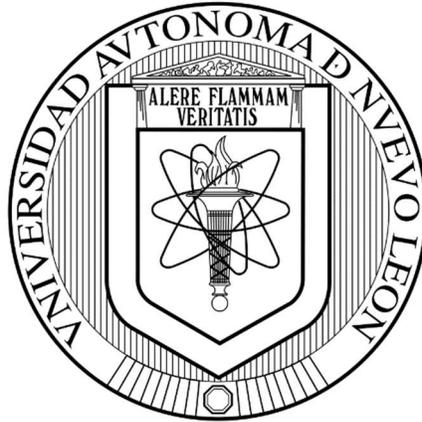


**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN**

**FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA**



**MODELO MATEMÁTICO DE PROPAGACIÓN DE  
SEÑALES RFID**

*por*

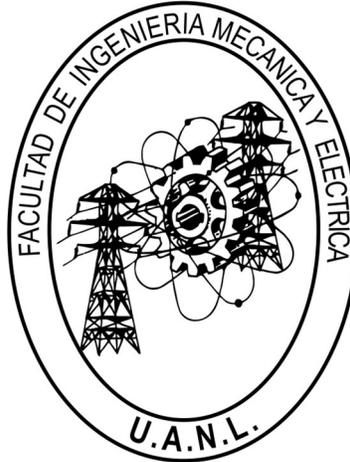
**ARNALDO UGARTE PENTÓN**

Como requisito para obtener el grado de MAESTRÍA  
EN CIENCIA DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA

Octubre de 2020

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN**

**FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA**



**MODELO MATEMÁTICO DE PROPAGACIÓN DE  
SEÑALES RFID**

*por*

**ARNALDO UGARTE PENTÓN**

**Como requisito para obtener el grado de MAESTRÍA  
EN CIENCIA DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**Octubre de 2020**



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

**Universidad Autónoma de Nuevo León**  
**Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica**  
**Subdirección de Estudios de Posgrado**

Los miembros del Comité de Tesis recomendamos que la Tesis "Modelo Matemático de Propagación de Señales RFID", realizada por el alumno Arnaldo Ugarte Pentón, con número de matrícula 1983197, sea aceptada para su defensa como requisito para obtener el grado de Maestría en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica.

El Comité de Tesis

Dr. José Ramón Rodríguez Cruz  
Director

Dr. Jorge Aguilar Torrentera  
Revisor

Dr. Servando López Aguayo  
Revisor

Vo. Bo.

Dr. Simón Martínez Martínez  
Subdirector de Estudios de Posgrado



066

San Nicolás de los Garza, Nuevo León, diciembre de 2020



El presente trabajo está dedicado a mis padres y a mi hermana,  
quienes han sido un verdadero ejemplo a seguir en mi vida,  
me han enseñado a perseguir mis sueños y a alcanzar mis metas

*“Todos tus sueños pueden  
hacerse realidad si tienes el  
coraje de perseguirlos”*

*-Walt Disney*

## **AGRADECIMIENTOS**

Al Dr. José Ramón Rodríguez Cruz por todas sus asesorías impartidas a lo largo de la maestría, por su paciencia y apoyo constante para la realización de este proyecto de tesis.

A mi familia que siempre me ha inspirado y ha sido una guía para seguir adelante en mi vida.

A los excelentes amigos que hice en esta etapa de mi vida: Jafet, Marco, Israel, Alan y a todos los demás compañeros de la maestría.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por el financiamiento brindado, que sin este me hubiera sido imposible culminar mi proyecto de tesis.

## Resumen

Los ambientes de interiores son un entorno rico de dispersión que en caso de no existir movimiento es invariable en el tiempo. Las variaciones de la señal recibida por la antena receptora ocurren cuando existe un cambio de posición física de la antena, un pequeño movimiento puede dar lugar a fuertes cambios en la señal de una forma aditiva o substractiva. Es deseable caracterizar la naturaleza del canal de propagación en un ambiente de interiores con el uso de antenas fractales de microcinta ya que no se ha hecho un estudio en detalle hasta el momento.

El presente documento hace un estudio de la propagación en interiores en un local del CIIDIT. Las simulaciones se hacen utilizando antenas de microcinta fractales y no fractales y como modelo de simulación se utiliza de modelo general de ray tracing; se consideran muchos factores en la construcción de los modelos estadísticos de canal como la frecuencia de la portadora, la ubicación del transmisor y del receptor, polarización, entre otros. Se obtienen una serie de resultados tanto de los modelos que más se ajustan como de las antenas utilizadas, se hacen comparaciones y se arriba a conclusiones.

# Contenido

1	Capítulo 1 Introducción.....	1
1.1	Definición del problema.....	1
1.2	Antecedentes.....	3
1.3	Justificación.....	5
1.4	Objetivo.....	6
1.5	Hipótesis.....	6
1.6	Estructura de la tesis.....	6
2	Capítulo 2 Antena fractal de microcinta.....	8
2.1	Introducción.....	8
2.2	Características generales de antenas de microcinta.....	10
2.2.1	Formas sencillas de alimentación.....	10
2.2.2	Substrato.....	11
2.3	Análisis y diseño.....	12
2.4	Modelos de análisis.....	13
2.5	Modelo de circuito de línea de transmisión.....	15
2.6	Diseño.....	18
2.7	Fractal.....	19
2.8	Antena fractal Koch.....	20
2.9	Desarrollo de la antena fractal propuesta.....	21
2.9.1	Antena 1.....	21
2.9.2	Antena 2.....	25
2.9.3	Antena 3.....	26
2.9.4	Antena 4.....	29
2.9.5	Antena 5.....	32
2.9.6	Antena 6.....	38
2.10	Metodología de diseño de antena lectora RFID para la banda de 900 MHz. 41	
2.11	Costos asociados a la Antena.....	43
2.12	Conclusiones del capítulo.....	44

3	Capítulo 3 Modelo Matemático .....	45
3.1	Introducción.....	45
3.2	Modelo de señal transmitida y recibida. ....	48
3.3	Modelo de propagación en espacio libre.....	49
3.4	Ray Tracing.....	50
3.5	Desvanecimiento a pequeña escala. ....	53
3.5.1	Propagación multitrayecto a pequeña escala. ....	53
3.5.2	Factores que influyen en el desvanecimiento a pequeña escala.....	54
3.6	Power delay profile.....	55
3.6.1	Parámetros de los canales multitrayecto. ....	56
3.6.2	Parámetros de dispersión de tiempo. ....	56
3.6.3	Ancho de banda coherente.....	57
3.7	Tipos de desvanecimientos a pequeña escala.....	57
3.7.1	Dispersión selectiva en frecuencia. ....	58
3.7.2	Dispersión plana. ....	58
3.8	Modelado de canales de dispersión plana. ....	59
3.8.1	Distribución de Rayleigh. ....	59
3.8.2	Distribución de Rice.....	60
3.8.3	Distribución Log-Normal. ....	60
3.8.4	Distribución Log-Logistic.....	61
3.8.5	Determinación de los parámetros y fidelidad de las curvas.....	61
3.9	Simulación de la propagación del escenario de estudio.....	62
3.9.1	Características físicas del escenario. ....	62
3.9.2	Parámetros de la simulación. ....	63
3.10	Resultados de la simulación.....	65
3.10.1	Resultado del modelo de la simulación. ....	65
3.10.2	Análisis estadístico. ....	67
3.10.3	Ajuste de modelos matemáticos de antena fractal y comparación. ...	69
3.10.4	Ajuste de modelos matemáticos de antena convencional y comparación. ....	73
3.10.5	Verificación de los Modelos. ....	75
3.11	Conclusiones parciales .....	76
4	Capítulo 4 Conclusiones .....	77

5 Referencias..... 79

# Índice de Figuras.

Figura 2-1. Elementos de una antena microcinta [20].	11
Figura 2-2. Comportamiento de parámetros con la variación del ancho del sustrato [22].	12
Figura 2-3. Vista lateral de una antena de microcinta [22].	13
Figura 2-4. Patrón de radiación típico de antenas de microcinta [22].	13
Figura 2-5. Fuente de radiación del parche de microcinta representado por dos ranuras equivalentes [20].	16
Figura 2-6. Circuito equivalente de un elemento de parche de microcinta [20].	16
Figura 2-7. Línea de microcinta y sus líneas de campo eléctrico, y geometría con constante dieléctrica efectiva [17].	17
Figura 2-8. Monopolo fractal de Koch [20].	21
Figura 2-9. Diferentes vistas de la antena 1 tipo parche.	22
Figura 2-10. Diferentes vistas de la antena 1 tipo parche	23
Figura 2-11. Patrón de radiación normalizado de la antena 1.	24
Figura 2-12. Distribución de la norma de la intensidad del campo eléctrico en la antena 1	24
Figura 2-13. Geometría de la antena 2.	25
Figura 2-14. Coeficiente de reflexión (S11) vs frecuencia de la antena 2.	26
Figura 2-15. Distribución de la norma de la intensidad del campo eléctrico en la antena 2.	26
Figura 2-16. Geometría de la antena 3.	27
Figura 2-17. Coeficiente de reflexión (S11) vs frecuencia de la antena 3.	28
Figura 2-18. Distribución de la norma de la intensidad del campo eléctrico en la antena 3.	28
Figura 2-19. Geometría de la antena 4.	29
Figura 2-20. Geometría de los agujeros de la antena 4.	30
Figura 2-21. Coeficiente de reflexión (S11) vs frecuencia de la antena 4.	31
Figura 2-22. Distribución de la norma de la intensidad del campo eléctrico en la antena 4.	31
Figura 2-23. Relación Axial de la antena 4.	32
Figura 2-24. Coeficiente de reflexión (S11) vs frecuencia de la antena 4 después de escalarse.	33
Figura 2-25. Impedancia de la antena 4 después de hacerse la escala.	34
Figura 2-26. Impedancia de la antena 5.	34
Figura 2-27. Coeficiente de reflexión (S11) vs frecuencia de la antena 5.	35
Figura 2-28. Relación axial de la antena 5.	35
Figura 2-29. Distribución de la norma de la intensidad del campo eléctrico en la antena 5.	36
Figura 2-30. Patrón de radiación normalizado de la antena 5.	37

Figura 2-31. Coeficiente de reflexión (S11) vs frecuencia de la antena 6. ....	39
Figura 2-32. Relación axial de la antena 6. ....	40
Figura 2-33. Patrón de radiación normalizado de la antena 6. ....	41
Figura 3-1. Desvanecimiento a gran escala y a pequeña escala [9]. ....	47
Figura 3-2. Componentes de ondas reflejadas, difractadas y dispersadas [8]. ....	51
Figura 3-3. Difracción de borde de cuchillo. ....	53
Figura 3-4. Nivel 1A del CIIDIT. ....	62
Figura 3-5. Posicionamiento de la antena transmisora en el área de estudio. ....	64
Figura 3-6. Intensidad de la señal recibida en el plano z, altura de 1m. ....	65
Figura 3-7. Perfil de retardo en potencia. ....	66
Figura 3-8. Perfil de retardo en potencia con zoom. ....	66
Figura 3-9. Histograma normalizado. ....	68
Figura 3-10. Función de distribución acumulativa. ....	69
Figura 3-11. Comparación de modelos y datos. ....	70
Figura 3-12. Modelos y datos, escala logarítmica. ....	71
Figura 3-13. Función de distribución de probabilidad y modelo final. ....	72
Figura 3-14. Función de distribución acumulativa y modelo final. ....	73
Figura 3-15. Función de distribución de probabilidad y modelo de antena 6. ....	74
Figura 3-16. Función de distribución acumulativa antena 6. ....	75

# Índice de tablas.

Tabla 2.1. Dimensiones de la geometría de la antena 5. ....	38
Tabla 2.2. Amplitud de ángulos de la geometría de la antena 5.....	38
Tabla 3.1. Características de los materiales.....	63
Tabla 3.2. Parámetros de la simulación. ....	63
Tabla 3.3. Parámetros de los modelos matemáticos.....	70
Tabla 3.4. Comparación de datos estadísticos del modelo y de los datos. ....	73

# Capítulo 1

## 1 Introducción

### 1.1 Definición del problema

Para ciertas aplicaciones es complicada la lectura exhaustiva de las etiquetas RFID pasivas en la banda de UHF en espacios grandes tales como centros comerciales, aeropuertos, universidades, parques, etc. Esta problemática tiene mucho que ver con las antenas lectoras y con la potencia que se utiliza. Las restricciones en el uso de la banda UHF de 902-928 MHz según el acuerdo SCT 130306, DOF 13/03/2006 nos indica que no es válido utilizar una potencia mayor a 4W PIRE (Potencia Isotrópica Radiada Efectiva) con una ganancia direccional máxima de 6 dBi. Las mediciones experimentales en etiquetas pasivas nos muestran lecturas exitosas en distancias de alrededor de 8 metros [1].

Con el incremento de la complejidad de los sistemas RFID surgen ciertos problemas que deben ser analizados, por ejemplo, al considera el esquema más básico, donde se usa una etiqueta y un lector, hay que velar por ciertos aspectos como la carencia de una zona bien definida de lectura, la sensibilidad a la

orientación de la etiqueta, al ambiente y a la naturaleza del objeto al cual se va a adherir la etiqueta [2].

Por otra parte, para tener una cobertura RFID en grandes áreas son requeridas múltiples lectoras y múltiples etiquetas para formar un sistema multicelular RFID, cuando se quiere implementar un sistema de este tipo surgen, además de los presentes en el sistema más básico, otros problemas como la interferencia, la colisión entre etiquetas, la pérdida de etiquetas y la sincronización de muchas lectoras, en tales escenarios las antenas lectoras están usualmente separadas montadas en el techo o en lugares altos [2]. Cuando múltiples antenas están funcionando simultáneamente puede haber una degradación de la señal debido a la interferencia de las diferentes antenas, la interferencia puede ser de la lectora a la etiqueta (R-T) o de lectora a lectora (R-R) [3].

El presente documento va a considerar como escenario una serie de locales del CIIDIT, siendo este un centro multidisciplinario e integrador de la FIME. El CIIDIT es un edificio de 3 pisos, este edificio lo compone una serie de materiales como el acero, concreto, vidrio, aluminio, madera y otra serie de materiales, donde cada uno tiene diferentes índices de refracción y por lo tanto afecta la propagación de las ondas electromagnéticas en este espacio. Debido a que el edificio está compuesto por esta serie de materiales, y considerando también los materiales que componen los diferentes objetos y equipos electrónicos que dan lugar a posibles interferencias electromagnéticas que están en el interior de los locales, constituye un reto realizar un modelo matemático preciso de este tipo de escenario para poder detectar y localizar los distintos objetos como frascos de vidrio, equipos electrónicos u otros cuerpos a los cuales van a estar adheridos las etiquetas. También hay que tener en cuenta que en el proceso de búsqueda del estado del arte no se encontró referencia bibliográfica alguna que trate de modelar un canal inalámbrico de un escenario determinado mediante el uso de antena fractal de microcinta, tipo de antena que será utilizado como la antena lectora del sistema RFID, siendo este el tema principal que se va a abarcar en el presente proyecto de tesis.

## 1.2 Antecedentes

La identificación por radio frecuencia (RFID) que ha iniciado su desarrollo en la última década es realmente una historia de más de medio siglo [4].

Cada tecnología RFID opera a diferentes frecuencias y poseen un conjunto único de retos para obtener el desempeño deseado. Además, los requerimientos de diseño, especificaciones de desempeño y protocolos son también muy diferentes. Por lo tanto, este proyecto se va a limitar a los sistemas RFID de larga distancia con etiquetas pasivas que operan en la banda UHF de 900 MHz, teniendo dichos sistemas un impacto comercial muy significativo.

El éxito en la lectura de las etiquetas RFID del tipo UHF pasiva en el rango de frecuencia de los 900 MHz depende en gran medida del ambiente interferente y las distancias a las cuales se quiera leer la etiqueta. El canal de radio que se crea entre las etiquetas y los lectores no son solo susceptible al ruido, la interferencia y otros impedimentos típicos del canal, dado que estos impedimentos cambian con el tiempo debido a las impredecibles formas de movimientos de los objetos y las personas en el medio.

La propagación de ondas de radio tiene sus inicios en los principios de la teoría electromagnética. La existencia de la propagación de ondas electromagnéticas puede ser predicha como una consecuencia directa de las ecuaciones de Maxwell [5].

Los modelos de propagación se utilizan para predecir las pérdidas medias en la trayectoria en función de variables, tales como altura de las antenas transmisora y receptora, frecuencia y distancia. La predicción de las pérdidas de trayectoria es muy importante cuando se trata de determinar la cobertura de redes inalámbricas, ya que en este medio es donde se presenta la mayor cantidad de efectos negativos que provocan atenuación de la señal transmitida [6].

Las ondas electromagnéticas se propagan a través del ambiente donde estas son reflejadas, dispersas y difractadas por muros, terrenos, edificios y otros objetos. Los mejores detalles acerca de la propagación se pueden obtener resolviendo las

ecuaciones de Maxwell con las condiciones de frontera que expresan las características físicas de estos objetos. En teoría los cálculos proveen una relativa precisión, pero esto requiere el uso de complejas operaciones matemáticas, considerable potencia de cálculo y una alta cantidad de tiempo de computación numérica [7]. Debido a que estos cálculos son difíciles y muchas veces los parámetros necesarios no están disponibles, se han desarrollado aproximaciones para caracterizar la propagación de señales sin resolver las ecuaciones de Maxwell [8].

Las aproximaciones más comunes utilizan técnicas de ray-tracing. Estas técnicas aproximan la propagación de las ondas electromagnéticas mediante la representación de estas como simples partículas. El modelo determina los efectos de reflexión y refracción en las ondas, pero ignora otros efectos de dispersión más complejos predichos por las ecuaciones de Maxwell. El modelo más simple de ray-tracing es el modelo de dos rayos [9], que con precisión describe la propagación de la señal cuando hay una trayectoria directa entre el transmisor y el receptor y otra trayectoria con una reflexión. Sin embargo, aunque la potencia recibida coincide mejor con la realidad, este modelo continua siendo determinista [10].

El modelo de espacio libre [9], también conocido como modelo de propagación de Friis, es el modelo de propagación más sencillo [8]. En este la propagación de señal de un punto a otro se basa en la ley de propagación de espacio libre. Aunque el modelo puede ser ajustado, se comporta de una manera determinística e ignora los efectos físicos como la reflexión, la dispersión y el desvanecimiento rápido, siendo altamente ideal e irreal [10].

En muchos ambientes la propagación de ondas no es acertadamente representada mediante los modelos de ray-tracing, en estos casos es común desarrollar modelos analíticos basados en mediciones empíricas. Con frecuencia la complejidad y variabilidad de los canales de radio dificultan la obtención de un acertado modelo de canal determinístico. Para estos casos los modelos estadísticos con frecuencia son usados. La atenuación causada a la señal por la obstrucción de edificios u otros objetos es frecuente que se caracterice estadísticamente. Los

modelos estadísticos también son utilizados para caracterizar la interferencia constructiva y destructiva en medios donde existe una gran cantidad de multitrayectorias de las ondas [8]. Estos modelos tratan de estimar la intensidad de la señal recibida en función de los parámetros de modelos derivados de amplias mediciones en entornos típicos [7].

Se han realizado muchos esfuerzos para investigar los canales de propagación inalámbricos de manera estadística. En el caso de los canales de banda estrecha distribuciones de Rayleigh [11], Rician [12], Nakagami [13] y LogNormal [14] han sido utilizados para modelar canales donde predomine el desvanecimiento plano. Otros modelos menos conocidos en el área de las comunicaciones inalámbricas como el LogLogistic [15] han sido utilizados para modelar canales inalámbricos donde el autor demostró que este tipo de modelo tiene un mejor ajuste a los datos empíricos que otros modelos más tradicionales como el LogNormal. Sin embargo, estos estudios normalmente no hacen mención de algunos factores importantes como la ubicación física, altura y tipo de la antena transmisora utilizada.

## **1.3 Justificación**

Los sistemas inteligentes permiten optimar el uso de recursos y la toma de decisiones. La tendencia en la cuarta revolución industrial o IoT es la de dotar a todas las cosas de la capacidad de interactuar con los sistemas de comunicación para proporcionar todo tipo de información [16]. Es por ello que la identificación por radio frecuencia es muy importante en los hogares y en los edificios donde hay actividad productiva. Con la mejora de la tecnología y con la caída de los precios de los lectores RFID el desarrollo de grandes áreas con muchos lectores para la identificación y/o localización de objetos, animales y personas se está convirtiendo en una realidad. Por otra parte, existen todavía muchos desafíos para realizar coberturas exhaustivas de lecturas de etiquetas pasivas en espacios grandes donde las distancias no son cortas.

Un modelo de canal es una pieza esencial para la simulación de una comunicación en la capa física, es una representación matemática de los efectos de un canal de comunicaciones a través del cual las señales inalámbricas son propagadas. En esta tesis se busca proponer modelos matemáticos que permitan una mejor cuantificación de los problemas y al mismo tiempo, una solución parcial para mejorar la huella de lectura de las antenas. El impacto de estos resultados seguirá creciendo conforme la penetración de la tecnología IoT se intensifique.

## **1.4 Objetivo**

Desarrollar un modelo matemático para la propagación de señales RFID usando antenas fractales dentro de un edificio con espacios amplios en la banda UHF de 900 MHz.

## **1.5 Hipótesis**

El uso de antenas fractales requiere ajustes importantes a los parámetros de los modelos. Los parámetros para modelos analíticos como los modelos de múltiples rayos y los modelos estadísticos de propagación se pueden ajustar a partir de los resultados estadísticos.

## **1.6 Estructura de la tesis**

El siguiente proyecto de tesis se estructura en 4 capítulos los cuales son descritos a continuación.

### Capítulo 1: Introducción

En este capítulo se presentó de la introducción. Se hace una breve reseña del trabajo tratando temas como la descripción de problema y antecedentes, también se da a conocer el objetivo principal de la tesis.

### Capítulo 2: Antena fractal de microcinta

Este capítulo está dividido en dos partes, la primera es un marco teórico de las antenas de microcinta donde se hace un bosquejo de las características físicas

y eléctricas de dichas antenas al igual que se dan una serie de pasos de diseño. También se hace una descripción de formas fractales haciendo énfasis en la geometría de Koch aplicada a este tipo de antena. La segunda parte abarca un proceso de diseño de una antena fractal de Koch de 2do orden donde se siguieron una serie de pasos y a la cual se le tuvieron que hacer ciertos ajustes para obtener el resultado esperado, al igual que se muestra el proceso de diseño de una antena convencional de microcinta.

### Capítulo 3: Modelo matemático

El capítulo 3 está dividido en dos partes, la primera parte es el marco teórico de la modelación de canales inalámbricos donde se hace énfasis en los canales de dispersión plana y en algunos modelos estadísticos de modelado de canal. En la segunda parte se trata el modelado de canal de un escenario específico usando una antena fractal y otra no fractal y se hacen comparaciones entre estos modelos llegando a resultados.

### Capítulo 4: Conclusiones

En el capítulo se mencionan las conclusiones y resultados obtenidos en este trabajo de tesis, también se definen las recomendaciones para trabajos futuros.

