones que controlan procesos, gestionan datos precisos en tiempo real, realizan seguimiento de bienes e inventarios y buscan reducir los insumos de mano de obra.

A continuación se describe de manera más detallada cada uno de los componentes que hacen parte de este tipo de sistema de comunicación por radiofrecuencia.

2.1.1. Componentes de un Sistema RFID Pasivo

- **Lector, interrogador o dispositivo de lectura-escritura:** está constituido por una antena, un módulo de radiofrecuencia y

un módulo de control; es un dispositivo utilizado para comunicar a la etiqueta, suministrar y recuperar la información que ella almacena, y establecer la comunicación con el middleware.

- **Middleware:** se encarga de enviar y recolectar datos del interrogador, de aplicar procesos relacionados con el negocio o industria en la que esté implantado el sistema. Esta información es registrada y procesada previamente para enviarla a la herramienta software que se encarga de configurar y manejar la etapa completa.
- **Etiquetas Inteligentes:** son dispositivos de identificación constituidos por un microchip semiconductor, una antena y en algunos casos cuentan con batería, la cual determina su mecanismo de funcionamiento. Dado que, dependiendo de la presencia o ausencia de la batería interna, las etiquetas son clasificadas en tres grandes grupos: etiquetas pasivas, semi-pasivas y activas [6].
 - *Etiquetas pasivas:* no poseen batería o una fuente de energía interna para su funcionamiento. Aprovechan la energía enviada por el lector para alimentar su microchip y transmitir los datos almacenados. Por esta razón, una etiqueta pasiva generalmente presenta un esquema simple y un número de elementos reducido. En virtud de la ausencia de batería, la etiqueta pasiva puede tener un tiempo de duración largo, sin necesitar un mantenimiento para su funcionamiento. Adicionalmente, esta clase de etiquetas soporta condiciones más extremas, que no afectan su óptimo funcionamiento. Generalmente presentan dimensiones y costos menores que las etiquetas activas [7]. La Figura 2.2 presenta los principales componentes de las etiquetas pasivas.
- **Microchip:** posee componentes lógicos necesarios para modular las ondas que la etiqueta envía al lector y transformar las señales RF en información digital.
- **Antena:** estructura metálica que capta la señal transmitida por el lector, extrae la energía para alimentar el microchip y radia una señal de respuesta al lector o interrogador del sistema RFID.

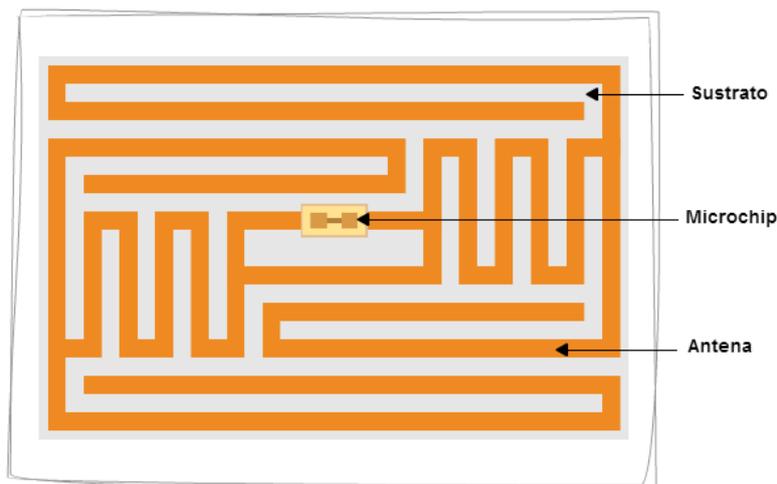


Figura 2.2: Componentes de una Etiqueta RFID pasiva

La antena puede tener infinitas variaciones de formato, conforme la aplicación, espacio disponible, frecuencia de la señal portadora, entre otras consideraciones [8].

- **Sustrato:** corresponde a la superficie que sujeta el chip y la antena. Existen diversos formatos y materiales como plástico, tejido, madera, cuero, vidrio, epoxi, etc., que protege el microchip al mismo tiempo que asegura la integridad de la aplicación para la cual fue proyectado: ambientes limpios hasta hostiles que presenten altas temperaturas, húmedos, productos corrosivos, etc. Así existen etiquetas para distintas condiciones de trabajo, donde el sustrato juega un papel muy importante para el adecuado funcionamiento de la etiqueta y durabilidad en el entorno de aplicación. Sin embargo, es de resaltar que el sustrato en casos particulares como las antenas microcinta tiene un objetivo adicional. El uso de sustratos cerámicos dieléctricos en etiquetas microcinta se comporta con un resonador dieléctrico que genera en el un campo eléctrico interno como producto de un campo eléctrico externo aplicado. De esta manera, el sustrato se comporta como un elemento selectivo en frecuencia y óptimo para el uso en sistemas de identificación por radiofrecuencia sobre metales, en la banda UHF [9]. Por tanto, a continuación se estudiará más en detalle este tipo de antenas, sus ventajas y procedimiento de diseño.

2.2. Funcionamiento de un Sistema RFID Pasivo

Sin una fuente de alimentación, las etiquetas pasivas dependen del campo eléctrico generado por el lector. Adicional a ello, obedecen a dos tipos de acoplamiento dependiendo de la región de radiación de la antena, sea acoplamiento inductivo o de retrodispersión [10], como lo ilustra la Figura 2.3 y la Figura 2.4 respectivamente.

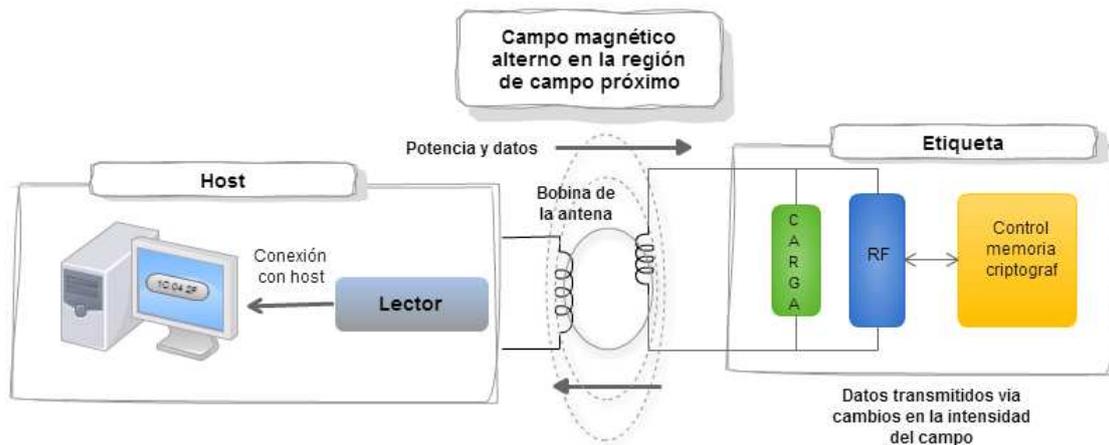


Figura 2.3: Funcionamiento de un sistema RFID pasivo por acoplamiento inductivo



Figura 2.4: Funcionamiento de un sistema RFID pasivo por a retrodispersión

En el mecanismo de acoplamiento inductivo la comunicación es realizada a través de alteraciones en los campos electromagnéticos próximos a la antena del lector y de la etiqueta. Una corriente fluye a través del inductor del lector e induce un campo magnético a su alrededor, generando una pequeña tensión en el inductor de la etiqueta ubicada

en la región de campo próximo del lector. Esta tensión es rectificadora y utilizada como energía para alimentar el microchip. La comunicación entre el lector y la etiqueta ocurre a través del mecanismo conocido como modulación de carga. Cualquier variación en la corriente del inductor en la etiqueta, genera una pequeña variación de corriente en el inductor del lector, debido a la inductancia mutua que existe entre estos. Finalmente estas variaciones son interpretadas como bits enviados por la etiqueta.

En el caso de la etiqueta estar en el campo de radiación distante, el acoplamiento de las antenas es realizado por retrodispersión, de manera que la etiqueta refleja la señal emitida por la antena del lector, modificando diversas cualidades de esta señal reflejada a través de alteraciones en la impedancia de entrada de la antena de la etiqueta.

El tipo de acoplamiento determina la distancia de alcance del sistema RFID y la frecuencia a ser usada. Así, para bajas frecuencias, es decir, para longitudes de onda mucho mayores que el tamaño de la antena, el sistema presentará comunicación por acoplamiento inductivo. En el caso contrario, cuando el tamaño de la antena es comparado con la longitud de onda de radiofrecuencia, el método de comunicación entre el lector y la etiqueta acontece por el fenómeno de acoplamiento de retrodispersión [11], como lo ilustra la Figura 2.5.

2.2.1. Sistema RFID Pasivo Acoplado por Retrodispersión

El sistema RFID pasivo en la banda de frecuencia UHF funciona bajo el principio de acoplamiento de radiación, donde tiene lugar la modulación de potencia reflejada por la antena de la etiqueta, denominada también modulación de retrodispersión [12]. Tal modulación tiene lugar, una vez el lector radia potencia RF. En otras palabras, la antena del lector induce una tensión en la antena de la etiqueta. Parte de esa potencia es utilizada para alimentar la electrónica interna del microchip, y alterar la impedancia en la antena, representando una pequeña carga para el microchip y disipando la menor cantidad de energía. La potencia aun en el microchip será reflejada para el medio de acuerdo con la información a ser transmitida. La onda radiada de regreso inducirá una tensión en la antena del lector, y por tanto, una señal que representa información compuesta por una secuencia de

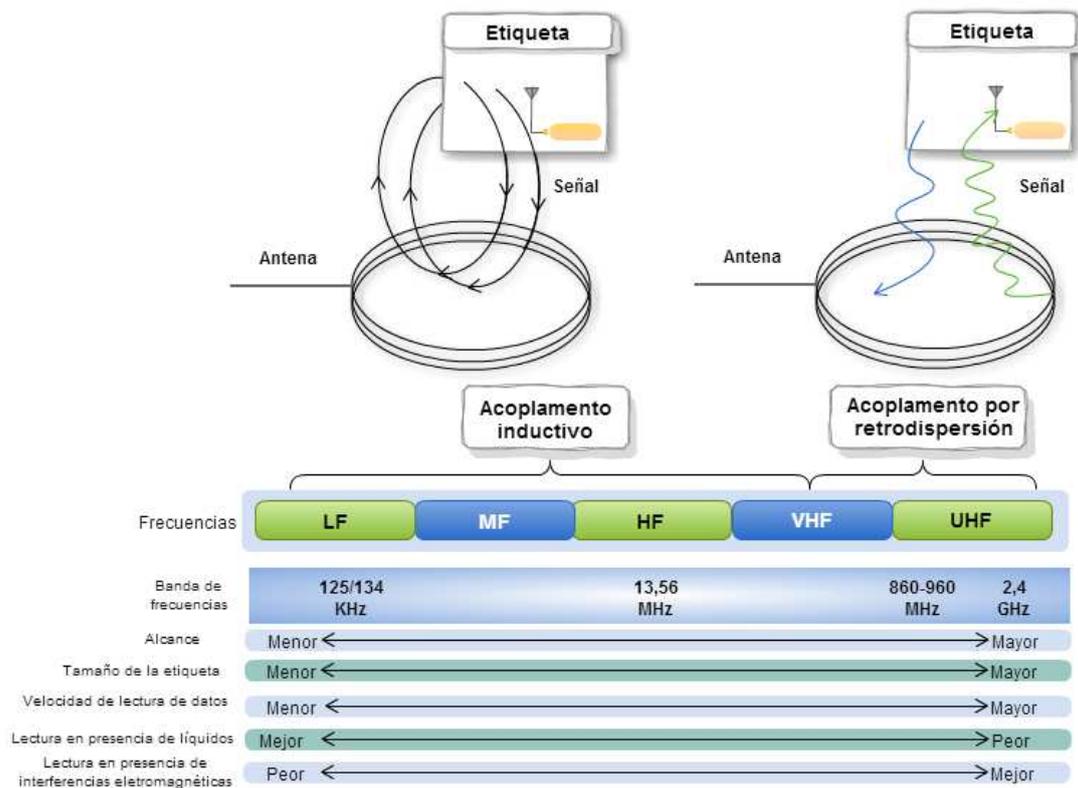


Figura 2.5: Tipo de acoplamiento según la banda de frecuencia de operación.

unos y ceros. Esta información es encaminada para el mediador que interpreta la secuencia binaria extrayendo el número de identificación y demás datos gravados en la etiqueta. Por otro lado, si en lugar de la carga que permite la generación de una pequeña corriente, tenemos una carga con alta impedancia, no se generará ninguna corriente inducida. Entonces, se tendrá un circuito abierto y con el no habrá señal de retrodispersión, ello ilustrado en la Figura 2.6.

2.3. Antenas a ser usadas en la construcción de etiquetas RFID pasivas

Las antenas microcinta datan de los años 50 aunque no recibieron gran atención hasta los años 70, tras el avance progresivo de tres áreas tecnológicas principales son:

- *Electrónica de radiofrecuencia:* necesaria para el desarrollo de las antenas y los sistemas de radiofrecuencia presentes en las etiquetas e interrogadores RFID.
- *Tecnologías de la información:* en su vertiente de computación,

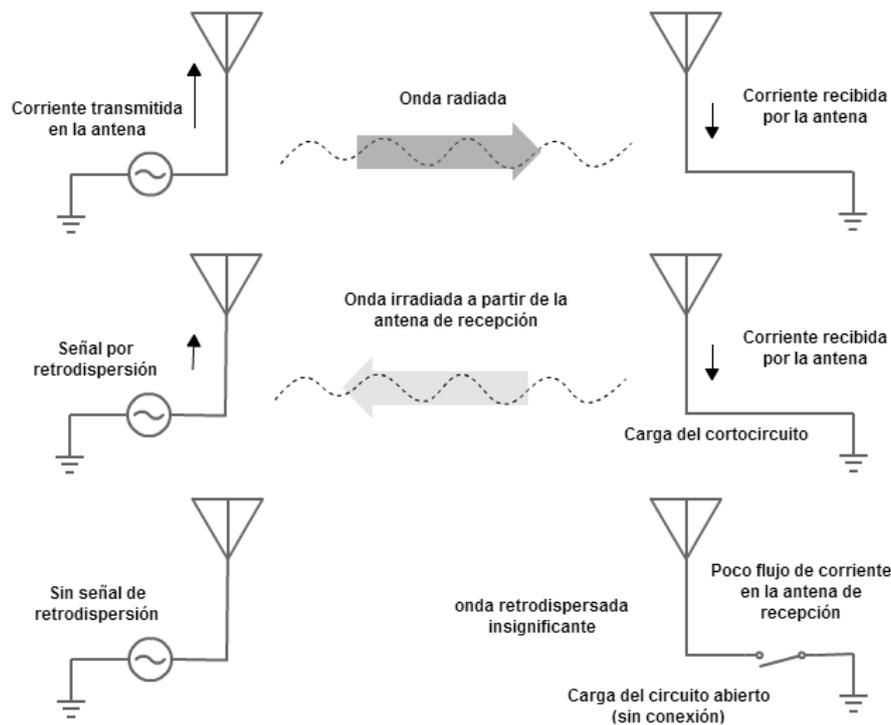


Figura 2.6: Principio de funcionamiento de un sistema RFID pasivo

(en el lector, en la propia etiqueta y en el sistema de información asociado) y comunicaciones para el envío de información entre etiqueta –lector y entre lector –sistema de información asociado.

- *Tecnología de materiales:* necesaria para el abaratamiento de los sustratos que conforman las etiquetas, especialmente la producción de cerámicas dieléctricas.

Desde entonces, las numerosas investigaciones y desarrollos de antenas microcinta tras el objetivo de explotar sus numerosas ventajas han hecho de este tipo de antenas un mecanismo de recepción y transmisión con diversidad de aplicaciones, dando lugar a la actividad febril en este campo.

Así la antena microcinta fue constituida como una superficie metálica, denominada comúnmente parche, impresa sobre un sustrato dieléctrico de espesor muy pequeño en términos de longitud de onda, complementada con un plano metálico en la parte posterior del sustrato dieléctrico. La Figura 2.7 muestra un ejemplo de antena microcinta y sus posibles geometrías: circular, triangular, anular, elíptica.

Entre las principales ventajas de las antenas microcinta son: su bajo peso y perfil, fácil fabricación mediante las técnicas habituales de cir-

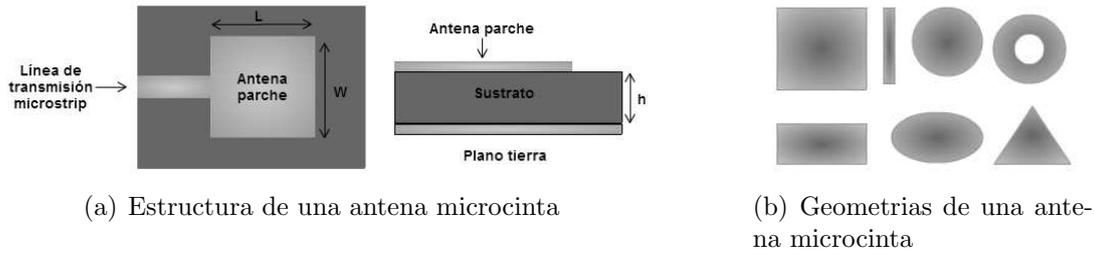


Figura 2.7: Partes y geometrías de una antena microcinta

cuitos impresos, apropiada para la producción en grandes volúmenes e integración en arreglos así como con otros circuitos de microondas (incluyendo los dispositivos en tecnología monolítica, MMIC). Sin embargo, las antenas microcinta presentan varias limitaciones inherentes a su configuración, destacando su baja eficiencia y el estrecho ancho de banda en frecuencia, bajos niveles de ganancia ($6dB$), altas pérdidas óhmicas en la estructura de alimentación del arreglo, baja pureza de polarización, radiaciones espurias debidas a la alimentación y los problemas debido a las tolerancias de sus componente [13]. La investigación en los últimos años en el campo de las antenas microcinta se han centrado en disminuir los efectos de estas limitaciones e inconvenientes mencionados, entre los que cabe destacar:

- El ancho de banda puede ser incrementado a más del 60% ya sea por técnicas especiales de alimentación, de números modos resonantes o una adecuada selección del tipo de parche. Así mismo recurren a las propiedades dieléctricas del sustrato y espesor para obtener un bajo factor de calidad a partir del incremento de los campos de borde [14].
- Baja ganancia y limitaciones de potencia pueden ser mejorados a través de configuración de arreglos.
- Limitaciones asociadas a ondas superficiales, como poca eficiencia, incremento del acoplamiento mutuo, disminución de la ganancia y degradación del patrón de radiación pueden ser mejorados mediante el uso de estructuras fotónicas de banda prohibida.

Entre tanto, estas y otras posibles mejoras en los sistemas RFID han permitido potencializar sus ventajas y posicionar esta tecnología de comunicación inalámbrica en un gran número de aplicaciones: recepción de señales de satélite, radares, sistemas de

telemetría, biomedicina comunicaciones móviles, etc.

2.3.1. Métodos de Análisis de Antenas Parche

La diversidad de geométrica de antenas microcinta, sus innumerables aplicaciones y con ello, los diferentes mecanismos de radiación por consecuencia de los modelos alternos de alimentación de la antena, se han establecido métodos de análisis que permiten realizar una predicción del funcionamiento. Su viabilidad de operación en un entorno real, como también sus limitaciones directamente relacionadas con los parámetros de diseño de la antena. A continuación son listadas algunas de las variables de funcionamiento a analizar:

- **Patrón de radiación:** representación espacial de la energía que es radiada por una antena, la intensidad de los campos o las densidades de potencia en varias posiciones angulares en relación con una antena.
- **Densidad de potencia radiada:** se define como la potencia por unidad de superficie en una determinada dirección. Las unidades son vatios por metro cuadrado y puede calcular a partir de los valores eficaces de los campos eléctrico y magnético:

$$\vec{P}(\theta, \phi) = \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \quad (2.1)$$

La relación entre el módulo del campo eléctrico y el módulo del campo magnético es la impedancia característica del medio.

$$\frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} = \eta \quad (2.2)$$

Por lo tanto, la densidad de potencia radiada también se puede calcular a partir de las dos componentes del campo eléctrico.

$$\vec{P}(\theta, \phi) = \frac{E_\theta^2 + E_\phi^2}{\eta} \quad (2.3)$$

La potencia total radiada se puede obtener como la integral de la densidad de potencia en una esfera que encierre a la antena.

$$W_r = \int \int \vec{P}(\theta, \phi) \cdot \vec{ds} \quad (2.4)$$

La intensidad de radiación es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección. Las unidades son watio por estereoradián. Dicho parámetro es independiente de la distancia a la que se encuentre la antena emisora.

La relación entre la intensidad de radiación y la densidad de potencia radiada es:

$$K(\theta, \phi) = P(\theta, \phi)r^2 \quad (2.5)$$

- **Ganancia de la Antena:** la razón de intensidad de radiación en cualquier dirección a la radiación de intensidad que sería obtenida si la potencia aceptada por la antena fuera radiada de manera isotrópica. La ganancia de una antena se expresa como sigue:

$$G = 4\pi \frac{\text{intensidad de radiación}}{\text{potencia total de entrada aceptada}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{\text{entrada}}} \quad (2.6)$$

Donde U corresponde a la intensidad de radiación, definida como la potencia radiada en una antena por unidad de ángulo sólido. La intensidad de potencia se mide en el campo lejano donde la potencia que se radia es en su mayoría radiactiva y corresponde a:

$$U = r^2 W_{\text{rad}} \quad (2.7)$$

Donde:

- U corresponde a la intensidad de radiación ($W/\text{unidad de ángulo sólido}$)
- r es el radio
- W_{rad} es la densidad de radiación (W/m^2)

En la mayoría de los casos se hace referencia a una ganancia relativa, definida como la razón entre ganancia de potencia en una dada dirección y la ganancia de potencia de una antena de referencia en su dirección de referencia. Se tiene que la potencia de entrada para ambas antenas debe ser la misma. Comúnmente la antena de referencia es una fuente isotrópica sin pérdidas, de manera que:

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{\text{entrada}}(\text{perdidas de una fuente isotrópica})} \quad (2.8)$$

Cuando la dirección no es definida, la ganancia de potencia es usualmente tomada en la dirección de máxima radiación. De manera que puede expresarse la potencia de radiación total así:

$$P_{rad} = e_{cd}P_{entrada} \quad (2.9)$$

Donde e_{cd} es la eficiencia de radiación de la antena definida por:

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd}(1 - |\Gamma|^2) \quad (2.10)$$

Donde e_0 =eficiencia total, e_r =eficiencia de reflexión e_c =eficiencia de conducción e_d =eficiencia dieléctrica $e_{cd} = e_c e_d$ =eficiencia de radiación de la antena, usada para relacionar la ganancia y la directividad

Permitiendo hacer referencia a dos tipos de ganancias, ganancia (G), y una segunda referente a la ganancia absoluta (G_{abs}) que consideran las pérdidas por reflexión.

Usando 2.9 y 2.8 se obtiene:

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] \quad (2.11)$$

Relacionada en terminos de directivida como:

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (2.12)$$

- **Polarización:** se define la polarización electromagnética en una determinada dirección, como la figura geométrica que traza el extremo del vector campo eléctrico a una cierta distancia de la antena, al variar el tiempo. La polarización puede ser lineal, circular y elíptica. La polarización lineal puede tomar distintas orientaciones (horizontal, vertical, $+45^\circ$, -45°). Las polarizaciones circular o elíptica pueden ser la derecha o izquierda (dextrógiras o levógiras), según el sentido de giro del campo (observado alejándose desde la antena).
- **Impedancia de entrada:** la impedancia de una antena se define como la relación entre la tensión y la corriente en sus terminales de entrada. Dicha impedancia es en general compleja. La parte real se denomina resistencia de antena (R_a) y la parte imaginaria, reactancia de antena (X_a).

$$Z_i = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_a + jX_a \quad (2.13)$$

Se define la **resistencia de radiación** (R_r) como la relación entre la potencia total radiada por una antena y el valor eficaz de la corriente en sus terminales de entrada, elevada al cuadrado.

Se refine la **resistencia óhmica de una antena** (R_Ω) como la relación entre la potencia disipada por efecto de pérdidas resistivas y la corriente en sus terminales al cuadrado.

Por lo tanto la resistencia de antena la podemos considerar como la suma de la resistencia de radiación y la resistencia óhmica.

$$Z_i = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_a + jX_a = (R_r + R_\Omega) + jX_a \quad (2.14)$$

- **Ancho de banda de la impedancia:** corresponde al rango de frecuencias dentro del cual el desempeño de la antena, con respecto a alguna característica se ajusta a un estándar especificado [15], las cuales pueden ser intensidad de potencia, potencia radiada, coeficiente de reflexión, coeficiente de transmisión, directividad, etc.
- **Eficiencia de la antena:** se define como la relación entre la potencia radiada ($P(r)$) y la potencia entregada a la antena ($P(in)$), o como la relación entre ganancia (G) y directividad (D).

$$e = \frac{P(r)}{P(in)} = \frac{G}{D} \quad (2.15)$$

La eficiencia es un parámetro adimensional que sirve para determinar las pérdidas presentes en la entrada de la antena.

Para uno de estos parámetros, es de esperar que los métodos de análisis difieran en complejidad unos de otros, dado que factores de precisión y rigurosidad en el cálculo de cada una de estas variables es comprometido. Supuestos particulares son indispensables en el desarrollo analítico y matemático de la formulación del sistema de antenas, involucrando desde ecuaciones integrales de tipo Sommerfeld, solución de las ecuaciones de Maxwell en el dominio del tiempo y del espectro, hasta un acercamiento a las diferencias finitas en el dominio del tiempo (Finite-difference time-domain FDTD) [16].

Región interior y exterior de una antena microcinta

En los modelos analíticos, los campos asociados con la antena están divididos en una región interior y una región exterior [17], como observa en la Figura 2.8

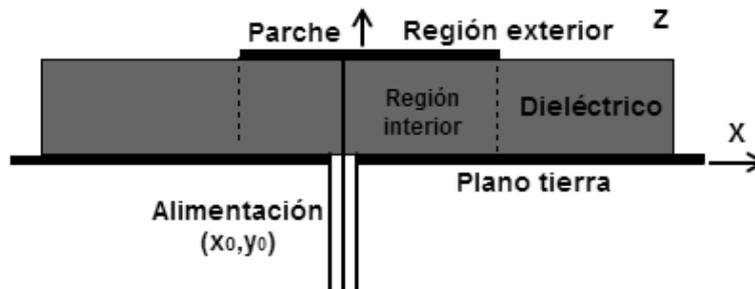


Figura 2.8: División de Campos asociados con la Antena en una Region Interior y Exterior

La región interior constituida por la superficie conductora, el plano tierra en su parte inferior, y las paredes que definen el perímetro del parche. Los campos en esta región pueden ser modelados como una sección de línea de transmisión o cavidades dando lugar a la designación del **modelo de líneas de transmisión** y **modelo de cavidades** respectivamente. Entonces, la región exterior será el espacio continuo a la región descrita anteriormente, y los campos pertenecientes a esta región son, el campo radiado, las ondas superficiales y las ondas de fuga [17], los cuales son incluidos por algunos modelos analíticos en forma de cargas de admitancias. En modelos simples, los efectos de estos campos harán parte de las pérdidas tangenciales del dieléctrico, aumentando su magnitud y las dimensiones equivalentes de la antena, siendo el modelo de línea de transmisión más sencillo en comparación a otros existentes. En cuanto al modelo de cavidades resulta ser más exacto pero de igual manera más complejo, dificultando el análisis de modelos de acoplamiento.

Un tercer modelo de análisis altamente utilizado es el **modelo de onda completa**, uno de los más exactos, versátil para el análisis de elementos únicos, arreglos finitos e infinitos, elementos apilados, elementos de formas arbitrarias, y acoplamientos. No obstante es un modelo más complejo y usualmente da menos perspectiva física del problema.

A continuación se cita más en detalle cual es el esquema manejado

por cada uno de estos dos primeros modelos de análisis de antenas, los cuales serán utilizados en posteriores secciones.