# Capítulo 2

## 2 Antena fractal de microcinta

### 2.1 Introducción.

En aplicaciones de alto rendimiento como aeronaves, naves espaciales, satélites y aplicaciones para misiles, donde el tamaño, costo, rendimiento, facilidades de instalación y el perfil aerodinámico son restricciones, pueden ser requeridas antenas que tengan un bajo perfil. Actualmente hay muchas otras aplicaciones gubernamentales y comerciales, tales como radio móvil y comunicaciones inalámbricas, que tienen especificaciones similares. Para cumplir esos requerimientos pueden ser usadas las antenas de microcinta[17]. El concepto de antena de microcinta fue propuesto por Deschamps en 1953 [18], sin embargo, no fue hasta 20 años después cuando se fabricaron las primeras antenas y se le dio una mayor atención [19]. El desarrollo de estas antenas se aceleró gracias a la existencia de sustratos con baja tangente de pérdidas, propiedades mecánicas y térmicas adecuadas, además de la mejora de las técnicas fotolitográficas.

Estos tipos de antenas son de bajo perfil, convenientes para superficies planas y no planas, simples y baratas de fabricar usando tecnologías modernas de circuito impreso, mecánicamente robustas cuando son acopladas a superficies rígidas, y cuando se selecciona la forma adecuada son versátiles en términos de frecuencia de resonancia, polarización, patrón e impedancia. Adicionalmente, agregando carga entre el plano radiador y el plano reflector, tales como pines y diodos varactores, pueden ser diseñados elementos adaptativos con frecuencia de resonancia variable, impedancia, polarización y patrón de radiación [17].

Algunas desventajas de las antenas de microcinta son su baja eficiencia, alto  $Q$  (algunas veces excede 100), poca pureza de polarización, ancho de banda estrecho, entre otros. En algunas aplicaciones tales como sistemas de seguridad de gobierno, se desea estrecho ancho de banda. Sin embargo, hay métodos, como incrementar el grosor del substrato, que pueden ser usados para aumentar la eficiencia y el ancho de banda. Son embargo, cuando se incrementa el grosor surgen ondas superficiales no deseadas [17].

Uniendo todo lo mencionado se puede afirmar que las antenas de microcinta son una buena opción para el uso en aplicaciones RFID. Los objetos a ser identificados por esta tecnología pueden estar orientados en cualquier dirección, dando lugar a que la polarización de la señal radiada de la etiqueta RFID no sea conocida, por lo tanto, la polarización circular es ideal para lecturas eficientes de etiquetas.

El objetivo del presente capítulo es diseñar una antena de microcinta para la banda 900 MHz, la cual se pretende que tenga buenas características de radiación en esta banda de frecuencia, al igual que una buena pureza de polarización circular.

El documento se divide en una serie de secciones para darle al lector toda la información referente a cómo fue que se alcanzó el diseño final y cómo funciona este tipo de antenas. En la sección inicial se describen brevemente las características generales de las antenas de microcinta, sus peculiaridades físicas, del substrato y del alimentador de este tipo de antena. Luego se mencionan los distintos métodos de análisis que existen, sus ventajas y desventajas, se resalta el

modelo de línea de transmisión y se muestran una serie de pasos para hacer el diseño de una antena típica de microcinta. Posteriormente se proporciona información acerca de las geometrías fractales, haciendo énfasis en la forma fractal de Koch con el objetivo de que el lector posea los conocimientos necesarios para entender el motivo por el cual fue utilizada dicha geometría en el diseño de la antena. Finalmente se procede a diseñar paso a paso la antena, pasando por 5 etapas, hasta llegar a la geometría final, y se va analizando en cada paso los diferentes resultados que se van alcanzando, donde se hace una comparación de la antena fractal resultante con una antena convencional de microcinta.

## **2.2 Características generales de antenas de microcinta.**

La etapa inicial de desarrollo de este tipo de antenas es generalmente un diseño de una simple capa y consiste en un parche metálico o un arreglo de parches situado sobre un fino y no conductor substrato con un plano de tierra metálico situado en el otro lado del substrato, como se muestra en la figura 2.1. El parche metálico está normalmente hecho de una lámina delgada de cobre. Cada parche puede ser diseñado con variedad de formas, siendo las más populares la rectangular y la circular [20].

### **2.2.1 Formas sencillas de alimentación.**

Aunque una antena de microcinta puede ser excitada de varias formas, las maneras más simples de alimentarlas son mediante un cable coaxial o mediante una línea de transmisión de microcinta [21], tal y como se muestra en la figura 2.1, permitiendo este último alimentar arreglos y otros circuitos fabricados en el mismo substrato como elementos de la antena [22].

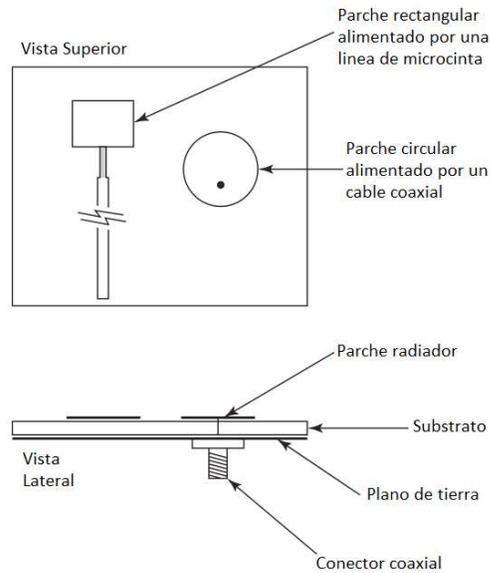


Figura 2.1. Elementos de una antena microcinta [20].

### 2.2.2 Substrato.

El sustrato generalmente tiene un grosor del rango de  $0.01-0.05\lambda$ , que es usado principalmente para proveer un espaciamiento y soporte mecánico apropiado entre el parche y el plano de tierra. La constante dieléctrica del sustrato toma valores normalmente entre 1 y 10; valores mayores a 10 deben ser utilizados con cuidado. Se utilizan sustratos con alta constante dieléctrica para disminuir el tamaño, pero esto normalmente conduce a una disminución del ancho de banda y de la eficiencia. Sin embargo, como fue mencionado anteriormente, un aumento del grosor del sustrato conduce a un incremento del ancho de banda, pero también disminuye la eficiencia; este comportamiento se puede observar de una mejor manera en la figura 2.2. Por esto es normal que se prefieran sustratos con baja constante dieléctrica [22]. El sustrato debe tener baja pérdida de inserción de tangente con una pérdida menor que 0.005 para aplicaciones de grandes arreglos. La selección del sustrato debe basarse en el tamaño deseado del parche, el ancho de banda, pérdidas de inserción, estabilidad térmica, costo, entre otros [20].

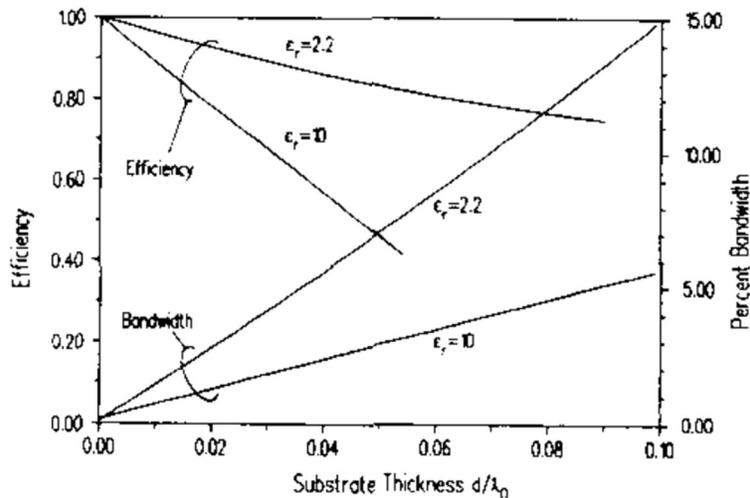


Figura 2.2. Comportamiento de parámetros con la variación del ancho del sustrato [22].

## 2.3 Análisis y diseño

Considere una antena básica de microcinta con una sonda de alimentación tal y como se muestra en la figura 2.3. Cuando la antena opera en modo de transmisión, a la antena se le ejerce un voltaje entre el puerto de alimentación y el plano de tierra. Esto excita la corriente en el parche y aparece un campo eléctrico vertical entre el parche y el plano de la tierra. El sustrato dieléctrico es usualmente fino ( $d < 0.05 \lambda$ ), por lo tanto, las componentes del campo eléctrico paralelo al plano de tierra deben ser muy pequeñas en todo el sustrato. El parche resuena cuando la longitud es aproximadamente  $\lambda/2$ , dando lugar a corrientes y campos eléctricos relativamente altos. Hay varias maneras de interpretar la radiación resultante, por ejemplo, la antena puede ser vista como una cavidad con radiadores tipo slots en  $x = 0$  y  $x = L$ , con equivalentes corrientes magnéticas  $\overline{M}$  radiando en la presencia de un sustrato dieléctrico aterrizado. Alternativamente, la radiación puede ser considerada como que está siendo generada por la densidad de corriente superficial inducida  $\overline{J}_s$  en el parche en presencia de un sustrato dieléctrico aterrizado [22]. En cualquier caso, la fuente equivalente produce un patrón de radiación como se muestra en la figura 2.4. Esto es debido a la existencia de un plano de tierra ideal que se considera infinito, el cual bloquea la radiación hacia la parte inferior de la

antena. En cuestiones prácticas sí existe una radiación hacia la parte inferior de la antena ya que el plano de tierra tiene dimensiones finitas, sin embargo, los lóbulos de radiación son de pequeñas dimensiones en comparación con el lóbulo principal, por lo que puede despreciarse.

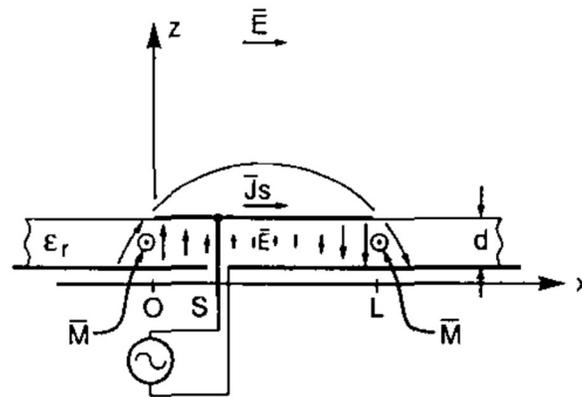


Figura 2.3. Vista lateral de una antena de microcinta [22].

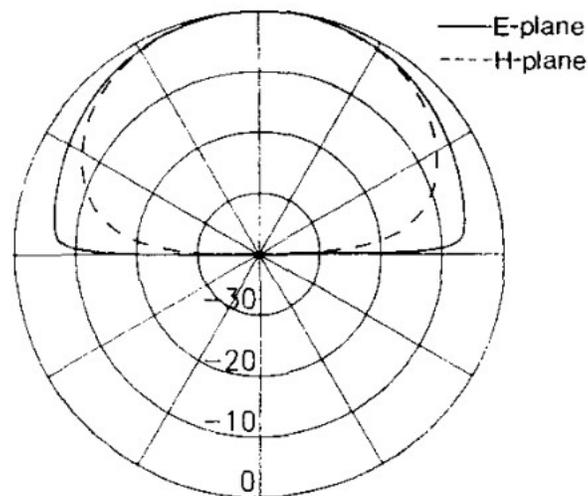


Figura 2.4. Patrón de radiación típico de antenas de microcinta [22].

## 2.4 Modelos de análisis.

Entre los diversos métodos existentes para llevar a cabo el análisis de antenas tipo parche se pueden encontrar 3 categorías principales: modelos empíricos, modelos semi-empíricos y modelos de onda completa.

Los modelos empíricos son los menos precisos a la hora de diseñar, sin embargo son los más sencillos de realizar. Se basan en la suposición de conceptos y estructuras de forma general sin llevar a cabo consideraciones de irregularidad de parámetros. Estos modelos son muy útiles para realizar diseños de los cuales partir en primera instancia. Los dos principales modelos empíricos son el modelo de línea de transmisión y el modelo de cavidad [23]. El modelo de línea de transmisión es el más fácil de todos, proporciona una buena visión física, pero es menos preciso y el acoplamiento es más difícil de modelar. Comparado con el modelo de línea de transmisión, el modelo de cavidad es más exacto, pero al mismo tiempo más complejo. No obstante, también da una buena visión física y el acople es bastante difícil de modelar, aunque ha sido satisfactoriamente utilizado [17].

Los modelos semi-empíricos ocupan un lugar intermedio entre los modelos empíricos y los de onda completa. Presentan una precisión mayor a la de los modelos empíricos pero inferior a la de los modelos de onda completa. A su vez, estos modelos poseen un nivel de dificultad superior a la de los modelos empíricos, pero inferior a la de los modelos de onda completa. Entre los principales se pueden nombrar el enfoque variacional, enfoque variacional generalizado, enfoque de ecuación integral dual, modelo de corriente superficial eléctrica, técnica de la transformada de Hankel, método de reciprocidad, técnica de condición de frontera de borde generalizada (GEBC), entre otros [23].

Los métodos de onda completa se presentan como los más precisos a la hora de diseñar, sin embargo, normalmente se requiere de herramientas computacionales avanzadas para llevarlos a cabo [23]. Por otra parte, cuando son aplicados apropiadamente, los modelos de onda completa son muy precisos, muy versátiles y pueden tratar elementos simples, arreglos finitos e infinitos, elementos en pila, elementos con formas arbitrarias y acople. No obstante, estos son los modelos más complejos y usualmente dan una menor visión física [17]. Entre los principales modelos de onda completa se pueden mencionar el método de momentos en el dominio del espacio, método de momentos en el dominio espectral, análisis en el dominio de transformada, método de estados infinitos (FEM), enfoque

de ecuación integral potencial mixto (MPIE), técnica de la transformada rápida de Fourier en conjugado-gradiente (CGFFT).

En este proyecto se utilizará el modelo de línea de transmisión siempre y cuando sea posible para tener resultados rápidos y aproximados, los cuales serán complementados con el programa de simulación COMSOL, el cual emplea el modelo de onda completa, específicamente el método de momentos (MoM) que será utilizado para optimizar el desempeño de la antena. A continuación se describe el modelo de línea de transmisión.

## **2.5 Modelo de circuito de línea de transmisión.**

Un parche de microcinta, operando a su modo fundamental, es esencialmente una línea de transmisión de  $\lambda/2$  de longitud que puede ser representada por una red de circuito equivalente. Para un parche cuadrado o rectangular la radiación es básicamente generada de sus dos bordes con dos ranuras equivalentes a lo largo de la dimensión resonante, como se muestra en la figura 2.5. Así el radiador de microcinta puede ser caracterizado por dos ranuras separadas por una línea de transmisión, donde cada ranura está representada por un circuito paralelo de conductancia (G) y susceptancia (B). La antena de parche completa puede ser representada por una red equivalente mostrada en la figura 2.6 [24]. Este modelo de línea de transmisión es simple, intuitivamente atractivo y computacionalmente rápido, pero tiene limitada exactitud. Por ejemplo, este modelo carece de radiación de los bordes no radiantes del parche, y no tiene acople mutuo entre las dos ranuras radiantes. Aunque este modelo ha pasado a ser una versión mucho mejor [25], carece de flexibilidad y generalización del análisis de otras formas de parche [20].

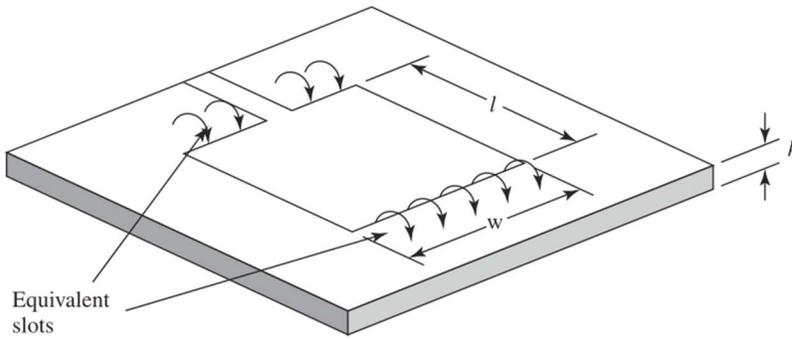


Figura 2.5. Fuente de radiación del parche de microcinta representado por dos ranuras equivalentes [20]

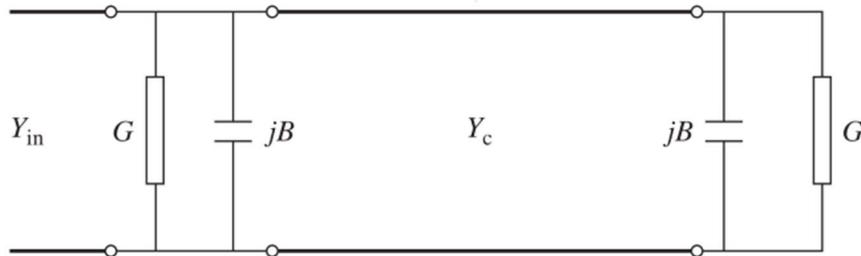


Figura 2.6. Circuito equivalente de un elemento de parche de microcinta [20]

Dependiendo de la frecuencia de operación, así como del sustrato utilizado, el efecto de borde se presenta de diferentes formas para cada diseño. Debido al efecto de borde, la longitud y ancho efectivos de la antena no es de igual valor que las dimensiones físicas, por lo tanto, debe considerarse este efecto cuando se haga un correcto diseño de la antena de microcinta. A su vez el efecto de borde se presenta en dos medios en una antena de microcinta: el aire y el sustrato, por lo que se tienen dos permitividades eléctricas distintas y la distribución de los campos será diferente de un medio al otro [17], [23].

El modelo de línea de transmisión entonces supone una permitividad eléctrica efectiva  $\epsilon_{\text{reff}}$ , que es definida como la constante dieléctrica del material dieléctrico uniforme tal que la figura 2.7(c) tiene características eléctricas idénticas, particularmente constante de propagación, que la figura 2.7(a) [17]. Por lo tanto, ésta sale de la combinación de las permitividades eléctrica del aire y del sustrato y se asume entonces que la antena se encuentra inmersa en un medio homogéneo

con dicha permitividad constante en toda su superficie, tal y como se muestra en la figura 7(c).

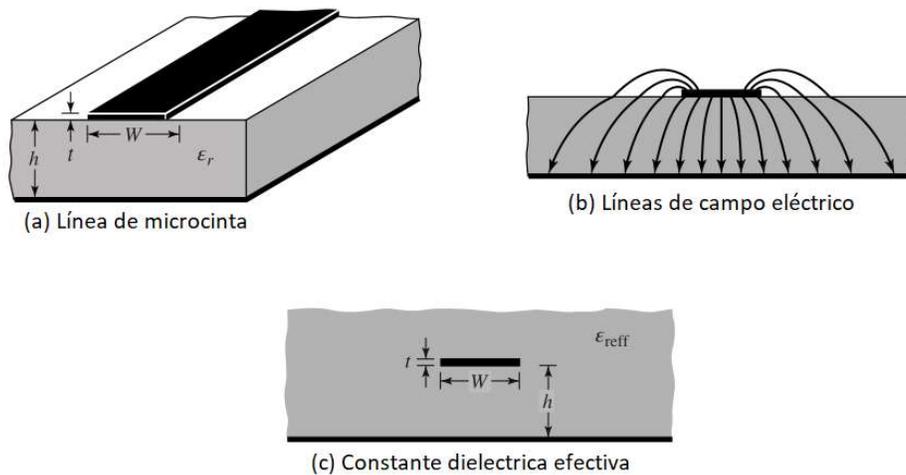


Figura 2.7. Línea de microcinta y sus líneas de campo eléctrico, y geometría con constante dieléctrica efectiva [17].

El cálculo de la constante dieléctrica efectiva se hace según la ecuación 2.1 [17].

Para  $W/h > 1$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.1)$$

Como fue mencionado con anterioridad, debido a los efectos de borde el tamaño eléctrico del parche es mayor que sus dimensiones físicas. Este es función de la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{reff}$  y de la relación  $W/h$ . Una relación muy popular y aproximada para la extensión de la longitud está dada por la ecuación 2.2 [17].

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.2)$$

Debido a que la longitud del parche ha sido extendida  $\Delta L$  en cada lado, la longitud efectiva del parche es ahora:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.3)$$

Donde:

$L = \lambda/2$  para el modo dominante  $TM_{010}$  sin efecto de borde

Para el modo dominante  $TM_{010}$ , la frecuencia de resonancia de una antena de microcinta está en función de su longitud, dada usualmente por:

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.4)$$

Donde  $v_0$  es la velocidad de la luz en el espacio libre. Debido a que (4) no considera el efecto de borde, debe ser modificado para incluir este efecto y debe ser calculado de la siguiente forma:

$$(f_{rc})_{010} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{1}{2(L+2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = q \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = q \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.5)$$

Donde:

$$q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}} \quad (2.5.1)$$

El factor  $q$  se conoce como *fringe factor* (factor de reducción de longitud).

## 2.6 Diseño.

Basado en la simplificada formulación que se ha descrito, a continuación se describe un procedimiento que resulta en un diseño práctico de antenas de microcinta. El procedimiento supone que se conoce información específica del diseño como: la constante dieléctrica del sustrato ( $\epsilon_r$ ), la frecuencia de resonancia ( $f_r$ ) y el grosor del sustrato  $h$ . El procedimiento es el siguiente:

Se especifica:  $\epsilon_r$ ,  $f_r$  (en Hz), y  $h$

A determinar:  $W$ ,  $L$

Procedimiento de diseño extraído de [17]:

1. Para un radiador eficiente, un ancho que conlleva a una buena eficiencia de radiación está dada por:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.6)$$

Donde:  $v_0$  es la velocidad de la luz en el espacio libre

2. Determinar la constante dieléctrica efectiva de la antena de microcinta utilizando la ecuación 1.
3. Una vez determinado  $W$  utilizando la ecuación 2.6, determinar la extensión de la longitud  $\Delta L$  utilizando la ecuación 2.2.
4. La longitud actual del parche ahora puede ser determinada resolviendo la ecuación 2.5 para  $L$ , quedando de la siguiente forma:

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (2.7)$$

Las longitudes de los parches de microcinta varían entre

$$L \approx (0.47 - 0.49) \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = (0.47 - 0.49) \lambda_d \quad (2.8)$$

Donde:  $\lambda_d$  es la longitud de onda en el dieléctrico. Mientras más pequeño sea la constante dieléctrica en el sustrato, mayor es el *fringing*; por lo tanto, la longitud del parche de microcinta es más pequeña. En contraste, si la constante dieléctrica es mayor, más apretadamente se mantienen los campos dentro del sustrato; por lo tanto, el *fringing* es más pequeño y la longitud es mayor y más cercana a la media longitud de onda en el dieléctrico.

## 2.7 Fractal

El término fractal fue acuñado por B.Mandelbrot para nombrar esos objetos extraños, que de hecho no son tan extraños, sino que se encuentran entre las formas más comunes en la naturaleza. Entre las asombrosas propiedades de los objetos fractales, se podría observar que la mayoría de ellos son auto-similares, que posteriormente se explicará en qué consiste. A grandes rasgos, los objetos fractales están compuestos por muchas copias de ellos mismos a diferentes escalas. La

forma global fractal es repetida a diferentes tamaños y tantas veces como se desee dentro de la estructura del objeto tal, que el objeto y sus partes se convierten en idénticas. Con frecuencia se dice que los objetos fractales no tienen tamaño característico, lo cual es precisamente debido a su particular propiedad de que aparentan ser especialmente atractivos para desafiar la restricción de desempeño clásica de las antenas en su relación tamaño-longitud de onda [26].

La auto-similitud es un concepto bastante intuitivo que puede ser fácilmente entendido dándole un vistazo a las características geométricas de las formas fractales más conocidas. Cuando un objeto está compuesto por pequeñas copias de él mismo reducido a una menor escala, se dice que es auto-similar. Un objeto auto-similar puede ser descompuesto en un conjunto de grupos que son idénticos a todo el objeto. Debido a que cada grupo es idéntico a todo el objeto, este tendrá que estar compuesto por grupos, los cuales estarán compuestos por grupos también, y así sucesivamente. Por lo tanto, se encontrará un número infinito de copias pequeñas de todo el objeto en alguna parte de toda la estructura [26].

Algunas veces la auto-similitud es un concepto demasiado estricto para describir las similitudes encontradas en varias partes de un objeto. Con frecuencia, las pequeñas copias de toda la estructura no son idénticas a todo el objeto, sino que están distorsionadas, es decir, estas pueden aparecer sesgadas o comprimidas por un factor de escala diferente con respecto a un eje diferente. En este caso se dice que el objeto está *self-affine* en vez de ser auto-similar [26].

## **2.8 Antena fractal Koch.**

¿Qué es una antena fractal? Una antena fractal es una antena donde la geometría es creada a través de sucesivas iteraciones de un generador de forma a otra forma. Para la antena monopolo fractal tipo Koch descrita en la figura 2.8 (a), la geometría base es un segmento de cable recto dentro de la geometría y la geometría del generador es creada dividiendo este segmento de cable recto en 3 y luego formando un triángulo en el centro que tiene una longitud de segmento igual a un tercio de la longitud del segmento original de alambre recto. Este proceso de

conversión geométrica se observa en la figura 2.8 (b), ilustrando la transición de un segmento de cable recto a la primera iteración del monopolo fractal de Koch [20]. La figura 2.8 (a) también denota un monopolo de fractal de 3er orden de Koch.

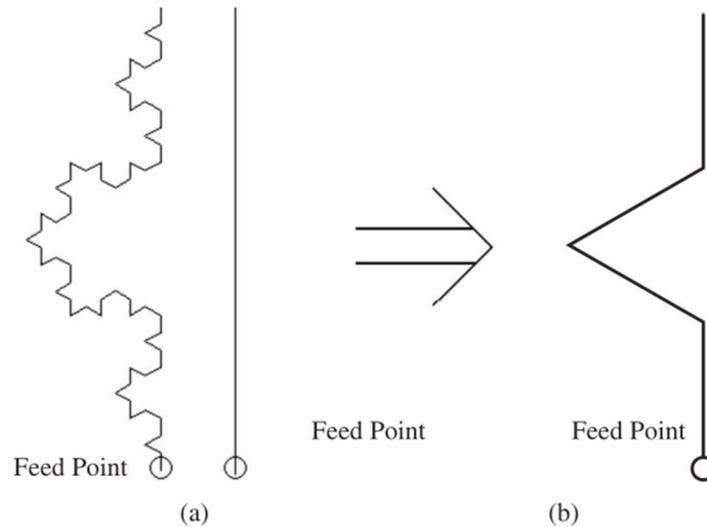


Figura 2.8. Monopolo fractal de Koch [20].

## 2.9 Desarrollo de la antena fractal propuesta

### 2.9.1 Antena 1.

Para hacer el diseño de la antena fractal se utilizaron las pautas propuestas en [27] para lograr los resultados esperados. Para esto, primero se procede a diseñar una antena de microcinta tipo parche cuadrado que se va a alimentar con un cable coaxial, tal y como se observa en la figura 2.9, donde (a) y (b) representan la vista superior y lateral respectivamente de la antena de microcinta, y el (c) representa la vista en perspectiva. En dicha figura las partes de color azul representan el metal, mientras que el color gris representa el sustrato.

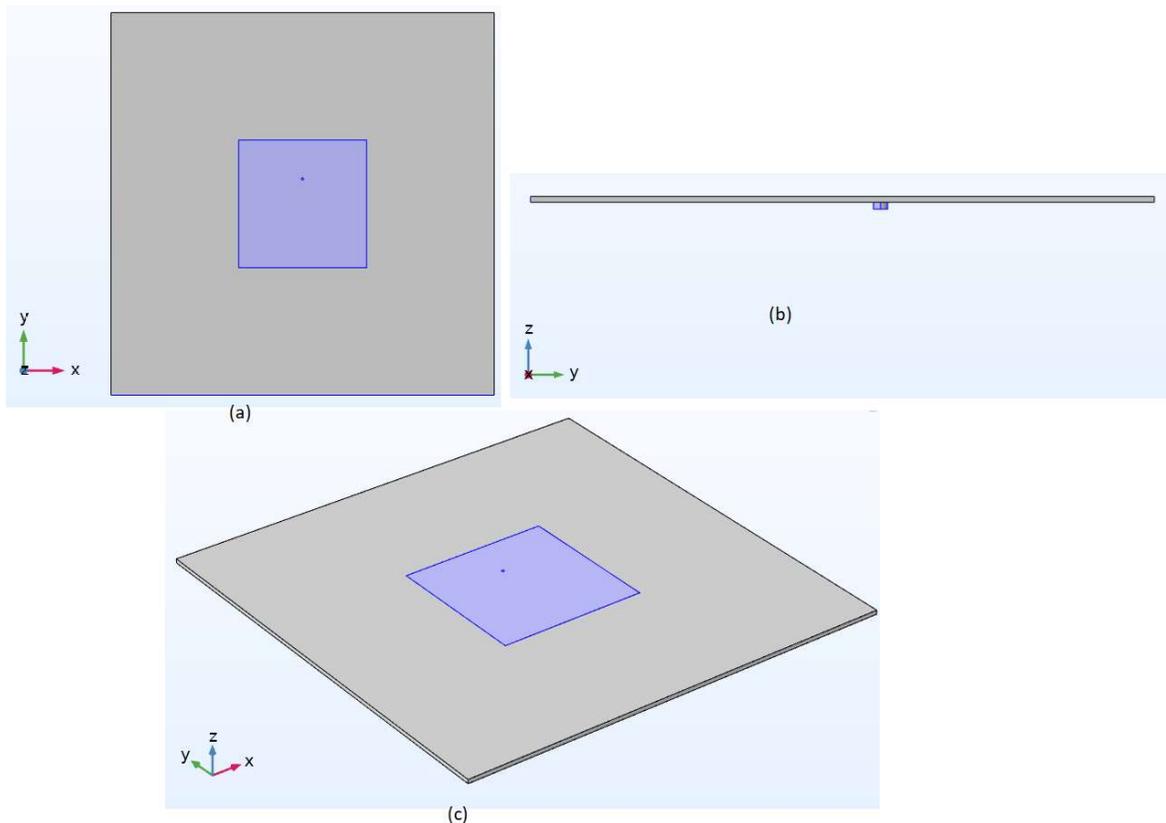


Figura 2.9. Diferentes vistas de la antena 1 tipo parche.

Se procedió a diseñar la antena de parche inicial, la cual se va a denotar como antena 1, como se explicó en el procedimiento de diseño de antena de microcinta. Para esto se seleccionó una frecuencia superior de radiación a la que se espera ya que posteriormente se le van a aplicar métodos de miniaturización, que asumiendo que se mantengan constantes las dimensiones del parche, reduciría el valor de la frecuencia de resonancia. La frecuencia seleccionada fue de 1270 MHz; utilizando el método de línea de transmisiones se determinó que la longitud  $L$  del parche, el cual se va a diseñar de forma cuadrada, sería de 5.6 cm y la longitud del plano reflector sería de 16.8 cm, siendo esto último una diferencia respecto al diseño presentado en [27], ya que el autor de dicho artículo considera un plano reflectante de las mismas dimensiones que el parche y según la bibliografía consultada [17], [20], [21], [28] no es posible obtener un patrón de radiación como el que se muestra en el artículo sin tener un plano reflectante de dimensiones mayores al parche. Se utilizó para alimentar la antena un cable tipo coaxial donde el núcleo

de dicho cable se soldará a +1.1 cm del centro del parche en dirección al eje y, con el objetivo de mejorar la resonancia. Tal y como se ve en la figura 2.10, simulada en COMSOL, la antena está resonando a 1232 MHz, la cual difiere en 38 MHz respecto al método de línea de transmisión, lo cual se debe a que se utilizó un parche cuadrado en vez de rectangular y a las diferencias entre los métodos empleados, siendo de mayor precisión y granularidad la simulada en COMSOL ya que, como se mencionó en secciones anteriores, COMSOL utiliza el método de momentos (MoM). En la figura 2.11 se muestra el patrón de radiación del campo eléctrico en la antena normalizado y calculado en dB, con una ganancia de 7.1408 dB, al igual que se puede ver en la figura 2.12 los niveles de intensidad de la norma del campo eléctrico en el parche. Tanto el patrón de radiación de la figura 2.11, como los niveles de campo eléctrico de la figura 2.12, corresponden a valores típicos de una antena tipo parche.

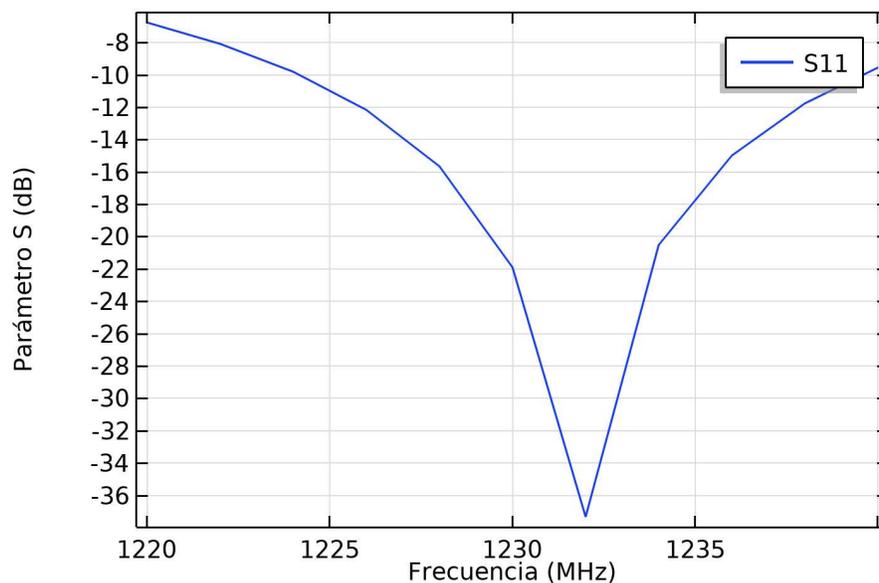


Figura 2.10. Coeficiente de reflexión (S11) vs frecuencia de la antena 1

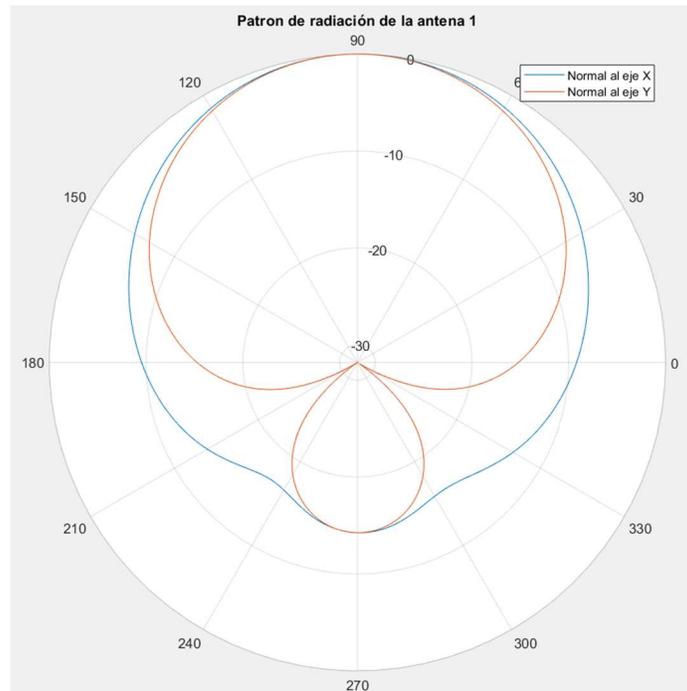


Figura 2.11. Patrón de radiación normalizado de la antena 1.

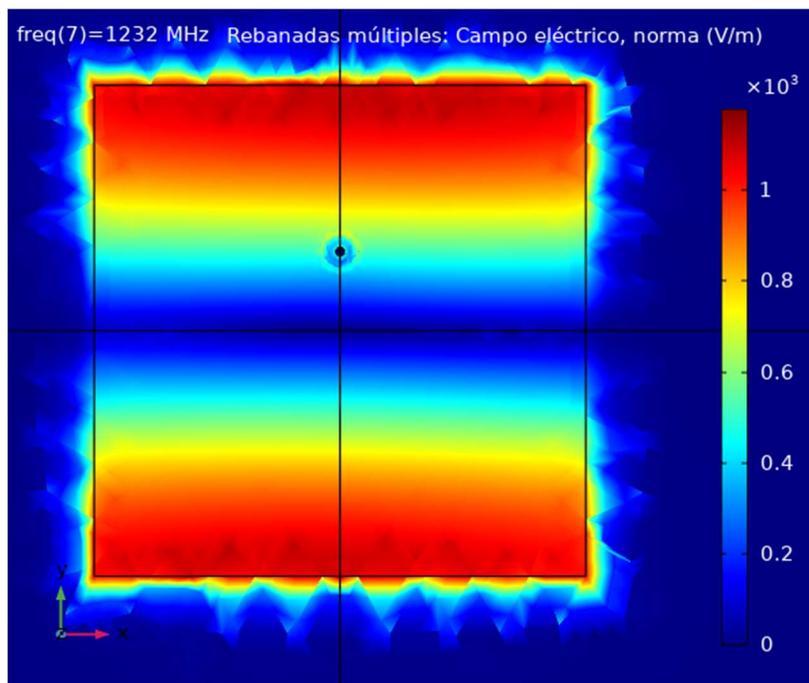


Figura 2.12. Distribución de la norma de la intensidad del campo eléctrico en la antena 1

### 2.9.2 Antena 2.

La figura 2.13 muestra la geometría de la antena 2, representando una forma fractal de Koch de primer orden en cada uno de los bordes de la antena. Se cambió de lugar el alimentador poniéndolo en la diagonal de la antena ya que esto puede excitar los modos ortogonales, uno a lo largo del borde vertical y otro a lo largo del borde horizontal. Se puede lograr una cuadratura de fase entre estos modos perturbando uno o varios lados del parche cuadrado para lograr polarización circular [17], [27], lo cual se demuestra en la figura 2.14, donde la combinación de la geometría fractal y la posición del alimentador hacen que existan otros modos de transmisión; con esto la antena resuena a dos frecuencias diferentes, la frecuencia de resonancia de 982 MHz con polarización vertical y la frecuencia de resonancia de 1078 MHz con polarización horizontal, tal y como se muestra en la figura 2.15. La antena de la figura 2.13 mantiene las mismas dimensiones que la antena 1, pero presenta ángulos y segmentos correspondientes a una geometría fractal de Koch, siendo los ángulos:  $\theta_{x1}$ ,  $\theta_{x2}$ ,  $\theta_{y1}$ ,  $\theta_{y2}$ , y los lados:  $\text{iteration1\_x}$  e  $\text{iteration1\_y}$ . Estas variables están representadas en la figura 2.13 y toman los siguientes valores:

$$\theta_{x1} = \theta_{x2} = 63^\circ \quad \theta_{y1} = \theta_{y2} = 73.6^\circ$$

$$\text{iteration1\_x} = 22.43 \text{ mm} \quad \text{iteration1\_y} = 20.69 \text{ mm}.$$

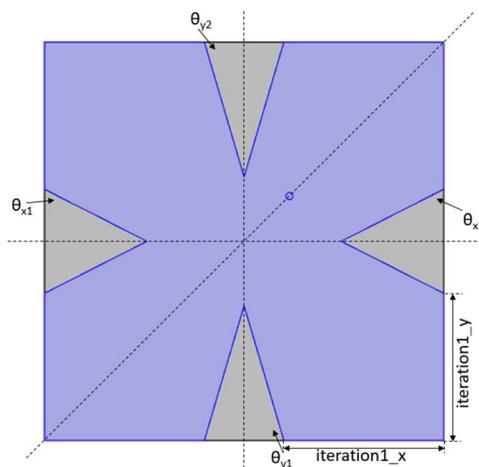


Figura 2.13. Geometría de la antena 2.

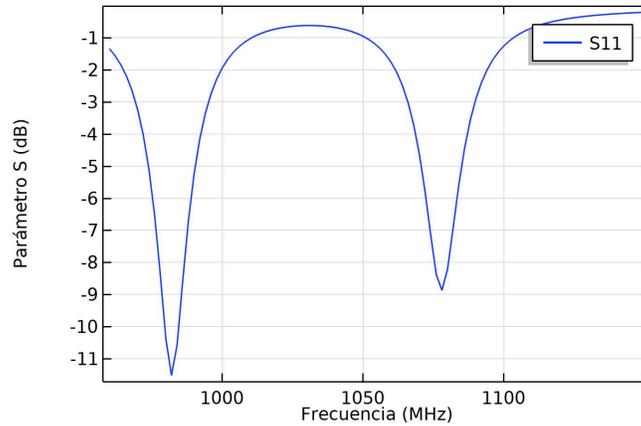


Figura 2.14. Coeficiente de reflexión (S11) vs frecuencia de la antena 2.

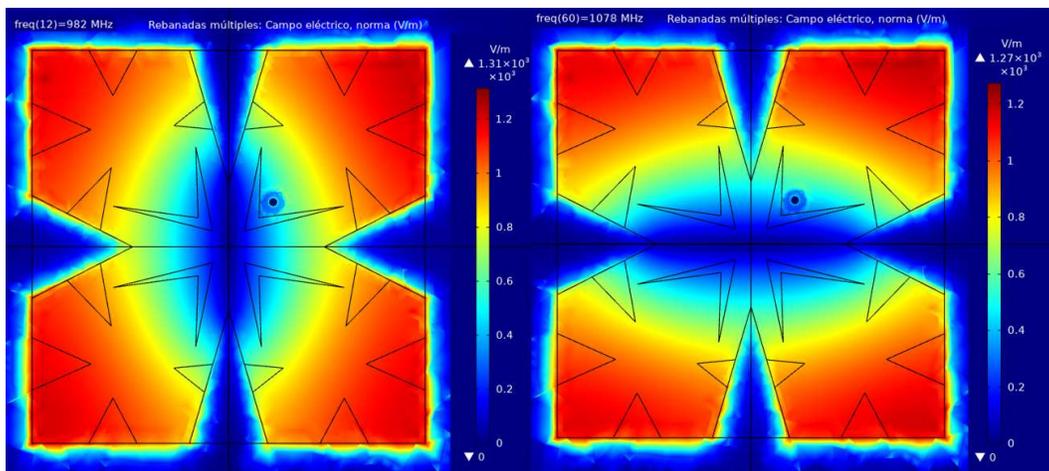


Figura 2.15. Distribución de la norma de la intensidad del campo eléctrico en la antena 2.

### 2.9.3 Antena 3.

La figura 2.16 muestra la geometría de la antena 3, la cual representa la forma fractal de Koch de 2do orden en cada uno de los bordes de la antena, al igual que se representa cada una de las variables que definen la geometría de la antena. La antena tiene la misma geometría que la antena 3, solo se le agregan las variables que corresponden al 2do orden de la forma geométrica de Koch; estas variables tienen los siguientes valores:

$$\theta_{x3} = 66^\circ \quad \theta_{x4} = 73^\circ \quad \theta_{y3} = 62^\circ \quad \theta_{y4} = 68^\circ$$

$$\text{iteration2\_x1} = 8.1 \text{ mm} \quad \text{iteration2\_x2} = 6.86 \text{ mm.}$$

iteration2\_y1 = 7.57 mm   iteration2\_y2 = 7.48 mm.

iteration2\_x31 = 7.58 mm   iteration2\_x32 = 4.16 mm.

iteration2\_y31 = 5.61 mm   iteration2\_y32 = 5.30 mm.

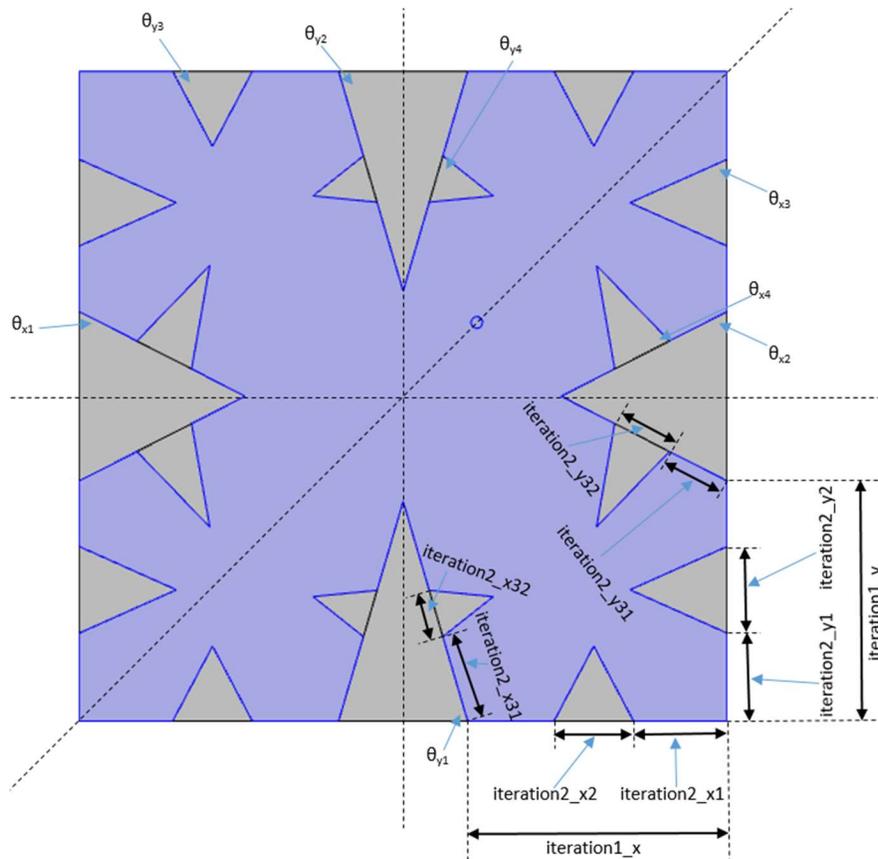


Figura 2.16. Geometría de la antena 3.