2.3.2. Modelo línea de transmisión

El modelo de líneas de transmisión fue una de las primeras técnicas empleadas en el análisis de antenas microcinta rectangulares en el año 1974 por Munson [18]. El mecanismo de modelado parte de la representación de la región externa del parche de la antena como una sección de línea de transmisión, donde las características de impedancia Z_0 , constante de propagación β de la línea son determinadas por las dimensiones del parche y los parámetros electromagnéticos del sustrato. Considerando los bordes de la antena como dos aperturas (slots) que irradian, cada apertura tiene un grosor W , que corresponde al ancho de la antena, una altura h o espesura del sustrato y se encuentran separadas una longitud L que relaciona la longitud de la antena. Las aperturas a su vez son consideradas como admitancias complejas compuestas por una parte conductiva G y una susceptancia B de la manera que lo ilustra la Figura 2.9

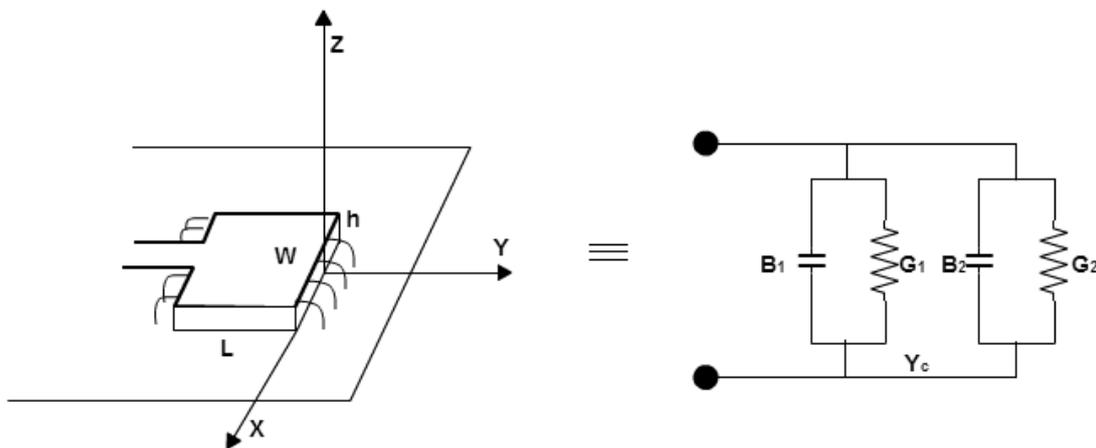


Figura 2.9: Modelo línea de transmisión de una antena microcinta

Donde G_s es la conductancia asociada con la potencia radiada desde el borde y B_s la susceptancia debida a la energía almacenada en el campo de borde cerca al extremo. Por causa de las dimensiones finitas del parche, largo y ancho, los campos en los ejes del parche experimentan efectos de interferencia por difracción en los bordes, que forman líneas de radiación como se muestra en la Figura 2.10

Dependiendo de la frecuencia de operación así como de la naturaleza

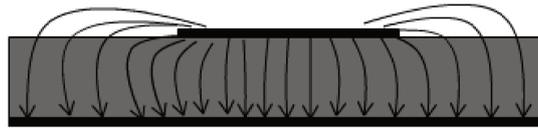


Figura 2.10: Efecto de borde de una línea de transmisión

del sustrato empleado en la construcción de la antena, los efectos de interferencia por difracción en los bordes varían en función del diseño de la antena. Debido a los efectos de interferencia la longitud y ancho efectivo de la antena difieren de las dimensiones físicas reales, siendo importante la consideración de ésta alteración en las medidas cuando se diseña una antena.

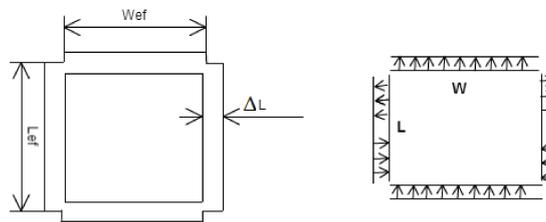


Figura 2.11: Modelo de los cuatro bordes

2.3.3. Modelo de cavidades

Corresponde al modelo utilizado por Derneryd [19], donde la antena microcinta se comporta como una cavidad resonante, disipativa. La región interna del parche modelada como una cavidad rodeada lateralmente por conductores magnéticos perfectos y los lados superior e inferior como conductores eléctricos perfectos producen ondas estacionarias en su interior, entre las paredes eléctricas y magnéticas, Figura 2.12.

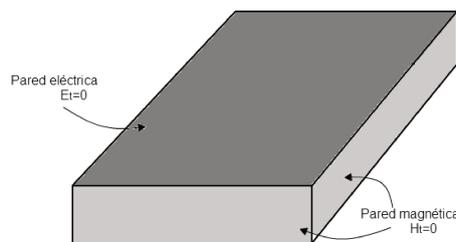


Figura 2.12: Distribución de Cargas y Densidad de Corriente en una Antena Parche

De manera que para analizar los campos en el interior de la cavidad es necesario resolver la ecuación de onda, sujeta a las condiciones de

contorno de los campos tangenciales, cumpliéndose que:

- Los campos en la región interna se pueden considerar constante a lo largo del *ejez*, si el sustrato es suficientemente delgado $h \ll \lambda_0$ [17].
- El campo magnético tiene dos componentes transversales H_x y H_y entre la región limitada por el parche metálico y el plano tierra, mientras que el campo eléctrico esta dado exclusivamente sobre z , componente E_z , a causa de la presencia de las dos paredes conductoras eléctricas perfectas [17].
- La corriente eléctrica en el parche, ortogonal a los bordes de la metalización es prácticamente nula: esto implica que la componente tangencial de H a lo largo de los bordes es despreciable, entonces, son consideradas cuatro paredes de conductores magnéticos perfectos desde el momento que $dE/dn = 0$ [17].
- Cuando se refiere a un conductor eléctrico perfecto, se trata de un medio magnético ideal, presentando una conductividad, σ infinita.
- Cuando se refiere a un conductor magnético perfecto, se trata de un medio eléctrico ideal, con una permeabilidad magnética μ infinita.
- La Figura 2.13 muestra la energía suministrada a antena micro-cinta, ya que se genera una distribución de carga sobre la superficie superior e inferior del parche o plano tierra.

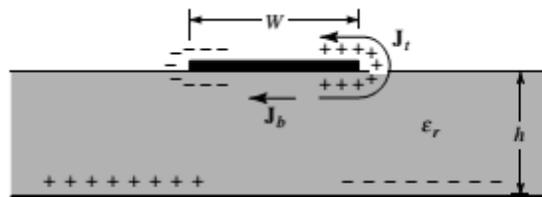


Figura 2.13: Condiciones de Frontera de la Antena Parche

- La presencia de cargas positivas y negativas es debida al hecho de que el largo del parche es igual a media longitud de onda en el modo dominante. La fuerza repulsiva entre estas cargas incita a algunas de ellas a colocarse a lo largo de los bordes, de la superficie superior e inferior del parche, generando una densidad de corriente J_t y J_b .

- Considerando la relación h/W muy pequeña, se producirá un dominio de las fuerzas de atracción entre las cargas, permaneciendo así la mayor parte del flujo de corriente confinado en el parche. Sin embargo, una pequeña porción de corriente fluye en torno a los bordes hasta llegar a la superficie de la metalización, generando un débil campo magnético paralelo a los bordes. Asumiendo este campo magnético nulo, se pueden considerar las paredes laterales de la antena como conductores magnéticos perfectos para un sustrato de poco espesor ($h \ll \lambda_0$).
- Para analizar los campos en el interior de la cavidad es necesario resolver la ecuación de onda, sujeta a las condiciones de contorno de los campos tangenciales.

Dado a que el parche admite varias distribuciones de campo (modos) de acuerdo con las soluciones de la ecuación de onda homogénea:

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad (2.16)$$

Donde su solución es:

$$A_x = A_{mnp} \cos\left(\frac{m\pi}{h}x'\right) \cos\left(\frac{n\pi}{L}y'\right) \cos\left(\frac{p\pi}{W}z'\right) \quad (2.17)$$

Donde $m, n, p = 0, 1, 2, \dots$ pero $m = n = p \neq 0$

La frecuencia de resonancia depende del modo generado en la cavidad:

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (2.18)$$

Para determinar el modo dominante con la resonancia más baja, necesitamos examinar las frecuencias resonantes así:

$$\text{Si } L > W \quad (f_r)_{010} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.19)$$

$$\text{Si } W > L \text{ o } L > W > L/2 \quad (f_r)_{001} = \frac{c}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.20)$$

$$\text{Si } L > 2W \quad (f_r)_{020} = \frac{c}{L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.21)$$

$$\text{Si } W > 2L \quad (f_r)_{002} = \frac{c}{W\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.22)$$

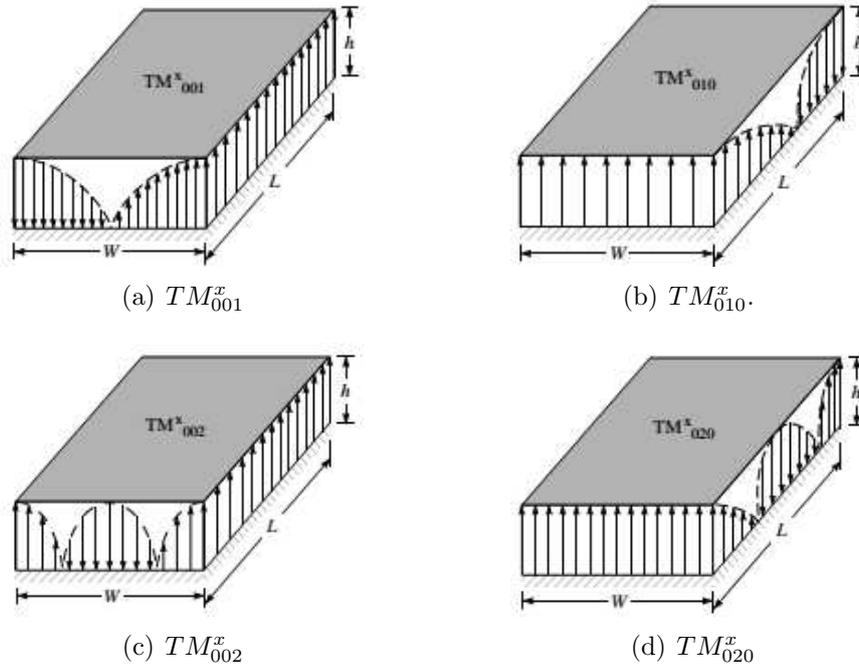


Figura 2.14: Configuración de los Campos para un Parche Rectangular.

Como se observa en la Figura 2.15 la densidad de corriente eléctrica equivalente J_t está en la superficie superior del parche y sobre sus cuatro lados laterales está contenida la densidad de corriente eléctrica equivalente J_s con su densidad de corriente equivalente M_s .

Y la densidad de corriente eléctrica y magnética está dada por:

$$J_s = \hat{n} \times H_a \quad (2.23)$$

$$M_s = -\hat{n} \times E_a \quad (2.24)$$

Por tratarse de una antena microcinta con una relación alto-ancho muy pequeña la densidad de corriente en la superficie superior del parche J_t es mucho más pequeña que la densidad de corriente en la superficie inferior del parche, por tanto se considera igual a cero. Con respecto a los campos magnéticos tangenciales a lo largo de los bordes del parche serán considerados idealmente nulos. Entonces solo se tendrá la grandeza de densidad de corriente eléctrica equivalente M_s a lo largo del perímetro de la cavidad radiante en presencia del plano tierra como lo muestra la Figura 2.15 [20].

Por el teorema de imágenes, en presencia del plano tierra se tendrá una doble contribución a la densidad de corriente magnética equiva-

lente, entonces la ecuación (2.24) es :

$$M_s = -2\hat{n} \times E_a \quad (2.25)$$

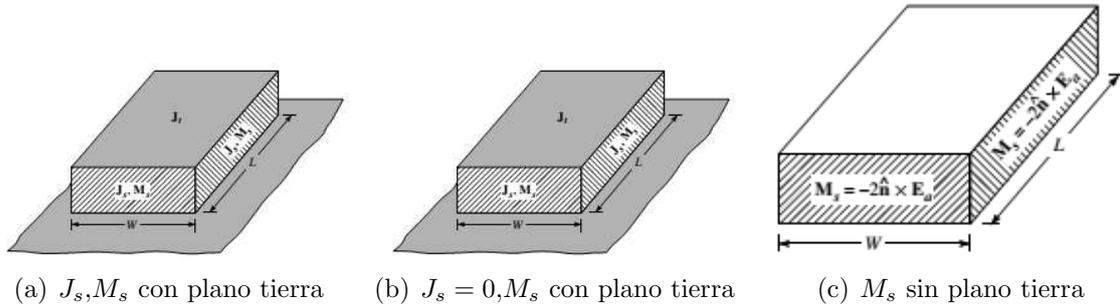


Figura 2.15: Densidad de Corriente Equivalente para un Parche Rectangular en sus Lados.

Según el principio de equivalencia, cada lado irradia su propio campo, como si se tratara de dos dipolos magnéticos con una densidad de corriente eléctrica M_s , por tanto, cada dipolo será entonces una fuente, con una normal en la dirección del parche y al plano tierra, formando un patrón de radiación amplio, como lo ilustra la Figura 2.16.

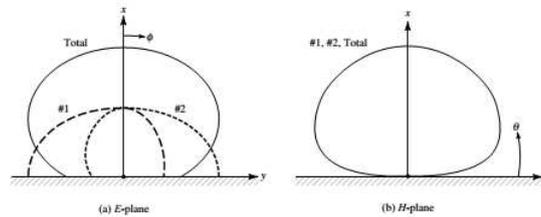


Figura 2.16: Patrón de radiación del plano E y H de las laterales radiantes de una antena microcinta

2.4. Funcionamiento de una Antena Microcinta Rectangular

En esta sección se describe el funcionamiento básico de una antena microcinta rectangular como elemento radiante, terminada en sus extremos en circuito abierto, y entre ellos un circuito resonante a las frecuencias tales que la longitud L sea cercana a un múltiplo de media longitud de onda, es decir:

$$L \cong n \frac{\lambda_d}{2} \quad (2.26)$$

Donde n corresponde a un número entero y λ_d denota la longitud de onda en el dieléctrico, de constante dieléctrica ϵ_r , como lo indica la expresión (2.27):

$$\lambda_d = \frac{c_0}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Donde } c_0 \text{ es la velocidad de la luz en el vacío} \quad (2.27)$$

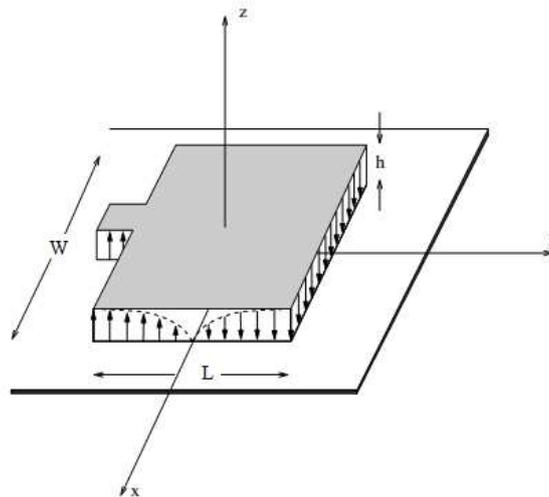


Figura 2.17: Campo eléctrico en una antena microcinta rectangular ($n = 1$)

Así, la configuración del campo eléctrico en el parche correspondiente a la primera resonancia, cuando ($n = 1$) presentaría la configuración de líneas de campo eléctrico como lo indica la Figura 2.17.

- Donde la dirección del campo eléctrico es normal al parche y al plano metálico inferior del sustrato, al igual que sucede en una línea microcinta.
- En una primera aproximación, el campo eléctrico en la dirección vertical (*eje z*) se describe constante, siendo mucho más válido cuanto más pequeño eléctricamente sea el espesor h del sustrato [20].
- En cuanto a la variación del campo eléctrico a lo largo de la dirección L del parche, se observa como las líneas describen una función sinusoidal en el sentido del *eje y* con máximos en el valor absoluto en los extremos (circuitos abiertos) y valor nulo en el centro.
- Adicional a ello, las líneas del campo eléctrico en el *eje z* sobre los dos laterales W presentan sentido contrario.

- Por otro lado, la variación del campo en la dirección W del parche (*eje x*) es nula.

Con las premisas anteriores, es posible deducir que el campo magnético está orientado en la dirección W del parche (*eje x*) y que su variación en la dirección L del parche (*eje y*) es sinusoidal con nulos en los extremos y un máximo en el centro. Al igual que sucedía con el campo eléctrico la variación del campo magnético en la dirección W (*eje x*) es nula.

Una primera aproximación de la configuración del campo eléctrico y magnético en el parche se puede expresar de la siguiente forma:

$$E = E_z \hat{Z} \quad |E_z| = E_0 \cos \frac{\pi(y + L/2)}{L} \quad (2.28)$$

$$H = H_x \hat{X} \quad |H_x| = H_0 \sin \frac{\pi(y + L/2)}{L} \quad (2.29)$$

Es importante notar que en la Figura 2.17 se ha dibujado el campo de forma que termina exactamente en los bordes del parche, es decir, sólo existe campo debajo del parche. Esto no es rigurosamente cierto. Al igual que ocurre en una línea microcinta, existe campo más allá de los límites marcados por la metalización impresa en el sustrato, conocidos como campos de fuga. Su efecto es un alargamiento efectivo de las dimensiones del parche, de modo que en efecto el parche se puede considerar de dimensiones equivalentes $L_{eq} \geq L$ y $W_{eq} \geq W$ como ilustra la Figura 2.18.

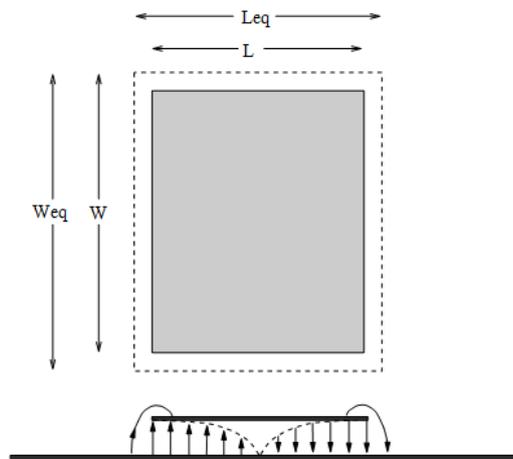


Figura 2.18: Alargamiento efectivo de las dimensiones de un parche rectangular

De ahí que en la ecuación (2.26) no aparezca el símbolo de igual sino de aproximadamente, pues la dimensión física de L debe elegirse

ligeramente inferior a $\lambda_d/2$ con objeto de tener en cuenta el alargamiento efectivo de las dimensiones del parche producto del campo en los bordes del sustrato. Sin embargo, si se desea calcular de forma rigurosa el alargamiento efectivo ΔL puede realizarse mediante la resolución de las ecuaciones de Maxwell o por aproximaciones como las empleadas habitualmente en la obtención de los parámetros de líneas de transmisión microcinta, que se estudiarán en la sección 2.5.2.

2.4.1. Mecanismo de radiación de una antena microcinta rectangular

Antes de abordar de forma detallada el cálculo del diagrama de radiación y las expresiones del campo radiado haciendo uso de la teoría de antenas, conviene describir algunas ideas intuitivas sobre como radia una antena microcinta. En la Figura 2.17 se identificó como al generar una onda eléctrica en el parche rectangular, se consigue tener una cierta configuración del campo confinado entre los dos conductores, correspondientes al parche superior y al plano inferior o plano tierra. Produciéndose forzosamente radiación por los lados de la estructura, dado que las caras superior e inferior se encuentran cubiertas con un material conductor. Sin embargo es importante destacar que aunque la radiación se produzca hacia los lados del parche, eso no significa que la radiación se produce por los lados y que el valor máximo del diagrama de radiación deba estar situado en direcciones coplanares al parche. Habitualmente un parche rectangular tiene su máximo diagrama de radiación en la dirección z , lado superior de la Figura 2.17 dado que:

- A lo largo del lado W del parche se observa que las líneas del campo E_z es constante, mientras que a lo largo de la dirección L del parche rectangular ésta misma componente del campo eléctrico es anti-simétrica con respecto al centro de ésta dimensión. Por tanto en campo lejano la radiación producida por el campo presente en los dos lados de longitud W (orientados en la dirección del *eje* x) será compensada por la otra mitad de este mismo lado.
- A lo largo de la dirección W del parche (*eje* x) el campo eléctrico E_z es constante. Así para una primera aproximación la radiación

del parche viene dada exclusivamente por el campo presente en los dos lados de longitud W (orientados en la dirección del $ejex$).

- De la teoría electromagnética se puede afirmar que el campo radiado por una determinada estructura se puede obtener a partir de las componentes tangenciales de campo sobre una superficie arbitraria S que englobe a la estructura en cuestión [21]. Las componentes tangenciales de los campos eléctrico y magnético constituyen las denominadas fuentes equivalentes del problema, es decir las corrientes magnéticas y eléctricas se pueden expresar así:

Corrientes magnéticas en el caso del campo eléctrico

$$M = E \times \hat{n} \quad (2.30)$$

Corrientes eléctricas en el caso del campo magnético

$$J = \hat{n} \times E \quad (2.31)$$

Donde \hat{n} se refiere al vector unitario normal a la superficie arbitraria S .

Una vez formuladas las expresiones de corriente magnética M , eléctrica J se procede a calcular los vectores potenciales auxiliares A, F , de los cuales se obtendrá las expresiones del campo lejano radiado por dichas fuentes.

En el cálculo del campo radiado por las mencionadas fuentes, el medio interior a la superficie S se puede elegir el vacío. Entonces la superficie S se elige de forma que la región exterior sea también el vacío, manteniendo las fuentes equivalentes a calcular sobre S radiando hacia el espacio libre, simplificando dicho manejo matemático.

Por tanto, el cálculo del campo radiado por las fuentes mencionadas es justamente aquella zona que delimita el campo no nulo, es decir aquella formada por los planos $z = 0^+, z = h^+$.

$$x = \pm W^+/2 \quad y = \pm L^+/2 \quad (2.32)$$

Considerando los campos eléctrico y magnético dados por las ecuaciones (2.28), (2.29), se comprueba que la corriente eléctrica ' J ' es

idénticamente nula en toda la superficie elegida, a la vez que la corriente magnética ‘ M ’ es no nula sobre los laterales de ‘ S ’.

$$x = \pm W^+/2 \quad y = \pm L^+/2 \quad (2.33)$$

En particular, ‘ M ’ es constante como lo es E_z en los lados orientados en la dirección del *eje* x , mientras que varía de forma sinusoidal en los lados orientados en la dirección del *eje* y con distribución anti-simétrica respecto a ‘ $y = 0$ ’.

Las contribuciones al campo radiado correspondientes a la distribución de la corriente magnética M sobre $y = [-b/2, 0]$ y $y = [0, b/2]$ tiende a compensarse, de forma que el diagrama de radiación de la antena corresponde solamente al de dos dipolos magnéticos paralelos separados una distancia L , tal y como se observa en la Figura 2.19.

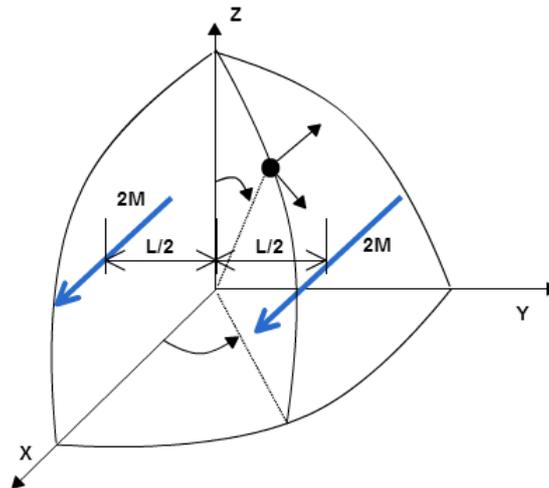


Figura 2.19: Representación de la antena parche rectangular haciendo uso del teorema de imágenes ($n=1$)

El plano metálico inferior, o plano tierra, es externo a la superficie elegida, por lo que las fuentes calculadas no radian en el espacio libre sino en la presencia de dicho plano tierra, el cual debe ser eléctricamente grande para considerarse infinito y aplicar el teorema de imágenes. De este modo, la presencia del plano tierra paralelo a los dipolos magnéticos se traduce en la multiplicación por dos en los valores de corriente magnética ‘ $M = E \times \hat{n}$ ’. De ahí que aparezca el valor ‘ $2 \cdot M$ ’ en la Figura 2.19. Este fenómeno de dualidad ocurre en el caso de dipolos eléctricos orientados perpendiculares a un plano metálico infinito.

El modelo de la Figura 2.19 solo es válido para el campo radiado en la región $z \geq 0$ siendo nulo el campo radiado en $z < 0$ por causa del plano tierra.

La Figura 2.20 describe el arreglo de los dos dipolos radiantes.

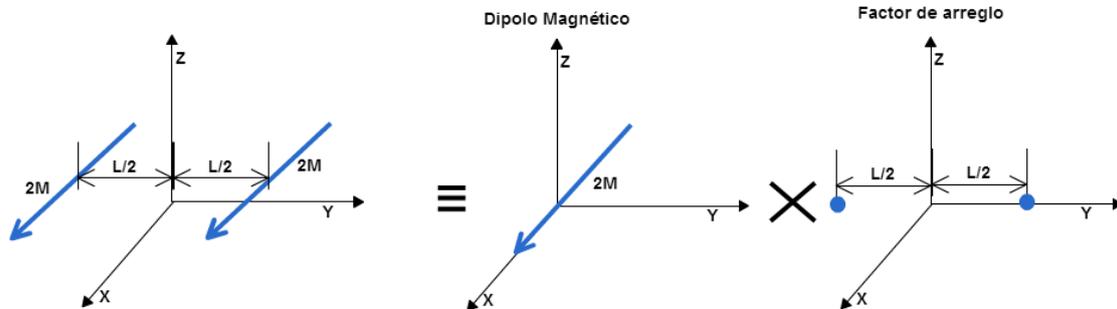


Figura 2.20: Representación de la antena parche rectangular como dos dipolos magnéticos

Su diagrama de radiación será la multiplicación del diagrama de radiación del dipolo magnético por el factor de arreglo a lo largo del *eje y* correspondiente a los elementos radiantes $(0, -b/2, 0)$ y $(0, b/2, 0)$. Logrando concluir que:

1. La polarización es lineal, el vector campo eléctrico está contenido en el plano $x = 0$ y el vector campo magnético está contenido en el plano $y = 0$

$$\text{Plano } E \quad x = 0 \quad \text{Plano } H \quad y = 0 \quad (2.34)$$

El campo eléctrico lejano está polarizado en la dirección \hat{y} y el campo magnético en la dirección $-\hat{x}$

Por tratarse de un arreglo lineal en la dirección del *eje y* la variación espacial del campo en el plano $y = 0$ corresponde al diagrama de radiación del dipolo magnético. Recordar que dentro del plano H , el modulo del campo de un dipolo magnético orientado en la dirección del *eje x* es máximo en $\theta = 0^\circ$.

El modulo campo del dipolo en el plano $x = 0$ (*plano E*) es constante. Sin embargo, en el caso de los dos dipolos existe variación del modulo del campo debido al factor de arreglo. De la Figura 2.19 se observa que las contribuciones de los dos dipolos se suman coherentemente en el costado de $\theta = 0^\circ$ obteniendo un máximo

del campo. A medida que se aleja de la dirección $\theta = 0^\circ$ la diferencia de fases entre el punto de observación y los dos dipolos hace que el campo total sea menor que el máximo obtenido en $\theta = 0^\circ$.

La distancia eléctrica entre los dos dipolos corresponde a $\lambda_d/2 \geq \lambda_0/2$, por lo que el modulo del campo decrece monótonamente fuera del $\theta = 0^\circ$ hasta alcanzar las direcciones $\theta = \pm 90^\circ$ donde existe un mínimo.

En el caso en que el sustrato dieléctrico sea el vacío ($\epsilon_r = 1$) la distancia entre los dos dipolos es $\lambda_0/2$ y la contribución de los dos dipolos en $\theta = \pm 90^\circ$ están en contra-fase, con lo que el campo total es nulo. Observe que en el caso en que la constante dieléctrica relativa del sustrato (ϵ_r) aumente, el mínimo de campo que se produce en las direcciones $\theta = \pm 90^\circ$ es menos profundo.

De manera consecuente con lo comentado en el apartado 2.4, las dimensiones que deberían aparecer en la Figura 2.17 y en las expresiones (2.28), (2.29) son L_{eq} y W_{eq} en lugar de L , W . Sin embargo en el cálculo del diagrama de radiación, la diferencia entre estas magnitudes es despreciable, contrario a lo que ocurría en el cálculo de la frecuencia de funcionamiento de la antena.

La distribución de corrientes de la Figura 2.18 y su correspondiente diagrama de radiación pertenece al caso que $n = 1$ en (2.26), es decir, a frecuencias tales que L es aproximadamente $\lambda_d/2$ en términos de longitud eléctrica. Sin embargo el parche puede funcionar como antena a otras frecuencias: aquellas a las que L sea $2\lambda_d/2, 3\lambda_d/2$, etc. Importante destacar que la distribución de campo en cada caso es diferente, por lo que la distribución de corrientes equivalentes y, por tanto, el diagrama de radiación de la antena será diferente en cada caso.

Indistintamente, al caso en cuestión, a partir del diagrama de radiación es posible obtener conclusiones sobre la directividad de la antena, uno de los parámetros importantes en el proceso de análisis de desempeño mencionados en la sección 2.3.1

A medida que se incrementa la longitud W de las aristas no radiantes la directividad aumenta, consecuencia del aumento de la apertura de cada uno de los dipolos magnéticos que son responsables de la ra-

diación del parche

En la práctica para una relación ancho/largo ($W/L = 2$) la eficiencia de la apertura empieza a disminuir

Como sucede en un arreglo, la directividad aumenta al aumentar la separación entre los elementos, en este caso el incremento de la dimensión L .

Conviene no olvidar que el análisis del parche se ha considerado sobre un plano de tierra infinito. Si el parche no es lo suficientemente grande en términos de longitudes de onda, la directividad de la antena disminuye como consecuencia de la potencia radiada en la región correspondiente al semiplano inferior ($90^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$). Es importante no confundir la directividad de una antena con su ganancia. Esta última incluye las diversas pérdidas de la antena. La ganancia está relacionada con la directividad a través de la eficiencia de la antena, definida como el cociente entre la potencia radiada por la antena y la potencia que entra a la antena.

$$e = \frac{P_{rad}}{P_{entrante}} \quad (2.35)$$

La ganancia de la antena, G , se expresa como la relación entre su máxima intensidad de radiación y la máxima intensidad de radiación de una antena de referencia con la misma potencia de entrada. Cuando se toma como antena de referencia recomendada una antena isótropa sin pérdidas, la ganancia, G_i , se expresa mediante la fórmula siguiente:

$$G_i = 10 \log_{10}(D) \text{ dB} \quad G(\theta, \phi) = D(\theta, \phi)e \quad (2.36)$$

Se tendrá un valor de ganancia menor que la directividad por causa del e que se encuentra en el rango de $0 < e < 1$.

2.5. Principios de Diseño de Antenas Parche Microstrip

2.5.1. Fase 1: Elección del sustrato

En las secciones anteriores se ha descrito el funcionamiento de las antenas microcinta de forma general y, especialmente de una manera cualitativa. En esta sección se proporciona la información cuantitativa para el diseño de una antena concreta: una antena parche rectangular.

El proceso de diseño sigue una serie de pasos, que permite caracterizar el procedimiento de manera práctica, sin embargo, previamente es necesario definir las características principales de la misma como la permitividad dieléctrica del sustrato, la altura prudente que la aplicación en particular permita incorporar y las pérdidas tangenciales del mismo.

- La altura o espesor del sustrato, además de ser mecánicamente fuerte, incrementará la potencia de radiación, reducirá las pérdidas por conducción y optimizará el ancho de banda. A su vez, por lo general, con ello también se percibe un incremento en el peso, las pérdidas dieléctricas, pérdidas de ondas superficiales, y radiación extra desde el punto de alimentación.
- La constante dieléctrica del sustrato es igualmente importante que su altura. Un bajo valor de ϵ_r , incrementaría el efecto de campo en el perímetro del parche, y de este modo la potencia de radiación. Así, un incremento en el espesor del sustrato tendrá un efecto similar en las características de la antena como si se disminuyera el valor de ϵ_r .
- Altas pérdidas tangenciales del dieléctrico incrementa las pérdidas dieléctricas, por consecuencia reduce la eficiencia de la antena.
- En cuanto a las dimensiones del parche, alto (h), largo (L) y ancho (W) es importante notar que por tratarse de dimensiones finitas se producirán campos de borde como función de las dimensiones del parche y la altura del sustrato.
 - Para el plano principal E (*plano* – yz) la deformación del campo de borde se encuentra en función de la proporción de la longitud del parche L y h del sustrato (L/h), siendo menor su efecto cuando $L/h \gg 1$.
 - Para la dimensión W se tiene que mientras la razón $W/h \gg 1$ y $\epsilon_r \gg 1$, las líneas de campo eléctrico se concentrarán en mayor proporción en el sustrato. El efecto de campo hará parecer la línea microcinta eléctricamente mas ancha comparada con sus dimensiones físicas.

- Ya que algunas de las ondas viajan en el sustrato y otras en el aire, la constante dieléctrica efectiva ϵ_{ef} es introducida para considerar el efecto de campo y la onda de propagación en la línea. Para una línea con una capa de aire continua en la parte superior del sustrato, la constante dieléctrica tiene un valor en el rango de $1 < \epsilon_{ef} < \epsilon_r$.
- Para la mayoría de aplicaciones donde la constante dieléctrica del sustrato es mucho mayor que la unidad ($\epsilon_r \gg 1$), el valor de ϵ_{ef} será muy próximo al valor actual de la constante dieléctrica del sustrato (ϵ_r).
- La constante dieléctrica efectiva también es función de la frecuencia, en tanto, con el incremento de la frecuencia de operación se observará una mayor cantidad de líneas de campo eléctrico concentradas en el sustrato. Por lo tanto la línea microcinta se comporta mas como una línea homogénea de dieléctrico, y la constante dieléctrica efectiva más próxima al valor de la constante dieléctrica del sustrato.
- Para bajas frecuencias la constante dieléctrica efectiva no varía su valor, y en el caso de frecuencias intermedias el valor se incrementa monótonamente, sin alejarse del valor de constante dieléctrica del sustrato. La ecuación (2.37) expresa el valor de la constante dieléctrica efectiva en el caso que $W/h > 1$ [20]:

$$\epsilon_{ef}(W) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad W/h \geq 1 \quad (2.37)$$

Una vez identificadas las características del sustrato (ϵ_r, h), la frecuencia de operación del sistema (f_r), procedemos a calcular las dimensiones restantes de la antena, como lo indican la siguiente fase.

2.5.2. Fase 2: Elección de las dimensiones del parche

La dimensión W , es decir el ancho del parche depende de varios factores, por ejemplo, en el caso de antenas con polarización circular W se elige igual a L o muy próximo a este. En el caso de polarización lineal, W se elige teniendo en cuenta su influencia en el diagrama de

radiación y la directividad de la antena. Es corriente elegir valores de W de forma que la relación de aspecto W/L se encuentre en el intervalo $1/2 \leq W/L \leq 2$. Un valor de W que da lugar a una buena eficiencia de radiación es [22]:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.38)$$

Por los efectos de campo analizados en la sección 2.4, las dimensiones eléctricas del parche de la antena microcinta parecen mayores que sus dimensiones físicas. Para el plano principal $E(\text{plano} - yz)$, las dimensiones han sido extendidas en cada extremo una distancia ΔL , función de la constante dieléctrica efectiva ϵ_{ef} y la razón entre el ancho-alto (W/h). Una aproximación práctica para la extensión normalizada de la longitud del parche es dada por la ecuación (2.39) en [23].

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{\epsilon_{ef} + 0,3 \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{\epsilon_{ef} - 0,258 \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (2.39)$$

La longitud del parche ha sido extendida un valor ΔL hacia cada lado, la longitud efectiva del parche es ahora ($L = \lambda/2$) para un modo dominante TM_{010} sin efecto de campo.

$$L_{ef} = L + 2\Delta L \quad (2.40)$$

Para el modo dominante TM_{010} la frecuencia de resonancia de la antena microcinta es función de la longitud, y usualmente está dada por:

$$(f)_{010} = \frac{1}{2L \sqrt{\epsilon_r} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = \frac{c}{2L \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.41)$$

Donde c es la velocidad de la luz en el espacio libre. En la ecuación anterior no se tiene en cuenta el efecto de campo, por tanto esta expresión anterior es modificada como lo muestra la ecuación (2.42)

$$(f)_{010} = \frac{1}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{eff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L) \sqrt{\epsilon_{eff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \quad (2.42)$$

Una vez W es encontrado mediante la ecuación (2.38), se procede a determinar la extensión de la longitud ΔL usando la expresión (2.39).

La longitud actual del parche podrá ahora ser determinada resolviendo la ecuación (2.40) para L , o:

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ef}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (2.43)$$

2.5.3. Fase 3: Elección del punto de alimentación

Después de seleccionar las dimensiones de L y W para el sustrato, el próximo paso es determinar el punto de alimentación, es decir, la ubicación del microchip a fin de obtener una buena adaptación entre la impedancia de entrada de estos dos elementos, dado que el cambio en la ubicación del punto de alimentación (ubicación del microchip) da lugar a un cambio en la impedancia de entrada de la antena vista por el microchip [24].

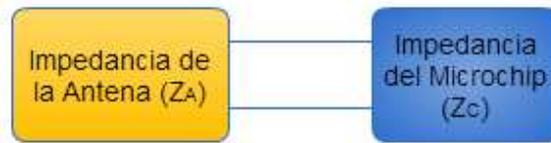


Figura 2.21: Diagrama de Bloques-Casamiento de Antenas

A partir de [25], [26] se observa, que si el punto de alimentación es ubicado en y_0 , y_f y $0 \leq x_f \leq W$, la resistencia de entrada en resonancia para un modo dominante TM_{010} puede ser expresado como:

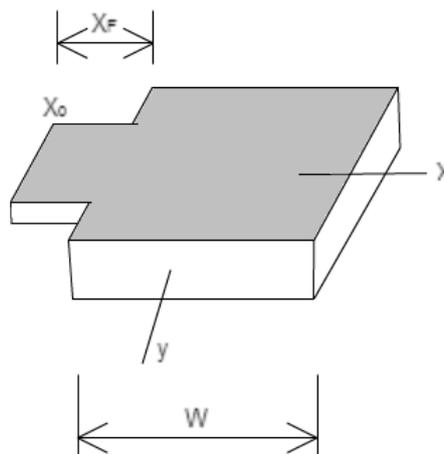


Figura 2.22: Ubicación del punto de alimentación en la antena

$$R_{in} = R_{rad} \cos^2(\pi x_f / L) \quad R_{rad} \geq R_{in} \quad (2.44)$$

Donde x_f es la distancia desde uno de los bordes de radiación, y R_r es la resistencia de radiación en resonancia cuando el parche es alimentado. En el caso de que la antena fuera ideal, es decir no presentara perdidas disipativas debido a los conductores y al material dieléctrico, la impedancia real correspondería exclusivamente a la denominada resistencia de radiación R_{rad} . Considerando dichas pérdidas, la impedancia de la antena corresponde entonces al paralelo entre la resistencia de radiación R_{rad} y la resistencia por perdidas R_p , magnitud que se denominara R_T , como lo ilustra la Figura 2.23.

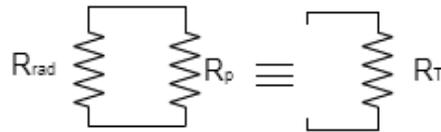


Figura 2.23: Resistencia total de una antena

Sin embargo, si se desea determinar dicha ubicación sin previo conocimiento de la resistencia de radiación de la antena, en [27] se encuentra una expresión para x_f :

$$x_f = \frac{L}{\sqrt{2\epsilon_{ef}(W)}} \quad (2.45)$$

Donde $\epsilon_{ef}(W)$ fue definido por la ecuación (2.37).

En cuanto a la ubicación del punto de alimentación en la dirección x_f , se considera apropiado ubicarlo en la posición $y_f = W/2$ siempre y cuando $W \geq L$ y el modo TM_{0n} (n impar) no sea excitado junto con el modo TM_{10} [26].

Si deseamos elegir la posición previamente conociendo el valor de R_T , es decir, el valor de la resistencia de radiación y las perdidas, se reitera que:

$$\frac{1}{2} \frac{V^2}{R_{rad}} = P_{rad} \quad \text{Donde } V = |E_z|h \quad (2.46)$$

Es inmediato calcular R_{rad} a partir de la potencia radiada por la antena. Mediante la integración del campo radiado por la antena, es posible calcular esta resistencia de radiación, a partir de la conductancia G_1 de uno de los dipolos magnéticos responsables de la radiación del parche. En ese caso, se calcula la potencia radiada por un solo

dipolo integrando las expresiones del campo radiado por el mismo así:

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} \quad (2.47)$$

$$P_{rad} = \frac{|V_0|^2}{2\pi\eta_0} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{\kappa_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right] \sin^3\theta \, d\theta \quad (2.48)$$

La conductancia de 2.47 puede ser expresada como:

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \left[\frac{1}{\Omega} \right] \quad (2.49)$$

Donde

$$I_1 = \frac{|V_0|^2}{2\pi\eta_0} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{\kappa_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right] \sin^3\theta \, d\theta \quad (2.50)$$

$$= -2 + \cos(X) + X S_i(X) + \frac{\text{sen}(X)}{X} \quad (2.51)$$

$$X = \kappa_0 W \quad (2.52)$$

Los valores asintóticos de G_1 corresponden a:

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 & W \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right) & W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad (2.53)$$

Una vez se tiene G_1 correspondiente a uno de los dipolos, el valor de la resistencia de radiación será $R_{rad} = 1/(2G_1)$ dado que las dos conductancias de las laterales son idénticas y la distancia entre ellos es media longitud de onda.

2.6. Validación del método de simulación propuesto para para etiquetas RFID pasivas

Por tratarse de un sistema RF que involucra adaptación de impedancias complejas, se ha definido un modelo para el proceso de diseño y evaluación de los parámetros de operación de etiquetas RFID pasivas en la herramienta de simulación CST MWS. La Figura 2.24 describe el proceso secuencial propuesto.

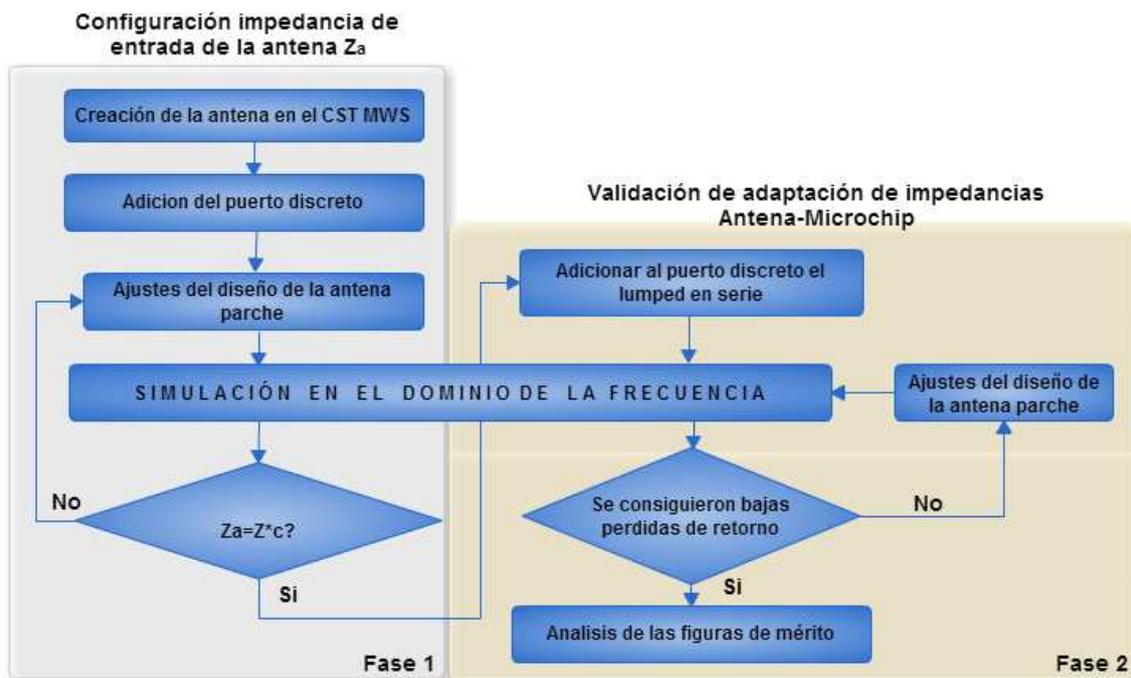


Figura 2.24: Modelo del proceso de simulación de etiquetas RFID pasivas en la herramienta software CST MWS

El cual será detallado a continuación siguiendo el orden secuencial del fluxograma.

- Del uso del método de líneas de transmisión en la evaluación de impedancia característica de antenas microcinta, es importante retomar que este valor podrá variar conforme la longitud de la línea, su ubicación, dimensiones y diseño del parche, cómo por la proximidad de estructuras que induzcan acoplamiento electromagnético. Con lo anterior es de vital importancia definir cuál será la ubicación del microchip y su equivalente circuital y así ejecutar el primer paso de la secuencia propuesta.
- Seguido, podrá darse inicio a la creación un puerto discreto que hará las veces de fuente de energía electromagnética proveniente de las ondas radiadas por el lector, induciendo una distribución de cargas en la estructura parche microcinta y a su vez habilitando la lectura de impedancia de entrada de la antena una vez simulado.
- Basándose en estos resultados, el diseño del parche podrá ser ajustado hasta alcanzar los valores de impedancia de entrada conjugada del microchip y de esta manera asegurar que dicho diseño de antena permitirá una máxima transferencia de potencia a su componente lógico. Con ello, se habrá consolidado la primera fase

del diagrama secuencial y un resultado inicial de impedancia de entrada de la antena, descrito por el diagrama de carta Smith en el dominio de la frecuencia.

- En el entorno de simulación las características a definir del puerto discreto se encuentra su ubicación, valor resistivo y tipo de puerto, según la Figura 2.25.

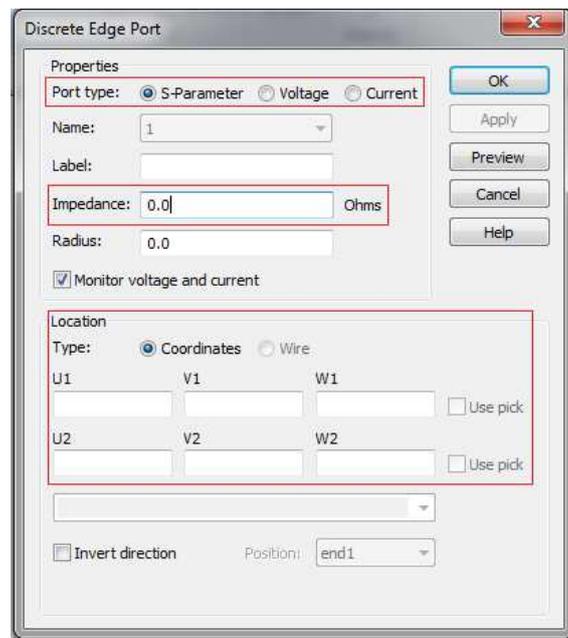
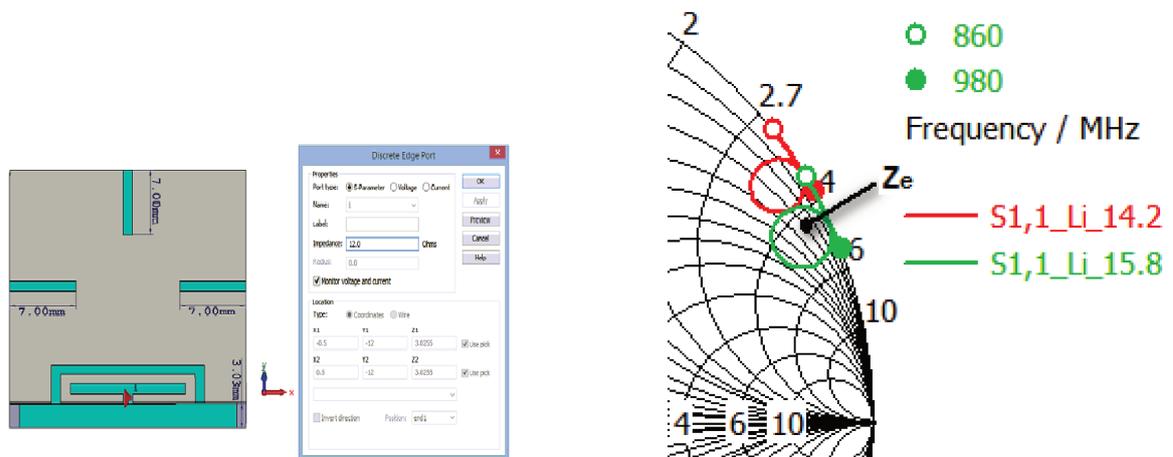


Figura 2.25: Configuración del puerto discreto

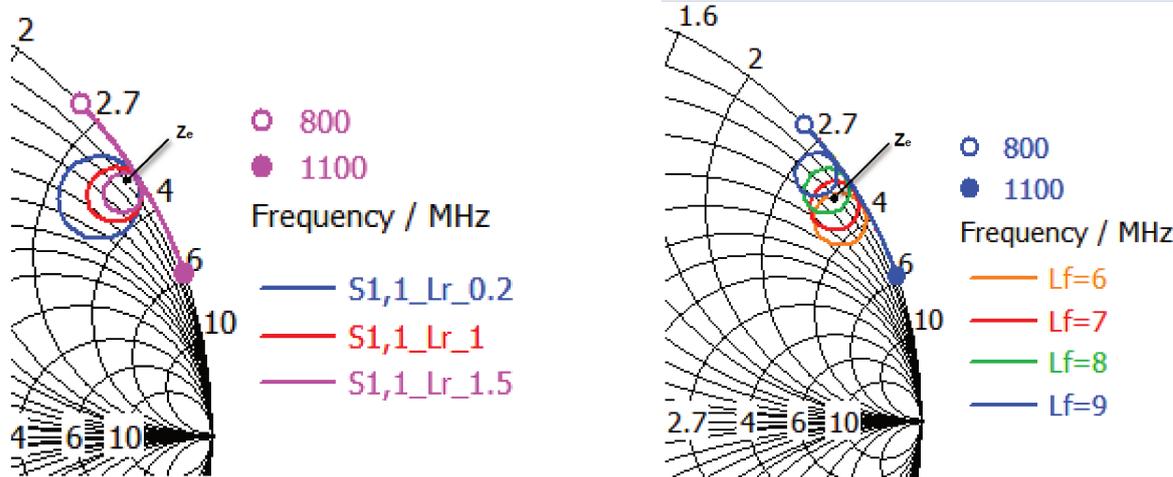
- Seleccionada la opción puerto discreto parámetros- S , se ingresa el valor resistivo de la impedancia característica del microchip, previamente consultada en la hoja descriptiva del fabricante, (preferiblemente en el formato RC serie para la frecuencia de interés) a fin de obtener en la carta Smith el valor de impedancia conjugada del microchip. En cuanto a las coordenadas de ubicación de la puerta discreta, debe fijarse la posición del microchip.
- A manera de validación del mecanismo de evaluación de la impedancia de entrada se reprodujo el modelo de antena parche microcinta descrito en [4] y siguiendo el modelo propuesto se obtuvieron valores muy próximos a los observados en el prototipo experimental del mismo, Figura 2.26. Una secuencia de imágenes de los valores de impedancia de entrada producto de la alteración de tres dimensiones del diseño del parche, iniciando con la longitud del bucle de alimentación (L_i), de los cortos laterales (L_r) y

longitud de la ranura sobre la lateral opuesta al punto de alimentación, (L_f).



(a) Antena parche microcinta con un puerto discreto en su punto de alimentación

(b) Validación del parámetro Z_a según variación de L_i



(c) Validación del parámetro Z_a según variación de L_r

(d) Validación del parámetro Z_a según variación de L_f

Figura 2.26: Validación de la metodología de simulación propuesta

- Una vez ajustado el diseño de la antena parche que presente un valor de impedancia muy próximo al complejo conjugado del microchip, se podrá dar inicio al análisis de los parámetros de desempeño de la antena como etiqueta pasiva, mediante la adición de elementos concentrados que harán las veces de componente lógico. Haciendo uso de la opción de macros, se construye un puerto discreto en serie con un elemento concentrado, correspondiente a la componente capacitiva del microchip, dejando en cero los valores adicionales de resistencia e inductancia, ya que la componente real de la impedancia del microchip está siendo simulada por la parte real del puerto discreto, como se especifica en Figura 2.27.

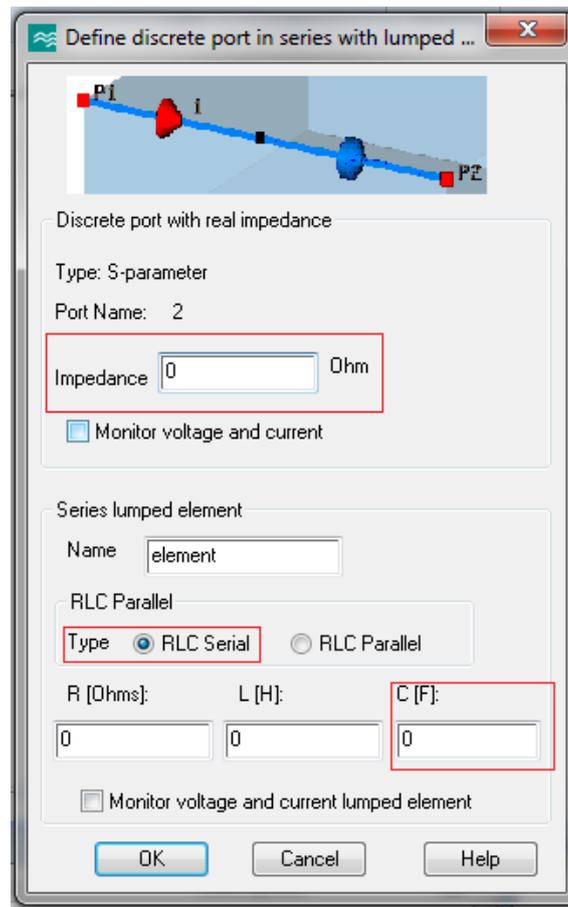
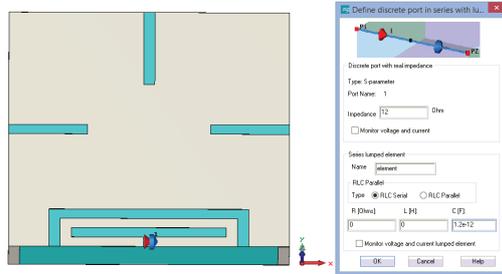


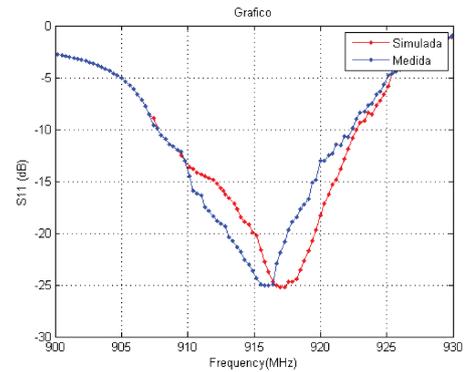
Figura 2.27: Configuración del puerto discreto en serie con un elemento concentrado

- Con la etiqueta ya constituida en la herramienta software se procede a ejecutar la simulación, incorporando los monitores de campo deseados para el estudio de los parámetros de radiación de la etiqueta y en especial consideración las pérdidas de retorno del sistema en función de la frecuencia. A partir de este último se podrá evidenciar el nivel de adaptación de impedancias conseguido hasta el momento y el rango de frecuencias para las cuales la etiqueta será visible al lector, particularmente, pérdidas por debajo de -3 dB .
- La Figura 2.28(a) describe la secuencia del proceso de configuración, creación del puerto discreto en serie con una capacitancia relativa para la frecuencia de operación de la etiqueta, 910 MHz y su respectivo gráfico de pérdidas de retorno, Figura 2.28(b), el cual adicionalmente involucra los resultados obtenidos en medición presentados en la Fig. 3 de [4]. Se evidencia un margen de error muy bajo para la frecuencia de interés (910 MHz), sin embargo es importante aclarar que para valores mayores de 910

MHz dicho margen de error se incrementa hasta en un 20 %, manteniendo consonancia al comportamiento del gráfico descrito en [4].



(a) Antena microcinta con un puerto discreto en su punto de alimentación



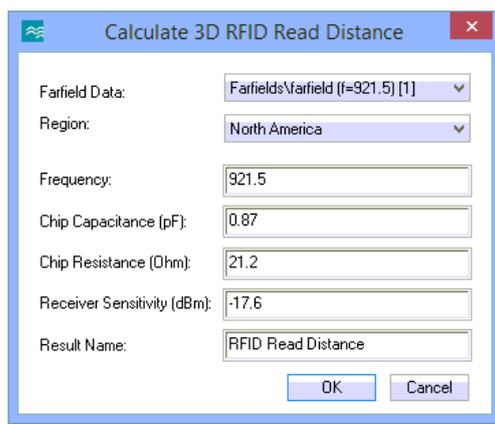
(b) Validación del parámetro S_{11}

Figura 2.28: Validación del modelo de simulación propuesto para etiquetas RFID pasivas

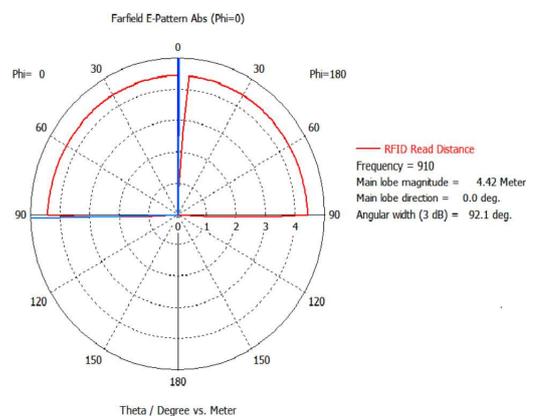
- Aunque para la visualización de las figuras de merito de la antena no exista ninguna alteración a lo convencionalmente descrito para una antena común, se incorpora un parámetro adicional para este tipo de sistemas, denominado alcance de lectura o visibilidad de la etiqueta hacia el lector. Por tratarse de un valor que involucra resultados de adaptación de impedancia, se requiere del pos-procesamiento de los datos obtenidos en simulación de impedancia de entrada de la antena, ubicados en el lado izquierdo del entorno gráfico del CST MWS, en la carpeta denominada Z_{11} . Seleccionada dicha carpeta se dirige a la opción macros/resultados/campo distante y ubicándose en el campo “Calcular la distancia de lectura RFID”, se desplegará la ventana de solicitud de los datos de trabajo del microchip, Figura 2.29(a), donde debe especificarse el valor de campo distante para la frecuencia en estudio, la región en la cual operará el sistema, definiendo la potencia máxima permitida de radiación del lector. Seguido se editan los campos, frecuencia, capacitancia del microchip, resistencia y sensibilidad de recepción del microchip. Una vez definidos cada uno de los valores se confirma el cálculo.
- Como parte del análisis de medición realizado en laboratorio por [4], último párrafo de la sección 3, “Simulación y Mediciones”

se describe el mayor alcance de lectura registrado en la cámara anecoica Alien Technologies (ALR-9800) equivalente a 5 m cuando la etiqueta es usada en una superficie metálica cuadrada de 400 mm, mientras que en simulación se obtuvo un alcance de 4.42 m como lo describe la Figura 2.29(b).