Debido a que se le aplicó un orden superior de la geometría de Koch, la antena, manteniendo las dimensiones base de la antena 2, resuena a una frecuencia inferior; esto se demuestra en la figura 2.17. Sin embargo, aunque un mayor orden fractal de Koch provee curvas de mayor longitud en los bordes, las dimensiones generales de la antena, como su largo y su ancho, no se reducirían, tenderían a aumentar y por lo tanto no decrece más la frecuencia de resonancia, sino que aumenta [27].

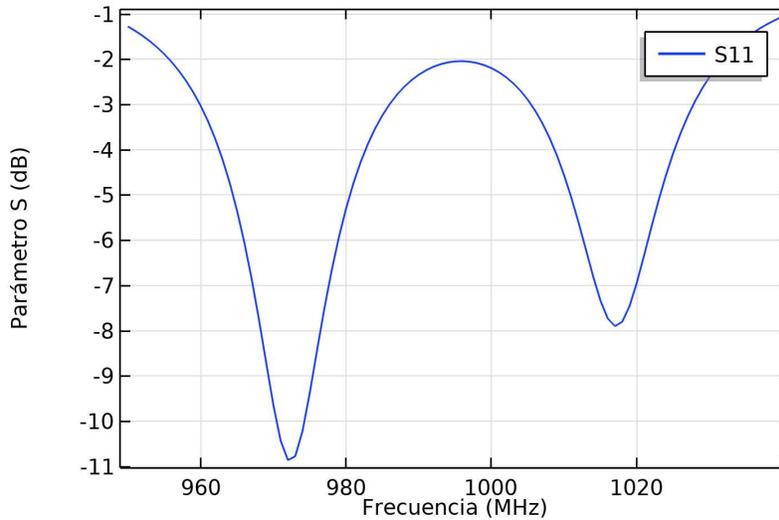


Figura 2.17. Coeficiente de reflexión (S11) vs frecuencia de la antena 3.

La figura 2.18 muestra la distribución de la norma de la intensidad del campo eléctrico en la antena 3 para las dos frecuencias de resonancia que se ven en la figura 2.17: 972 MHz y 1017 MHz. Esta antena tiene un comportamiento similar a la antena 2; para 972 MHz tiene polarización vertical, y para 1017 MHz tiene polarización horizontal.

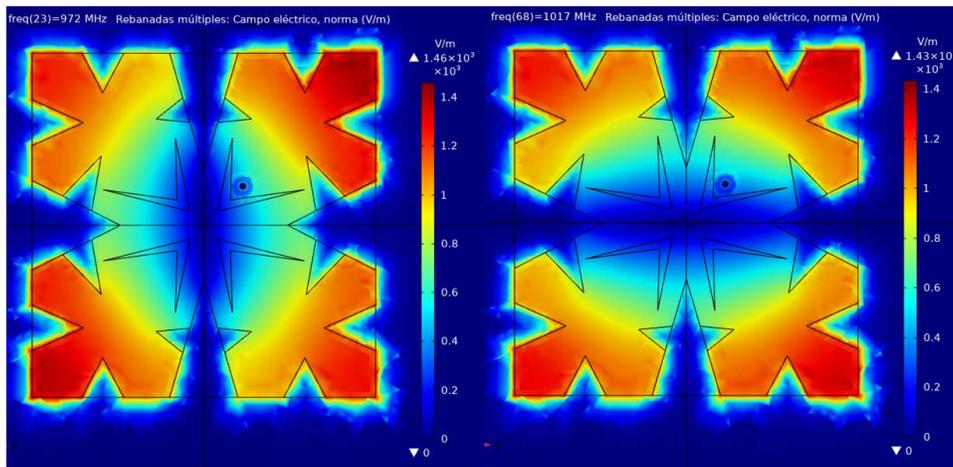


Figura 2.18. Distribución de la norma de la intensidad del campo eléctrico en la antena 3.

### 2.9.4 Antena 4.

La figura 2.19 muestra la geometría de la antena 4, al igual que se representa cada una de las variables que define la geometría de la antena, diferenciándose de la geometría de la antena 3 en que esta tiene 4 agujeros abiertos cercanos al centro de la antena, los cuales se le abrieron para poder disminuir más la frecuencia de resonancia; además, se ajustó el valor de la distancia del alimentador al centro para mejorar la coincidencia de impedancia entre la fuente de alimentación y la antena, cambiándole el valor a 9 mm del centro. Como ya se mencionó, en la geometría de la antena aparecen otras variables, las cuales tienen los valores que se muestran a continuación:

$\text{ang\_apertura} = 14^\circ$        $d\_apertura = 3.19 \text{ mm}$

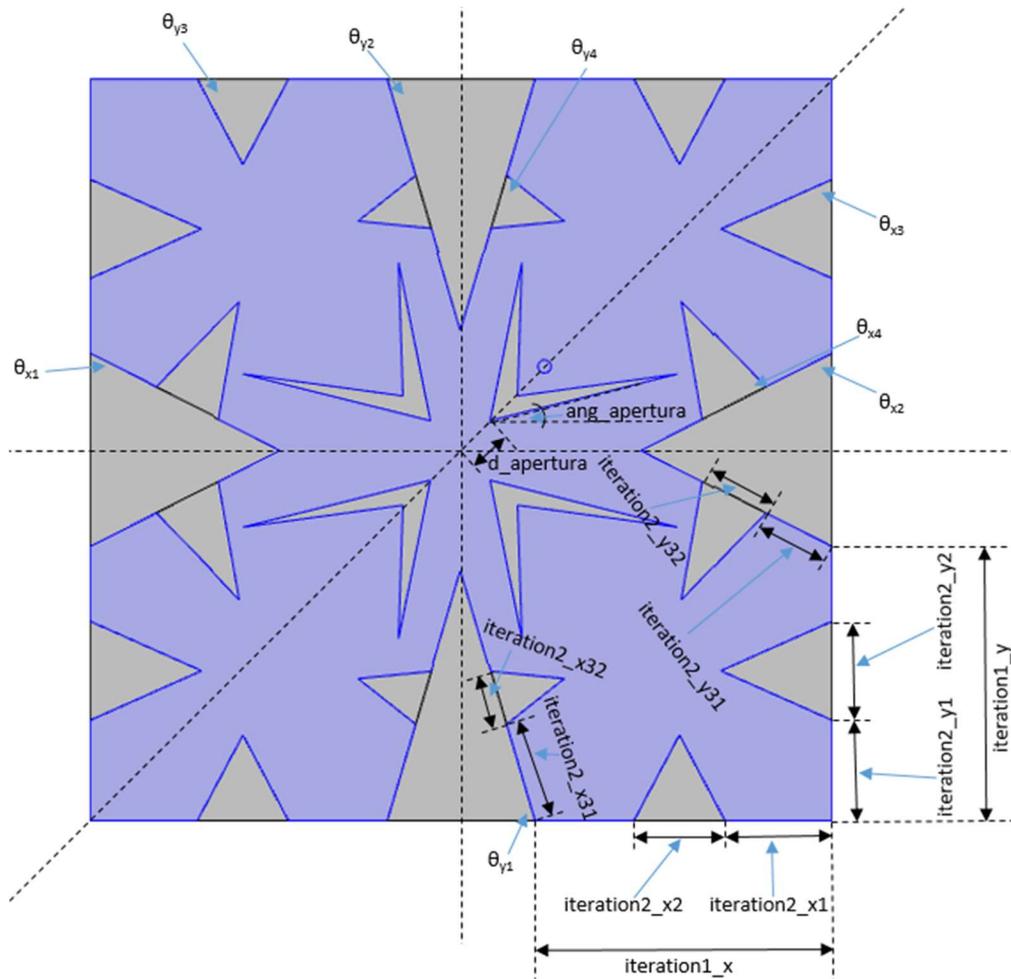


Figura 2.19. Geometría de la antena 4.

La figura 2.20 representa la geometría del slot, donde no fue necesario definir todos los ángulos y los lados ya que con estos datos es suficiente para construir completamente dicha geometría. A continuación se muestran los valores de las diferentes variables que componen a la geometría:

$$A1 = 14.6 \text{ mm}$$

$$A2 = 12.2 \text{ mm}$$

$$A3 = 12.2 \text{ mm}$$

$$\text{alfa}_1 = 64.6^\circ$$

$$\text{alfa}_2 = 6.17^\circ$$

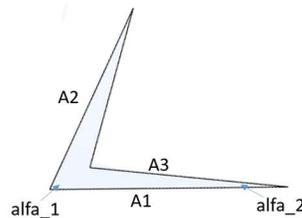


Figura 2.20. Geometría de los agujeros de la antena 4.

La figura 2.21 muestra que no existen dos frecuencias de resonancia, lo cual se debe a que las aperturas de los agujeros dieron lugar a que se solaparan las frecuencias de resonancia; esto debe dar lugar a que surja una polarización circular, ya que la frecuencia de resonancia de la polarización vertical como la frecuencia de resonancia de la polarización horizontal coinciden en los 883 MHz, lo cual se refleja en la distribución de la norma del campo eléctrico de la antena 4 (ver figura 2.22), donde se observa que no existe una polarización dominante en el parche. La figura 2.23 ratifica la afirmación anterior; en esta se puede ver como buena parte del lóbulo principal del patrón de radiación tanto para el plano normal al eje 'x', como al eje 'y', cae dentro de los 3dB de relación axial, pudiéndose afirmar que esta antena tiene buena pureza de polarización circular.

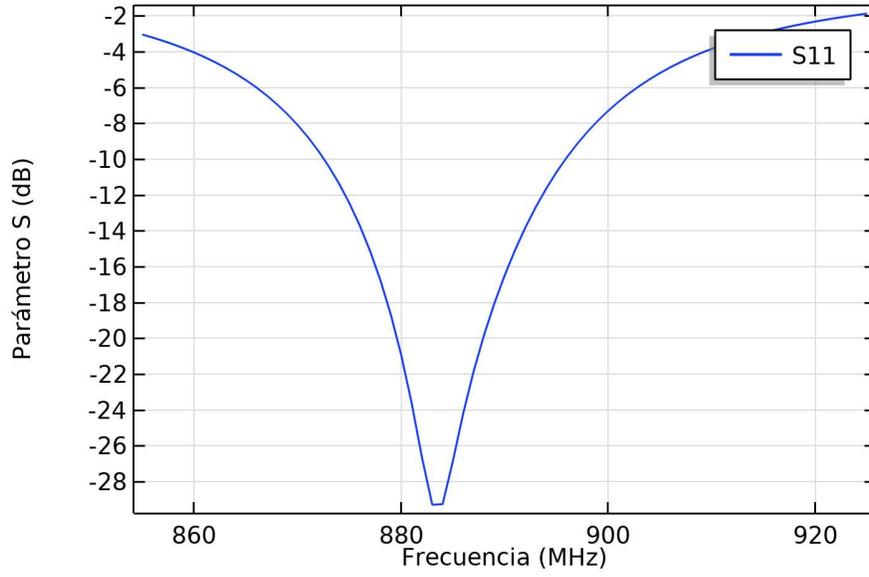


Figura 2.21. Coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ) vs frecuencia de la antena 4.

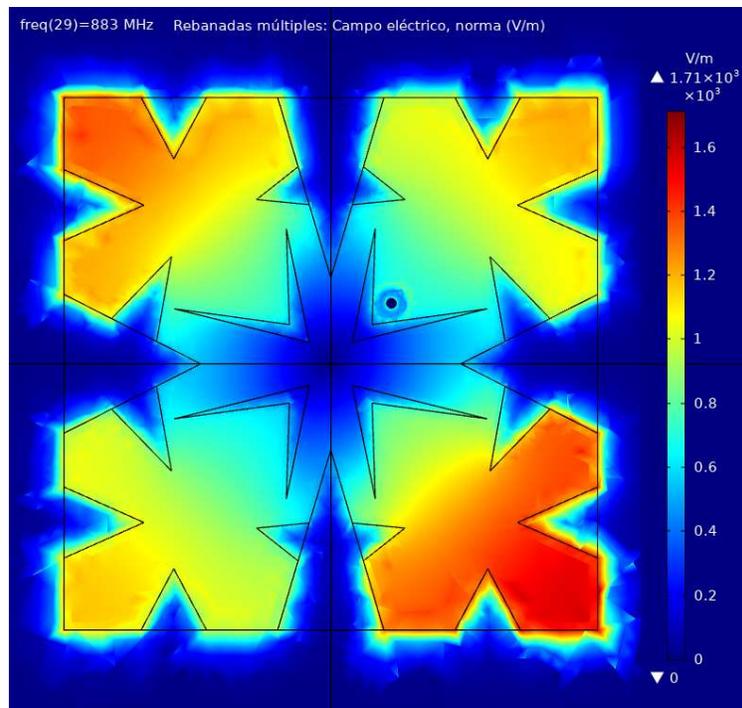


Figura 2.22. Distribución de la norma de la intensidad del campo eléctrico en la antena 4.

emw.axialRatiodB Patrón de radiación: (1)

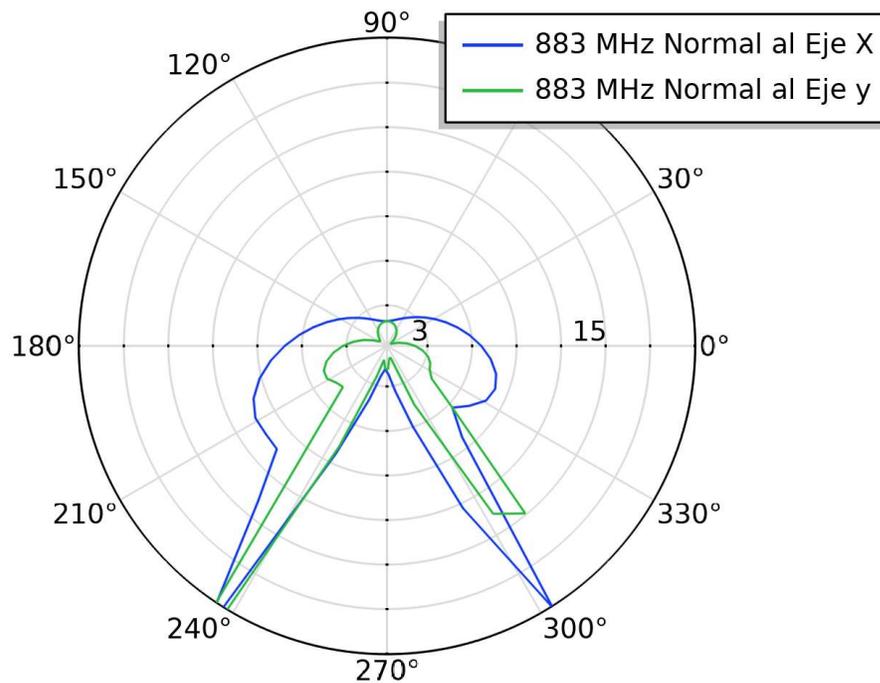


Figura 2.23. Relación Axial de la antena 4.

### 2.9.5 Antena 5.

La antena 4 tiene buenas características de radiación, sin embargo no está sintonizada en la frecuencia deseada. Se desea que la antena resuene en la banda de 900 MHz, ya que esta es una banda libre utilizada para leer etiquetas RFID. Para lograr dicha resonancia se va a proceder a escalar la antena reduciéndole el tamaño, lo que incrementará la frecuencia de radiación, lográndola ubicar en algún punto medio entre 902 MHz y 928 MHz; con este procedimiento se pretende lograr los resultados esperados.

Debido a que una disminución de la geometría general de una antena conduce a un incremento en frecuencia de radiación, se procede a escalar la antena 4 en 0.965 debido a que esta antena irradia a una frecuencia inferior a la esperada, con esta modificación se disminuye el tamaño de la geometría en general, con lo cual se logra que la antena resuene a 915 MHz como se muestra en la figura 2.24; sin embargo, se puede hacer que esta resuene con más intensidad mejorando así su coeficiente de reflexión, lo cual se puede lograr mejorando la impedancia de

entrada de la antena y acercándola lo más posible a los 50 ohm ya que con la geometría actual tiene una impedancia de entrada cercana a los 57.41 ohm, como se observa en la figura 2.25. Para lograr esto se puede acercar más el alimentador al centro de la antena, disminuyendo así la impedancia de entrada, acercándola a los 50 ohm; para esto se establece la distancia del alimentador del centro a 7.72 mm, con lo cual se logra que la antena siga resonando a 915 MHz, pero disminuye la impedancia de la antena a prácticamente 50 ohm (como se observa en la figura 2.26) y mejora el coeficiente de reflexión, lo que se puede observar en la figura 2.27 correspondiente a la antena 5, siendo este el diseño final.

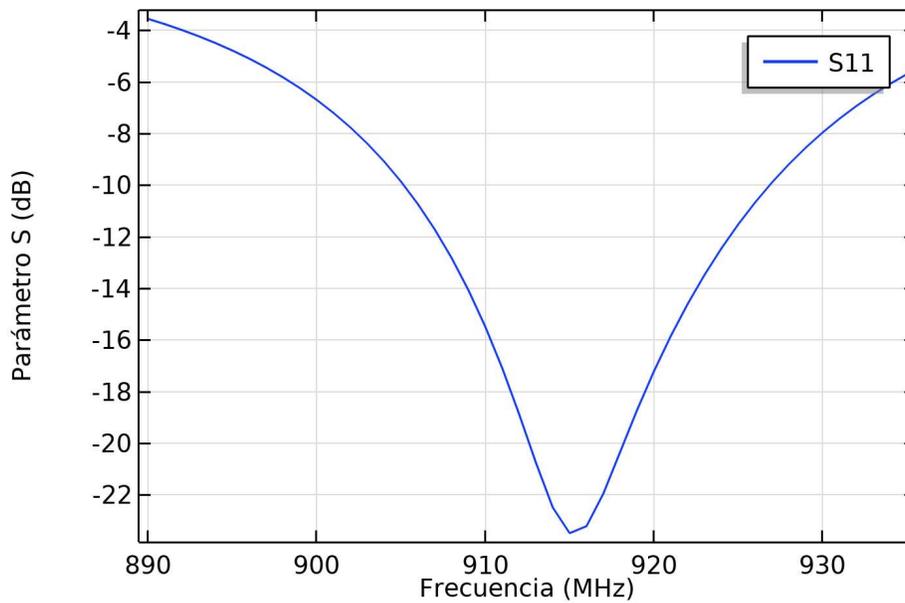


Figura 2.24. Coeficiente de reflexión (S11) vs frecuencia de la antena 4 después de escalarse.

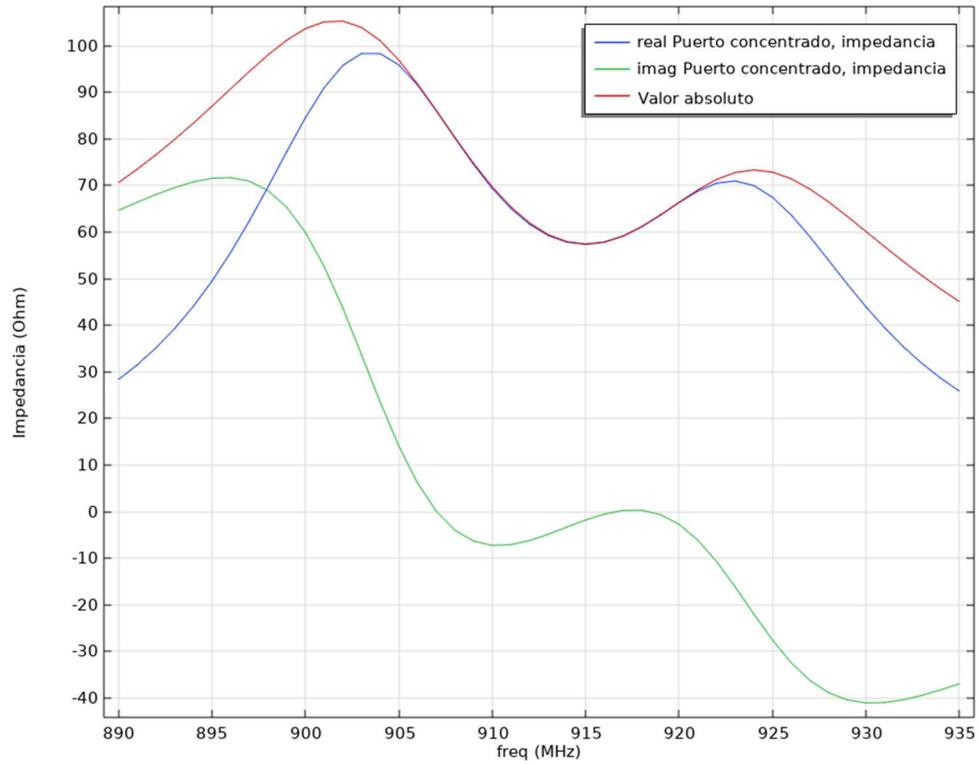


Figura 2.25. Impedancia de la antena 4 después de hacerse la escala.

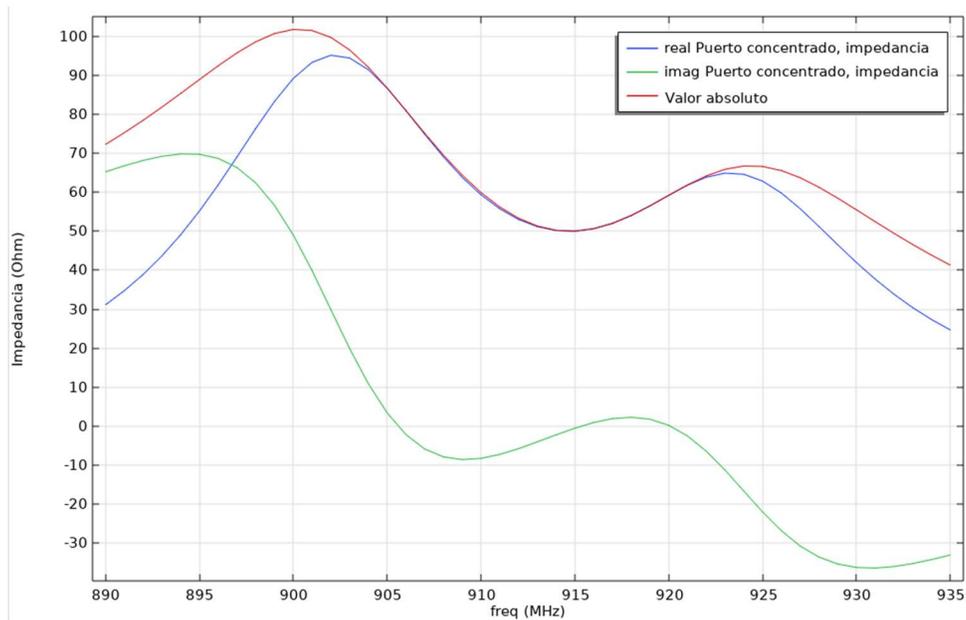


Figura 2.26. Impedancia de la antena 5.