Verificado el modelo propuesto por la concordancia entre la lógica de diseño y los resultados experimentales, la secuencia descrita por la Figura 2.24 se establece como metodología de diseño y análisis de antenas microcinta a tratar en capítulos posteriores.



(a) Antena microcinta con un puerto discreto en su punto de alimentación



(b) Validación del alcance de lectura

Figura 2.29: Validación del método de simulación propuesto para el cálculo de alcance de lectura de etiquetas RFID pasivas

Capítulo 3

Técnica de adaptación de impedancias y miniaturización de antenas microcinta

El creciente interés en la fabricación de antenas cada vez más pequeñas corresponde a una de las tendencias de investigación para la fabricación de etiquetas pasivas RFID dado que la eficiencia del sistema RF depende en gran parte de la calidad del diseño de cada uno de sus componentes. En particular, en una etiqueta pasiva, el desempeño de su antena y su acoplamiento con el microchip es esencial debido a que la alimentación de este último es únicamente proporcionada por la antena, por tanto, este capítulo recopila una descripción de cada una de las técnicas de adaptación de impedancias y miniaturización de antenas microcinta desarrolladas a lo largo del tiempo.

3.1. Técnicas de adaptación de Impedancias

La arquitectura de una etiqueta RFID pasiva UHF es como se indica en la Figura 3.1

El elemento encargado del acoplamiento entre la antena del lector y el microchip es la antena parche. Así un rectificador convierte la entrada de voltaje alterno en un voltaje dc, el cual es usado por el regulador en serie para proporcionar el voltaje regulado requerido para la correcta operación de la etiqueta. La adaptación del rectificador de voltaje con la antena busca garantizar una máxima transferencia de potencia desde la antena de la etiqueta a la entrada del rectificador. Un modulador por retrodispersión es usado para modular la impedancia vista por la antena de la etiqueta, cuando transmite una señal de respuesta al lector o interrogador. La sección RF es entonces conecta-

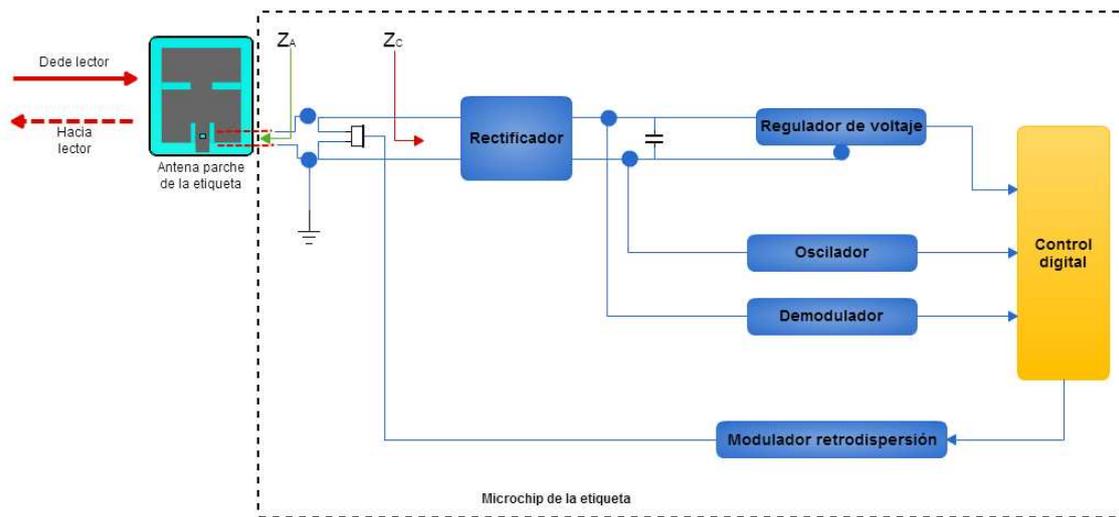


Figura 3.1: Componentes de una Etiqueta RFID

da a una sección digital, comúnmente un microprocesador muy simple o una máquina de estados finitos capaz de gestionar los protocolos de comunicación. Por tanto, en el momento que la antena del dispositivo de lectura emite su onda interrogadora u onda plana, la cual incide en la etiqueta, parte de la potencia de esta onda es capturada por la antena y utilizada para activar la lógica del microchip, mientras otra parte de la energía es nuevamente radiada al espacio libre. Este mecanismo de funcionamiento requiere una buena adaptación de impedancias, antena-microchip a fin de que exista una máxima transferencia de potencia entre los componentes y las impedancias conjugadas no limiten la corriente que es entregada por la antena. Ya que la impedancia del microchip no es modificable, una serie de técnicas han sido producto de innumerables estudios de adaptación de impedancias las cuales pueden ser clasificadas dentro de las siguientes categorías:

1. **Redes de adaptación o líneas abiertas entre la antena y el microchip:** es un mecanismo que hace uso de elementos reactivos, bobinas o capacitores caso se requiera una red no disipativa [28]. Si la red de adaptación incluye una o varias resistencias, se estará trabajando con una red disipativa [29]. Entre el tipo de redes de adaptación de impedancias se tienen las redes L, Stub simple-doble y transformador de impedancias [30], [31].
2. **Antenas cargadas de forma capacitiva o inductiva:** mediante la adición de un pequeño bucle abierto o líneas microcinta

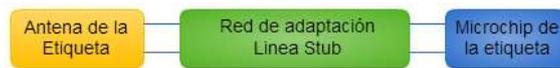


Figura 3.2: Red de Adaptación de Impedancias

en la región media del parche, se logra modificar la impedancia de entrada de la antena y asegurar que $Z_A = Z_C^*$ [32].



Figura 3.3: Antena Cargada

3. Modificación de la geometría de la antena: mediante el uso de nuevos elementos en el diseño del parche, tipo dipolos [33], la inserción de la antena en una cavidad [34], el empleo de ranuras en forma anidada [1], diseños de antenas con conexión en serie a anillos resonadores [35], son alternativas para alterar la geometría de la antena y obtener modificaciones en la impedancia de entrada de la misma.



Figura 3.4: Geometria Modificada

Por tratarse la impedancia del microchip un parámetro de diseño no estandarizado como en otros sistemas de comunicaciones, son de gran importancia estas tres categorías de adaptación de impedancias, convirtiéndose en la herramienta principal para abordar el reto de diseño de antenas para etiquetas pasivas UHF con máximo acoplamiento, eficiencia y un mínimo efecto del ambiente electromagnético.

En el proceso de adaptación de impedancias, juega un papel no menos importante las dimensiones y propiedades electromagnéticas del sustrato de la antena parche, y junto con ello estrechamente relacionadas las técnicas de miniaturización de sus componentes, que se estudiarán a continuación.

3.2. Técnicas de Miniaturización de Antenas Microcinta RFID

Las etiquetas microcinta son candidatos para aplicaciones que requieran buena eficiencia, economía, características de radiación controladas y bajo perfil. Durante décadas, diferentes técnicas de miniaturización para antenas microcinta han sido investigadas y desarrolladas, a fin de satisfacer la demanda actual en los sistemas de comunicación inalámbrica. Una descripción de cada una de estas técnicas de miniaturización serán discutidos en los siguientes numerales, a fin de conocer la variación de las características físicas y parámetros eléctricos involucrados.

3.2.1. Miniaturización por simetría

La primera de estas técnicas, denominada por simetría consiste en ubicar puntos de simetría mediante el uso de postes metálicos entre el plano tierra y el parche radiante [36], [37], [38]. Estos postes metálicos causan un desplazamiento del punto de voltaje nulo del centro del parche a los bordes del mismo, lo que hace resonar al parche a una frecuencia menor y en consecuencia la antena logra una reducción de tamaño, generalmente a un cuarto de la longitud de onda [39], [40]. La miniaturización por simetría fue propuesto en 1989 en [41] como un modelo de un cuarto de onda de longitud, reduciendo las dimensiones del parche cuadrado convencional a la mitad como se muestra en la Figura 3.5 .

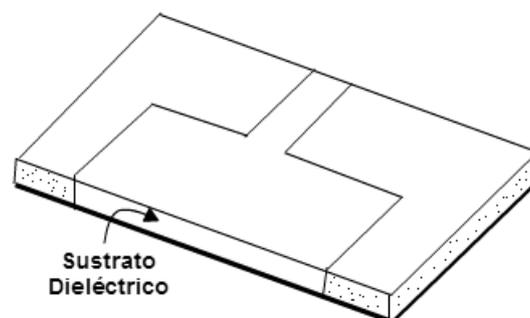


Figura 3.5: Antena microcinta rectangular de longitud $\lambda/4$ con un muro continuo como cortocircuito

Posteriormente, en 1996 en [42] se propone una variante para el modelo con longitud de un cuarto de onda que reemplaza el muro metá-

lico de cortocircuito por postes o pines de cortocircuito como se indica en la Figura 3.6 [43].

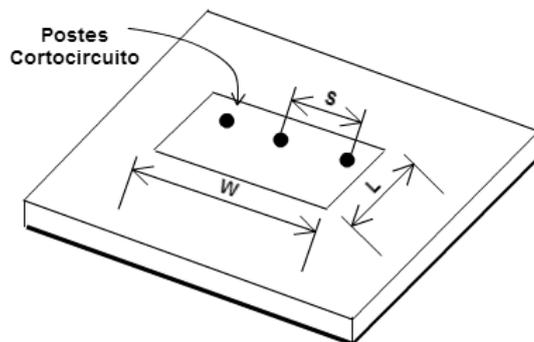


Figura 3.6: Antena microcinta rectangular de longitud $\lambda/4$ con Postes de cortocircuito

Este mecanismo de miniaturización han sido usado en aplicaciones donde no hay suficiente espacio para un parche estándar [37], [39], [38] y se requiere un plano E más amplio, sin un aumento en la radiación de polarización cruzada de la antena [42].

3.2.2. Miniaturización por ranuras en el parche

Otra técnica para miniaturización de antenas microcinta rectangulares, es la implementación en el diseño de una ranura en el parche radiante, como se detalla en la Figura 3.7 [44].

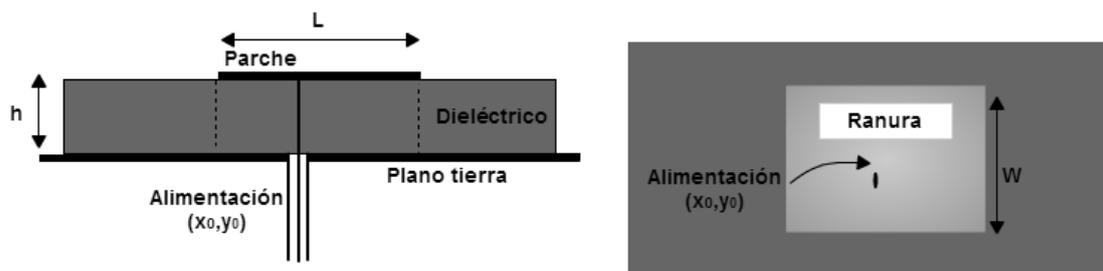


Figura 3.7: Antena Microstrip Parche Rectangular Original y con Ranura

La técnica de ranuras consiste en eliminar secciones dentro del parche de modo que la distribución de la corriente eléctrica en el parche cambie, obligando a realizar un recorrido más largo, la propagación de la onda se hace más lenta aumentando su longitud eléctrica, causando que la frecuencia de resonancia disminuya y logrando reducciones de hasta 60% reportadas en [43] y hasta del 73% con una ranura cruzada como se muestra en la Figura 3.8 reportada en [45]. Sin embargo,

este procedimiento tiene un impacto negativo en el ancho de banda de la antena, la ganancia y la eficiencia de la misma [43].



Figura 3.8: Antena microcinta rectangular con ranura cruzada y estándar

A lo largo del tiempo diferentes formas se han reportado para el diseño de antenas microcinta con ranuras como se detalla en la Figura 3.9, algunas de ellas con polarización circular o reconfigurables en frecuencia.

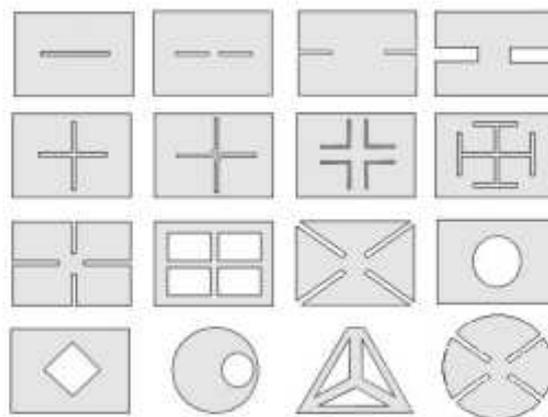


Figura 3.9: Algunas geometrías de antena microcinta con ranura para miniaturización

Con esta técnica de miniaturización la frecuencia de resonancia se puede reducir considerablemente, en comparación con una antena microcinta estándar con la misma área de proyección [26], [44] debido a la curvatura que presentan las trayectorias de las corrientes de superficie en el parche a lo largo de la dirección de resonancia o de excitación de la antena, sin generar componentes laterales en el campo eléctrico. De lo anterior, se ha observado que antenas microcinta miniaturizadas con esta técnica, tienen niveles de polarización cruzada bajos para las frecuencias de resonancia dentro del ancho de banda operativo [44], [46], [47].

En la actualidad, las ranuras en los parches son muy frecuentes para lograr reducciones en los sistemas de comunicaciones, así como para

obtener polarizaciones circulares y antenas reconfigurables en frecuencia. Geométricamente las ranuras varía según el diseñador, se optimizan y modelan en función de su tamaño, posición y orientación dentro del parche radiante, usando herramientas electromagnéticas de simulación 3D con el fin de obtener las mejores características en el diseño y para evitar efectos en la impedancia de entrada de la antena.

3.2.3. Miniaturización por forma del parche

Otra manera de hacer una antena más pequeña y menos voluminosa es modificar su geometría y forma. Diversas formas y modelos se han planteado para la miniaturización de antenas mediante esta técnica, un ejemplo clásico es la conocida antena invertida en L [44], que se deriva de la antena monopolo. Con la adición de un cortocircuito a la antena L invertida, se obtiene un nuevo diseño, antena F invertida clásica [26], como este otros muchos ejemplos de cambio en la geometría de las antenas que permiten reducir su tamaño y volumen [48].

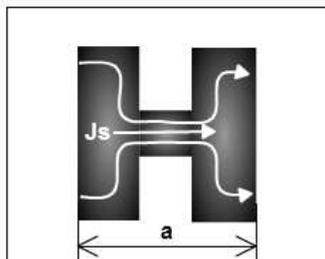


Figura 3.10: Distribución de corriente en la antena microcinta con Forma H

Mediante la modificación directa de la geometría del parche se logran diseños que presentan buenas características de radiación para antenas microcinta, entre ellas la forma C, la forma H [49], antenas que emplean diseños fractales como el Gosper, Koch, caja fractal, Sierpinski y Minkowski para reducir el elemento radiador [50] [51] [52], el uso de algoritmos genéticos para encontrar una forma optimizada del parche [53] [54] también se consideran dentro de esta clasificación.

El objetivo de esta modificación es forzar que las corrientes superficiales sigan una trayectoria sinusoidal más larga, simulando una longitud eléctrica de la antena mucho mayor. Observándose un aumento en las pérdidas de impedancia y disminución en ganancia dado la alta concentración de corrientes. Por otro lado, la técnica de miniaturización por forma tiende a ser muy sensible a variaciones de frecuencia,

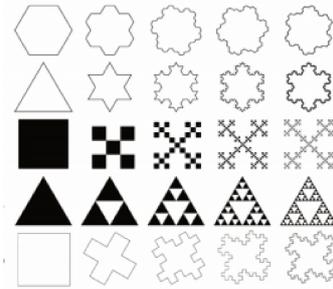


Figura 3.11: Geométricas Fractales de Antenas Parche

así como la reducción del ancho de banda, en comparación con antenas estándar.

3.2.4. Miniaturización por el uso de cargas concentradas o distribuidas sobre el parche

Otra de las técnicas que se utilizan para la miniaturización de antenas microcinta rectangular fue introducida en [55], con la utilización de una carga inductiva distribuida, que consiste en cargar la antena de ranura con un número de inductores en serie en numerosos lugares a lo largo de la apertura de la antena. En otras palabras, la longitud de onda que viaja por la línea de cargas concentradas (puntos resonante) es disminuida mediante el aumento de inductancia por unidad de longitud de la línea debido a las cargas inductivas en serie. La reducción del tamaño mostrado depende del número y valor de los inductores en serie. Una antena en su primera resonancia puede tener una medida equivalente de $\lambda/2$ como si se tratase de una línea de transmisión. Con los inductores distribuidos en serie resonando a la frecuencia de operación se reduce eficazmente la longitud física de la antena. Los inductores en serie se pueden implementar mediante el uso de líneas de transmisión en cortocircuito con longitud total de aproximadamente un cuarto de longitud de onda $\lambda/4$ [55], o con postes de cortocircuito entre el plano tierra y el parche radiante [36].

La Figura 3.12 muestra una antena de ranura diseñada con una serie de ranuras sobre el plano radiante. Cada ranura es una línea de transmisión en cortocircuito con una longitud pequeña y es equivalente a un inductor en serie. En cada lugar a lo largo de la ranura principal, dos ranuras se colocan equilibradas que transportan en sentido opuesto corrientes magnéticas equivalentes. Por lo tanto, la radiación de la corriente magnética que fluye en cada ranura anula la de la otra

en campo lejano. Para una longitud de ranura dada, el factor de miniaturización depende del número y el valor de los inductores en serie [56] [57].

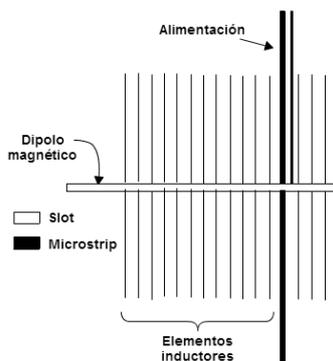


Figura 3.12: Antenas Parche con Cargas Inductivas Distribuidas

En la Figura 3.13 se puede detallar el modelo de una antena microcinta miniaturizada con postes de cortocircuito, la cual logra una reducción del 25 % en tamaño comparada con un parche estándar microcinta [36] [58]. Este poste de cortocircuito se comporta como una carga inductiva creando un retardo en la propagación de la onda y causando un aumento en la frecuencia de resonancia, implicando un diseño miniaturizado de la antena para que trabaje en la frecuencia de operación deseada.

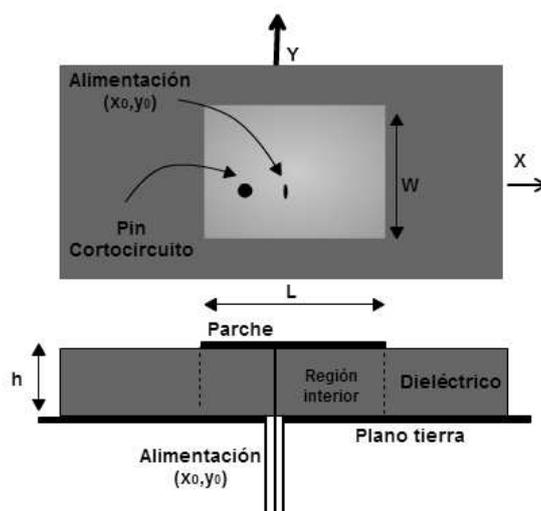


Figura 3.13: Antenas Parche con Poste de Corto-Circuito y Cargas Inductiva

En 2005 en [37] se plantea un diseño para una antena de parche circular que logra reducciones de hasta el 77 % usando postes de cortocircuito como cargas inductivas en paralelo como se indica en la Figura 3.14.

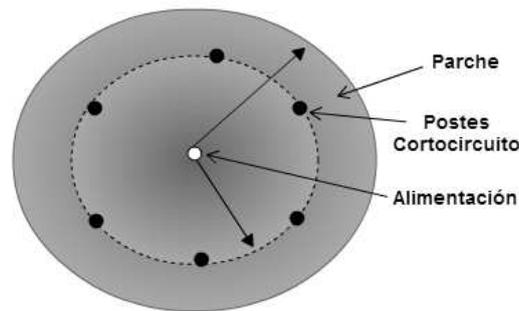


Figura 3.14: Antenas Parche Circular con Postes Corto-Circuito Distribuidos

Actualmente los parches con postes de cortocircuito se implementan para lograr reducción de tamaño simulando inductancias [36] [37] [40], ya que en esta técnica, la antena microcinta funciona como una estructura con longitud de cuarto de onda, y por consiguiente puede reducir la longitud física de la antena cuando se trabaja a una frecuencia fija como indica [44]. Finalmente cabe resaltar que la técnica de miniaturización por cargas concentradas o distribuidas usando postes de cortocircuito o capacitores interdigitales es bastante práctica debido a que facilita la fabricación de antenas microcinta miniaturizadas y los acoples de impedancia en su alimentación son fácilmente realizables.

3.2.5. Miniaturización por naturaleza del sustrato

En la miniaturización de antenas microcinta el tamaño del elemento radiante depende fundamentalmente de las propiedades electromagnéticas del sustrato, comúnmente de constantes dieléctricas bajas que varían entre 2, 4 y 10. Durante muchos años, la comunidad científica ha experimentado con diferentes materiales y combinaciones en el sustrato en antenas microcinta, para poder principalmente tratar limitantes en el ancho de banda y los problemas de polarización cruzada. Materiales cerámicos, siliconas, ferritas entre otros, así como diferentes combinaciones de dopajes entre ellos mismos [59] [60] [61]. En la década de 1970 se produjo un avance en los materiales de permitividad muy alta con el desarrollo de la primera cerámica con temperatura estable, elaborados en tetratitanato de bario (Bati) de permitividad equivalente a $\epsilon_r = 38$. Un material compuesto, ampliamente utilizado en el diseño de filtros de microondas para sistema de comunicaciones vía satélite [2]. Recientemente, la evolución de los materiales cerámicos han dado lugar a sustratos de altas constantes dieléctrica relativa,

alto factor de calidad es decir bajas pérdidas dieléctricas y coeficientes de temperatura en la frecuencia de resonancia muy pequeños o nulos [41] [26], convenientes para su uso en la miniaturización de antenas parche, lográndose reducciones de un 25 % del área en comparación con una antena fabricada en FR4 operando en su frecuencia de resonancia, con tan solo una constante dieléctrica de 20. Además, los dieléctricos sintéticos pueden ser producidos con la mezcla de dos o más constantes dieléctricas diferentes. Estos tipos de sustratos conducen a sustratos texturizados que proporcionan el control de diseño mucho más versátil en la adaptación de impedancia [62].

3.2.6. Miniaturización por el uso de estructuras periódicas EBG

Una de las técnicas de miniaturización que actualmente es centro de numerosos reportes, es el uso de estructuras periódicas (Electromagnetic Band-Gap, EBG), que se comportan como dieléctricos artificiales. Así, los EBG u obstáculos periódicos embebidos en un medio homogéneo alteran los parámetros constitutivos del sustrato (ϵ, μ) [63]. Siendo cada elemento de la estructura periódica de la Figura 3.15, un circuito resonante LC paralelo equivalente, que permite modificar la impedancia de la estructura.

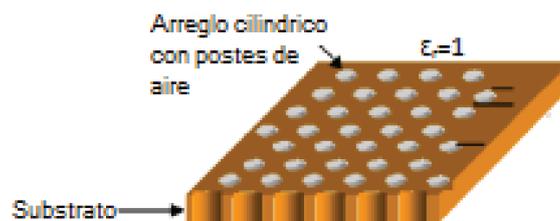


Figura 3.15: Sustrato EBG 2D

El origen de las estructuras EBG provienen del campo de la óptica, y son estructuras que proporcionan rechazo en unas bandas de frecuencias determinadas. Entonces, cuando las frecuencia de operación de la antena se aproximan a la frecuencia de resonancia del circuito LC, correspondiente a la frecuencia central de la banda eliminada, la parte imaginaria de la impedancia de entrada de esta estructura es infinita, indicando un comportamiento en circuito abierto [63]. El EBG tiene dos importantes propiedades: en primer lugar, la estructura posee una

rados como una de las tecnologías emergentes que tienen el potencial de cambiar significativamente la vida cotidiana en un futuro próximo [63]. Los metamateriales usados en aplicaciones de radio frecuencia consisten en un gran número de sub-longitudes de onda u obstáculos conductores embebidos en un medio homogéneo como se detalla en la Figura 3.17.

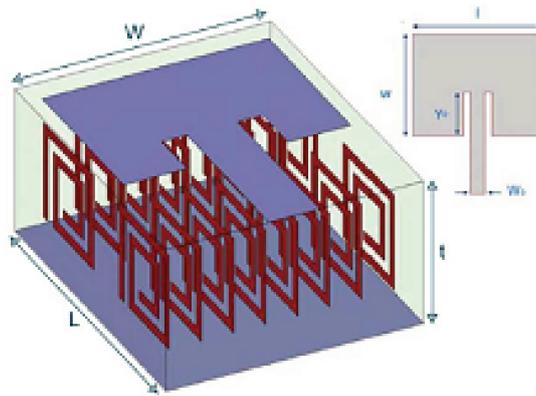


Figura 3.17: Antenas Parche sobre Sustrato Metamaterial

Las estructuras metálicas embebidas asemejan el comportamiento de partículas magnéticas, que pueden presentar diferentes geometrías, anillos resonadores partidos (Split Ring Resonator, SRR), espirales cuadradas resonadoras o inclusive formas fractales como se detallan en la Figura 3.18.

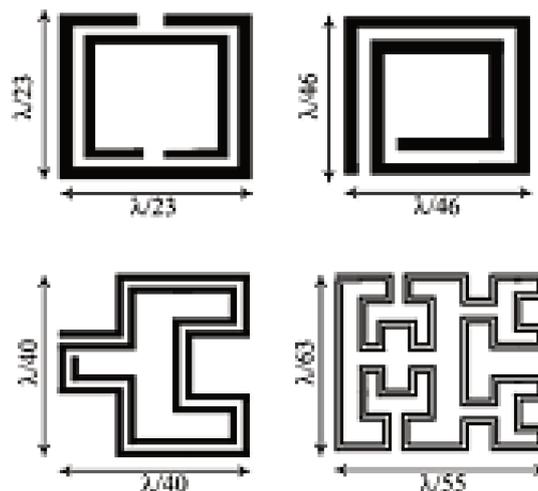


Figura 3.18: Diferentes Estructuras de las Incrustaciones en el Metamaterial

La idea de usar el anillo partido como una partícula magnética artificial fue introducida por primera vez en 1952 por [69]. Desde enton-

ces, los ingenieros han propuesto numerosos tipos de inclusiones [70]. La configuración de los SRR, el espiral cuadrado, son algunas de las configuraciones más populares utilizadas en trabajos propuestos como [71] [3] [72]. Cada estructura propuesta ofrece sus propias ventajas y desventajas en términos de permeabilidad resultante y disipación.

La miniaturización debida a la implementación de estructuras como los metamateriales son de particular interés en el electromagnetismo, debido que estas estructuras tienen un gran potencial en aplicaciones de microondas tales como nuevos tipos de filtros y antenas. No obstante el grado de complejidad en su producción y altos costo representan una de las grandes limitantes del uso de esta técnica en la miniaturización de antenas parche.

Capítulo 4

Diseño de Antenas para Etiquetas RFID Usando Acoplamiento Inductivo en el Punto de Alimentación

En capítulos anteriores se describió la importancia del diseño de una adecuada antena en un sistema RFID pasivo y la adaptación de su impedancia de entrada a la impedancia del microchip para optimizar el rendimiento del sistema RFID y maximizar su distancia de lectura. Por requerimientos de fabricación, la antena de la etiqueta debe estar perfectamente adaptada al microchip, el cual puede tener una impedancia compleja diferente a 50Ω , reactancias capacitivas muy altas y pequeños valores de resistencia. Para el presente capítulo se han reservado los criterios de desempeño de etiquetas RFID y el seguimiento de la metodología de diseño planteada en [73] la cual comprende los principios de diseño de antenas microcinta tratados en la sección 2.5.

4.1. Criterios de Desempeño de etiquetas RFID

El principal criterio para evaluar el desempeño de una etiqueta RFID es su **alcance de lectura**, definido como la máxima distancia a la cual el lector RFID puede detectar la señal de retrodispersión emitida por la etiqueta. Porque la sensibilidad del lector es típicamente alta en comparación con la presentada por la etiqueta, el rango de lectura es definido por el umbral de potencia de respuesta de la etiqueta. Adicional a ello, el alcance de lectura es también sensible a la orientación de la etiqueta, la superficie del objeto etiquetado y el medio de propagación. Mediante el uso de la ecuación de Friis de espacio libre,

el alcance de lectura “ r ” puede ser calculado así:

$$r = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_t G_t G_{eti} \tau}{P_{th}}} \quad (4.1)$$

Donde λ es la longitud de onda, P_t es la potencia transmitida por la antena del lector, G_t es la ganancia de la antena del lector, G_{eti} es la ganancia de recepción de la antena de la etiqueta, P_{th} es la potencia mínima requerida para activar el microchip, y τ es el coeficiente de potencia de transmisión dado por:

$$\tau = \frac{4R_c R_a}{|Z_c + Z_a|^2}, \quad 0 \leq \tau \leq 1 \quad (4.2)$$

Donde $Z_c = R_c + jX_c$ y $Z_a = R_a + jX_a$.