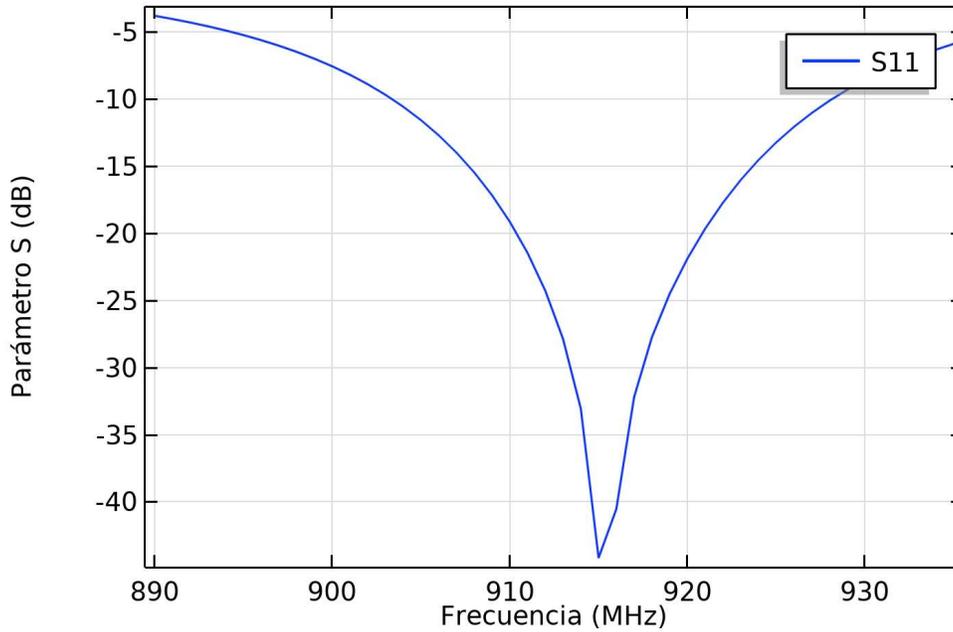


Figura 2.27. Coeficiente de reflexión (S11) vs frecuencia de la antenna 5.

Como se puede ver en la figura 2.28 la antenna 5 mantiene buena polarización circular, apreciándose que buena parte del patrón de radiación de relación axial de 3 dB, tanto para el plano normal al eje 'x' como el eje 'y', cae dentro de los 3dB de relación axial. La polarización circular también se puede observar en la figura 2.29 referida a la distribución de la norma del campo eléctrico, donde se ve el campo eléctrico con una distribución tal que no exista una polarización dominante.

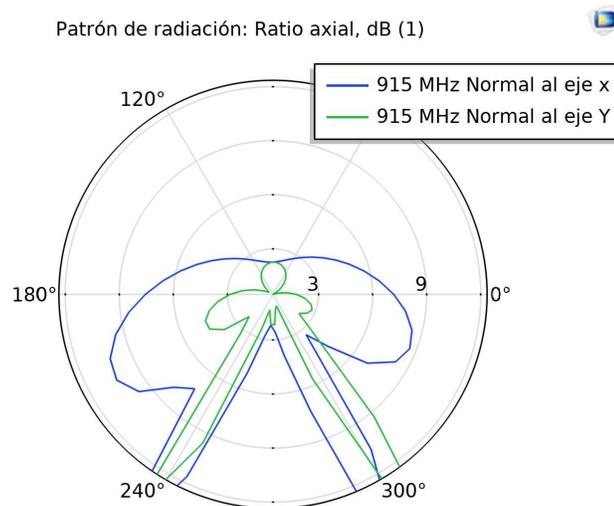


Figura 2.28. Relación axial de la antenna 5.

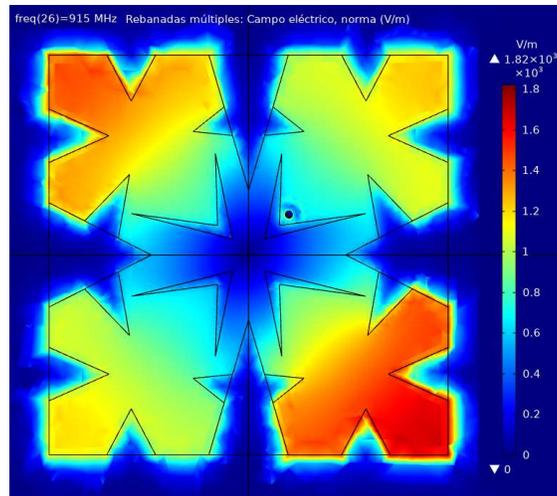


Figura 2.29. Distribución de la norma de la intensidad del campo eléctrico en la antena 5.

El patrón de radiación de la antena 5 quedaría como se ve en la figura 2.30, siendo un patrón de radiación típico de una antena de parche de microcinta, con ligeras diferencias respecto a la antena de microcinta original. Respecto a la antena 1, la antena de la cual partió el diseño, la antena 5 tiene una ganancia de 6.388 dB, la cual es menor en 0.7528 dB, no estando muy acentuada la diferencia en ganancia. La antena tiene un ancho de banda de -10 dB de 24.82 MHz cubriendo casi la totalidad de la banda de 902MHz a 928 MHz con centro en 915 Mhz.

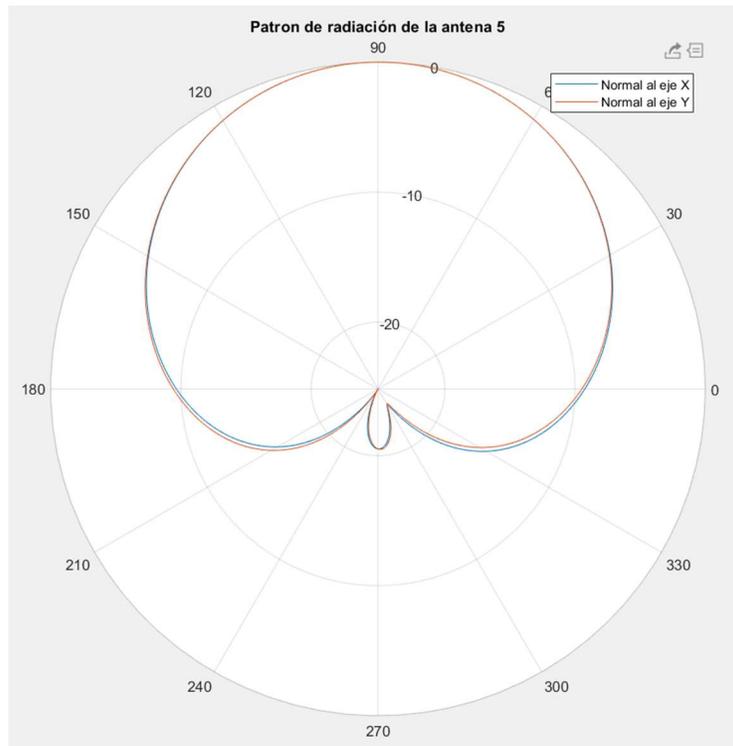


Figura 2.30. Patrón de radiación normalizado de la antena 5.

Las variables que conforman la geometría de la antena 5, partiendo de la figura 2.19 y la figura 2.20 (entre ambas indican todas las dimensiones y ángulos que conforman la antena), quedaría como se refleja en las tablas 2.1 y 2.2, después de hacer la escala:

Dimensiones	
Variable	Longitud [mm]
L_parche	54.04
iteration1_x	21.64
iteration1_y	19.96
d_feed	7.72
grosor	1.6
iteration2_x1	7.82
iteration2_x2	6.62
iteration2_y1	7.31
iteration2_y2	7.22
iteration2_x31	7.31
iteration2_x32	4.01
iteration2_y31	5.41
iteration2_y32	5.11
A1	14.09
A2	11.77
A3	11.77
d_apertura	3.08
L_reflector	162.12

Tabla 2.1. Dimensiones de la geometría de la antena 5.

Ángulos	
Variable	Ángulo (grados)
ang_apertura	14
cita_x1	63
cita_x2 = cita_x1	63
cita_x3	66
cita_x4	73
cita_y1	73.6
cita_y2 = cita_y1	73.6
cita_y3	62
cita_y4	68
alfa_1	64.6
alfa_2	6.17

Tabla 2.2. Amplitud de ángulos de la geometría de la antena 5.

### 2.9.6 Antena 6.

La presente antena no es más que un diseño común de antena de microcinta muy similar al de la antena 1 pero con otras dimensiones y por lo tanto otra frecuencia de resonancia. El objetivo es que esta antena tenga una frecuencia de

resonancia cercana a los 915 MHz para, de esta manera, comparar sus características con la antena fractal 5.

Siguiendo los pasos de diseño de una típica antena de microcinta, para una frecuencia de diseño de 915 MHz y tomando la antena como cuadrada, se determinó que la longitud del lado del parche es de 7.79 cm, y la longitud del plano reflector es de 23.37 cm. En el software COMSOL para estas dimensiones se obtuvo que la frecuencia de resonancia es de 886 MHz, como fue mencionado COMSOL utiliza MoM para obtener sus resultados, este método ofrece más fidelidad que el método de líneas de transmisión descrito en secciones anteriores. Debido a que el MoM ofrece más fidelidad, se procede a ajustar las medidas de la antena haciéndola más pequeña para lograr una frecuencia de resonancia superior. Para el diseño final de este tipo de antena se propone un parche con unas dimensiones de 7.75 cm de lado y un plano reflector de 23.25 cm de lado. Con las dimensiones mencionadas se observa que en la figura 2.31 la antena 6 resuena a una frecuencia de 917 MHz. La presente antena tiene un ancho de banda de -10 dB de 13.46 MHz, siendo insuficiente este ancho de banda para cubrir la banda de los 900 MHz que posee un ancho de banda de 26 MHz.

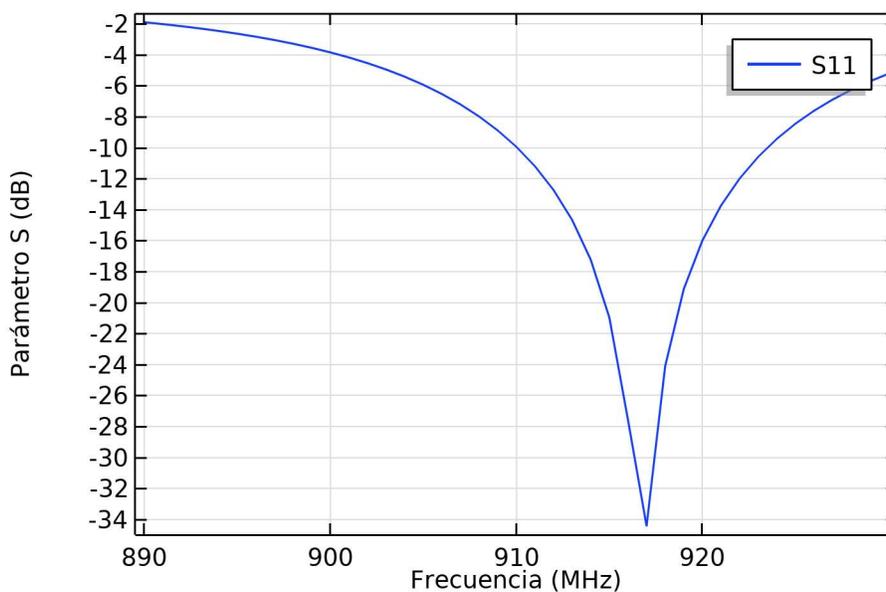


Figura 2.31. Coeficiente de reflexión (S11) vs frecuencia de la antena 6.

Como fue mencionado, esta antena tiene características físicas y eléctricas similares a la antena 1, solo que está resonando a una frecuencia inferior, por lo tanto su polarización es en gran medida lineal, teniendo una muy pobre relación axial como se muestra en la figura 2.32

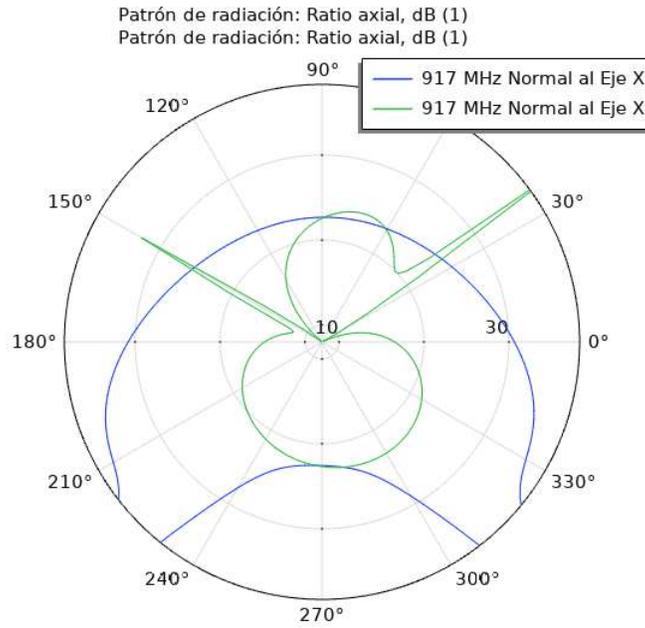


Figura 2.32. Relación axial de la antena 6.

Al ser una antena de microcinta muestra un patrón de radiación típico de este tipo de antena, tal y como se observa en la figura 2.33 donde el lóbulo principal tiene una ganancia de 7.1796 dB.

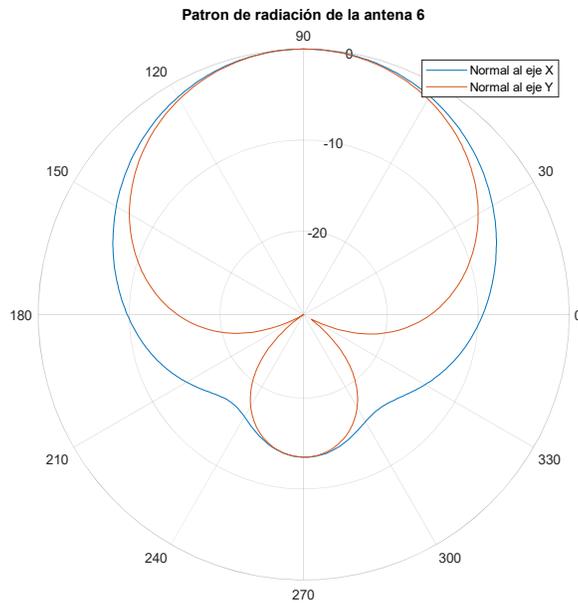


Figura 2.33. Patrón de radiación normalizado de la antena 6.

## 2.10 Metodología de diseño de antena lectora RFID para la banda de 900 MHz.

A continuación, mediante un conjunto de pasos a seguir se hace un resumen del diseño de la antena lectora RFID fractal la cual va a poseer con buenas características de radiación en la banda de 900 MHz.

- 1- Como en los pasos posteriores se emplearán técnicas de miniaturización que darán lugar a que disminuya la frecuencia de radiación de la antena se selecciona una frecuencia de radiación superior a la esperada de la banda de 900 MHz, se recomienda que esta frecuencia sea superior a 300 MHz sin superar los 400 MHz.
- 2- Con la frecuencia seleccionada en el paso anterior y como la forma de la antena de microcinta va a ser cuadrada se procede a hacer el cálculo de la longitud del lado del parche mediante el procedimiento de diseño descrito en la sección 2.3.3. Para que posea un patrón de radiación conveniente para la aplicación deseada se requiere que el parche tenga un plano reflector que tenga como longitud de lado el triple que la del parche.

El punto de alimentación será con un cable coaxial y se colocará sobre una línea imaginaria que divida el parche en dos partes iguales a una distancia aproximada de 1.1 cm del centro. Con este paso se obtiene una antena de microcinta convencional con muy pobre relación axial y con una frecuencia de radiación que ronda los 1200-1350 MHz

- 3- Para lograr la antena esperada se le hacen varias modificaciones a la antena obtenida en el paso 2. Primero se le cambia la posición del alimentador ubicándose sobre una de las diagonales del parche a la misma distancia establecida en el paso 1, y se procede a hacer la primera iteración de la geometría fractal de Koch a los lados de la antena, dicha geometría en su forma ideal requiere que los lados en los que se segmenta un segmento y los ángulos que la conforman sean de la misma longitud y amplitud respectivamente, sin embargo autores [27], [29] han demostrado que haciendo asimétricas las iteraciones de Koch se obtienen mejores resultados. Las modificaciones geométricas hechas hacen que la antena quede como la figura 2.16. El cambio de posición del alimentador y la geometría de Koch aplicada a los lados del parche dan lugar a que la antena irradie en 2 frecuencias diferentes con relativa cercanía, una frecuencia con polarización horizontal y otra con polarización vertical, otro cambio que provoca es que disminuya el valor de las frecuencias de radiación.
- 4- Al igual que el paso 3 se le vuelve a aplicar otra iteración de la forma fractal de Koch a todos los lados del parche volviendo a disminuir las frecuencias de radiación y logrando que estas frecuencias se aproximen entre sí. Considerando los criterios de [27], la amplitud de los lados de las iteraciones de Koch de los pasos 3 y 4 al igual que las dimensiones de los agujeros del paso 5 fueron hallados a través de un proceso de optimización exhaustiva dando lugar a los valores que se muestran en la tabla 1.

- 5- Una apertura de agujeros con las dimensiones y características de la figura 2.20 a lo largo de la diagonal de la antena hacen que las dos frecuencias disminuyan más todavía y hace que estas se junten lo suficiente como para que la frecuencia que se encuentre en el punto medio entre estas tenga una relativamente buena relación axial. Se recomienda que se mantengan los ángulos obtenidos en Tabla 2, dándole especial importancia a los ángulos  $\theta_{x2}$ ,  $\theta_{y2}$ , según [27] y un conjunto de optimizaciones hechas a la antena la modificación de dichas variables tiene fuerte influencia en la relación axial debido a que mueve las frecuencias de resonancia acercándolas o alejándolas entre sí, por lo tanto, si no se tienen los resultados esperados se pueden modificar dichos valores para obtenerlos.
- 6- Con el paso 5 se obtiene una antena que irradia de forma circular, pero puede que no tenga una sintonización deseada, haciéndole una ligera escala a la geometría general que no se debe salir del rango de 0.95 a 1.05 se puede hacer que irradie a la frecuencia deseada, con un incremento de la escala disminuye la frecuencia de radiación y con un decremento aumenta.
- 7- Una vez que se tenga sintonizada a la frecuencia deseada es posible que la impedancia de entrada de la antena no coincida totalmente con los 50 ohms, para esto se puede modificar la distancia a la que el alimentador está del centro de la antena manteniéndose sobre la diagonal. Acercando el alimentador al centro de la antena se logra un incremento de la impedancia de entrada de la antena y alejándolo se obtiene lo contrario.

## 2.11 Costos asociados a la Antena

El modelo final de la antena fractal se puede fabricar mediante técnicas diversas. Sin un plano reflector apropiado no se pueden lograr los resultados de [27]. Por lo tanto, para lograr obtener el patrón de radiación deseado fue necesario incrementar la dimensión total de la antena, incrementando el área total de la antena

a  $262.82 \text{ cm}^2$ , a la fecha de escritura de este documento en el mercado nacional una placa de PCB tiene costo aproximado  $0.15 \text{ pesos/cm}^2$ , por lo tanto el costo de fabricación asociado al gasto en materiales de una antena de este tipo ascendería a 39.42 pesos aproximadamente.

## **2.12 Conclusiones del capítulo.**

El trabajo presentó un nuevo tipo de diseño de antena de microcinta con polarización circular mediante el uso de la geometría fractal de Koch y agujeros en el parche para un sistema UHF RFID. Para esto se ejecutaron una serie de pasos existentes en la literatura, pasando por diferentes geometrías de la antena hasta alcanzar el diseño presentado por la antena 5. La antena 5 propuesta mostró buena relación axial en la frecuencia de resonancia, buen patrón de radiación y buen ancho de banda, que cubre la banda mexicana RFID de 902-928 MHz. Por otro lado, la antena 6, teniendo unas dimensiones típicas de una antena convencional de microcinta, presenta características más pobres respecto a la antena 5 como: un menor ancho de banda, pobre relación axial y por lo tanto insuficiente polarización circular, y aunque tiene mayor ganancia la antena 6 respecto a la 5 la diferencia no es altamente notable. El patrón de radiación de las antenas 5 y 6 resultó ser muy similar solo por ligeras diferencias en los lóbulos de radiación secundarios de las antenas. En los diferentes pasos de diseños de la antena a diferencia de los pasos propuestos en la literatura fue necesario extender la dimensión del plano de metal reflector a unas dimensiones superiores a la del parche, para poder lograr el patrón de radiación esperado.

# Capítulo 3

## 3 Modelo Matemático

### 3.1 Introducción

Los canales de radio inalámbrico plantean un desafío severo como un medio confiable para la comunicación a alta velocidad. No son solo susceptible al ruido, interferencia, y otros impedimentos típicos del canal, sino que estos impedimentos cambian en el tiempo de una manera impredecible.

La comunicación entre un transmisor y un receptor puede variar de una simple línea de vista a una que está severamente obstruida por edificios, montañas, follajes, muebles, entre otros. A diferencia de los canales no inalámbricos, que son estacionarios y previsibles, los canales de radio son extremadamente aleatorios y no ofrecen un análisis fácil. Incluso la velocidad de movimiento impacta en cuán rápido el nivel de señal se desvanece con el objeto móvil moviéndose en el espacio. Modelar un canal de radio ha sido históricamente una de las partes más difíciles del diseño de sistemas de radios. Y es típicamente hecho de una forma estadística,

basado en mediciones hechas específicamente para un sistema de comunicaciones previsto o una asignación de espectro.

Los mecanismos detrás de la propagación de ondas electromagnéticas son diversos, pero pueden ser generalmente atribuidos a la reflexión, difracción y a la dispersión. Muchos sistemas operan en áreas donde puede existir o no línea de vista directa entre el transmisor y el receptor, donde existen edificios u objetos que causan severas pérdidas por difracción. Debido a las múltiples reflexiones de varios objetos, las ondas electromagnéticas viajan por diferentes trayectorias. La interacción entre estas ondas causa desvanecimiento multitrayecto en lugares específicos, y la fuerza de las ondas decrece a medida que la distancia entre el transmisor y el reflector se incrementa.

Los modelos de propagación se han enfocado tradicionalmente en predecir la intensidad de la señal recibida promedio a una distancia dada desde el transmisor, así como la variabilidad de la intensidad de la señal en proximidad espacial cercana a una ubicación particular. Los modelos de propagación que predicen la intensidad media de una señal para una separación arbitraria entre transmisor y el receptor son útiles en la estimación del radio del área de cobertura del transmisor, y son llamados modelos de propagación de gran escala, debido a que estos caracterizan la señal sobre grandes distancias entre el transmisor y el receptor. Por otra parte, los modelos de propagación que caracterizan las rápidas fluctuaciones en la intensidad de la señal recibida sobre muy cortas distancias, o corta duración de tiempo, son llamados modelos de propagación de pequeña escala o modelos de desvanecimiento [9].

Cuando un objeto se mueve distancias muy pequeñas, la señal recibida instantánea puede fluctuar rápidamente dando lugar a un desvanecimiento de pequeña escala. La razón de esto es que la señal recibida es la suma de muchas contribuciones viniendo de diferentes direcciones. Debido a que las fases son aleatorias, la suma de las contribuciones varía ampliamente, por ejemplo, puede obedecer a una distribución de desvanecimiento tipo Rayleigh. En el desvanecimiento de pequeña escala, la potencia de la señal recibida puede variar

tanto como tres o cuatro órdenes de magnitud (30 o 40 dB) cuando el receptor se mueve solo una fracción de longitud de onda. Cuando el objeto se mueve lejos del transmisor sobre largas distancias, la señal promedio recibida disminuye gradualmente, y este nivel promedio de señal es el predicho por los modelos de propagación de gran escala. Típicamente, la potencia local promedio recibida es calculada promediando las mediciones de la señal en una pista de medición de  $5\lambda$  a  $40\lambda$  [9].

La figura 3.1 muestra el desvanecimiento a gran escala y las variaciones más graduales a pequeña escala para un sistema de comunicación por radio en interiores. Observe que la señal se desvanece rápidamente (desvanecimiento a pequeña escala) con el movimiento del receptor, pero la señal promedio cambia más gradualmente con la distancia.

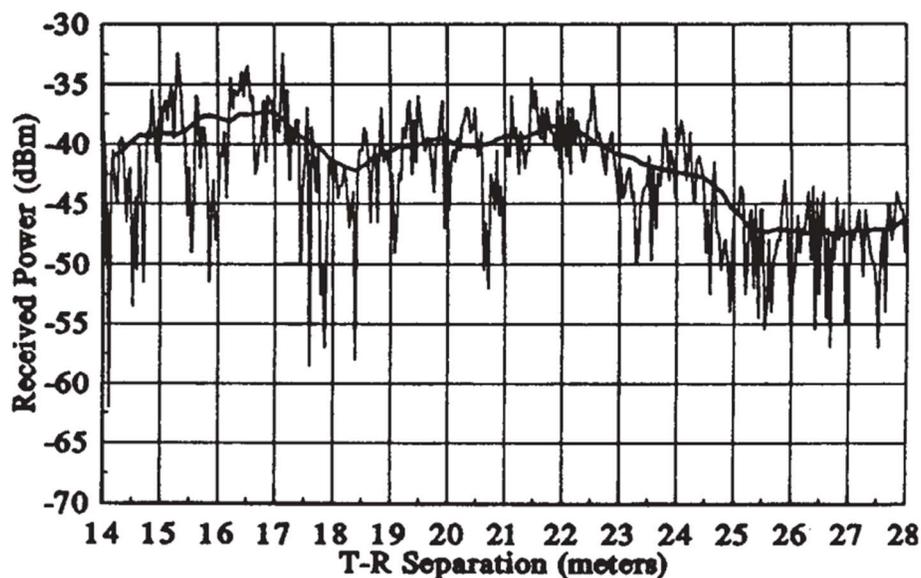


Figura 3.1. Desvanecimiento a gran escala y a pequeña escala [9].

El presente capítulo tiene como objetivo desarrollar un modelo matemático de canal asociado a un área de estudio en la banda de los 900 MHz utilizando la antena fractal propuesta en capítulos anteriores, se proponen los parámetros de dicho modelo y se compara con un modelo asociado a la misma área de estudio pero con una antena convencional de microcinta no fractal.

Para lograr lo anterior el capítulo se divide en diferentes secciones. Primero se hizo una breve introducción con el propósito de que el lector tenga una idea de los temas generales que se van a abarcar en dicho capítulo como los modelos de propagación a gran y pequeña escala. A continuación se plantea el modelo de señal transmitida y recibida para darle paso al modelo de propagación en espacio libre que da lugar al modelo general de ray tracing, siendo este último el modelo utilizado para hacer la simulación. Posteriormente, se da una explicación más detallada de los modelos de desvanecimiento de pequeña escala haciendo énfasis en los modelos de canales de dispersión plana debido a que éstos son los modelos que van a predominar en el escenario de estudio. Después de un marco teórico se da paso a la simulación del escenario donde se utilizará una antena fractal con una serie de parámetros establecidos, obteniendo un modelo matemático del canal donde los resultados se comparan con la simulación de otro escenario donde se utilizó una antena de microcinta no fractal.

## **3.2 Modelo de señal transmitida y recibida.**

Los modelos de señal descritos a continuación están desarrollados principalmente para señales en la banda de UHF y SHF, de 0.3-3 GHz y 3-30 GHz, respectivamente. Este rango de frecuencias es bastante favorable para la operación de sistemas inalámbricos debido a sus características de propagación y las relativamente pequeñas antenas.

Todas las señales transmitidas y recibidas son consideradas reales, esto es porque los moduladores son construidos usando osciladores que generan sinusoides reales. Con frecuencia las señales moduladas y demoduladas son representadas como la parte real de una señal compleja para facilitar el análisis. Este modelo da lugar a una representación compleja de la señal en banda base, la cual se usará para las señales transmitidas y recibidas [8].

La señal transmitida se modela de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} s(t) &= \mathcal{R}\{u(t)e^{j2\pi f_c t}\} \\ &= \mathcal{R}\{u(t)\} \cos(2\pi f_c t) - \mathcal{I}\{u(t)\} \sin(2\pi f_c t) \end{aligned}$$

$$= x(t)\cos(2\pi f_c t) - y(t)\sin(2\pi f_c t) \quad (3.1)$$

Donde  $u(t) = x(t) + jy(t)$  es una señal compleja en bandabase con una componente en fase  $x(t) = \mathcal{R}\{u(t)\}$ , componente en cuadratura  $y(t) = \mathcal{I}\{u(t)\}$ , ancho de banda  $B_u$  y potencia  $P_u$ . La señal  $u(t)$  es llamada la compleja envolvente o señal equivalente bandabase compleja de  $s(t)$ . Se llama  $u(t)$  a la compleja envolvente de  $s(t)$  debido a que la magnitud de  $u(t)$  es la magnitud de  $s(t)$  y la fase de  $u(t)$  es la fase de  $s(t)$ . Esta fase incluye cualquier desplazamiento de la fase de la portadora. Esta es una representación estándar para señales pasabanda con ancho de banda  $B \ll f_c$ , ya que permite la manipulación de señales a través de  $u(t)$  independientemente de la frecuencia de la portadora. La potencia en la señal transmitida  $s(t)$  es  $P_t = P_u/2$ .

La señal recibida tendrá forma similar:

$$s(t) = \mathcal{R}\{v(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (3.2)$$

Donde la señal compleja en bandabase  $v(t)$  dependerá del canal a través del cual  $s(t)$  se propaga.

### 3.3 Modelo de propagación en espacio libre.

El modelo de propagación en espacio libre es usado para predecir la fuerza de la señal cuando el transmisor y el receptor tienen una línea de vista libre y sin obstrucciones entre ellos. Las comunicaciones satelitales y los enlaces de microondas de línea de vista típicamente siguen el modelo de propagación de espacio libre [9]. Entonces, considere una señal transmitida a través del espacio libre, a un receptor localizado a una distancia  $d$  del transmisor, se supone que no hay obstrucciones entre el transmisor y el receptor, y la señal se propaga en una línea recta entre los dos. El modelo de canal asociado con esta transmisión es llamado un canal de línea de vista (LOS), y la señal correspondiente recibida es llamada señal LOS o rayo. El espacio libre introduce un factor de escala complejo, resultando en la señal recibida siguiente [8]:

$$r(t) = \mathcal{R} \left\{ \frac{\lambda \sqrt{G_t} e^{-\frac{j2\pi d}{\lambda}}}{4\pi d} u(t) e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (3.3)$$

Donde  $G_t$  es el producto del patrón de radiación de campo de la antena de transmisión y de recepción en la dirección LOS. El cambio de fase es debido a la distancia  $d$  que la onda viaja.

La potencia de la señal transmitida  $s(t)$  es  $P_t$ , entonces la relación de la señal recibida y la señal transmitida, partiendo de (3.3) es:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left[ \frac{\sqrt{G_t} \lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (3.4)$$

Así, la señal recibida cae inversamente proporcional al cuadrado de la distancia  $d$  entre la antena transmisora y receptora. La señal recibida es también proporcional al cuadrado de la longitud de onda de la señal, entonces, con el incremento de la frecuencia de la portadora, la potencia de la señal recibida disminuye.

El modelo de espacio libre de Friss es solo válido para valores de  $d$  que estén en el campo lejano de la antena transmisora. El campo lejano, o región de Fraunhofer, de una antena transmisora está definida como la región que está después de la distancia lejana  $d_f$ , que está relacionada con la dimensión lineal más larga de la antena transmisora y la longitud de onda. La distancia de Fraunhofer está dada por [30]:

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (3.5)$$

Donde  $D$  es la dimensión lineal más larga de la antena. Adicionalmente, para estar en la región lejana se debe satisfacer que  $d_f \gg D$  y  $d_f \gg \lambda$ [9].

### 3.4 Ray Tracing.

En un ambiente típico de interiores o de exteriores, una señal de radio transmitida de una fuente fija encontrará múltiples objetos en el ambiente que producen reflexiones, difracciones o dispersiones de la señal transmitida, como se

ve en la figura 3.2. Estas copias adicionales de la señal transmitida, llamadas componentes multitrayecto, pueden ser atenuadas en potencia, retrasadas en tiempo, y cambiar en fase o frecuencia respecto a la señal de LOS en el receptor. Todas las señales, tanto la LOS (si es que existe), como las multitrayecto, son sumadas en el receptor, que con frecuencia produce distorsión en la señal recibida en relación a la señal transmitida. Este modelo supone que existe un número finito de reflectores y que se conoce el lugar donde están ubicados dichos reflectores y las propiedades dieléctricas de sus materiales [8].

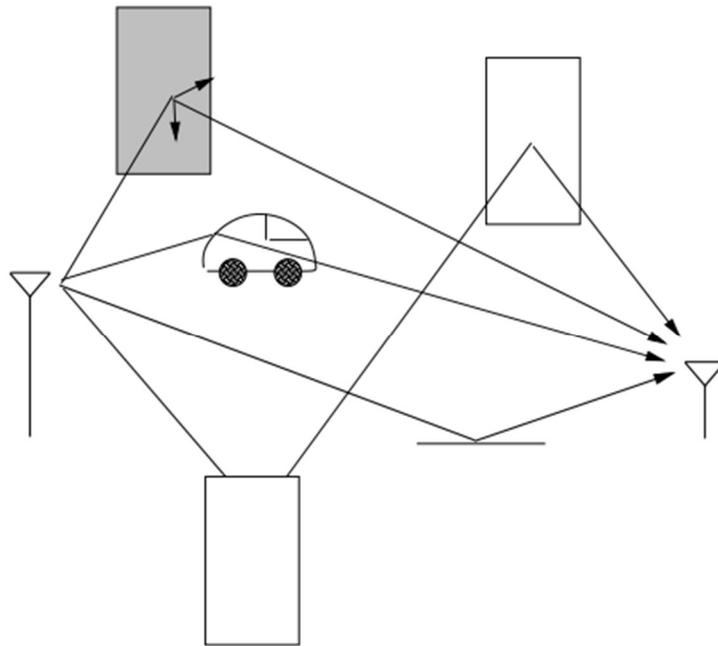


Figura 3.2. Componentes de ondas reflejadas, difractadas y dispersadas [8].

La señal recibida está determinada por la superposición de todas las componentes debido a múltiples rayos. Así que, si tenemos un rayo LOS,  $N_r$  rayos reflejados,  $N_d$  rayos difractados, y  $N_s$  rayos difusos, la señal recibida total es:

$$r_{total}(t) = \mathcal{R} \left\{ \left[ \frac{\lambda}{4\pi d} \right] \left[ \frac{\sqrt{G_l} u(t) e^{j2\pi l/\lambda}}{l} + \sum_{i=1}^{N_r} \frac{R_{x_i} \sqrt{G_{x_i}} u(t - \tau_i) e^{-j2\pi x_i/\lambda}}{x_i} \right] \right\}$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{j=1}^{N_d} L_j(v) \sqrt{G_{d_j}} u(t - \tau_j) e^{-j2\pi(d_j+d'_j)/\lambda} \\
& + \sum_{k=1}^{N_s} \left. \frac{\sqrt{G_{s_k} \sigma_k} u(t - \tau_k) e^{j2\pi(s_k+s'_k)/\lambda}}{s_k s'_k} \right] e^{j2\pi f_c t} \} \quad (3.6)
\end{aligned}$$

Donde  $\tau_i$ ,  $\tau_j$ ,  $\tau_k$  son respectivamente los tiempos de demora de los rayos reflejados, difractados o dispersados, normalizados a la demora del rayo de LOS. Los parámetros  $l$ ,  $x$ ,  $d$ , y  $s$  son las distancias recorridas por el rayo de línea de vista, los rayos reflejados, difractados y dispersados respectivamente. La potencia total recibida  $P_r$  es obtenida a partir de (6); este modelo se le conoce como modelo general de Ray Tracing o GRT, el cual será utilizado para hacer la simulación del escenario de estudio.

Cualquiera de esas componentes multitrayecto pueden tener atenuación adicional si su camino de propagación está bloqueado por algún objeto, en este caso se agregaría a la ecuación un factor de atenuación multiplicando a cada término de la ecuación que presente estas características.

Respecto a la reflexión,  $R$  es el coeficiente de reflexión del objeto y es igual

a:

$$R = \frac{\sin \theta - Z}{\sin \theta + Z} \quad (3.7)$$

donde:

$$Z = \begin{cases} \frac{\sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta}}{\epsilon_r} & \text{Para polarización vertical} \\ \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta} & \text{Para polarización horizontal} \end{cases} \quad (3.8)$$

Respecto a la difracción,  $L$  es la pérdida por difracción y está dado por:

$$L(v) \text{ dB} = \begin{cases} 20 \log_{10} [0.5 - 0.62v] & -0.8 \leq v < 0 \\ 20 \log_{10} [0.5 e^{-0.95v}] & 0 \leq v < 1 \\ 20 \log_{10} [0.4 - \sqrt{0.1184 - (0.3800 - 0.1v)^2}] & 1 \leq v < 2.4 \\ 20 \log_{10} [0.225/v] & v > 2.4 \end{cases} \quad (3.9)$$

Donde  $\nu$  es el parámetro de difracción Fresnel-Kirchoff que es igual a:

$$\nu = h \sqrt{\frac{2(d+d')}{\lambda dd'}} \quad (3.10)$$

Y la figura 3.3 muestra cómo se representan las variables que fueron utilizadas en las ecuaciones de difracción.

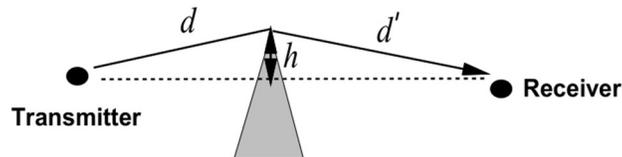


Figura 3.3. Difracción de borde de cuchillo.

Respecto a la dispersión,  $\sigma$  es la pérdida por dispersión y se da en  $m^2$ ; depende de la rugosidad, tamaño y forma del objeto dispersivo. Algunos valores empíricos de este parámetro fueron hallados en [31].

## 3.5 Desvanecimiento a pequeña escala.

El desvanecimiento a pequeña escala, o simplemente desvanecimiento, es usado para describir rápidas fluctuaciones en la amplitud, fase, o demoras multitrayecto sobre un corto período de tiempo o distancia viajada, tal que los efectos de pérdida a gran escala puedan ser ignorados. El desvanecimiento es causado por la interferencia entre dos o más versiones de la señal transmitida que llegan al receptor en instantes de tiempo ligeramente diferentes. Estas ondas, llamadas ondas multitrayecto, combinadas en la antena receptora dan lugar a una señal resultante que puede variar ampliamente en amplitud y fase, dependiendo de la distribución de la intensidad y los tiempos de propagación relativos de las ondas y el ancho de banda de la señal transmitida.

### 3.5.1 Propagación multitrayecto a pequeña escala.

La multitrayectoria en los canales de radio crea efectos de desvanecimiento de pequeña escala. Los tres efectos más importantes son [9]:

- Cambios rápidos en la intensidad de la señal sobre pequeñas distancias o intervalos de tiempo.
- Modulaciones al azar de frecuencia debido a las variaciones del efecto Doppler en las diferentes señales multitrayecto.
- Dispersión del tiempo (ecos) causado por las demoras de propagación multitrayecto.

El presente proyecto solo se limitará a analizar los cambios rápidos en la intensidad de la señal debido al desplazamiento sobre pequeñas distancias, considerando que los objetos son estáticos en el espacio a analizar. Como los objetos en el canal de radio son estáticos y el movimiento se considera solo debido al móvil, entonces el desvanecimiento es puramente un fenómeno espacial. Las variaciones espaciales de la señal resultante son vistas como una variación temporal por el receptor a medida que se mueve a través del espacio multitrayecto. Debido a los efectos constructivos y destructivos de la suma de las ondas multitrayecto en varios puntos en el espacio, un receptor moviéndose a alta velocidad puede pasar por varios desvanecimientos en un periodo corto de tiempo. En un caso más serio, un receptor puede detenerse en un lugar particular donde la señal recibida tenga un fuerte desvanecimiento.

### **3.5.2 Factores que influyen en el desvanecimiento a pequeña escala.**

Muchos factores físicos en el canal de propagación de radio influyen en el desvanecimiento a pequeña escala, entre estos están [9]:

- La propagación multitrayecto.
- La velocidad del móvil.
- La velocidad de los objetos circundantes.
- El ancho de banda de transmisión de la señal.

El presente proyecto limitará su estudio solo a la propagación multitrayecto y al ancho de banda de transmisión de la señal. En la propagación multitrayecto la presencia de objetos reflejantes y dispersores crean un cambio constante en el ambiente que disipan la energía de la señal en amplitud, fase y tiempo. Estos

efectos resultan en múltiples versiones de la señal transmitida que llegan a la antena receptora, desplazada respecto a otra señal transmitida en tiempo y en orientación espacial. Las fases y las amplitudes aleatorias de las diferentes componentes multitrayecto causan fluctuaciones en la intensidad de la señal, induciendo por lo tanto a desvanecimientos a pequeña escala, distorsión en la señal, o ambos.

En cuanto al ancho de banda de transmisión de la señal, si el ancho de banda es mayor que el ancho de banda del canal multitrayecto, la señal recibida se distorsionará, pero la intensidad de la señal recibida no se desvanecerá mucho sobre un área local, o sea, el desvanecimiento a pequeña escala no será significativo. El ancho de banda del canal puede ser cuantificado por el ancho de banda coherente, el cual está relacionado con la estructura multitrayectoria específica del canal. El ancho de banda coherente es una medida de la máxima diferencia en frecuencia para el cual la señal está fuertemente correlacionada en amplitud. Si la señal transmitida tiene un ancho de banda estrecho comparado con la del canal, la amplitud de la señal cambiará rápidamente, pero la señal no será distorsionada en tiempo [32]. Por lo tanto, las estadísticas de la intensidad de la señal a pequeña escala y la probabilidad de que aparezcan fuertes desvanecimientos en distancias a pequeña escala está muy relacionado con las amplitudes y los retrasos específicos del canal multitrayecto, al igual que el ancho de banda de la señal transmitida.

### 3.6 Power delay profile.

Si la respuesta de impulso al canal se supone que es invariante en el tiempo, o al menos estacionaria durante un intervalo de tiempo o distancia a pequeña escala, siendo estos últimos los casos a tratar en este proyecto, entonces la respuesta al impulso del canal está dada por [9]:

$$h_b(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i) \delta(\tau - \tau_i) \quad (3.11)$$

Donde  $h_b(\tau)$  es la salida del canal en el momento  $\tau$ ,  $a$  es la amplitud señal y  $\tau$  es la demora, y  $\theta$  es la fase del  $i$ -ésimo trayecto de propagación.

Para el modelamiento de canales a pequeña escala el perfil de retardo en potencia se puede encontrar de la siguiente manera:

$$P(\tau) \approx \overline{|h_b(\tau)|^2} \quad (3.12)$$

### 3.6.1 Parámetros de los canales multitrayecto.

Dentro de los parámetros multitrayecto se encuentran los parámetros de dispersión de tiempo, el ancho de banda coherente, la dispersión doppler y tiempo coherente, de los cuales no se van a analizar estos dos últimos ya que corresponden a escenarios donde existe algún tipo de movimiento; en el escenario de estudio de este proyecto se considera que los objetos son inamovibles, siendo este totalmente determinístico.

### 3.6.2 Parámetros de dispersión de tiempo.

El retardo adicional medio y la extensión del retardo rms son parámetros del canal multitrayecto que pueden ser determinados de un perfil de retardo de potencia [9]. Las propiedades dispersivas del tiempo de los canales multitrayectoria de banda ancha son comúnmente cuantificados por su retardo adicional medio ( $\bar{\tau}$ ) y por la extensión del retardo rms ( $\sigma_\tau$ ). El retardo adicional medio es el primer momento del perfil de retardo en potencia y está definido como:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (3.13)$$

La extensión del retardo rms es la raíz cuadrada del segundo momento central del perfil de retardo en potencia, y es definido como:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (3.14)$$

donde:

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (3.15)$$

Todas las demoras son medidas relativas a la primera señal detectable que arriba al receptor en  $\tau_0=0$ . Valores típicos de la extensión del retardo rms están en

el orden de los microsegundos para canales de radio de exteriores y en el orden de los nanosegundos para interiores.

Análogo a la dispersión del retardo en el dominio del tiempo, el ancho de banda coherente es usado para caracterizar el canal en el dominio de la frecuencia. La extensión del retardo rms y el ancho de banda coherente son inversamente proporcionales, aunque su relación exacta es una función de la estructura multitrayectoria exacta.

### 3.6.3 Ancho de banda coherente.

Mientras que la dispersión del retardo es un fenómeno natural causado por los rayos reflejados y dispersos en el canal de radio, el ancho de banda coherente  $B_c$ , es una relación definida derivada de la extensión del retardo rms. El ancho de banda coherente es una medida estadística del rango de frecuencias sobre el cual el canal puede considerarse plano. En otras palabras, el ancho de banda coherente es el rango de frecuencias sobre el cual dos componentes de frecuencia tienen una potencialmente fuerte correlación en amplitud. Si el ancho de banda está definido como el ancho de banda sobre el cual la función de correlación de frecuencias sea superior a 0.9, entonces el ancho de banda coherente es aproximadamente [33]:

$$B_c \approx \frac{1}{50 \tau} \quad (3.16)$$

Si la definición es relajada tal que la función de correlación de frecuencia sea superior a 0.5, entonces el ancho de banda coherente es aproximadamente:

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (3.17)$$

## 3.7 Tipos de desvanecimientos a pequeña escala.

Dependiendo de la relación entre los parámetros de las señales (tales como ancho de banda, período de símbolo, etc) y los parámetros del canal (como la extensión del retardo rms), Diferentes señales transmitidas caerán en diferentes tipos de desvanecimientos. Los mecanismos de dispersión en tiempo y en

frecuencia en un canal de radio móvil conducen a cuatro posibles efectos distintos que son manifestados dependiendo de la naturaleza de la señal transmitida, el canal y la velocidad. Mientras la dispersión del retardo multitrayecto conlleva a la dispersión del tiempo y al desvanecimiento selectivo en frecuencia, la dispersión doppler da lugar a la dispersión de frecuencia y un desvanecimiento selectivo en frecuencia. Como el presente proyecto se va a enfocar en un espacio determinístico donde los objetos, incluyendo al transmisor, no van a estar en movimiento, solo se van a considerar los desvanecimientos a pequeña escala que sean por dispersión del retardo multitrayecto, por lo tanto, se van a abarcar el desvanecimiento plano y el desvanecimiento selectivo en frecuencia, que pertenece al tipo de fading basado en dispersión del retardo por multitrayecto.