El comportamiento cualitativo de la impedancia de la antena, la impedancia y alcance de lectura de la etiqueta como función de la frecuencia para una etiqueta RFID típica son ilustrados en la Figura 4.1.

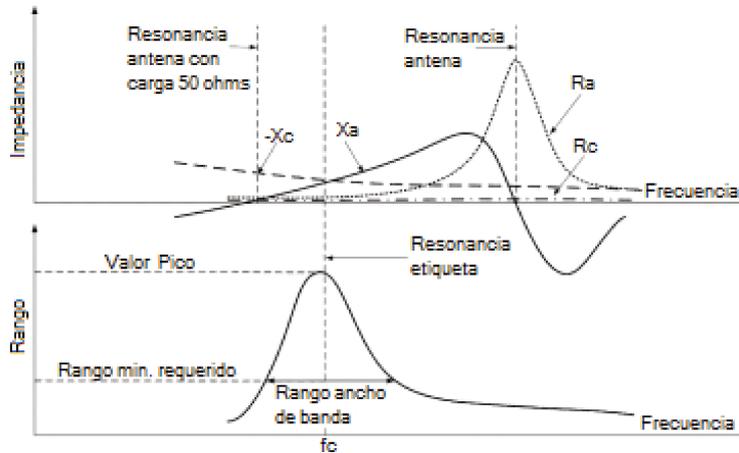


Figura 4.1: Impedancia de la antena, impedancia del microchip y alcance de lectura en función de la frecuencia de operación para una típica etiqueta RFID

Donde la frecuencia en la que se obtiene el valor pico del alcance de lectura corresponde a la frecuencia de resonancia de la etiqueta, ubicada en el punto medio de su banda de operación, definida como la banda de frecuencia en la cual la etiqueta ofrece un rango de lectura mínimo aceptable. De la ecuación (4.1) puede observarse que la distancia de lectura mínima es determinada por el producto $P_t G_t$ del lector (EIRP del transmisor), la ganancia de la antena de la etiqueta G_{tag} y el coeficiente de transmisión. La expresión (4.1) puede ser normalizada con un factor de $r_0 = (\lambda/4\pi) \sqrt{P_t G_t / P_{th}}$, siendo este el factor

de lectura de la etiqueta perfectamente adaptada con una antena de 0 dBi ($\tau = 1$) a la impedancia del microchip en una frecuencia fija. En la Figura 4.2 se presentan los valores de la ecuación (4.1) graficados como función del factor normalizado r_0 , usado como referencia para evaluar el desempeño de cualquier etiqueta, pues el proceso de diseño de la antena de la etiqueta RFID implica compensaciones entre ganancia de la antena, impedancia, y ancho de banda, mediante un proceso secuencial e iterativo como lo ilustra la metodología del literal a continuación.

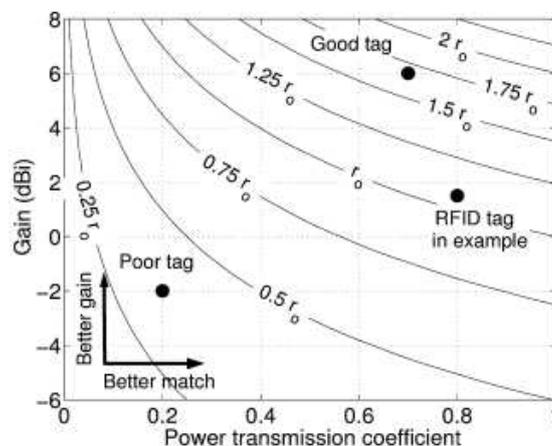


Figura 4.2: Desempeño de la antena de una etiqueta RFID

4.2. Proceso de Diseño de Antenas para Etiquetas RFID pasivas

Pavel V. Niktin en [73] propone una metodología para el diseño de etiquetas RFID, que describe en una serie de etapas el procedimiento lógico para la obtención de un diseño óptimo, acorde a los requerimientos. Dicha metodología se condensa en el diagrama de flujo de la Figura 4.3.

En una primera fase se encuentra la **identificación de los requerimientos de operación**, dependiendo de la aplicación y medio de operación del sistema. En esta primera instancia se determinan los parámetros de la antena para la etiqueta RFID, principalmente:

1. *Frecuencia de operación*: refiérase a la banda de frecuencias disponibles para el sistema operar, conforme a las normas de asignación de espectro de la región geográfica.

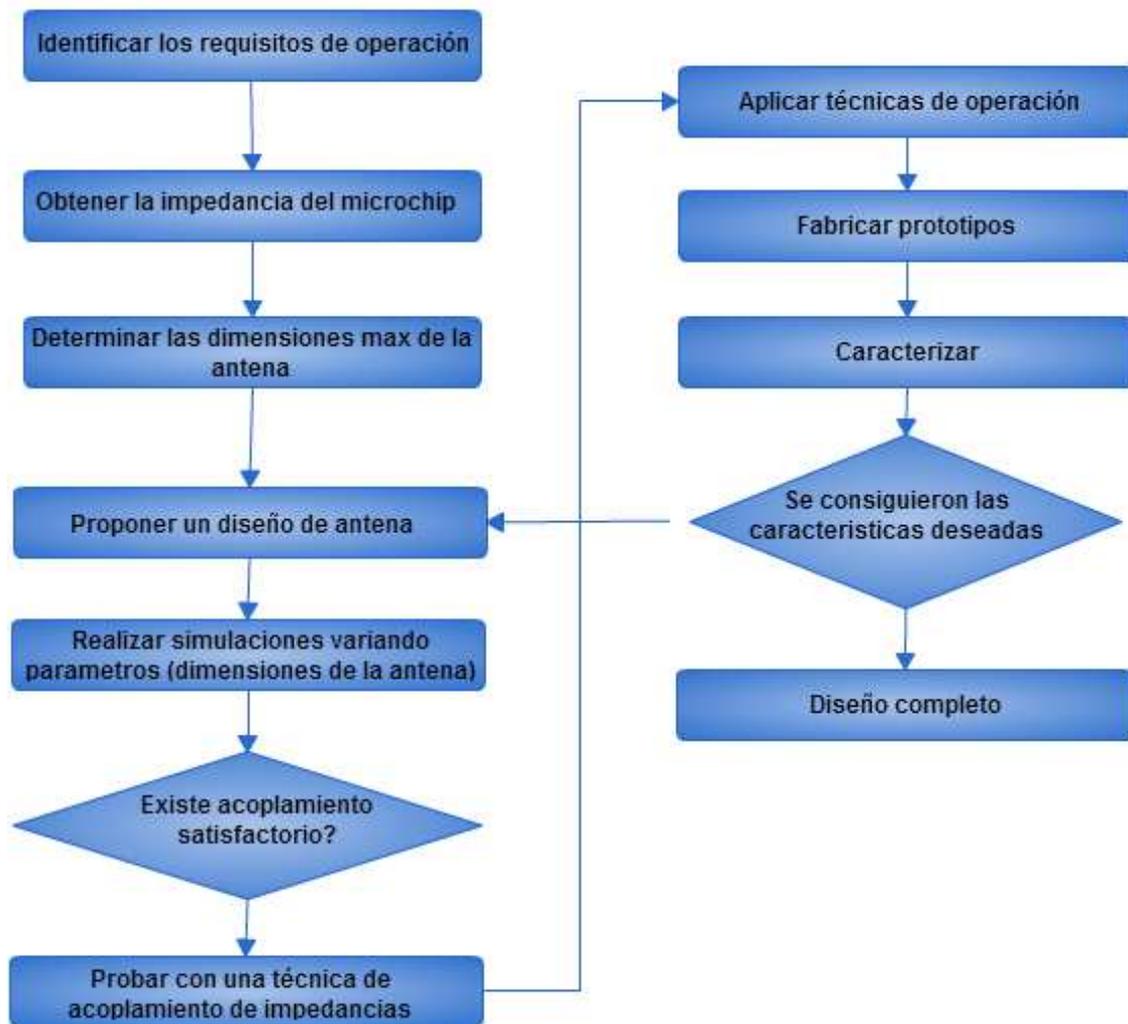


Figura 4.3: Metodología para el proceso de diseño de antenas para etiquetas RFID

2. *Tamaño y forma:* estas dimensiones deben ser acordes a la disponibilidad de espacio, facilitando ser adheridas, embebidas o sujetas al objeto o superficie a identificar.
3. *Alcance de lectura:* corresponde a la distancia mínima a la cual la etiqueta podrá ser identificada por el lector. Dependerá de la aplicación en particular, que va desde unos pocos metros, hasta alcances más extenso del orden de 15 *m*. Usualmente este requerimiento correlaciona especificaciones como la EIRP, la naturaleza del objeto a etiquetar, sea propiedades de la superficie y las posibles interferencias en el medio de operación o deterioro en la señal RF. Por último para conseguir un buen alcance de lectura, la orientación de la antena debe ser acorde al patrón de radiación de la antena lectora.
4. *Costos:* en la búsqueda de un producto económico, la naturaleza

del sustrato a utilizar, el tipo de diseño y el proceso de fabricación de la etiqueta, entre más simple sea, menor será su costo. Sin embargo en esta instancia deben también considerarse las bondades que existen de un diseño a otro y la relación costo-beneficio que cada diseño brinde.

Definir estos objetivos en una primera fase, da una idea más clara del tipo de antena a proponer y la complejidad de la misma.

Impedancia del Circuito Integrado: es necesario conocer este parámetro del microchip dado que el rendimiento de la antena de la etiqueta RFID depende del acoplamiento con la impedancia del microchip a su frecuencia de operación [74].

Propuesta del diseño de la antena: en este punto deben considerarse las dimensiones máximas de la antena y su relación con la ganancia y ancho de banda máximo que puede ser obtenido. Para esta propuesta de diseño refiérase al procedimiento definido en el capítulo 2 del presente documento y posterior a ello, con el fin de miniaturizar la antena y mejorar el acoplamiento del microchip con la antena se podrá hacer uso de la técnica que considere más apropiada para el diseño en particular, descritas en el capítulo 3.

Proceso de simulación: mediante modelos electromagnéticos y herramientas de simulación se proyecta la antena con sus dimensiones, configuración en frecuencia, impedancia del microchip y propiedades del sustrato. Una vez construida y configurada se procede a simular y analizar los parámetros de desempeño antes descritos.

Actualmente se cuenta con diferentes herramientas de simulación basadas en métodos numéricos que simplifican un poco la simulación electromagnética de este tipo de estructuras. De esta familia de métodos numéricos hacen parte, el método de momentos (Method of Moments, MoM), el método de elementos finitos (Finite Element Method, FEM), la técnica de integración finita (Finite Integration Technique, FIT) y el método de las diferencias finitas en el dominio del tiempo (Finite-difference time-domain, FDTD), usados como base para la creación de múltiples herramientas de simulación, cada una especializada para problemas particulares de diseño. Siendo MoM útil para el cálculo rápido y preciso del desempeño de antenas, en especial estructuras de gran tamaño. En lo que respecta a los métodos FEM y FDTD pueden utilizarse directamente para analizar el desempeño de

antenas. A manera de resumen en la Figura 4.4 se tiene un diagrama que relaciona los métodos numéricos y las herramientas de simulación desarrolladas en cada una de las líneas descritas anteriormente.

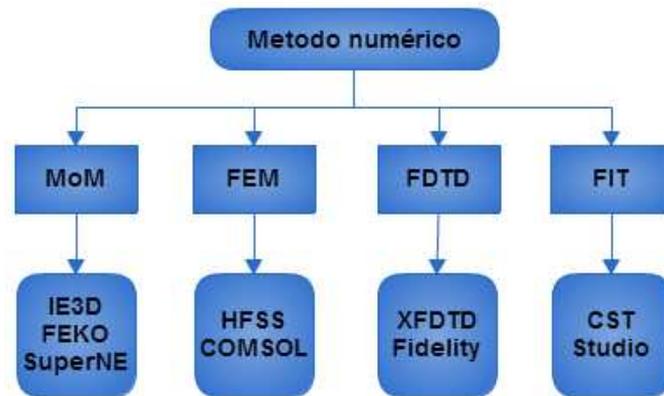


Figura 4.4: Métodos Numéricos y Programas de Simulación

Haciendo énfasis en el simulador CST Microwave Studio un simulador de onda completa utilizado para todo tipo de dispositivos de microondas, simplificando el proceso de definición de la estructura a analizar mediante una interfaz gráfica precisa. Esta herramienta software de simulación utiliza el método “PBA”(Perfect Boundary Approximation), el algoritmo “FIT”(Finite Integration Technique) y la “TST”(Thin Sheet Technique), tratando de asegurar una mayor precisión de los resultados obtenidos por un simulador convencional. Teniendo en cuenta que ningún método de análisis trabaja de la misma manera en los diferentes campos de aplicación, el software CST MWS dispone de cuatro técnicas diferentes: análisis transitorio, análisis en el dominio de la frecuencia, análisis modal y el solucionador eigenmode. La técnica más flexible es sin duda, el análisis transitorio, de la cual se puede obtener el comportamiento en banda ancha en una sola iteración. Este tipo de simulación es indicada para los conectores, las líneas de transmisión, los filtros y las antenas. Sin embargo, el diseño de filtros necesita un análisis modal preciso, obtenido mediante el modo *eigenmode*. Para el estudio en particular de este trabajo es preferible una simulación en el dominio de la frecuencia, restringido el dominio de análisis solo a las frecuencias de interés. Porque el software se basa principalmente en el “FIT”, se logra realizar una completa discretización de la estructura en cuestión.

Una vez elegido el simulador “Frequency domain solver”, pueden definirse 2 tipos de puertos:

- Waveguide Port
- Discrete Port

A la hora de realizar las simulaciones de la antena microcinta se ha optado por utilizar Discrete Port con el fin de intentar reducir todo lo posible el tiempo computacional de las simulaciones y su posibilidad de ajuste al mecanismo de alimentación de la antena.

Proceso de Optimización: envuelve una gran cantidad de parámetros de la antena, desde dimensiones que conforman la antena, el sustrato y propiedades electromagnéticas hasta técnicas de adaptación de impedancias. Este paso busca obtener los mejores valores de ancho de banda, ganancia, alcance de lectura de la etiqueta, entre otros [75].

Para terminar el Proceso de caracterización: que valida los parámetros finales de operación de la antena.

Hasta el momento se estudió el funcionamiento de sistemas RFID pasivos, sus bandas de operación, señalando el modelo analítico-matemático de diseño y funcionamiento de antenas microcinta para la construcción de etiquetas pasivas RFID. Se realizó un estado del arte de las técnicas de adaptación de impedancias y técnicas de miniaturización de antenas más empleadas evitando perjudicar sus características principales como patrón de radiación, ancho de banda, ganancia y eficiencia. Posterior a ello se abordó una metodología que oriente mejor el procedimiento a seguir para la obtención de la antena deseada. Como producto de las temáticas abordadas hasta el momento, se construye un cuadro descriptivo de la antena a diseñar y sus características más relevantes a alcanzar.

Tabla 4.1: Resumen de las características de la antena a diseñar

Características	Descripción	Justificativa
Tipo de Etiqueta	Pasiva RFID	Debido a que las etiquetas pasivas no requieren una fuente de alimentación o un transmisor y sólo necesita un chip y la antena, son más económicas, más pequeñas y más fáciles de fabricar que las etiquetas activas. Las etiquetas pasivas se pueden empaquetar de muchas maneras diferentes, dependiendo de los requisitos específicos de la aplicación RFID.

Banda de Operación	UHF	La banda de frecuencia UHF (915 – 928 MHz) está regulada por una norma mundial única llamada EPCglobal Gen2 (ISO 18000-6C) estándar UHF . La banda UHF es 60 veces más eficiente para las operaciones de RFID de la banda de HF, con una tasa de transferencia mayor que LF, HF. Su segmento de mercado se encuentra en gran crecimiento dada su amplia gama de aplicaciones que van desde la gestión de inventario hasta la configuración de dispositivos inalámbricos.
Microchip a utilizar	Monza 4 ($Z_c = 11 - j143$) Ω	Monza es una familia de microchips integrados que se ajustan a las especificaciones EPCglobal Clase 1 Gen 2 y ofrecen un buen rendimiento para una amplia gama de aplicaciones de etiquetado RFID UHF. Monza 4 IC usa un circuito integrado de quinta generación que ofrece buen rendimiento, mayor capacidad de autenticación, seguridad junto con la memoria extendida EPC y rango de lectura de hasta 10 metros con un lector adecuado. El Monza-4 es fabricado usando el proceso de fabricación CMOS y la tecnología probada de la memoria EEPROM, funcionan a muy baja potencia, tanto para las operaciones de lectura como de programación.
Dimensiones de la antena	La menor posibles a alcanzar con el empleo de técnicas de miniaturización en el orden de 2 a 5 cm.	Prevalciendo las características de operación de la antena y unas adecuadas dimensiones para su entorno de aplicación.

Naturaleza del sustrato	Cerámico	El uso de material cerámico proporciona una reducción del tamaño de la antena y una buena integración con otros circuitos. La alta permitividad eléctrica del sustrato cerámico ($\epsilon_r > 10$) proporciona una reducción del peso y ocupa menor volumen. Las bajas pérdidas dieléctricas de este tipo de materiales permiten un aumento en el ancho de banda de la antena. Su alto factor de calidad permite mejorar la selectividad en frecuencia, reducir ruidos e interferencias. La estabilidad térmica en frecuencia permite operar confiablemente en medios que la temperatura varía. Sus materiales constituyentes son de fácil adquisición y su construcción es relativamente simple y de bajo costo.
Técnica de adaptación de Z	Acoplamiento Inductivo en el punto de alimentación	Corresponde a un mecanismo simple y económico de diseñar y fabricar, permite modificar la componente resistiva y reactiva de la impedancia de entrada de la antena de manera independiente.
Técnica de Miniaturización	Ranura en el parche, uso de sustrato cerámico dieléctrico, uso de postes o cortos circuitos	Se conjugan varias técnicas de miniaturización que permiten disminuir las dimensiones de la antena microcinta y a su vez no afectar sus parámetros de funcionamiento.
Alcance de Lectura		De 4 a 6 metros de alcance de lectura sobre superficies metálicas
Medio de aplicación	Superficies Metálicas	Se diseña una antena robusta RFID UHF pasiva con un rendimiento superior en superficies metálicas, sobre las cuales etiquetas convencionales no logran operar.

4.3. Acoplamiento Inductivo en el Punto de Alimentación de una Etiqueta RFID pasiva

En esta sección se hará énfasis en el mecanismo de acoplamiento inductivo en el punto de alimentación del parche como método para

transformar la impedancia de entrada de la antena, usualmente capacitiva a un valor inductivo que permita alcanzar el conjugado de impedancia compleja del microchip a utilizar en el proceso de simulación, el Monza 4 Impinj con impedancia equivalente a $Z_c = (11 - j143) \Omega$, de la misma manera incrementar el valor de la resistencia de entrada de una antena eléctricamente pequeña. A continuación se especifica el modelo analítico para el diseño de acoplamiento inductivo en el punto de alimentación y las características de impedancia que permiten lograr la adaptación de impedancias de banda ancha entre la antena y el microchip.

4.3.1. Modelo Analítico

La estructura de alimentación propuesta se muestra en la Figura 4.5 junto con la notación dimensional. La antena constituida por un pequeño bucle rectangular y un cuerpo radiante (o resonante) obedece al principio de acoplamiento inductivo en el punto de alimentación, es decir, los dos terminales del bucle estarán conectados directamente al microchip. La fuerza de acoplamiento será controlada por la distancia entre el bucle y el cuerpo radiante así como por las dimensiones del bucle.

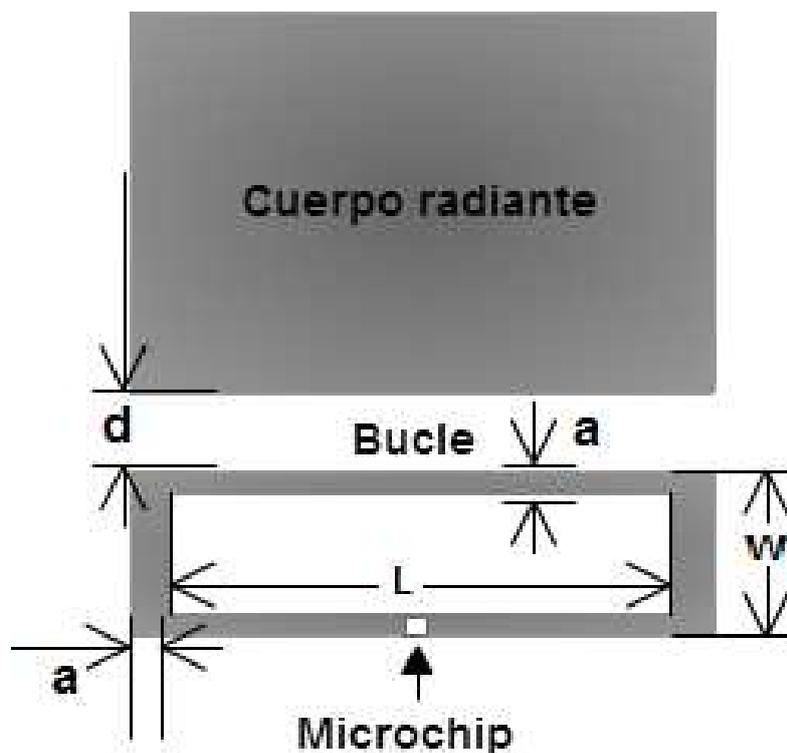


Figura 4.5: Antena con acoplamiento inductivo en el punto de alimentación

La Figura 4.6 muestra el circuito equivalente del acoplamiento inductivo de la estructura de alimentación y sus componentes complementarios, donde el acoplamiento inductivo es modelado por un transformador.

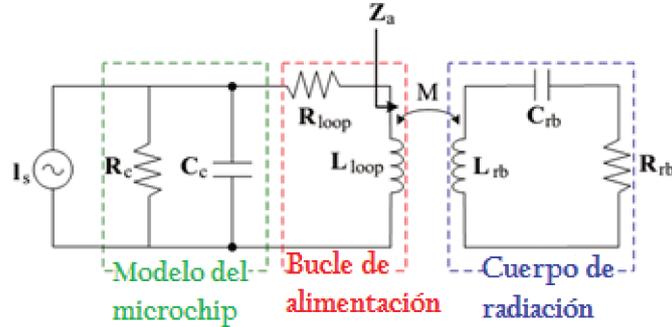


Figura 4.6: Equivalente circuital de la antena propuesta

En tanto, la impedancia de entrada de la antena Z_a está dada por [32]:

$$Z_a = R_a + jX_a = Z_{bucle} + \frac{(2\pi f M)^2}{Z_{rb}} \quad (4.3)$$

Donde Z_{rb} corresponde a la impedancia individual del cuerpo radiante y Z_{bucle} será la impedancia del bucle de alimentación [32].

$$Z_{bucle} = j2\pi f L_{bucle} \quad (4.4)$$

$$L_{bucle} = 4 \left\{ l \ln \frac{(2lw)}{a(l + \sqrt{l^2 + w^2})} + w \ln \frac{(2lw)}{a(w + \sqrt{l^2 + w^2})} + 2[a + \sqrt{l^2 + w^2} - (l+w)] \right\} \quad (4.5)$$

Donde las unidades de l , w y a están en centímetros cm y la inductancia calculada en nH [32].

La inductancia mutua M puede ser calculada a través de la ecuación analítica como indica (4.6) [32].

$$M = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln \frac{w + d}{d} \quad (4.6)$$

Para efecto, cerca de la frecuencia de resonancia f_0 del cuerpo radiante, su impedancia puede ser expresada como función de la frecuencia, como sigue a continuación:

$$Z_{rb} = R_{rb,0} + jX_{rb,0} Q_{rb} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (4.7)$$

De la ecuación 4.3 y 4.4 los componentes de resistencia y reactancia están dados por [32]:

$$R_{a,0} = \frac{(2\pi f_0 M)^2}{R_{rb,0}} \frac{1}{1 + Q_{rb}(f/f_0 - f_0/f)} \quad (4.8)$$

$$X_{a,0} = 2\pi f_0 L_{fp} - \frac{(2\pi f_0 M)^2}{R_{rb,0}} \frac{1}{1 + Q_{rb}(f/f_0 - f_0/f)} \quad (4.9)$$

Finalmente de las ecuaciones (4.8) y (4.9) se observa que el valor de resistencia de la antena en la frecuencia de resonancia $R_{a,0}$ depende solo de la inductancia mutua M , mientras que la reactancia de la antena en la frecuencia de resonancia $X_{a,0}$ depende de la inductancia del bucle $L_{bucl\epsilon}$. Por otro lado los valores de $R_{a,0}$ y $X_{a,0}$ pueden ser ajustados independientemente. Esto significa que la estructura de alimentación propuesta presenta un simple y fácil mecanismo de adaptación de impedancias de antenas con una arbitraria impedancia del microchip ($Z_c = R_c + jX_c$).

4.4. Cálculos y Resultados Numéricos de Simulación

Ya abordadas todas los conceptos y herramientas necesarias para el diseño de una antena microcinta con acoplamiento inductivo en el punto de alimentación, se procederá a realizar los cálculos de diseño, simulaciones y parámetros a analizar que nos permitan afirmar que el producto final cumple con los requerimientos establecidos.

- Cálculos de diseño de la antena microcinta: siguiendo la metodología de diseño de antenas, la tabla 4.1 aborda los dos primeros bloques del diagrama de flujo de la Figura 4.3, identificación de los requerimientos de operación y obtención de la impedancia del microchip a utilizar en la etiqueta.
- Continuando con la secuencia propuesta, procedemos a determinar las dimensiones máximas de la antena, mediante el uso de la teoría de diseño de antenas abordada en el capítulo 2, método de línea de transmisión que usa como punto de partida la frecuencia de operación (f_r), la permitividad dieléctrica del sustrato (ϵ_r) y

la altura del sustrato (h). Posteriormente se obtiene el ancho del parche mediante la siguiente ecuación:

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = 6,94 \text{ cm} \quad (4.10)$$

A continuación se determina la constante dieléctricas efectiva ϵ_{ef} :

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2}\left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} = 9,15 \quad (4.11)$$

- Una vez determinado el ancho de la antena usando (4.10), se determina la extensión de la longitud ΔL usando 4.12

$$\Delta L = 0,412h\frac{\epsilon_{ef} + 0,3\left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{\epsilon_{ef} - 0,258\left(\frac{w}{h} + 0,8\right)} = 0,671 \text{ cm} \quad (4.12)$$

- La longitud actual del parche puede ahora ser determinada resolviendo 4.13 para L , o:

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_{ef}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} - 2\Delta L = 4,03 \text{ cm} \quad (4.13)$$

Finalmente la longitud efectiva es:

$$L_{ef} = L + 2\Delta L = 5,38 \text{ cm} \quad (4.14)$$

- Posterior al calculo de las dimensiones, es abordada la tercera fase mencionada en la sección 2.5, donde se determina la ubicación del punto de alimentación, en este caso, mas específicamente la ubicación del microchip. El punto de alimentación será ubicado en las coordenadas x_0, x_f , donde:

$$x_f = \frac{L}{\sqrt{2\epsilon_{ef}(L)}} = 9,64 \text{ mm} \quad (4.15)$$

- En cuanto a la ubicación del punto de alimentación en la dirección y_f , se considera apropiado ubicarlo en la posición $y_f = W/2$ siempre y cuando $W \geq L$.

4.4.1. Configuración del Entorno de Simulación

Una vez realizados los cálculos se procedió a elaborar el diseño tridimensional de la antena haciendo uso de la herramienta software CST MWS, en el cual se definen algunas características adicionales como el puerto de alimentación, configuración de las características del sustrato, la capa del elemento metalizante y el entorno de simulación.

1. Puerto de alimentación: se hace uso de un puerto discreto puramente resistivo habilitando el análisis de los parámetros S , con el fin de conocer según el gráfico de Carta Smith la impedancia de entrada de la antena en la frecuencia de interés.
2. Material del sustrato: posterior a la parametrización del sustrato, se definen sus propiedades dieléctricas, su permitividad variable que nos permitirá realizar los ajustes pertinentes en el proceso de miniaturización y una segunda característica corresponde a las pérdidas de tangenciales que explican la disipación de la energía electromagnética en la estructura.
3. Capa metalizante: el diseño de la antena metalizada es definida como elemento PEC con el fin de que el sistema no considere las corrientes eléctricas de superficie.
4. Condiciones de contorno: una vez dibujado el diseño en 3D de la antena hecho con una capa metalizada conductora eléctricamente perfecta (PEC), el próximo paso es definir las condiciones de contorno o propiedades de cada uno de los lados de la caja que define el dominio de análisis del problema en 3D. Se dispone de dos clases de contornos, abierto o absorbente y reflector. Los contornos abiertos absorben toda la energía que incide sobre ella. El contorno que refleja la fuerza eléctrica obliga a la componente tangencial del campo eléctrico a ser nulo. Similar sucede con el campo magnético siendo nula su componente tangencial al contorno. Por tratarse de una antena que trabajará en campo distante las condiciones de contorno se definen abiertas con espacio adicionado para todas sus componentes excepto para la componente mínima en la coordenada z que será un contorno reflector haciendo las veces de superficie metálica, Figura 4.7.