### **3.7.1 Dispersión selectiva en frecuencia.**

Existe cuando el ancho de banda de la señal es mayor que el ancho de banda del canal y la extensión del retardo rms es mayor que el período de símbolo. Lo anterior ocurre cuando el canal posee una ganancia constante y una respuesta de fase lineal sobre un ancho de banda que es menor que el ancho de banda de la señal transmitida. Cuando esto ocurre, la señal recibida incluye múltiples versiones de la forma de onda transmitida, las cuales son atenuadas y retrasadas en el tiempo, por lo tanto la señal recibida es distorsionada. La dispersión selectiva en frecuencia es debido a la dispersión de los símbolos transmitidos dentro del canal, entonces el canal induce a una interferencia intersímbolo. Visto desde el dominio de la frecuencia, algunas componentes de frecuencia en el espectro de la señal recibida tienen mayor ganancia que otras, entonces el canal es selectivo en frecuencia donde la ganancia es diferente para diferentes componentes de frecuencia. La dispersión selectiva en frecuencia se conoce también como canales de banda ancha debido a que el ancho de banda de la señal es más ancho que el ancho de banda de la respuesta al impulso del canal.

### **3.7.2 Dispersión plana.**

Se da cuando el ancho de banda de la señal es menor que el ancho de banda del canal y la extensión del retardo rms es menor que el período de símbolo. Lo

anterior sucede cuando el canal de radio tiene una ganancia constante y una respuesta de fase lineal sobre la señal transmitida. En la dispersión plana, la estructura multitrayecto del canal es tal que las características espectrales de la señal transmitida son preservadas en el receptor. No obstante, la intensidad de la señal recibida cambia con el tiempo, debido a fluctuaciones en la ganancia del canal causadas por el multitrayecto. Los canales con dispersión plana a menudo se refieren como canales de banda estrecha, debido a que el ancho de banda de la señal es estrecho comparado con el ancho de banda de desvanecimiento plano del canal. En secciones posteriores se demostrará mediante cálculos y argumentos que el canal cumple con estas características, y por lo tanto tendrá un modelo de dispersión plana.

### **3.8 Modelado de canales de dispersión plana.**

Como ya se mencionó en secciones anteriores, existen múltiples trayectorias para que una señal llegue al receptor y dichas señales, que llegan a través de estas trayectorias, se suman en fase en el receptor. Debido a que la amplitud y la fase de la señal de cada uno de estos trayectos pueden tratarse como variables aleatorias, la potencia recibida también puede tratarse como aleatoria. A continuación se explorarán diferentes formas de describir las fluctuaciones estadísticas de la señal recibida que surgen del desvanecimiento donde no se consideran otros modelos como el Nakagami-m debido a que las formas de sus curvas no se asemejan a los datos que se obtendrán de la simulación.

#### **3.8.1 Distribución de Rayleigh.**

La distribución de Rayleigh es frecuentemente utilizada para modelar el desvanecimiento que no tenga una línea de vista directa [34]. En este caso la potencia de la señal recibida es  $x$  y está distribuida de acuerdo a:

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (3.18)$$

Donde  $\sigma^2$  es el parámetro de la distribución. Se obtienen buenas aproximaciones cuando  $\sigma$  es determinada a partir de estimaciones de máxima verosimilitud [35].

### 3.8.2 Distribución de Rice.

Es con frecuencia usada para modelar los canales de propagación que consisten en una componente directa de LOS y muchas componentes débiles aleatorias [34]. La potencia de la señal  $x$  está distribuida de acuerdo a [36]:

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+s^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{xs}{\sigma^2}\right) \quad (3.19)$$

Donde  $s \geq 0$  y  $\sigma \geq 0$  son los parámetros de la distribución.

### 3.8.3 Distribución Log-Normal.

La distribución Log-Normal ha sido usada predominantemente en comunicaciones para modelar los efectos resultantes de grandes obstrucciones. Ha sido aplicado también para describir el desvanecimiento a pequeña escala. En términos generales, la distribución de la amplitud de los canales de comunicación que varía lentamente, por ejemplo, en ambientes de interiores, tiende a ser Log-Normal [37]. La distribución probabilística está dada por:

$$f(x) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (3.20)$$

Donde los parámetros  $\mu$  (Media de los valores logarítmicos) y  $\sigma$  (desviación estándar de los valores logarítmicos) están dados por:

$$\mu = \ln\left(\frac{m^2}{\sqrt{v + m^2}}\right) \quad (3.21)$$

$$\sigma = \sqrt{\ln\left(\frac{v}{m^2} + 1\right)} \quad (3.22)$$

Y la media  $m$  y la varianza  $v$  de la variable aleatoria log-normal están dadas por:

$$m = \exp(\mu + \sigma^2/2) \quad (3.23)$$

$$v = \exp(2\mu + \sigma^2) [\exp(\sigma^2) - 1] \quad (3.24)$$

### 3.8.4 Distribución Log-Logistic.

La distribución Log-Logistic es un caso especial de la distribución de Burr Tipo XII [38]. Esta distribución ha sido utilizada para el análisis de la frecuencia de la duración de la sequía de varios años [39], en [40] utilizaron esta distribución para desarrollar un modelo de crecimiento de raíces y absorción de agua en el trigo. También en la literatura se ha encontrado que esta distribución se ha utilizado para modelar canales de radio tanto en interiores [41] como en exteriores [15]. La función de distribución de probabilidad está dada por:

$$f(x) = \frac{e^{\frac{\ln x - \mu}{\sigma}}}{\sigma x (1 + e^{\frac{\ln x - \mu}{\sigma}})^2} \quad (3.25)$$

Donde, al igual que la distribución Log-Normal, la distribución Log-Logistic tiene parámetros  $\mu$  como media de los valores logarítmicos y  $\sigma$  como desviación estándar de los valores logarítmicos.

Donde la media  $m$  y la varianza  $v$  están dados por:

$$m = e^{\mu} \Gamma(1 + \sigma) \Gamma(1 - \sigma) \quad (3.26)$$

$$v = e^{2\mu} \{ \Gamma(1 + 2\sigma) \Gamma(1 - 2\sigma) - [\Gamma(1 + \sigma) \Gamma(1 - \sigma)]^2 \} \quad (3.27)$$

Y  $\Gamma$  es la función gamma.

### 3.8.5 Determinación de los parámetros y fidelidad de las curvas.

Todos los parámetros de las distribuciones mencionadas se van a encontrar utilizando estimaciones de máximas verosimilitud para que las distribuciones se aproximen en un mayor grado a los datos reales.

Para determinar cuánto se aproximan los modelos, cuyos parámetros estarían ajustados a los datos, se calcula el error medio cuadrático, el cual está dado por la siguiente ecuación:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (m_i - d_i)^2} \quad (3.28)$$

Donde  $n$  es el total de datos,  $m_i$  y  $d_i$  son los datos del modelo y la simulación en la posición  $i$  respectivamente. Mientras menor sea el RMSE, menor será el error entre los datos y los modelos, y por lo tanto mayor va a ser la aproximación.

## 3.9 Simulación de la propagación del escenario de estudio.

### 3.9.1 Características físicas del escenario.

El escenario de estudio está ubicado en el Centro de Innovación, Investigación y Desarrollo en Ingeniería y Tecnología (CIIDIT) perteneciente a la UANL, específicamente un local en el nivel 1A de dicha construcción, el cual está enmarcado con un recuadro de color verde en la figura 3.4. Este tiene dimensiones aproximadas de 12.77m x 11.51m, y la diagonal dentro del área de estudio es de aproximadamente 16.98m, esto quiere decir que las ondas que estén en la LOS recorrerán distancias máximas de 16.98m.

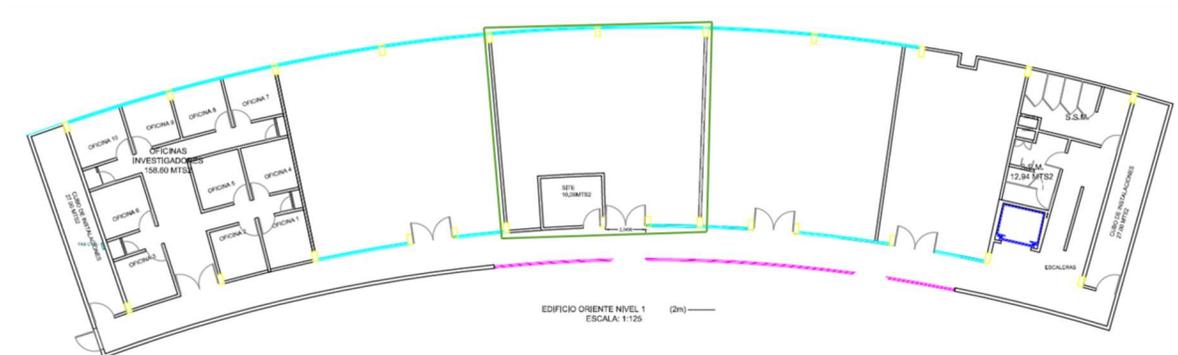


Figura 3.4. Nivel 1A del CIIDIT.

El escenario de estudio está compuesto por un conjunto de materiales que tienen diferente forma, rugosidad, grosor y constante dieléctrica que pueden afectar de una forma u otra la propagación de las ondas, debido a los fenómenos de la reflexión, difracción y dispersión. Los materiales que están presentes en el escenario de estudio están representados en la figura 3.4 por los colores amarillo, que denota el concreto, el azul que denota el cristal, y el negro que denota tabla

roca; el techo y el piso no están representados en dicha figura y se considera que son de concreto.

### 3.9.2 Parámetros de la simulación.

Para la simulación se utilizará el modelo general de ray tracing, representado en la ecuación 6; esta simulación se hizo a través del simulador WINPROP, en el módulo de ProMan, donde los materiales utilizados a la frecuencia de 900 MHz por el simulador presentan las características que se muestran en la tabla 3.1.

Material	Grosor (cm)	Constante dieléctrica ( $\epsilon$ )
Concreto de las columnas	20	6
Concreto del techo	10	6
Concreto del piso	30	6
Cristal	0.5	6
Tabla roca	1	2.5

Tabla 3.1. Características de los materiales.

La simulación se hizo a la frecuencia de 915 MHz, debido a que esa es la frecuencia de resonancia de la antena fractal de estudio, o sea, la antena 5. Los parámetros de la simulación se muestran en la tabla 3.2.

<b>Parámetros de la simulación</b>	
Frecuencia	915 MHz
Tipo de antena	Tipo parche fractal de Koch de 2do orden
Potencia de transmisión	4W PIRE
Polarización	Vertical
Altura de la antena sobre el suelo	2.5 m
Cantidad máximas de transmisiones	3
Cantidad máximas de reflexiones	3
Cantidad máximas de difracciones	1
Cantidad máximas de reflexiones y difracciones	1
Pérdida máxima de los rayos	200 dB
Resolución de resultados de predicción	0.1 m
Altura de simulación	1 m

Tabla 3.2. Parámetros de la simulación.

Como se mostró en la tabla 3.2, la antena transmisora se ubicó a una altura de 2.5m del suelo con el objetivo de que no interrumpa con los objetos circundantes. Se ubicó en la esquina superior derecha de la habitación como se ve en la figura 3.5, apuntando hacia la esquina en la diagonal de la habitación y se inclinó respecto al eje z un ángulo de  $-14^\circ$  con el objetivo de que, al ser una antena con un patrón de radiación direccional, el lóbulo principal del patrón de radiación abarque la mayor área posible dentro del área de estudio.

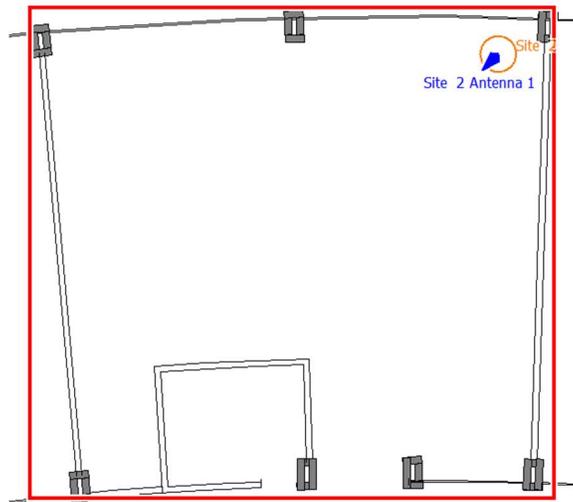


Figura 3.5. Posicionamiento de la antena transmisora en el área de estudio.

El simulador calcula la señal de potencia recibida a un nivel de 1 m sobre el nivel del suelo debido a que se considera que las etiquetas estarán en su mayoría aproximadamente en este nivel, ya que estarán adheridas principalmente a objetos que estén sobre mesas o espacios de trabajo a esta altura.

Utilizando la ecuación 3.5 se puede hallar la distancia de Fraunhofer, cuyo resultado es 13.51 cm, la distancia más cercana de medición respecto a la antena transmisora es de 1.5m, comparando estos valores se puede ver como la distancia de Fraunhofer es mucho menor que la distancia de medición, por lo tanto, al estar las mediciones dentro de la región de Fraunhofer se hace válido el modelo de ray tracing utilizado para la simulación.

## 3.10 Resultados de la simulación.

### 3.10.1 Resultado del modelo de la simulación.

La figura 3.6 muestra la intensidad de la señal recibida en el plano z a una altura de 1m. Se puede ver que, a medida que un posible receptor se va alejando de la antena transmisora, la señal recibida va decreciendo en intensidad.

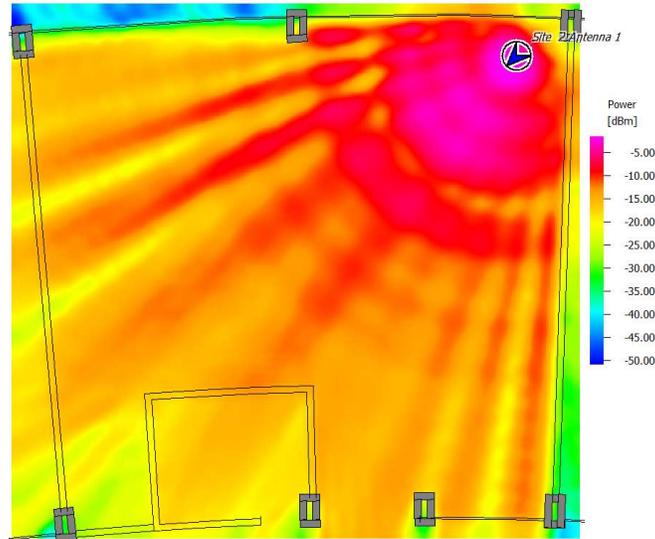


Figura 3.6. Intensidad de la señal recibida en el plano z, altura de 1m.

A partir de los resultados de la simulación se puede obtener el perfil de retardo en potencia según las ecuaciones 3.11 y 3.12, quedando de la manera que se muestra en la figura 3.7 con un ancho de compartimiento de 0.05ns, donde la línea discontinua roja representa la sensibilidad según algunas etiquetas comerciales de -17dBm [42], [43].

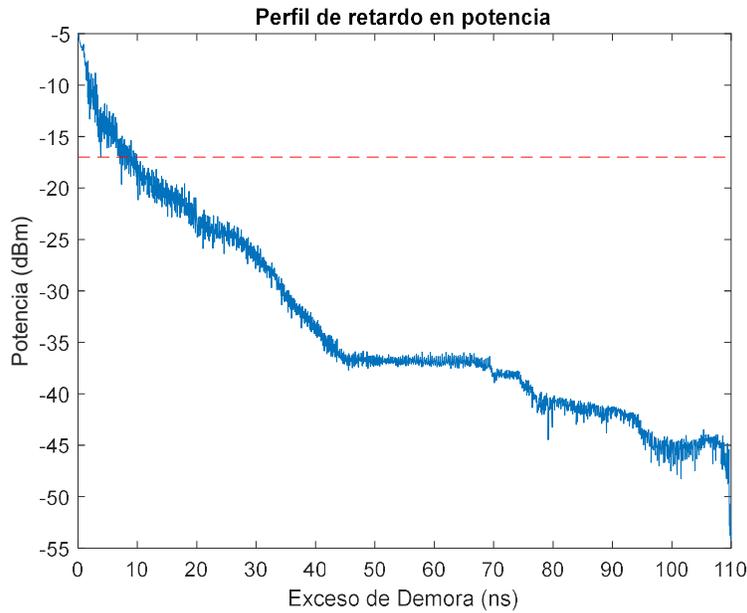


Figura 3.7. Perfil de retardo en potencia.

A partir de las ecuaciones 3.13 y 3.14 y los datos de la figura 3.7 se calculó el retardo adicional medio y la extensión de demora rms, dando como resultado 5.7975ns y 9.2822ns respectivamente. Haciéndole un aumento a la figura 3.7 para tener más detalles de esta, se ve que, debido a que las etiquetas tienen una sensibilidad de -17 dBm, las etiquetas solo leen los pulsos que caen en los primeros 9.9213 ns a partir de que llega la primera onda, dando lugar a que el pulso transmitido por la lectora se ensanche 9.9213 ns cuando este llegue a la etiqueta, lo cual sucede debido a los efectos del multitrayecto en el escenario de estudio.

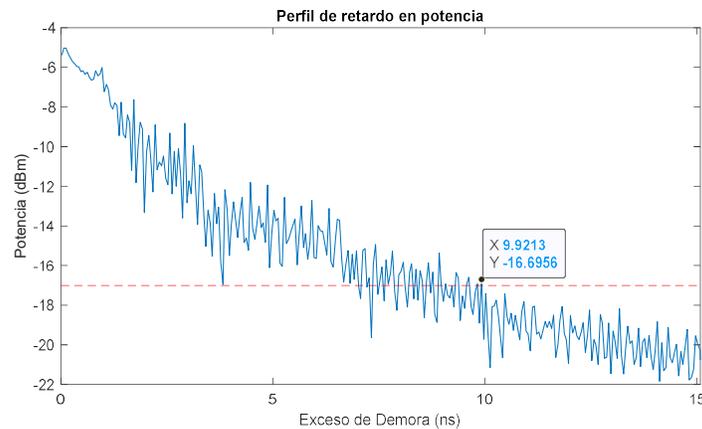


Figura 3.8. Perfil de retardo en potencia con zoom.

Con la información obtenida de los rayos en la simulación, se procederá a determinar el tipo de desvanecimiento que predomina en el canal. Se espera que, debido a las características del canal, este sea de desvanecimiento plano, ya que, como se ha mencionado en secciones anteriores, la señal es de banda estrecha y se considera que tanto el receptor como el transmisor estén estáticos, y el ambiente sea inmóvil, siendo estas características típicas de canales con desvanecimiento plano.

Como ya fue calculado en esta sección, la señal tiene una extensión del retardo rms de 9.2822 ns; este dato nos permite calcular el ancho de banda coherente ( $B_c$ ) del canal que, según la ecuación 3.16, para una correlación en frecuencias de 0.9, es de 2.15 MHz. El ancho de banda de la señal ( $B_s$ ) es de 500 kHz [44] y cuando se compara con el ancho de banda coherente se puede ver claramente que  $B_c \gg B_s$ , por lo tanto, como fue predicho, el canal se comporta como un canal de desvanecimiento plano.

### 3.10.2 Análisis estadístico.

La figura 3.9 muestra el histograma de la potencia recibida en el espacio de estudio, la cual está normalizada en función de la distribución de probabilidades pdf, según:

$$y_i = \frac{c_i}{N \cdot w_i} \quad (3.29)$$

Donde  $c_i$  es la cantidad de elementos en el compartimiento,  $N$  es la cantidad de elementos totales de datos de entrada, y  $w_i$  es el ancho del compartimiento; en este caso el ancho del compartimiento se seleccionó de  $10^{-5}$  W.

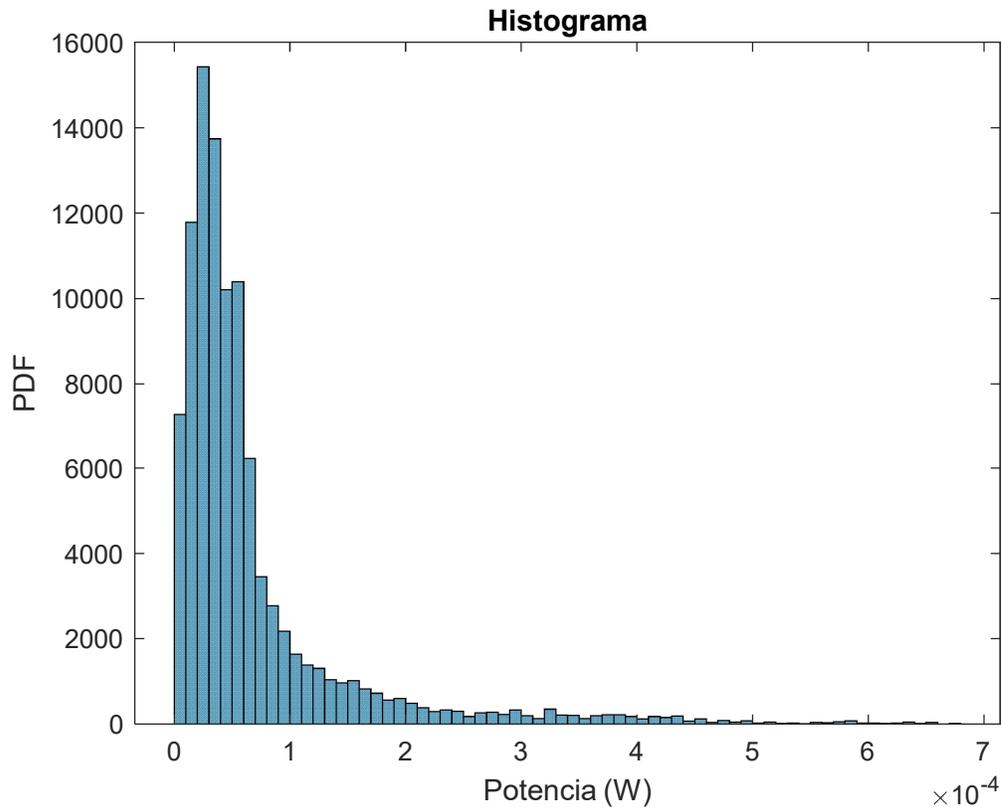


Figura 3.9. Histograma normalizado.

La figura 3.10 muestra la función de distribución acumulativa donde se puede ver que, en el lugar de estudio, para una sensibilidad de -17 dBm, se pueden leer las etiquetas en el 84.15% del total del área de estudio asumiendo que las etiquetas tienen un patrón de radiación ideal isotrópico.