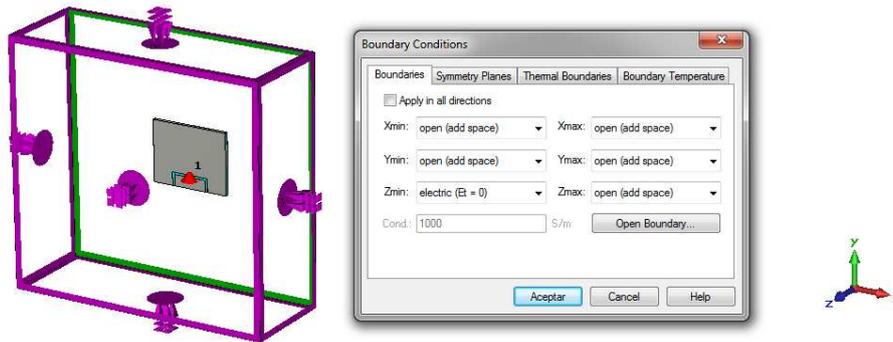


Figura 4.7: Configuración de las condiciones de contorno

5. Generación de la malla: después de haber realizado el diseño adecuado con la interfaz gráfica del “CST Microwave Studio”, construido el puerto de alimentación y definidas las condiciones de contorno, el modelo ahora será transformado por el software en un formato adecuado para la discretización “FIT” mediante la definición de la malla. Los métodos de realización de la malla han sido clasificados en manual, automático y de adaptación, muy importantes desde el punto de vista de precisión de los resultados o del tiempo de simulación como se describe a continuación:

- Malla manual: se puede definir en cualquier momento, incluso antes del modelo geométrico. Sin embargo, debemos tener cuidado en todas aquellas partes que requieran una malla “ad hoc”. Este ha fue uno de los primeros modelos utilizados, pero que actualmente no puede competir con las modernas técnicas de “ajuste de malla”.
- Malla automática: es sin duda la modalidad estándar para afrontar todo tipo de problemas, especialmente útil en geometrías complejas y en curvas, donde una malla manual es imposible.
- Malla de adaptación: producto de realizar repetidamente muchas simulaciones e identificar las regiones del espacio con el gradiente de campo más alto. Si la desviación entre los resultados obtenidos después de muchos pasos baja sobre un umbral de precisión definido previamente, el proceso de adaptación se detiene. Hay que tener en cuenta el tiempo de simulación y encontrar un equilibrio entre la exactitud de los resultados y los costos computacionales. Es importante recor-

dar que una malla más precisa conduce a resultados convergentes, y ésta particularidad ha sido el principal artífice del CST.

El éxito de estas técnicas de discretización espacial está ligado a la potencia del método “FIT”, que hoy ha hecho posible la adopción de una malla hexaédrica de tipo no ortogonal para la simulación de todas aquellas estructuras que antes no podían tenerse en cuenta, ya que ningún algoritmo conseguía dar una solución única y convergente. Estos recientes descubrimientos en las técnicas de sub-gridding han hecho posible la redefinición de las mallas de forma totalmente automática, en las regiones donde hay cambios bruscos en la densidad de energía, y en todas aquellas regiones donde hay pequeños detalles geométricos que no pueden ser ignorados en el cálculo de las cantidades electromagnéticas en cuestión.

Con todo lo anterior, se procede a realizar el CAD de la antena según las especificaciones anteriores y su respectivo análisis mediante la herramienta de simulación CST MWS.

4.4.2. Simulación de la antena microcinta estándar

En esta primera etapa, se construye el modelo inicial de la antena microcinta acorde a las dimensiones calculadas en la sección 4.4 como se observa en la Figura 4.8

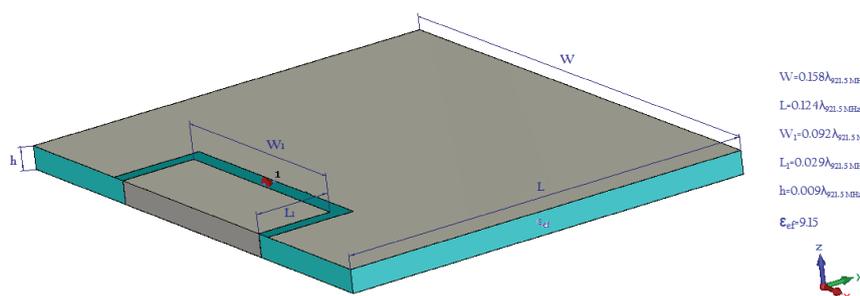


Figura 4.8: Antena 1 - Parametrización según cálculos efectuados

Una vez realizada la configuración del entorno de simulación se inicia el proceso de simulación del diseño en el dominio de la frecuencia. Los resultados obtenidos se relatan a continuación:

1. **Impedancia de entrada:** mediante el análisis de la carta de Smith y su parámetro S_{11} en el dominio de la frecuencia se obtiene

el valor de impedancia de entrada de la antena. Un óptimo desempeño de la etiqueta microcinta requiere una perfecta adaptación de cargas, es decir que la impedancia de entrada de la antena corresponda al complejo conjugado de la impedancia del microchip. Para este primer diseño de antena su impedancia corresponden a una impedancia inductiva del orden de $Z_a = 5,36 + j73,48 \Omega$ como lo indica la Figura 4.9. Observe que este valor está por debajo de la impedancia inductiva que se requiere para conseguir una óptima adaptación de impedancias antena–microchip.

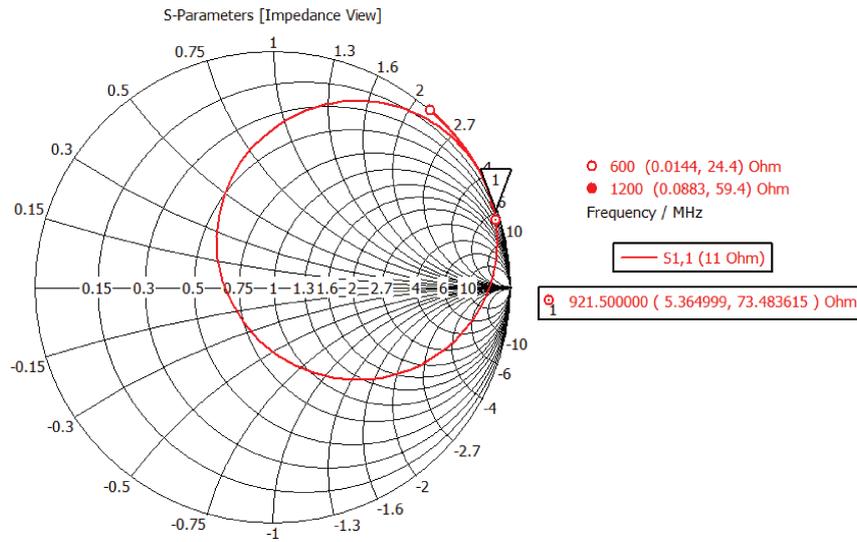


Figura 4.9: Antena 1: Impedancia de entrada

Según el marco teórico abordado en el capítulo 2, una antena microcinta puede tratarse como dos dipolos eléctricos separados una distancia L , circuitalmente representados por dos admitancias en paralelo como lo indica la Figura 2.9. Mediante el uso de la línea microcinta insertada una dimensión x_f sobre la longitud del parche como mecanismo de alimentación, se modificará la impedancia de entrada vista por el microchip así:

$$Z_a = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left[\frac{8h}{W_1} + \frac{W_1}{4h} \right] & \frac{W_1}{h} \ll 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}} \left[\frac{W_1}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_1}{h} + 1,444 \right) \right]} & \frac{W_1}{h} > 1 \end{cases} \quad (4.16)$$

Donde W_0 es el ancho de la línea microcinta, como muestra la Figura 4.10.

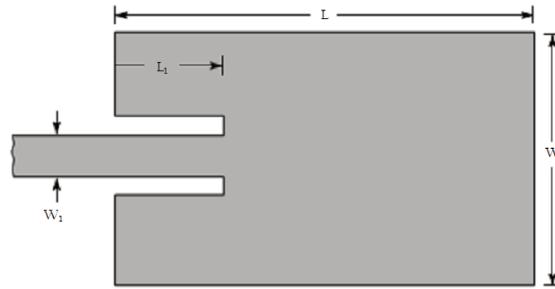


Figura 4.10: Variación de la impedancia de entrada de la antena según la ubicación del punto de alimentación

Usando el análisis de expansión modal, la resistencia de entrada para este esquema de alimentación se obtiene por la aproximación dada por [76], [19].

$$R_{in}(y = L_1) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \left[\cos^2 \left(\frac{\pi}{L} L_1 \right) + \frac{G_1^2 + B_1^2}{Y_c^2} \sin^2 \left(\frac{\pi}{L} L_1 \right) - \frac{B_1}{Y_c} \sin \left(\frac{2\pi}{L} L_1 \right) \right] \quad (4.17)$$

Donde $Y_c = 1/Z_c$.

De manera que, mediante la variación de la ubicación del punto de alimentación, en el caso de una etiqueta pasiva la ubicación del microchip, pueden obtenerse valores de impedancia diferentes. Las Figuras 4.11, y 4.12 describen la alteración de la impedancia de entrada para un intervalo de variación de las dimensiones L_1 y W_1 respectivamente.

Se observa que entre menor es el valor de L_1 mayor es el valor resistivo de la impedancia de entrada, generalmente para un $y_0 = 0$ se alcanzan valores de $150 - 300 \text{ } \Omega$ por estar tratando con un voltaje máximo y una corriente mínima en tal punto.

El mínimo valor (cero) ocurrirá cuando $y = L/2$ es decir en el centro del parche, donde el voltaje es cero y la corriente es máxima.

Respecto a la variación de W_1 se obtiene una significativa modificación de la componente compleja de la impedancia de entrada de la antena, de manera que a medida que W_1 aumenta la componente inductiva decrece.

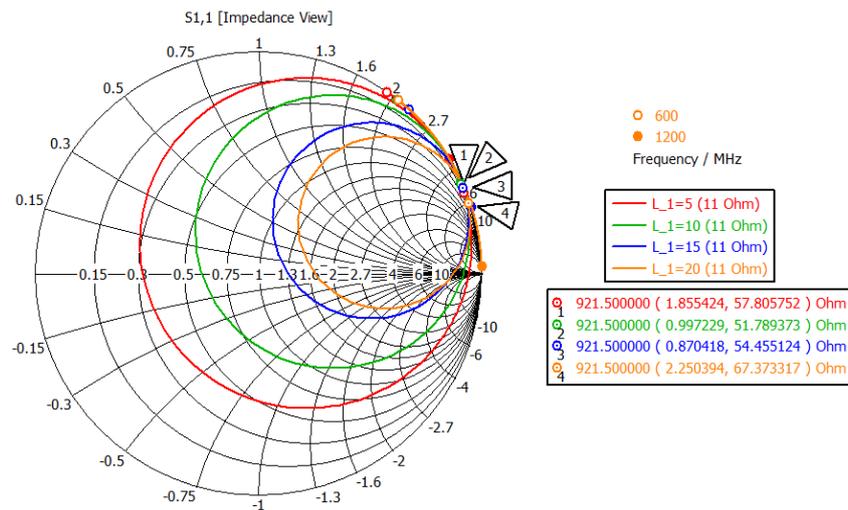


Figura 4.11: Variación de la impedancia de entrada según la modificación de la longitud L_1

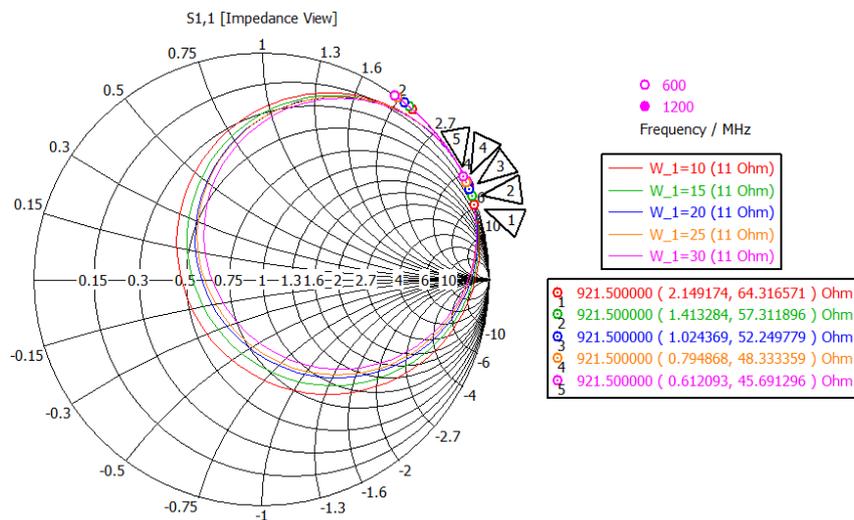


Figura 4.12: Variación de la impedancia de entrada según la modificación de la longitud W_1

2. Pérdidas de retorno: es una medida logarítmica expresada en dB, que compara la potencia reflejada por la antena con la potencia entregada por el transmisor o desadaptación de impedancias. Siempre existe cierta cantidad de energía que va ser reflejada hacia el transmisor, pero una pérdida de retorno elevada implica un funcionamiento inadecuado de la antena. Se considera una medida aceptable de pérdida de retorno cuando en la banda de frecuencia de interés este parámetro está por debajo de $-10dB$. Por tratarse de una adaptación de impedancias complejas, se ha decidido analizar este parámetro mediante la simulación de la antena usando un puerto discreto en serie con un elemento lumped que hará

las veces de capacitancia y de esta forma simular la impedancia característica del microchip.

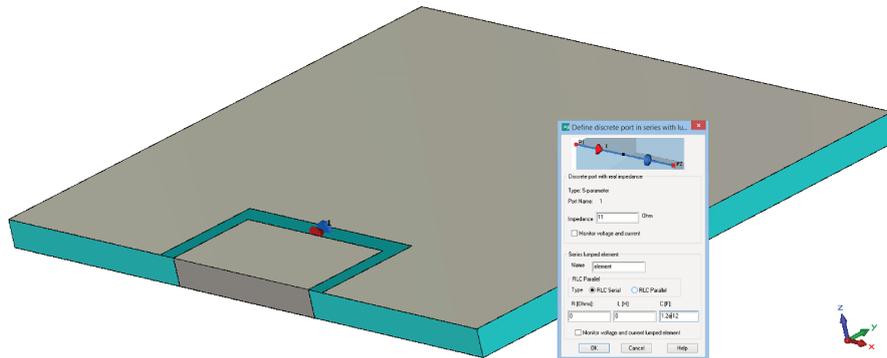


Figura 4.13: Definición del puerto discreto en serie con el componente capacitivo

A partir del valor de pérdida de retorno indicado por el marcador 1, en la Figura 4.14 ubicado en la frecuencia de interés ($921,5 \text{ MHz}$) equivalente a $S_{11} = -0,02 \text{ dB}$ se concluye la existencia de desadaptación de impedancias antena-microchip. En esta misma figura, el gráfico presenta un punto mínimo de pérdida de retorno en la frecuencia $972,6 \text{ MHz}$ como lo indica el marcador 2. Sin embargo es de resaltar que una pérdida de retorno de $S_{11} = -5,01 \text{ dB}$ no se considera un valor apropiado que garantice una buena adaptación de impedancias.

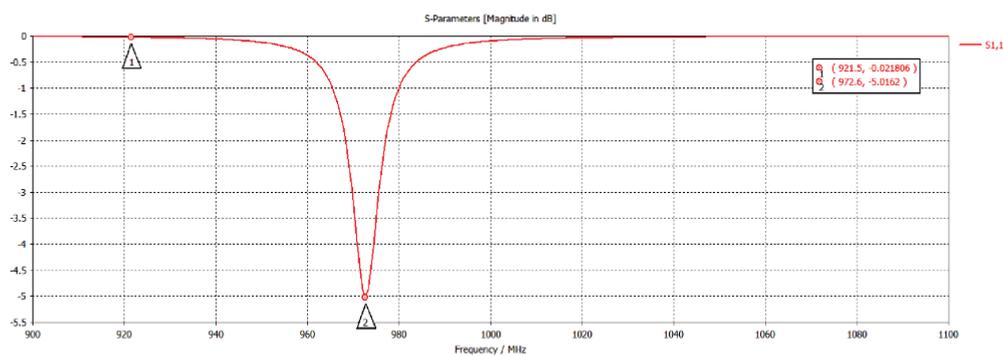
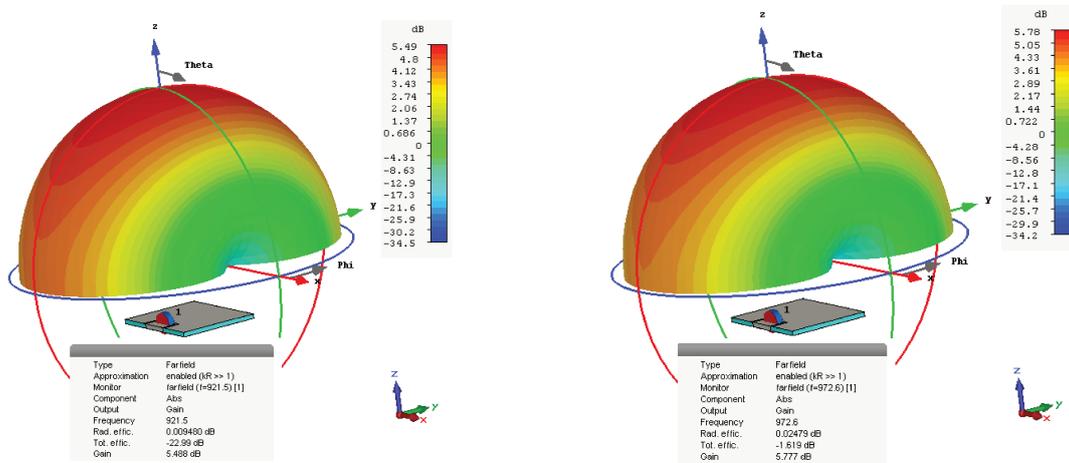


Figura 4.14: Pérdidas de retorno de la antena 1

3. **Ganancia de la antena:** esta medida de desempeño de la antena conserva valores altos mientras el material dieléctrico usado en la construcción de la antena microcinta presenta una baja permitividad dieléctrica. Sin embargo se obtiene una mayor ganancia a una frecuencia donde las pérdida de retorno S_{11} son menores, pasando de un $G_{IEEE} = 5,488 \text{ dB}$ en la frecuencia de $921,5 \text{ MHz}$

a $G_{IEEE} = 5,777 \text{ dB}$ para una frecuencia de $972,6 \text{ MHz}$, según lo indican las Figuras 4.15.



(a) Antena 1: Ganancia, $f = 921,5 \text{ MHz}$

(b) Antena 1: Ganancia, $f = 972,6 \text{ MHz}$

Figura 4.15: Antena 1: Ganancia

Según la Figura 4.16 se observa que a medida que disminuye el valor W_1 la componente inductiva de la impedancia de entrada aumenta, permitiendo alcanzar valores próximos a jX_c . De igual manera acontece con la componente resistiva de la impedancia de entrada la cual disminuye entre mayor sea la longitud L_1 . El marcador 1 de la Figura 4.17 indica el valor de pérdida de retorno $S_{11} = -15,7 \text{ dB}$ como producto de una buena adaptación de impedancia.

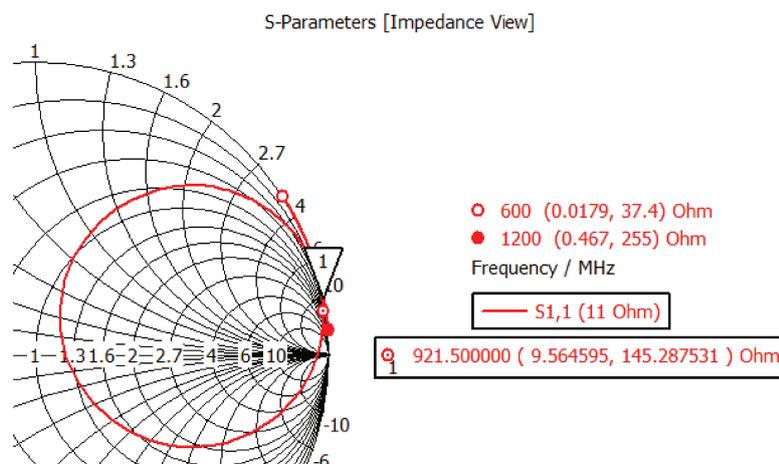


Figura 4.16: Antena 2: Adaptación de impedancias mediante la variación de las longitudes W_1 , L_1

De esta manera se ha diseñado un primer prototipo de antena que cumpla con los requerimientos de impedancia de entrada igual al

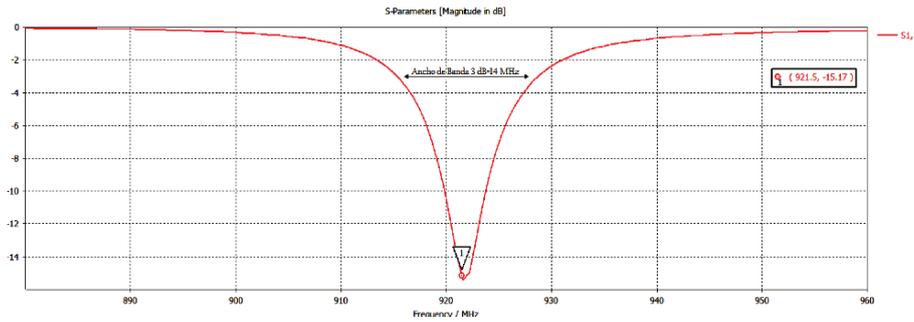


Figura 4.17: Pérdida de retorno de la antena sintonizada mediante la variación de las longitudes W_1 , L_1

complejo conjugada de la impedancia del microchip. Un siguiente procedimiento comprende el proceso de utilización de bucles en el punto de alimentación que nos permita controlar la variación de la impedancia de entrada de la antena, en especial su componente altamente inductiva y con ello alcanzar menores dimensiones de la antena microcinta.

4.4.3. Simulación de la antena microcinta con adaptación de impedancias mediante el uso de acoplamiento inductivo en el punto de alimentación

Corresponde a una técnica altamente empleada en el diseño de antenas con componente inductiva elevada, necesaria para el óptimo funcionamiento como etiqueta microcinta en RFID. Mediante el diseño de un bucle en el punto de alimentación se obtendrán impedancias con una componente inductiva significativa, al punto de optar por el re-dimensionamiento de la estructura parche.

La formulación matemática abordada en la sección 4.3.1 del presente capítulo describe la estrecha relación que existe entre la componente inductiva de la impedancia de entrada de la antena con las dimensiones del bucle. En tanto, conservando las dimensiones de la antena es sustituida la línea microcinta de alimentación por un bucle abierto, situando entre sus terminales la puerta discreta en serie con el elemento capacitivo que hará las veces de microchip. Sobre los extremos del parche y en su componente z se definen dos líneas que conectan el cuerpo radiante de la antena y su plano tierra, Figura 4.18. Cada placa cortocircuito ha sido ubicada próxima a la longitud horizontal l del bucle de alimentación, conectando el parche radiante y el plano tierra como referencia de potencial.

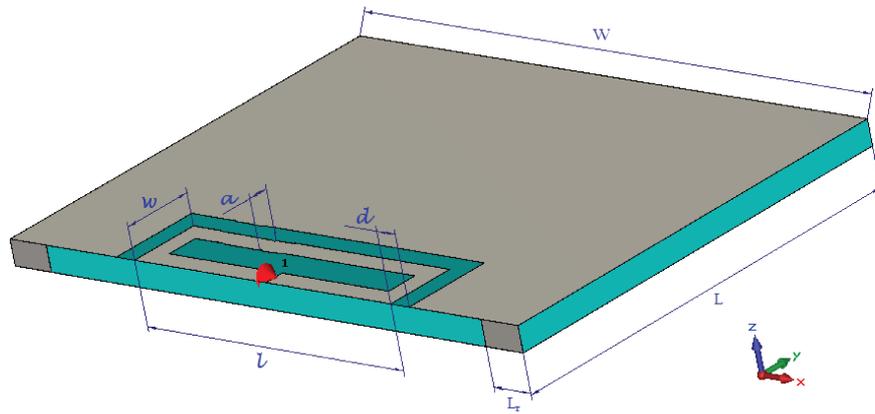


Figura 4.18: Antena 3: Con acoplamiento inductivo en su punto de alimentación

Simulación: con el fin de evidenciar como las dimensiones del bucle $[l, w, a, d]$ afectan la impedancia de entrada de la antena, a continuación se analizan los resultados obtenidos en la carta Smith para diferentes valores de dichas dimensiones.

- En la Figura 4.19 se relaciona la variación de la longitud ' l ' y la impedancia de entrada de la antena en la frecuencia de interés $[921,5]$ MHz.
- El valor de la longitud ' l ' toma un valor mínimo de 10 mm y un valor máximo de 30 mm , adicional a ellos, dos valores intermedios de 16 mm y 23 mm , como lo indica el primer recuadro de las leyendas de la Figura 4.19.

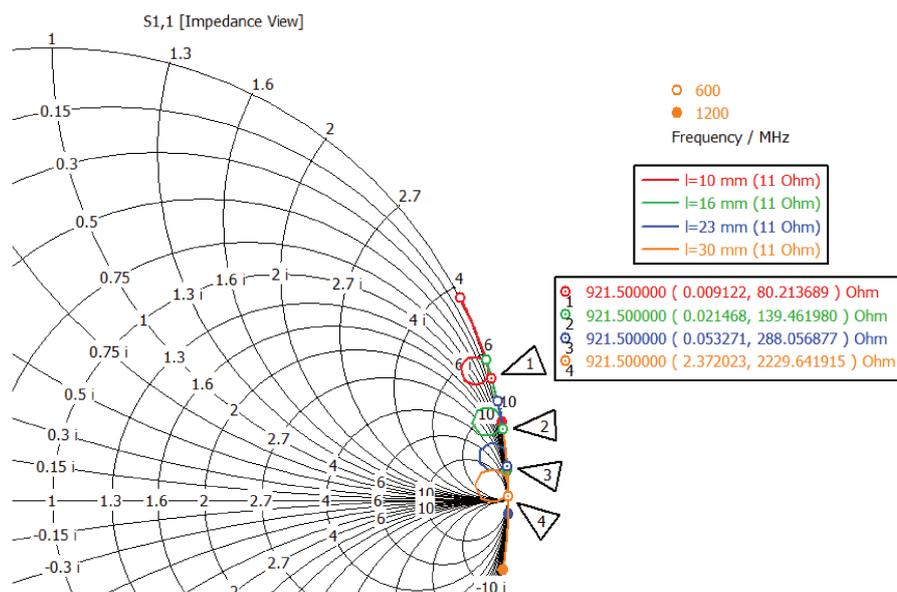


Figura 4.19: Variación del comportamiento inductivo de la impedancia de entrada de la antena según la dimensión l del bucle en el punto de alimentación

- Haciendo uso de los marcadores [1 – 4] en un segundo recuadro obtenemos la lectura precisa de la impedancia de entrada de la antena en la frecuencia 921,5 MHz, logrando deducir:
 - La geometría de la impedancia de entrada de la antena presenta un comportamiento de la forma α en la carta Smith. Ello por causa de la componente reactiva de la impedancia acoplada del parche de radiación y la reactancia mutua de la línea de alimentación las cuales se cancelan muy próximas a la frecuencia de resonancia del cuerpo radiante.
 - La componente reactiva de la impedancia de entrada depende de la auto-inductancia de la línea de alimentación, la cual puede ser modificada mediante la variación de la longitud ' l '.
 - En tanto, entre mayor es el valor de ' l ' mayor será la componente inductiva de la impedancia de entrada de la antena.
 - Se observa que la frecuencia de resonancia del cuerpo radiante corresponde a una frecuencia menor a 921,5 MHz.

Para el análisis de las próximas dimensiones se há fijado ' $l = 16mm$ ', por tratarse de un valor que genera una impedancia de entrada con su componente inductiva próxima al complejo conjugado de la componente capacitiva de la impedancia del microchip Monza 4 de Impij.

- En la Figura 4.20 se presenta la variación de la longitud de ' w ' en el intervalo de [5 – 8 mm] con cuatro pasos de muestreo.
- Se observa que al igual que la dimensión l del bucle, w afecta la componente resistiva e inductiva de entrada de la antena. Obteniéndose valores resistivos e inductivos mayores para menores valores de w .
- El grado de curvatura del parámetro S_{11} de la Figura 4.20 evidencia la discrepancia en frecuencia de la resonancia obtenida por la antena analizada y la frecuencia de resonancia objetivo. En tanto, por no ser 921,5 MHz la frecuencia de resonancia del cuerpo radiante, los valores registrados por cada uno de los marcadores [1,2,3,4] corresponde a bajos valores resistivos. Contrario a lo que señalan los marcadores [5,6,7,8] ubicados en la frecuencia

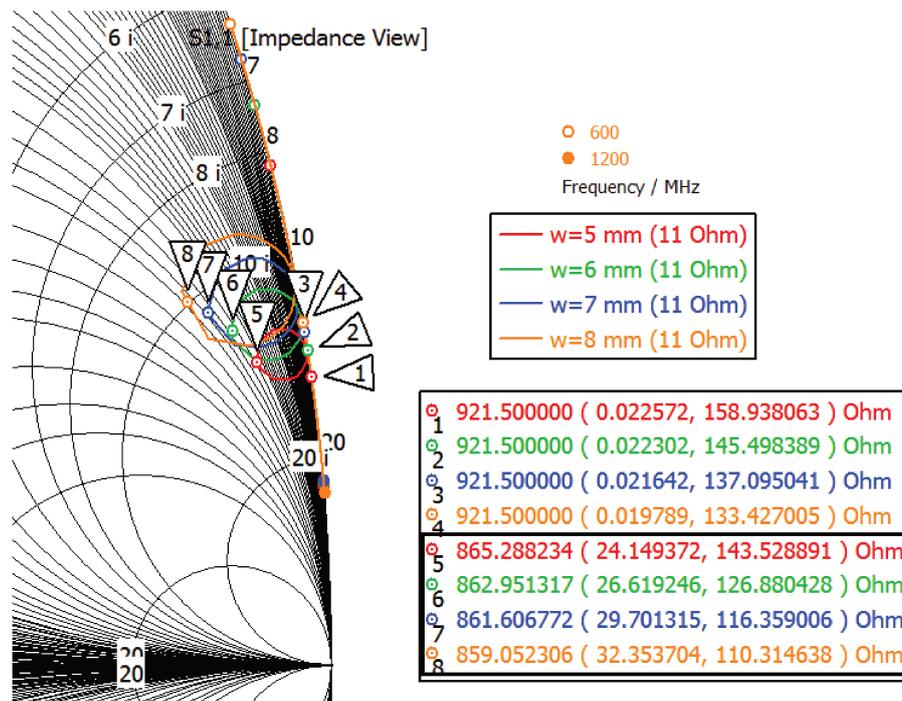


Figura 4.20: Variación del comportamiento inductivo de la impedancia de entrada de la antena según la dimensión w del bucle en el punto de alimentación

de resonancia del cuerpo radiante, alcanzando valores mayores de resistividad a medida que se incrementa el valor de w . En cuanto a la componente inductiva decrece.

- Continuando con la Figura 4.21, correspondiente a la variación de la dimensión ' d ' en el intervalo de $[1 - 2,5 \text{ mm}]$ permite observar un comportamiento inverso de la componente real e imaginaria con el incremento del espaciamiento entre el bucle y el cuerpo radiante. Entre mayor es d la resistencia de entrada vista por el microchip decrece, mientras la componente inductiva toma valores más elevados. Observe que para los diferentes valores de d la frecuencia de resonancia del cuerpo radiante no es modificada. De los marcadores $[1,3,5,7]$ ubicados en la 921,5 MHz, la componente inductiva crece con el incremento de d , pero su componente resistiva toma valores pequeños comparados con los registrados en la frecuencia de resonancia del cuerpo radiante.
- De la Figura 4.22 se concluye que entre menor es el grosor del bucle, dimensión ' a ', aumenta la componente inductiva de la impedancia de entrada de la antena. A diferencia de la variación de ' d ' observe que no se afecta notoriamente la componente resistiva de la impedancia de entrada de la antena para la frecuencia de

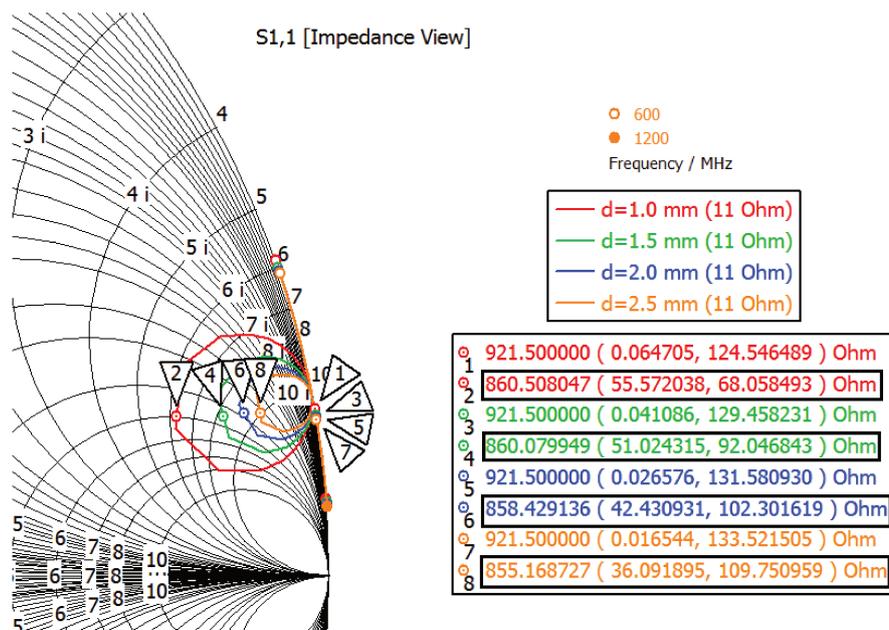


Figura 4.21: Variación del comportamiento inductivo de la impedancia de entrada de la antena según la dimensión d del bucle en el punto de alimentación

resonancia del cuerpo radiante.

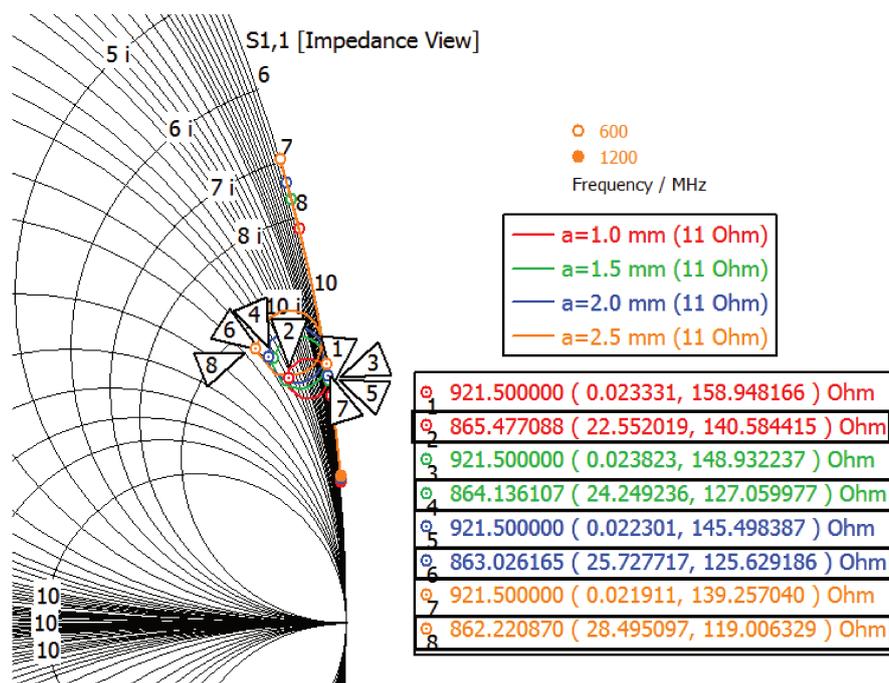


Figura 4.22: Variación del comportamiento inductivo de la impedancia de entrada de la antena según la dimensión a del bucle en el punto de alimentación

- Se tiene un gran dominio de la inductancia de la impedancia de entrada bajo el mecanismo de acoplamiento inductivo en el punto de alimentación de la antena microcinta.
- Se obtuvo un primer diseño con frecuencia de resonancia menor

a la frecuencia de interés, por tanto, en secciones posteriores se estudia el re-dimensionamiento de las longitudes de la antena a fin de que su frecuencia de resonancia se desplace a las frecuencias altas de la banda UHF.

Re-dimensionamiento de las longitudes L y W : según las ecuaciones (4.10), (4.12) se observa como el aumento de la frecuencia de resonancia de la antena microcinta puede ser conseguido con la disminución de la dimensiones L y W . Por tanto, se procede a realizar ajustes en dichas dimensiones relatadas en la tabla 4.2, pasando de una dimensiones iniciales, columna denominada *Antena 3* a su columna continua *Antena 4*:

Dimensión	Antena 3	Antena 4
W	$0,213\lambda$	$0,198\lambda$
L	$0,166\lambda$	$0,163\lambda$
l	$0,049\lambda$	$0,061\lambda$
w	$0,024\lambda$	$0,018\lambda$
d	$6,15 * 10^{-3}\lambda$	$3,07 * 10^{-3}\lambda$
a	$6,15 * 10^{-3}\lambda$	$6,15 * 10^{-3}\lambda$
L_r	$0,015\lambda$	$0,015\lambda$
$Z_{a[921,5MHz]}$	$0,05 + j135,3$	$55,2 + j133,7$

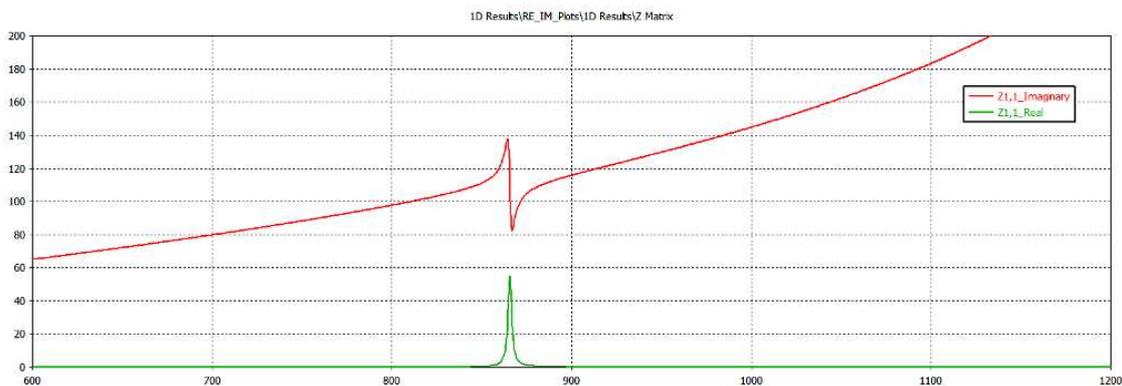
Tabla 4.2: Dimensiones de las antenas con acoplamiento inductivo en el punto de alimentación

- Se observa como al disminuir la dimensión W en un 7,05% se logra incrementar la frecuencia de resonancia del cuerpo radiante y con ello la componente resistiva de la impedancia de entrada en 921,5 MHz según los datos listados en la tabla 4.2 y la Figura 4.23.

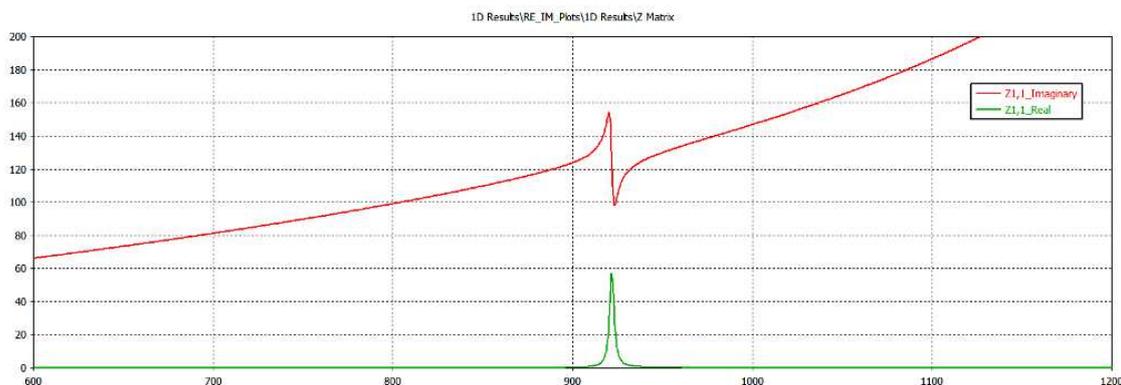
Paralelo al procedimiento de re-dimensionamiento del parche se evalúa la correlación de la variable L_r , ancho de las placas cortocircuito con la resistencia de entrada de la antena, resultado graficado en la Figura 4.24.

Notese que con el incremento del valor “ L_r ”, la frecuencia de resonancia lo hace también, contrario a lo que sucede con la componente resistiva de impedancia de entrada (R_a), la cual decrece.

Estas placas que en principio fueron usadas como puntos físicos de conexión del parche radiante y el plano tierra, son también catalogados



(a) Antena 3



(b) Antena 4

Figura 4.23: Impedancia de Entrada de la Antena 3 y 4

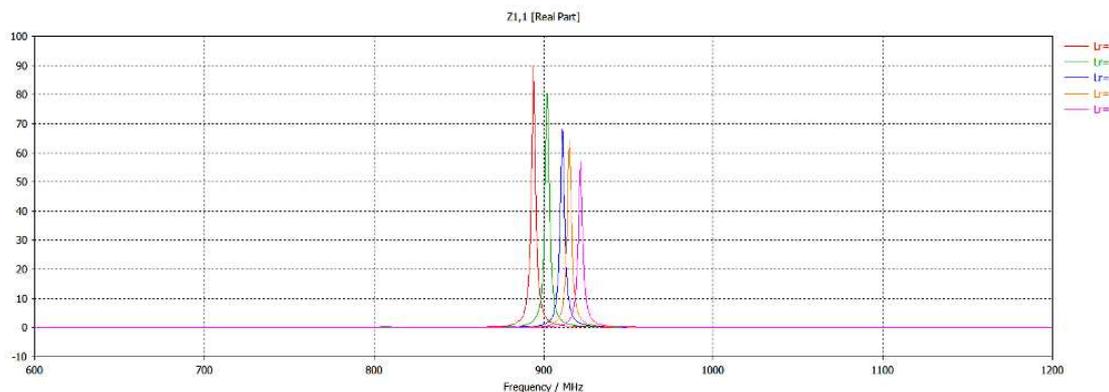


Figura 4.24: Resistencia de entrada de la antena 4 variando la longitud de L_r

como mecanismo de miniaturización de antenas microcinta, dado que reducen la frecuencia de resonancia en un factor de $\lambda/4$ conforme la expresión 4.18 [77].

$$f_r = \frac{c}{(L + W - L_r)} \quad \text{Donde } c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.18)$$

En vista que existe la posibilidad de reducir las dimensiones de la antena microcinta, la siguiente sección incorpora las técnicas de

miniaturización descritas en el capítulo 3 en el proceso de simulación de la antena en estudio.

4.4.4. Simulación antena microcinta implementando técnicas de miniaturización

Por tratarse de un diseño de antena plana F invertida, con dos placas metálicas estratégicamente ubicadas en el punto donde el campo eléctrico es nulo, la antena microcinta diseñada hasta esta instancia podrá hacer uso de estas estructuras para aminorar las dimensiones principales del parche conforme los datos obtenidos en la sección anterior. Adicional a ello, en función de la naturaleza electromagnética de los materiales a utilizar en la construcción del sustrato, actualmente es posible producir antenas físicamente pequeñas mediante la utilización de sustratos altamente dieléctricos. Conocida como técnica de miniaturización de antenas microcinta por la naturaleza del sustrato descrita en la sección 3.2, usar un material altamente dieléctrico es una de los métodos más comunes para reducir el tamaño de una antena y el cual puede ser usado en conjunto con otro tipo de técnicas en la obtención de una estructura más pequeña y eficiente a la vez [78], [79].

En consecuencia, el proceso de miniaturización de la antena microcinta a ser integrada con el microchip Monza 4 de Impinj a operar en la frecuencia 921,5 MHz inicia con la variación de la permitividad dieléctrica del sustrato cerámico.

Manteniendo las dimensiones y estructura de la antena 4, el valor de ϵ_r toma valores mayores de 20 y 30, la frecuencia de resonancia es dividida por 1,3 con un primer incremento del valor de la permitividad dieléctrica y en 1,8 cuando la permitividad dieléctrica es triplicada, como lo relaciona la tabla 4.3.

ϵ_r	f_r MHz
10	921.5
20	629.5
30	506.3

Tabla 4.3: Variación de la frecuencia de resonancia de la antena 4 debido al incremento de ϵ_r

Por tratarse de una antena que ya considera diferentes variables

de diseño, para un primer proceso de miniaturización y sintonía de la antena 4, se procede a igualar las dimensiones L y W al punto que se alcance una impedancia próxima al complejo conjugado del microchip Monza 4 Impinj.

La tabla 4.4 relaciona los valores de $L = W$ para la antena 4 con diferentes valores de permitividad dieléctrica resonando a 921,5 MHz y su impedancia de entrada en dicha frecuencia.

ϵ_r	$L = W$	Z_a 921,5MHz
30	0,109 λ	94,4 + j 154
40	0,093 λ	49,7 + j 111
50	0,084 λ	36,2 + j 112

Tabla 4.4: Variación de la dimensión L y W de la antena 4 debido al incremento de ϵ_r en 921,5 MHz

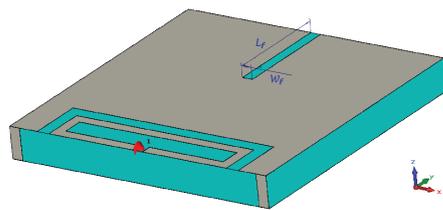
Controlar la frecuencia de resonancia mediante la dimensión L y W termina siendo un proceso engorroso, cambios mínimos en estas dimensiones altera notoriamente la frecuencia de resonancia e impedancia de entrada, por tanto se procede a la utilización de ranuras verticales y horizontales en el parche que permitan tener un mayor control de dichos parámetros de manera independientemente.

Inicialmente se realiza un corte vertical opuesto al bucle de alimentación y se analiza como afecta el desplazamiento de la frecuencia de resonancia. En la Figura 4.25 se presenta el corte vertical y la variación del valor mínimo de las pérdidas de retorno S_{11} para diferentes valores de L_f mientras $W_f = 1 \text{ mm}$ se mantiene constante. La Figura 4.26 omite el anterior corte vertical e incorpora dos cortes simétricos sobre la lateral L del parche radiante. De manera similar al corte vertical, se analiza el desplazamiento en frecuencia del punto mínimo de la curva de pérdidas de retorno S_{11} de la antena para diferentes valores de la longitud W_{1f} y $L_{1f} = 1 \text{ mm}$, notando que:

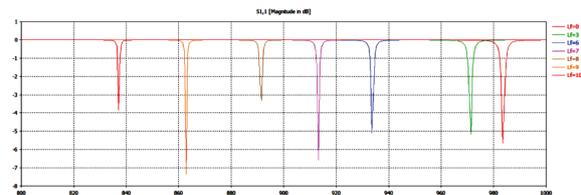
- A medida que la longitud del corte es mayor que 6 mm la frecuencia de resonancia cae de manera lineal aproximadamente, Figura 4.25(b), con un corte de 7 mm la frecuencia de resonancia decrece en 70 MHz comparado con el parche que no presenta los cortes.
- En cuanto a los cortes sobre las laterales se observa que es menor el efecto que estos tienen en el proceso de sintonía en frecuencia,

es decir su longitud logra modificar la frecuencia de resonancia de la antena en un menor factor que el corte vertical.

- Es de esperar que el ancho de banda disminuya de manera similar a como lo hace la frecuencia por causa de mantener el volumen de la antena fijo y ser eléctricamente una antena mas pequeña, motivo para resonar a una menor frecuencia e incrementar el factor de calidad Q .

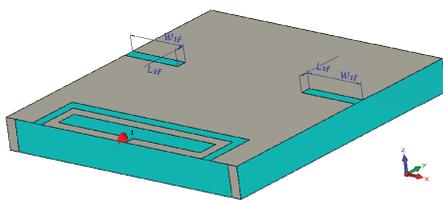


(a) Antena 4 con ranura vertical de longitud L_f

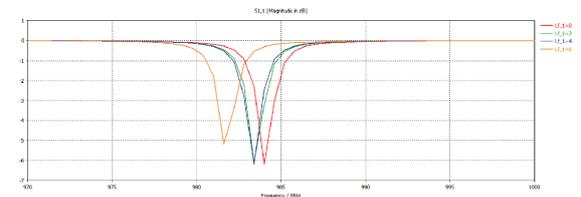


(b) s_{11} para diferentes valores de L_f

Figura 4.25: Sintonía en frecuencia de S_{11} alterando la longitud L_f



(a) Antena 4 con ranuras sobre sus laterales de longitud W_{1f}



(b) s_{11} para diferentes valores de W_{1f}

Figura 4.26: Sintonía en frecuencia de S_{11} alterando la longitud W_{1f}

La creación de estos cortes con diferentes geometrías en el parche ha sido clasificada también como una técnica de miniaturización por generar una distribución de la corriente eléctrica en el parche, de manera que la propagación de la onda sea más lenta y aumente la longitud eléctrica del parche. En consecuencia, en el propósito de adaptar una antena miniaturizada a una impedancia compleja, se incorporan estos cortes en el diseño del parche de la antena microcinta.

Con un mecanismo de sintonía en frecuencia independiente del valor de impedancia de entrada se llega a un nuevo diseño de antena microcinta que comprende un corte en cada lateral y en su parte superior capaces de ajustar la frecuencia de resonancia de la antena, un bucle que hará las veces de línea de alimentación para el microchip ubicado

en el punto medio de su largura, el responsable de la configuración de la componente inductiva, y una placa metálica a cada extremo del parche radiante capaz de alterar la componente resistiva.

Valiéndose de las anteriores variables descritas, el diseño de la Figura 4.27 alcanza una mejor sintonía en frecuencia de la impedancia de la antena microcinta, próxima al complejo conjugado de la impedancia del microchip Monza 4 de Impinj, como se evidencia en las pérdidas de retorno S_{11} Figura 4.28 para la antena parametrizada en la Figura 4.27.

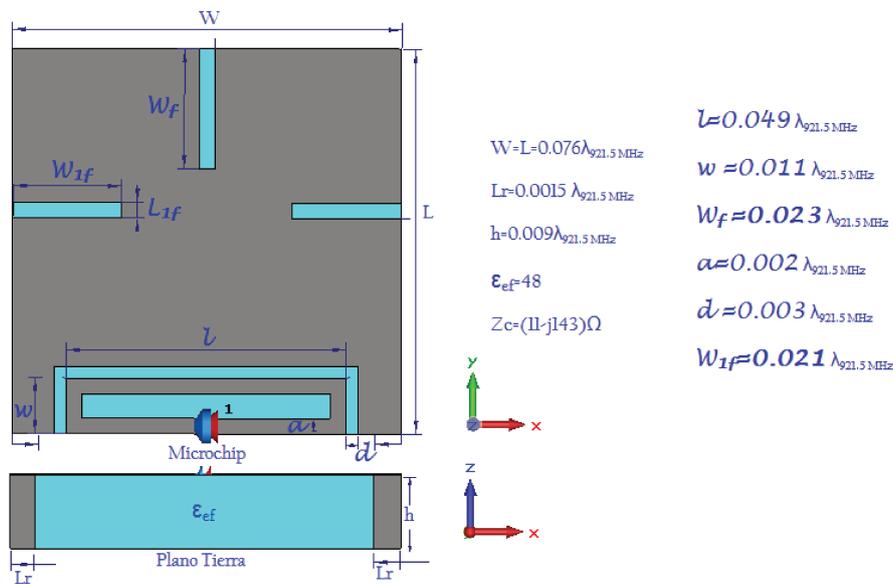


Figura 4.27: Dimensiones de la antena microcinta 5

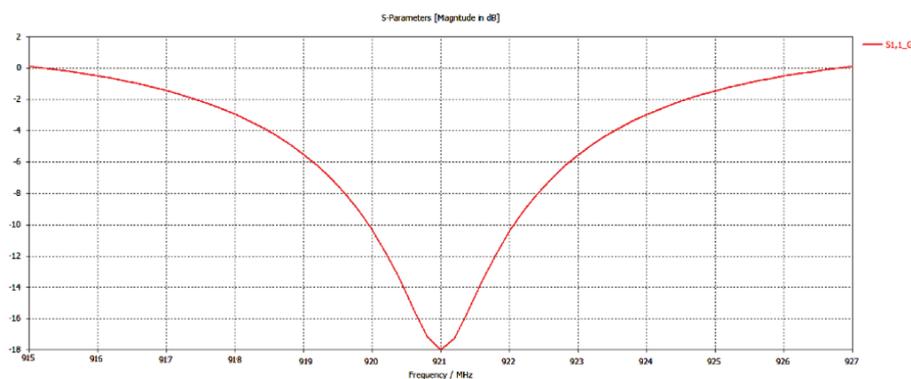


Figura 4.28: Pérdidas de retorno para la antena microcinta 5

Alcanzado un alto grado de miniaturización, cabe analizar el desempeño de la antena asociado a las propiedades del sustrato, pérdidas tangenciales, permitividad dieléctrica, y espesor del sustrato. Así, mediante el uso de la herramienta de simulación a continuación son analizadas estas tres variables.

4.4.5. Efecto de las pérdidas tangenciales relacionadas al sustrato

Las pérdidas tangenciales ($\tan\delta$) corresponde a una de las características principales de un sustrato dieléctrico, denotando la disipación de energía electromagnética, producto del desfase en frecuencia del campo incidente en el sustrato. La permitividad dieléctrica responsable de la polarización del campo incidente y las pérdidas tangenciales producto del desfase se relacionan como lo indica la ecuación (4.19), constituyen los dos parámetros analizar en las medidas de desempeño de la antena microcinta en cuestión.

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 (1 - j \tan\delta) \quad (4.19)$$

Se inicia el proceso de análisis de desempeño de la antena de la Figura 4.27, con un sustrato dieléctrico de permitividad $\epsilon_r = 48$ y pérdidas tangenciales variable [$1 * 10^{-4} \leq \tan\delta \leq 4 * 10^{-4}$]. Los valores asignados corresponden a cerámicas altamente dieléctricas con bajas pérdidas tangenciales actualmente realizables según [5].

De los resultados obtenidos en simulación se afirma que:

- Un incremento en las pérdidas tangenciales induce un disminución de la resistencia de entrada de la antena según la Figura 4.29.

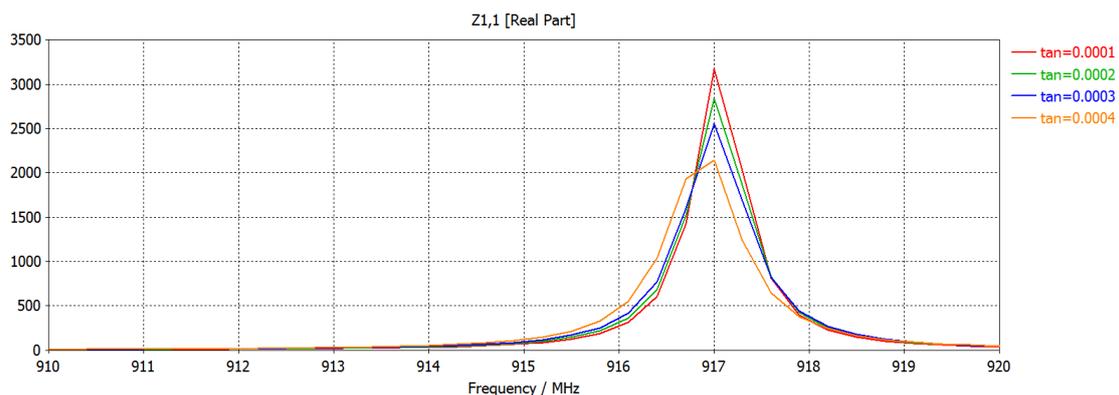


Figura 4.29: Análisis del efecto de las pérdidas tangenciales del sustrato de la antena 5 en R_a

- Un incremento en las pérdidas tangenciales reduce la ganancia de la antena mientras que el ancho de banda se incrementa. Este comportamiento se ajusta a lo especificado en [13].
- Tanto la frecuencia de resonancia como el patrón de radiación

de la antena no se ven alterado con la variación de las pérdidas tangenciales.

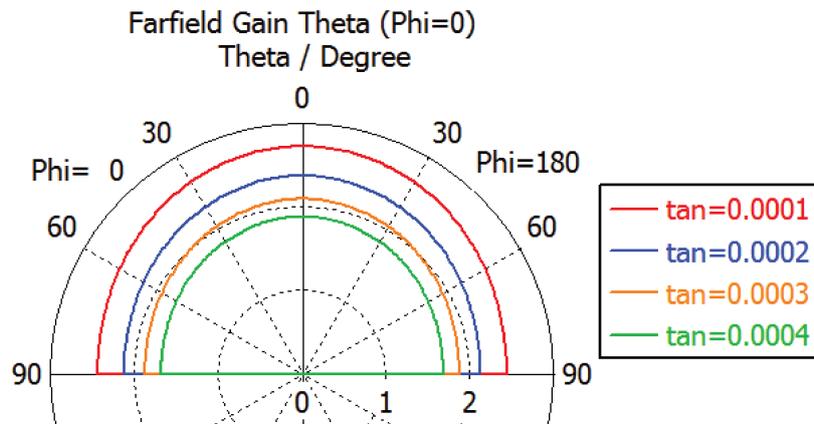


Figura 4.30: Análisis del efecto de las pérdidas tangenciales del sustrato en el patrón de radiación

4.4.6. Efecto de la permitividad del sustrato

Como fue mencionado en el numeral anterior, la permitividad dieléctrica del sustrato corresponde a una de las variables determinantes en el desempeño de la antena, además de su rol en la miniaturización de la misma. Sin embargo, por ser esta la propiedad responsable de la generación de ondas superficiales propagantes en el parche, se evaluó mediante simulación el deterioro de las métricas de desempeño de la antena 5 para constantes dieléctricas elevadas.

Conservando una baja tangente de pérdidas igual a $\tan\delta = 0,0004$, la permitividad dieléctrica toma tres valores intermedios en el intervalo cerrado $[45 - 50]$, como lo describen la Figura 4.31, a partir de la cual es posible afirmar:

- Un incremento en la permitividad del sustrato causa una disminución de la frecuencia de resonancia y alteración de la impedancia de entrada de la antena, motivo por el cual las pérdidas de retorno se incrementan, Figura 4.31.
- El ancho de banda, ganancia y directividad de la antena, sufren deterioro con el incremento de ϵ_r , debido principalmente al aumento de pérdidas en el dieléctrico.

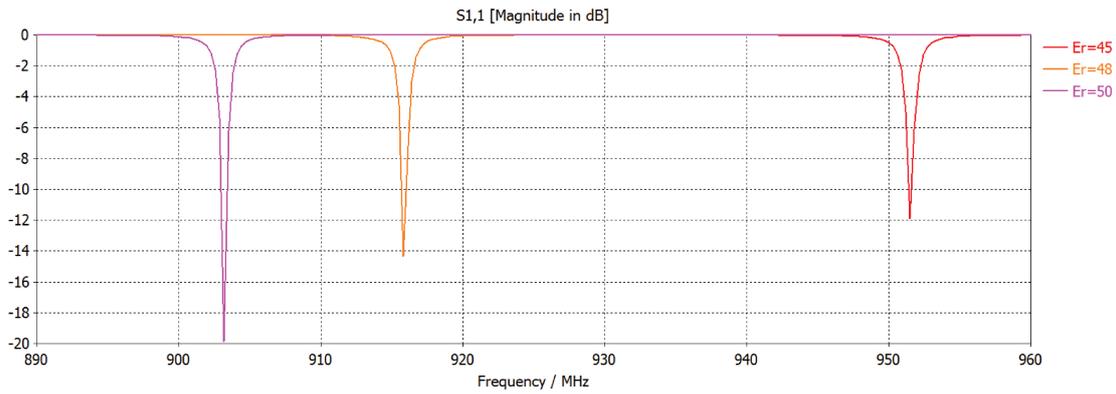


Figura 4.31: Análisis del efecto de la permitividad del sustrato

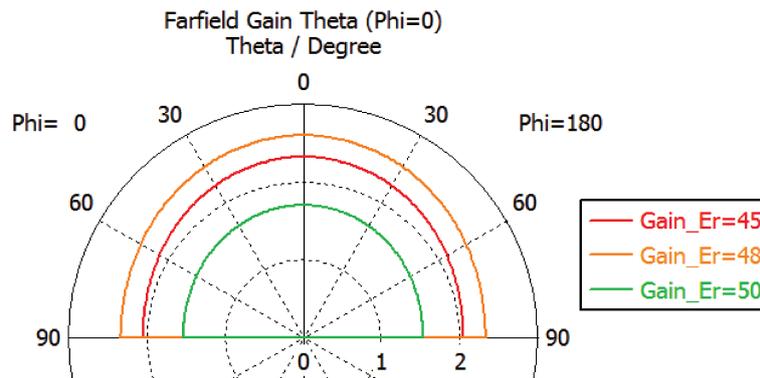


Figura 4.32: Análisis del efecto de la permitividad del sustrato en la ganancia de la antena

4.4.7. Efecto del espesor o altura del sustrato cerámico

La altura o espesor del sustrato cerámico es importante en términos de control del ancho de banda e impedancia inductiva de la antena [80]. Basados en estas consideraciones, el espesor del sustrato constituye un parámetro adicional analizar.

Manteniendo las características de la antena 5, son asignados diferentes valores a “ h ”, obteniendo los siguientes resultados de la herramienta de simulación.

- El incremento del espesor del sustrato “ h ” genera un desplazamiento de la frecuencia de resonancia, junto con la alteración de la impedancia de entrada, causa de la disminución del radio efectivo del parche por las placas laterales de mayor longitud. De la Figura 4.33 se obtiene que a medida que crece el espesor del sustrato, el valor mínimo de pérdida de retorno acontece a mayores frecuencias.
- Cuando h toma los valores de 4,5 mm se produce alteración de

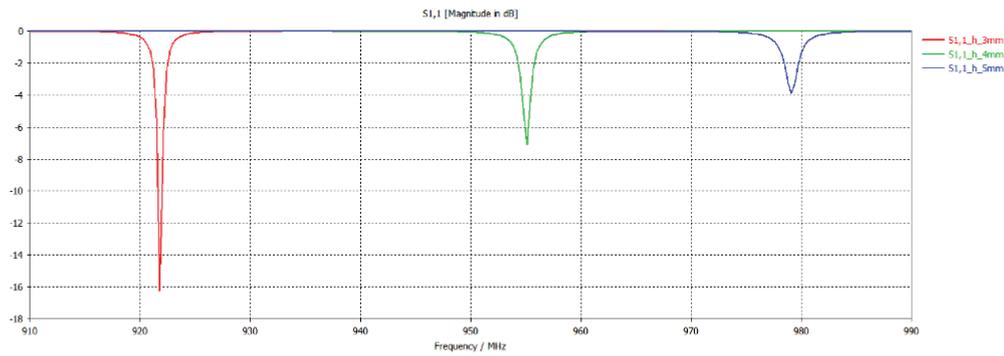


Figura 4.33: Análisis de la altura del sustrato en el frecuencia

la impedancia de entrada de la antena como lo indica la Figura 4.34, un incremento en la componente real e imaginaria a mayores frecuencias a partir de la frecuencia de inflexión de S_{11} .

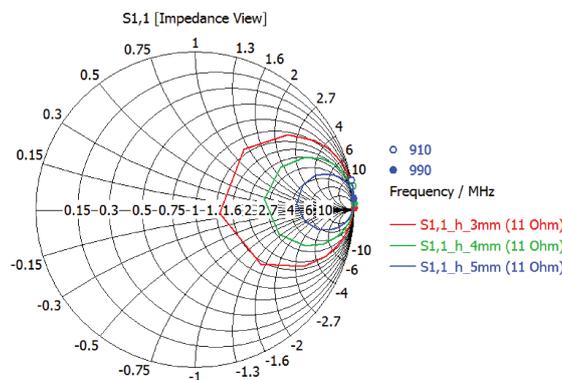


Figura 4.34: Análisis de la altura del sustrato en la impedancia de entrada de la antena

- La desintonía generada por la alteración de la altura del sustrato, será controlada mediante la configuración del diseño del parche para $h = 5 \text{ mm}$. Con base en las figuras de merito de estos dos diseños sintonizados en frecuencia y debidamente adaptadas sus impedancias se procede a evaluar el efecto de la espesura del sustrato en el desempeño de la antena.
- Se evidencia el incremento del ancho de banda, la directividad y ganancia de la antena, causa del aumento de la área de apertura y tamaño del parche, Figura 4.35(a).
- Garantizando un buen casamiento de impedancias, antena–microchip, el coeficiente de potencia de transmisión estuvo próximo a la unidad, la ganancia de la etiqueta presento una leve mejora y en virtud de ello el alcance de lectura fue mayor, Figura 4.35(b).

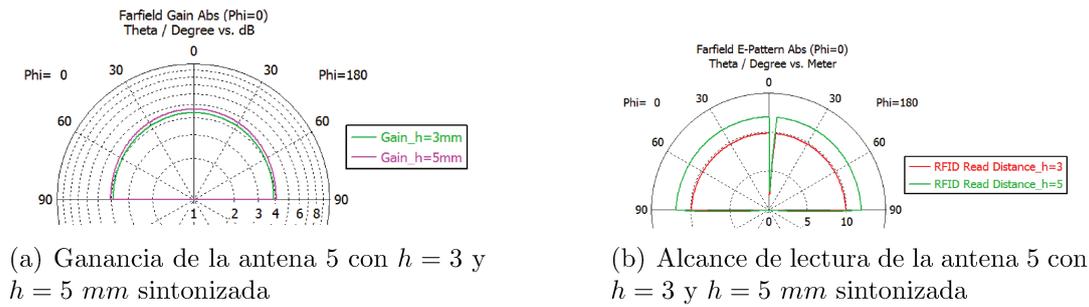


Figura 4.35: Análisis del efecto del espesor del sustrato en el patrón de radiación y alcance de lectura de dos antenas sintonizadas

Conveniente aclarar que la sensibilidad del microchip es determinante en la visibilidad que la etiqueta pueda tener, pues a una menor sensibilidad, la potencia percibida por la etiqueta podrá ser menor.

Las figuras de merito de una antena microcinta están interrelacionadas, y no existe una completa optimización libre o independiente para cada una de ellas. Por lo tanto, siempre hay que buscar una compensación entre ellos para conseguir un óptimo rendimiento de la antena. A menudo, sin embargo, habrá uno en particular por optimizar, al tiempo que se reduce el rendimiento de otro [81].

Muestra de ello es la variación adicional de las pérdidas de retorno para la antena 6, Figura 4.36 que presenta un menor valor de pérdidas, un mayor ancho de banda en comparación con los valores alcanzados para la antena 5 (Figura 4.28).

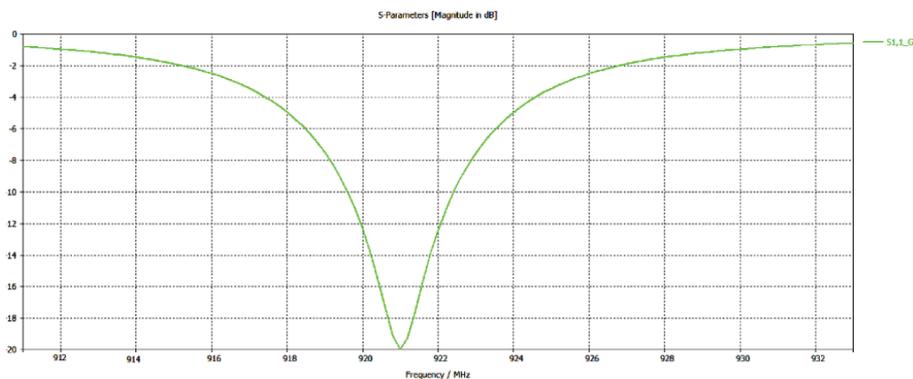


Figura 4.36: Pérdidas de retorno para la antena microcinta 6

La tabla 4.5 describe a manera de resumen los valores de ganancia, directividad y alcance de lectura logrados para las dos antenas con diseño similar y espesura de sustrato diferente.

Dimensión	Antena 5	Antena 6
h sustrato [mm]	3	5
Ganancia [dB]	4.34	4.63
Directividad [dBi]	5.04	5.1
Alcance Lectura [m]	9.8	11.6

Tabla 4.5: Variación de la figura de merito debido al incremento de h

4.4.8. Consideraciones Finales

- Importante notar, que al igual como se describió en la sección 4.4.3, la antena final en virtud de su diseño conserva su característica de reconfiguración de impedancia de entrada, alterando independientemente su componente resistiva y reactiva, haciendo posible una adecuada re-adaptación de impedancia a un microchip diferente al Monza 4 Impinj utilizado en este estudio.
- La selección de la técnica de alimentación para la etiqueta microcinta es una decisión importante ya que afecta directamente la adaptación de impedancia y con ello las pérdidas de retorno, VSWR y ancho de banda. Por tratarse de una antena a utilizar en la construcción de una etiqueta RFID UHF pasiva la elección del mecanismo de alimentación por acoplamiento inductivo permite la obtención de impedancia de entrada de la antena altamente inductiva próxima al complejo conjugado del microchip con bajos niveles de perdidas de retorno.
- El uso de sustratos cerámicos con constante dieléctrica de gran valor en el diseño de antenas microcinta, implica una degradación de las figuras de merito de la antena, lo cual puede ser contrarrestado con el incremento del espesor del sustrato. De tal manera que una adecuada elección de estas dos variables del sustrato será decisivo en el desempeño de la antena microcinta miniaturizada.
- Del estudio desarrollado se resalta la posibilidad de combinar diferentes técnicas de miniaturización que permita alcanzar un equilibrio entre un bajo perfil de la antena microcinta y un apto desempeño según los requerimientos de la aplicación en específico.

Capítulo 5

Conclusiones y Trabajo Futuro

Las propiedades de diseño de antenas microcinta abordados en el presente trabajo revela la capacidad que tiene esta tecnología para someterse a un proceso de miniaturización aplicando las técnicas descritas en el capítulo 3.

Mediante el uso de mecanismos de adaptación de impedancias, la antena microcinta es ampliamente configurable en la búsqueda de una impedancia compleja conjugada de valores reales bajos y altamente inductiva, posibilitando su uso como etiqueta RFID.

El acoplamiento inductivo en el punto de alimentación permite realizar un control de la impedancia de entrada de la antena de manera que:

- Incrementa el valor resistivo de la impedancia de entrada del cuerpo de radiación de la antena.
- Adicionalmente, la reactancia de esta antena tomará el valor de cero en dos puntos, cerca a la frecuencia de operación de la antena, permitiendo de esta manera incrementar el ancho de banda de la etiqueta.

La técnica de simetría o de postes logró una reducción del tamaño de la antena en un 7.05 % con respecto a las dimensiones de la antena original, presentando un ancho de banda relativamente aceptable, en cuanto al uso de sustratos altamente dieléctricos se logró reducir un 53.51 % su tamaño. La técnica de adición de ranuras logró una miniaturización del 64.31 % en conjunto con las dos técnicas anteriormente mencionadas.

A pesar de ser un parche con una geometría de baja complejidad se identifico como la alteración de alguna de sus dimensiones logra afectar

su desempeño dado la co-relación que existe con su impedancia de entrada y frecuencia de resonancia del parche. Por lo anterior podrían ser diseñadas diversas antenas microcinta con impedancias complejas conjugadas próximas a la impedancia del microchip monza $\text{Impinj } (11+j143)\Omega$.

La antena por ser construida sobre un material cerámico según lo descrito en el capítulo 4, logra constituirse como una etiqueta RFID operable en la identificación de objetos o superficies metálicas en concordancia a los datos arrojados en simulación.

5.1. Conclusiones

Trabajo Futuro

Como trabajo posterior a este estudio se considera la fabricación de los dos perfiles de las antenas miniaturizadas para operar como etiquetas RFID UHF propuestas, con el fin de comparar los resultados obtenidos en simulación en la herramienta software CST MWS.

Otras alteraciones en el diseño de la antena microcinta y las propiedades dieléctricas del sustrato podrían ser evaluadas y optimizadas según algún otro parámetro de desempeño de la etiqueta RFID requiera alcanzar.

Publicaciones

1. Luna Bonilla, J,A.; Zemanate Rengifo, G.E; de Oliveira L.P and Hernandez Figueroa, H.E. “Miniaturization of a microstrip antenna with magneto-dielectrics substrates for a passive tag RFID operating at 915 MHz on a metallic surface”. Brasil RFID, 2014 IEEE, 2014, 61-63.

Bibliografía

- [1] G. Marrocco, “The art of uhf rfid antenna design: impedance-matching and size-reduction techniques,” *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 50, no. 1, pp. 66–79, 2008.
- [2] Y. Hwang, Y. Zhang, T. K. Lo, K. Luk, and E. Yung, “Miniaturization on planar antennas with very high permittivity materials,” in *Microwave Conference Proceedings, 1997. APMC’97, 1997 Asia-Pacific*, vol. 1. IEEE, 1997, pp. 217–220.
- [3] M. Ermutlu, C. Simovski, M. Kärkkäinen, P. Ikonen, S. Tretyakov, and A. Sochava, “Miniaturization of patch antennas with new artificial magnetic layers,” in *Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, 2005. IWAT 2005. IEEE International Workshop on*. IEEE, 2005, pp. 87–90.
- [4] J.-S. Kim, W. Choi, G.-Y. Choi, C.-S. Pyo, and J.-S. Chae, “Shorted microstrip patch antenna using inductively coupled feed for uhf rfid tag,” *ETRI journal*, vol. 30, no. 4, pp. 600–602, 2008.
- [5] A. S. B. Sombra. Grupo de química de materiais avançados (gqmat). [Online]. Available: <http://www.pgquim.ufc.br/corpo-docente/dr-antonio-sergio-bezerra-sombra/>
- [6] S. Ahuja and P. Potti, “An introduction to rfid technology,” *Communications and Network*, vol. 2, no. 03, p. 183, 2010.
- [7] R. Want, “Introduction to rfid technology,” *Pervasive Computing, IEEE*, vol. 5, no. 1, pp. 25–33, 2006.
- [8] RFIDmagazine, “Tecnología rfid: Introducción,” *RFIDmagazine*, p. 21, 12 2005.

- [9] M. E. De Cos and F. Las-Heras, *Troubleshooting RFID Tags Problems with Metallic Objects Using Metamaterials*. INTECH Open Access Publisher, 2011.
- [10] V. Chawla and D. S. Ha, “An overview of passive rfid,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 45, no. 9, pp. 11–17, 2007.
- [11] B. Glover and H. Bhatt, *RFID essentials*, M. O’Brien, Ed. .’Reilly Media, Inc.”, 2006, no. 63-67.
- [12] D. M. Dobkin, *The RF in RFID: UHF RFID in Practice*. Newnes, 2012, no. Chapter 3.
- [13] P. Nikitin and K. Rao, “Performance limitations of passive UHF RFID systems,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, 2006, pp. 1011–1014. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=1710704>
- [14] J. Kula, D. Psychoudakis, W.-J. Liao, C.-C. Chen, J. Volakis, and J. Halloran, “Patch-antenna miniaturization using recently available ceramic substrates,” vol. 48, no. 6, pp. 13–20, 2006. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=4117973>
- [15] GS1, “Regulatory status for using rfid in the epc gen 2 band (860 to 960 mhz) of the uhf spectrum,” Tech. Rep., 2014. [Online]. Available: www.gs1.org/docs/epc/UHF_Regulations.pdf
- [16] D. M. Sullivan, *Electromagnetic simulation using the FDTD method*. John Wiley & Sons, 2013. [Online]. Available: DMSullivan-2013-books.google.com
- [17] R. Garg, *Microstrip antenna design handbook*. Artech House, 2001.
- [18] D. M. Pozar, “Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 30, no. 6, pp. 1191–1196, 1982.
- [19] K. R. Carver and J. W. Mink, “Microstrip antenna technology,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 1, pp. 2–24, 1981.

-
- [20] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons, 2005, vol. 1.
- [21] C. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*. Wiley Online Library, 2012, vol. 111.
- [22] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip antennas*. Artech house, 1980.
- [23] E. O. Hammerstad, “Equations for microstrip circuit design,” in *Microwave Conference, 1975. 5th European*. IEEE, 1975, pp. 268–272.
- [24] T. Samaras, A. Kouloglou, and J. Sahalos, “A note on the impedance variation with feed position of a rectangular microstrip-patch antenna,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 46, no. 2, pp. 90–92, 2004.
- [25] D. Chatterjee and E. Chettiar, “Analytical calculation of input impedance of rectangular microstrip patch antennas on finite ground planes,” in *Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics, 2005. IEEE/ACES International Conference on*. IEEE, 2005, pp. 960–963.
- [26] R. Garg, *Microstrip antenna design handbook*. Artech House, 2001.
- [27] M. Kara, “Formulas for the computation of the physical properties of rectangular microstrip antenna elements with various substrate thicknesses,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 12, no. 4, pp. 234–239, 1996.
- [28] S. A. Ahson and M. Ilyas, *RFID handbook: applications, technology, security, and privacy*. CRC press, 2008.
- [29] E. N. Gilbert, “Impedance matching with lossy components,” *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 2, pp. 96–100, 1975.
- [30] A. Van Bezooijen, M. De Jongh, F. Van Straten, R. Mahmoudi, A. H. Van Roermund *et al.*, “Adaptive impedance-matching techniques for controlling l networks,” *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 2, pp. 495–505, 2010.

- [31] A. R. Lopez, “Double-tuned impedance matching,” *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 54, no. 2, pp. 109–116, 2012.
- [32] H.-W. Son and C.-S. Pyo, “Design of rfid tag antennas using an inductively coupled feed,” *Electronics Letters*, vol. 41, no. 18, pp. 994–996, 2005.
- [33] X. Qing, C. K. Goh, and Z. N. Chen, “Impedance characterization of rfid tag antennas and application in tag co-design,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 5, pp. 1268–1274, 2009.
- [34] D. Kim and J. Yeo, “A passive rfid tag antenna installed in a recessed cavity in a metallic platform,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 12, pp. 3814–3820, 2010.
- [35] B. D. Braaten, “A novel compact uhf rfid tag antenna designed with series connected open complementary split ring resonator (ocsrr) particles,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 11, pp. 3728–3733, 2010.
- [36] Y. Chow, K. Wan, and T. Sarkar, “Patch antenna miniaturizing with a shorting pin near the feed probe-its physical mechanism and the design on smith chart,” in *Microwave Conference, 2001. APMC 2001. 2001 Asia-Pacific*, vol. 3. IEEE, 2001, pp. 1048–1051.
- [37] C. Ravipati, D. Jackson, and H. Xu, “Center-fed microstrip antennas with shorting vias for miniaturization,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, vol. 3. IEEE, 2005, pp. 281–284.
- [38] X. Yu, G. Li, L. Zhang, and Z. Wang, “Design and test of a miniature 2.45 ghz antenna for implantable medical devices,” in *Mixed-Signals, Sensors, and Systems Test Workshop, 2008. IMS3TW 2008. IEEE 14th International*. IEEE, 2008, pp. 1–5.
- [39] D. Wang, H. Wong, and C. H. Chan, “Miniaturized circularly polarized patch antenna by substrate integrated irregular ground,” in *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on*. IEEE, 2011, pp. 1875–1877.

- [40] M. Bhattacharya, “An experimental study on compact dual frequency microstrip antenna,” in *Applied Electromagnetics Conference, 2007. AEMC 2007. IEEE*. IEEE, 2007, pp. 1–4.
- [41] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of microstrip antennas*. IET, 1989, vol. 28.
- [42] R. A. Sainati, *CAD of microstrip antennas for wireless applications*. Artech House, Inc., 1996.
- [43] G. Mavridis, C. Christodoulou, and M. Chryssomallis, “Area miniaturization of a microstrip patch antenna and the effect on the quality factor q ,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE*. IEEE, 2007, pp. 5435–5438.
- [44] K.-L. Wong, *Compact and broadband microstrip antennas*. John Wiley & Sons, 2004, vol. 168.
- [45] A. M. Wyant, “Genetic algorithm optimization applied to planar and wire antennas,” Ph.D. dissertation, Rochester Institute of Technology, 2007.
- [46] W.-K. Kim and J.-M. Woo, “Miniaturization of 3-d microstrip antenna using fylfot-shaped structure,” in *Applied Electromagnetics and Communications, 2005. ICECom 2005. 18th International Conference on*. IEEE, 2005, pp. 1–4.
- [47] R. Kumar, P. Malathi, and G. Ganesh, “On the miniaturization of printed rectangular microstrip antenna for wireless applications,” in *Microwave and Optoelectronics Conference, 2007. IMOC 2007. SBMO/IEEE MTT-S International*. IEEE, 2007, pp. 334–336.
- [48] A. Skrivervik, J. Zürcher, O. Staub, and J. Mosig, “Pcs antenna design: The challenge of miniaturization,” *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 43, no. 4, pp. 12–27, 2001.
- [49] W. Bi-yan, “Aperture coupled h shape miniature patch antenna,” in *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2007. WiCom 2007. International Conference on*. IEEE, 2007, pp. 5816–5818.

- [50] J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii, "Fractal antennas: A novel antenna miniaturization technique, and applications," *Antennas and Propagation magazine, IEEE*, vol. 44, no. 1, pp. 20–36, 2002.
- [51] G. Tsachtsiris, C. Soras, M. Karaboikis, and V. Makios, "A reduced size fractal rectangular curve patch antenna," in *Electromagnetic Compatibility, 2003. EMC'03. 2003 IEEE International Symposium on*, vol. 2. IEEE, 2003, pp. 912–915.
- [52] N. A. Murad, M. Esa, S. K. Yusof, and N. Fisal, "Fractal patch antenna for gps application," in *Research and Development, 2003. SCORED 2003. Proceedings. Student Conference on*. IEEE, 2003, pp. 102–104.
- [53] N. Herscovici, M. Osorio, and C. Peixeiro, "Minimization of a rectangular patch using genetic algorithms," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE*, vol. 4. IEEE, 2001, pp. 34–37.
- [54] N. Herscovici, M. F. Osorio, and C. Peixeiro, "Miniaturization of rectangular microstrip patches using genetic algorithms," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 1, no. 1, pp. 94–97, 2002.
- [55] N. Behdad and K. Sarabandi, "Slot antenna miniaturization using distributed inductive loading," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE*, vol. 1. IEEE, 2003, pp. 308–311.
- [56] E. H. Bhuiyan, Y.-H. Park, S. El-Ghazaly, V. Nair, and H. Goronkin, "Active tuning and miniaturization of microstrip antennas," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE*, vol. 4. IEEE, 2002, pp. 10–13.
- [57] N. Behdad, M. Schamberger, and N. E. Buris, "Slot antenna design for wireless communications systems," in *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*. IET, 2007, pp. 1–9.

- [58] H. Uchida, T. Sasaki, N. Yoneda, and S. Makino, “A microstrip delay line with periodically-loaded shunt inductors for waveguide-fed array antennas,” in *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on*. IEEE, 2006, pp. 1–4.
- [59] L. J. Martin, S. Ooi, D. Staiculescu, M. D. Hill, C. Wong, and M. M. Tentzeris, “Effect of permittivity and permeability of a flexible magnetic composite material on the performance and miniaturization capability of planar antennas for rfid and wearable wireless applications,” *Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions on*, vol. 32, no. 4, pp. 849–858, 2009.
- [60] A. Traille, L. Yang, A. Rida, V. Lakafossis, and M. Tentzeris, “Novel miniaturized antennas for rfid-enabled sensors,” in *Sensors, 2009 IEEE*. IEEE, 2009, pp. 912–915.
- [61] I. S. Nefedov, A.-C. Tarot, and K. Mahdjoubi, “Wire media-ferrite substrate for patch antenna miniaturization,” in *Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications, 2007. IWAT’07. International Workshop on*. IEEE, 2007, pp. 101–104.
- [62] J. Kula, D. Psychoudakis, C.-C. Chen, J. Volakis, and J. Halloran, “Patch antenna miniaturization using thick truncated textured ceramic substrates,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, vol. 4. IEEE, 2004, pp. 3800–3803.
- [63] J. M. Fernández González, “Application of metamaterial structures in the design, analysis and prototyping of planar: Antennas aplicación de estructuras metamateriales en el diseño, análisis y prototipado de antenas planas,” Ph.D. dissertation, Telecomunicación, 2008.
- [64] H. S. Farahani, M. Veysi, M. Kamyab, and A. Tadjalli, “Mutual coupling reduction in patch antenna arrays using a uc-ebg superstrate,” *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 9, pp. 57–59, 2010.
- [65] S. Ghosh, T.-N. Tran, and T. Le-Ngoc, “A dual-layer ebg-based miniaturized patch multi-antenna structure,” in *Antennas and*

- Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on.* IEEE, 2011, pp. 1828–1831.
- [66] R. O. Ouedraogo and E. J. Rothwell, “Metamaterial inspired patch antenna miniaturization technique,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE.* IEEE, 2010, pp. 1–4.
- [67] I. O. Mirza, S. Shi, C. Fazi, and D. W. Prather, “Stacked patch antenna miniaturization using metamaterials,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE.* IEEE, 2008, pp. 1–4.
- [68] P. M. Ikonen, S. I. Maslovski, C. R. Simovski, S. Tretyakov *et al.*, “On artificial magnetodielectric loading for improving the impedance bandwidth properties of microstrip antennas,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 6, pp. 1654–1662, 2006.
- [69] S. A. Schelkunoff and H. T. Friis, *Antennas: theory and practice.* Wiley New York, 1952, vol. 639.
- [70] L. Yousefi and O. M. Ramahi, “Artificial magnetic materials using fractal hilbert curves,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 8, pp. 2614–2622, 2010.
- [71] P. Mookiah and K. R. Dandekar, “Metamaterial-substrate antenna array for mimo communication system,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 10, pp. 3283–3292, 2009.
- [72] R. C. Johnson and H. Jasik, “Antenna engineering handbook,” *New York, McGraw-Hill Book Company, 1984, 1356 p. No individual items are abstracted in this volume.*, vol. 1, 1984.
- [73] K. S. Rao, P. V. Nikitin, and S. F. Lam, “Antenna design for uhf rfid tags: a review and a practical application,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 12, pp. 3870–3876, 2005.
- [74] H. Wheeler *et al.*, “Small antennas,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 4, pp. 462–469, 1975.

- [75] J. Volakis, C.-C. Chen, and K. Fujimoto, *Small antennas: miniaturization techniques & applications*. McGraw Hill Professional, 2010.
- [76] A. G. Derneryd, “A theoretical investigation of the rectangular microstrip antenna element,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 4, pp. 532–535, 1978.
- [77] C. A. A. K. A. S. Ashutosh Joshi, Bhawana Jain, “Design and simulation of planar inverted f antenna for ism band applications using hfss,” *International Journal of Scientific & Engineering Research**International Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. 5, no. 4, April 2014.
- [78] J. S. Colburn and Y. Rahmat-Samii, “Patch antennas on externally perforated high dielectric constant substrates,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 12, pp. 1785–1794, 1999.
- [79] L. J. Chu, “Physical limitations of omni-directional antennas,” *Journal of applied physics*, vol. 19, no. 12, pp. 1163–1175, 1948.
- [80] I. Singh and D. V. Tripathi, “Micro strip patch antenna and its applications: a survey,” *Int. J. Comp. Tech. Appl*, vol. 2, no. 5, pp. 1595–1599, 2011.
- [81] A. Neto, N. Llombart, G. Gerini, and P. De Maagt, “On the optimal radiation bandwidth of printed slot antennas surrounded by ebgs,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 4, pp. 1074–1083, 2006.