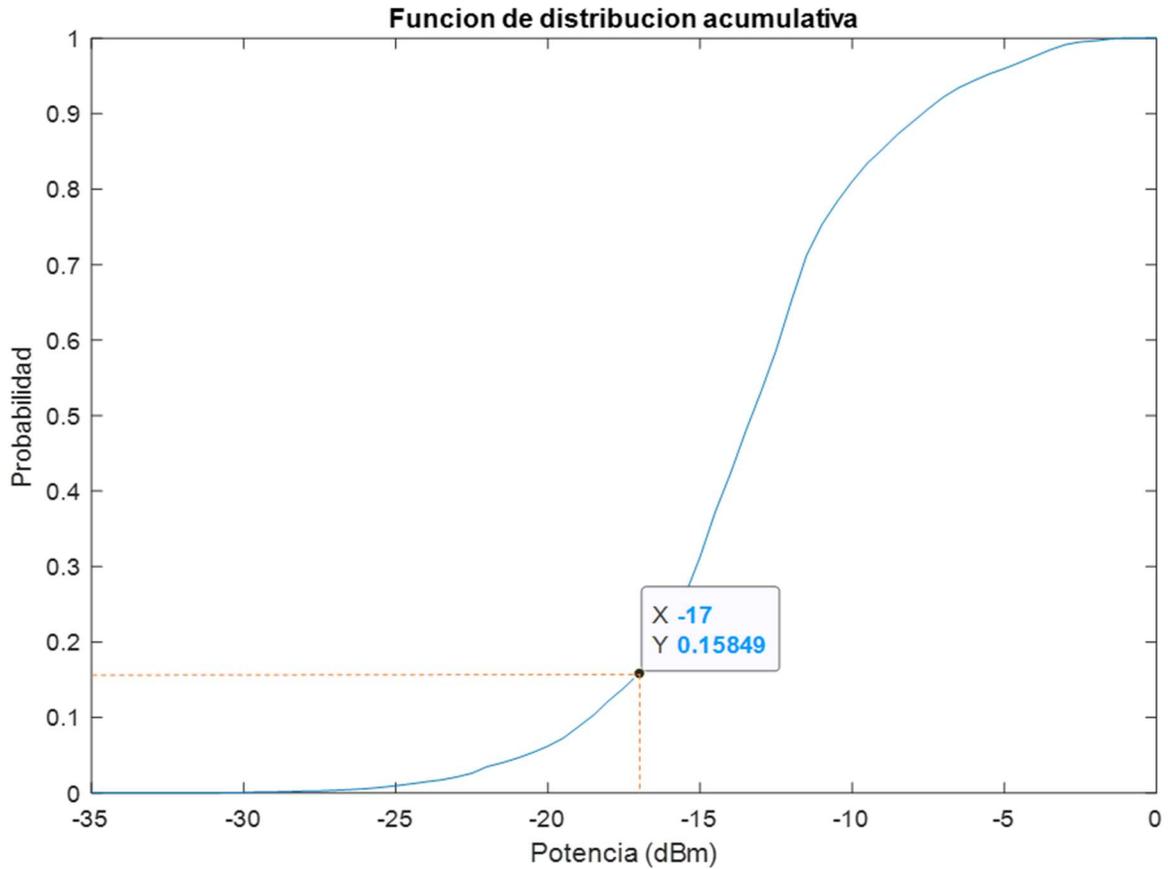


Figura 3.10. Función de distribución acumulativa.

### 3.10.3 Ajuste de modelos matemáticos de antena fractal y comparación.

En la sección de modelado de canales de dispersión plana se abarcaron algunas distribuciones probabilísticas, a las cuales se les ajustarán a continuación los parámetros mediante métodos de estimación de máxima verosimilitud, logrando que estas concuerden lo más posible con los valores de la simulación.

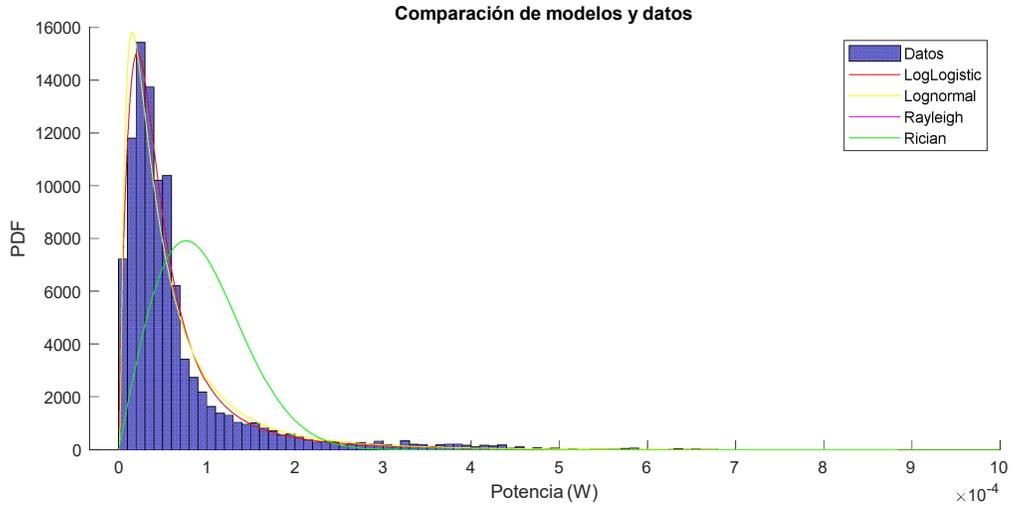


Figura 3.11. Comparación de modelos y datos.

La figura 3.11 representa una comparación de los datos con los modelos ajustados, cuyos parámetros, como ya se mencionó, fueron obtenidos a través de métodos de estimación de máxima verosimilitud, los cuales se muestran en la tabla 3.3. En la figura 3.11 se observa que los modelos de Rayleigh y de Rician se solapan y no muestran buena aproximación con los datos de simulación; por otro lado, se puede ver que se obtiene una mayor aproximación de los modelos LogLogistic y LogNormal, lo cual se debe a que cuando se llevan los datos de la figura 3.11 a una escala logarítmica, como se ve en la figura 3.12, los datos tienden a adoptar una distribución parecida a la normal.

Parámetros obtenidos			
Modelo	Parámetro		RMSE
Rician	$s = 7.644e-05$	$\sigma = 2.17572e-06$	2810.9
Rayleigh	$\sigma = 7.64519e-05$		2810.8
Log-Normal	$\mu = -10.0877$	$\sigma = 0.997169$	800.7341
Log-Logistic	$\mu = -10.0852$	$\sigma = 0.546027$	499.6645

Tabla 3.3. Parámetros de los modelos matemáticos

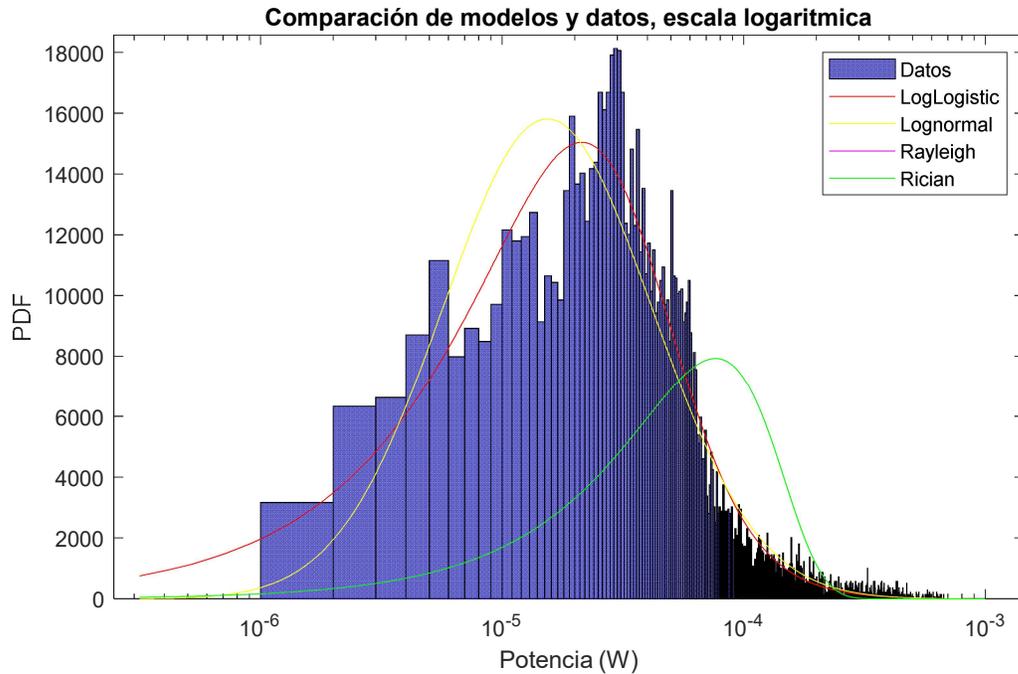


Figura 3.12. Modelos y datos, escala logarítmica.

Para determinar la fidelidad que poseen las curvas respecto a los datos, se procede a calcular el error entre las curvas según el error medio cuadrático dado por la ecuación 3.28. La tabla 3.3, en la columna de RMSE, muestra los valores obtenidos, donde se ve que el menor error está dado por la curva de LogLogistic con los parámetros que se muestran en dicha tabla y el mayor error, como fue predicho a través de un análisis visual, lo tienen las distribuciones de Rician y Rayleigh.

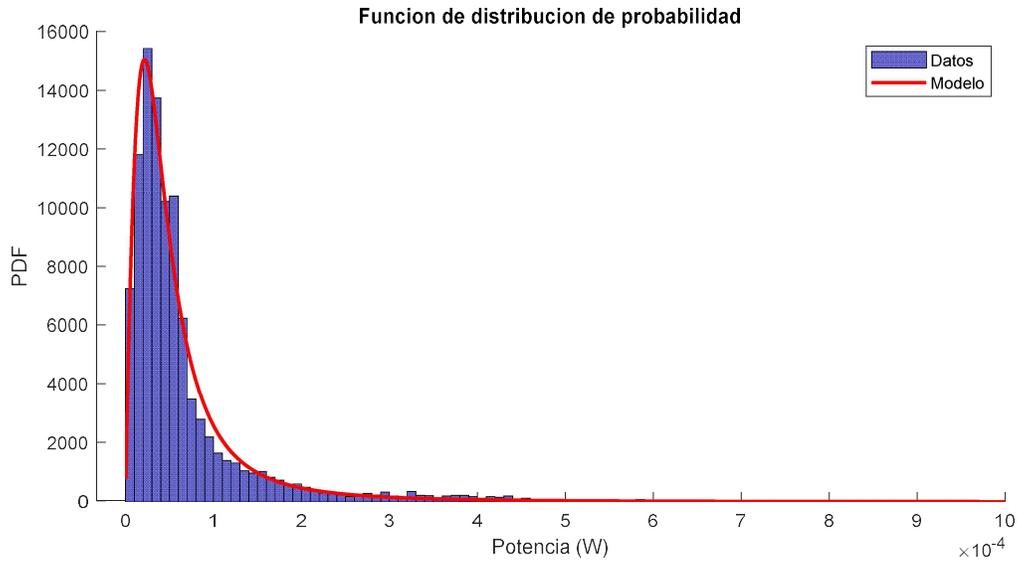


Figura 3.13. Función de distribución de probabilidad y modelo final.

La figura 3.13 muestra la función de distribución de probabilidad comparada con el modelo LogLogistic, donde se puede apreciar un relativamente buen grado de fidelidad cuando se compara este modelo con los datos de la simulación, logrando así una buena aproximación. La conclusión anterior se puede reafirmar cuando se analiza la figura 3.14, referida a la función de distribución acumulativa de los datos y del modelo, donde se puede ver que las dos curvas se superponen en gran medida. El grado de fidelidad se ve también al comparar datos estadísticos como la media y la desviación estándar, los cuales se ven reflejados en la tabla 3.4, donde se ve que la media de los datos es muy similar a la del modelo; por otro lado, la desviación estándar del modelo difiere un poco de la desviación estándar de los datos, esto es producto de la típica característica del modelo LogLogistic de tener una cola muy larga, de ahí las variaciones de la desviación estándar entre el modelo y los datos de la simulación.

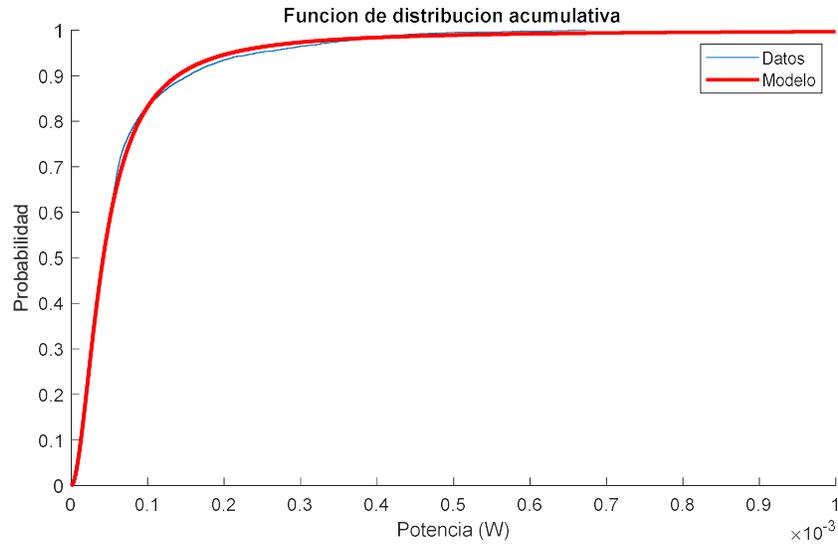


Figura 3.14. Función de distribución acumulativa y modelo final.

Datos estadísticos		
	Media	Desviación estándar
Modelo	7.2e-05	2.9e-04
Datos	6.8e-05	8.4e-05

Tabla 3.4. Comparación de datos estadísticos del modelo y de los datos.

### 3.10.4 Ajuste de modelos matemáticos de antena convencional y comparación.

Con el objetivo de hacer una comparación de los modelos de una antena convencional de microcinta con la antena fractal de 2do orden de Koch descrita en este proyecto, se realizará un breve estudio del modelo matemático de una antena de microcinta convencional utilizando los mismos parámetros de simulación de la tabla 3.2, cambiando solamente en esta tabla el tipo de antena por la antena 6 escrita en capítulos anteriores.

La figura 3.15 muestra el histograma normalizado de los datos obtenidos de la simulación donde se puede ver que claramente muestra un comportamiento típico de un modelo exponencial. La figura 3.15 muestra también una curva del modelo exponencial ajustado mediante métodos de máxima verosimilitud con una media y parámetro de  $1.95019e-05$ , siendo este último el que más se acercó a los datos.

Como se ve la mayoría de las mediciones están concentradas cerca del cero y a medida que van incrementándose los valores de potencia los valores de PDF van decreciendo rápidamente, comportamiento típico de un modelo exponencial. Cuando se compara dicho modelo con el obtenido en la figura 3.13 se muestra que el modelo correspondiente a una antena fractal es mucho mejor que el de una antena convencional de microcinta. Esto se acentúa cuando se analiza la curva de la figura 3.16, donde se ve que para este tipo de antena con una sensibilidad de -17dBm se leería un 28.22% de las etiquetas en el área de estudio. Lo anterior se debe en gran medida a que la antena 6 tiene polarización lineal y las etiquetas también tienen polarización lineal, y como las etiquetas tienen orientación aleatoria no coincide en la mayoría de los casos la polarización de las etiquetas con la polarización de la antena dando lugar a una degradación de la potencia total recibida por las etiquetas.

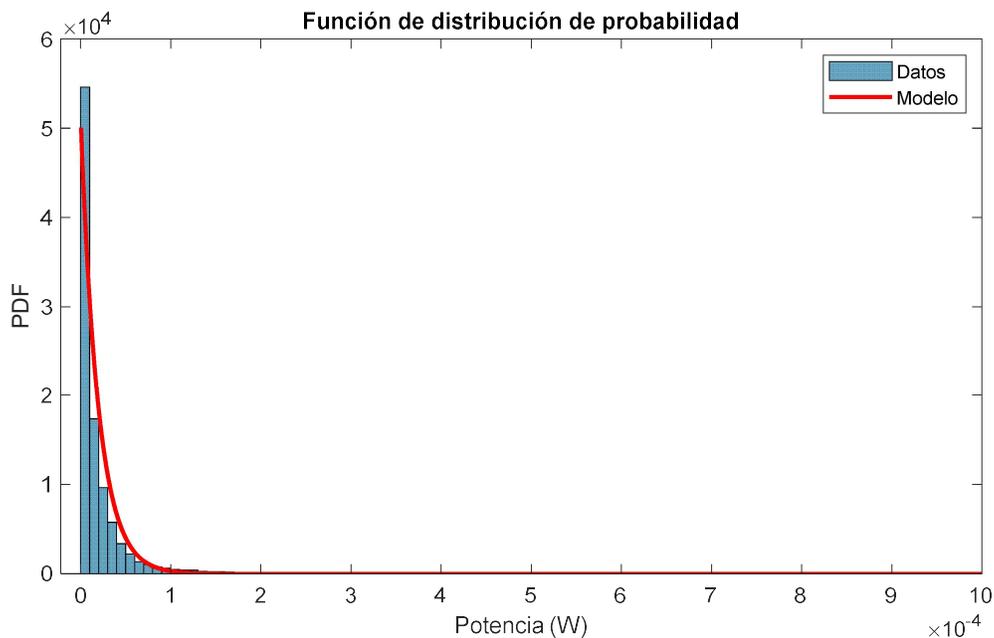


Figura 3.15. Función de distribución de probabilidad y modelo de antena 6.

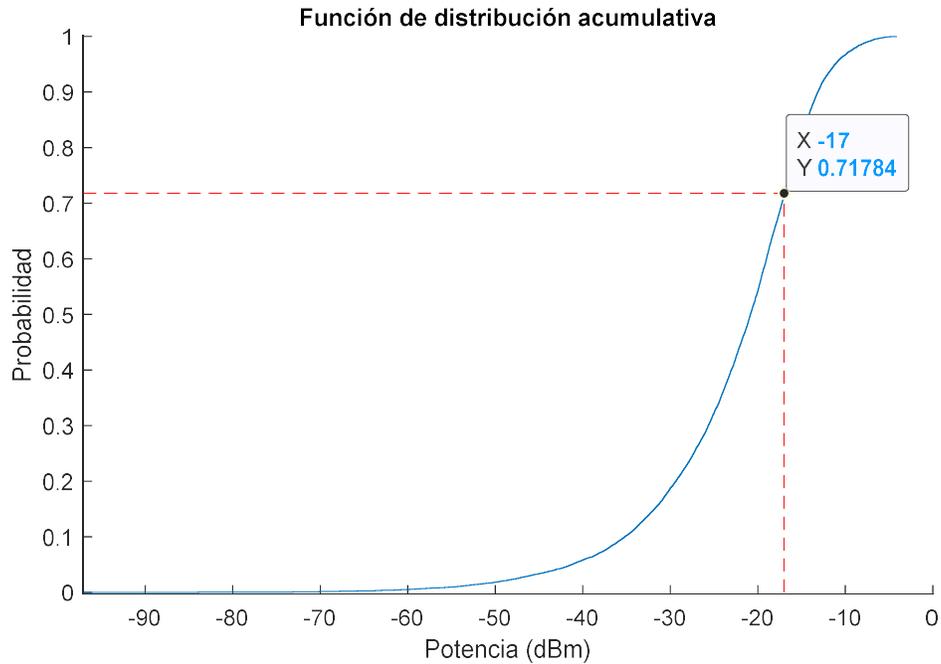


Figura 3.16. Función de distribución acumulativa antena 6.

### 3.10.5 Verificación de los Modelos.

Para la verificación de los modelos se propone que se hagan mediciones en un escenario real siguiendo lo más posible los parámetros de simulación de la tabla 2. Como es obvio no se puede controlar la cantidad de transmisiones, reflexiones y refracciones de las ondas, pero se espera que valores superiores a los que aparecen en dicha tabla puedan ser despreciados debido a los bajos niveles de intensidad de señal que se recibiría. Se debe asegurar que la polaridad del receptor o etiqueta sea aleatoria tanto para la antena 5 como para la antena 6 en las distintas mediciones que se hagan, ya que esto es algo determinante a la hora de obtener el modelo de la antena 5 así como el de la antena 6. La simulación consideró que las etiquetas tienen un patrón de radiación omnidireccional. Por lo tanto cuando se utilice una antena que tenga determinada ganancia hay que considerar restarla de los valores obtenidos en las mediciones.

## 3.11 Conclusiones parciales

Se logró desarrollar un modelo matemático a partir de los datos extraídos de la simulación del escenario de estudio utilizando una antena fractal donde se obtuvieron los parámetros de dicho modelo concluyendo que el modelo LogLogistic es el que más se aproxima a los datos; al comparar dicho modelo con el uso de una antena no fractal se pudo ver que el desempeño de la antena fractal en el área de estudio es con creces mejor que el de la antena no fractal donde este último tiene un comportamiento exponencial.

# Capítulo 4

## 4 Conclusiones

Las comunicaciones inalámbricas son un tema de especial importancia en la comunidad científica. La tecnología RFID para la identificación de objetos a una relativa larga distancia en la banda de los 900 MHz ha tenido un desarrollo prometedor en la última década y ha estado cobrando cada vez más importancia. El comportamiento un canal inalámbrico en la banda de 900 MHz es relativamente variable de un escenario a otro y depende de muchas variables, hacer un cálculo preciso de las diferentes variables que componen el canal inalámbrico en el escenario de estudio puede llegar a ser un trabajo bastante complejo por eso se recurre a modelos de predicción probabilístico como una manera de obtener resultados relativamente rápidos.

En el presente proyecto de tesis se elaboraron una serie de experimentos que dieron lugar a un conjunto de resultados. En el desarrollo de la antena fractal tipo Koch para RFID para la banda de los 900 MHz a partir de una antena de microcinta se pudo ver como una geometría fractal de 2do orden, la apertura de agujeros cercanos al centro y un buen plano reflector da lugar a una polarización

circular con buena relación axial, un incremento en ancho de banda, una mejora en el patrón de radiación y se obtiene una antena más pequeña cuando se compara con una antena convencional de microcinta.

Con la antena fractal colocada a una altura de 2.5 metros sobre el suelo, ubicado en la esquina del escenario de estudio y apuntando en dirección a la esquina opuesta para que el patrón de radiación tenga una buena distribución se pudo ver como en los resultados la señal recibida se distribuyó de una forma conveniente sobre el plano de estudio. A partir de estos resultados se logró obtener un modelo matemático LogLogistic, difiriendo este modelo del exponencial conseguido cuando se utiliza una antena convencional de microcinta y teniendo mejores características que el primero. El plano de estudio se seleccionó a 1 metro de elevación ya que se asume que las etiquetas a identificar en promedio estarían a esa altura debido a que la mayoría estarían adheridas a objetos sobre mesas.

Teniendo el escenario de estudio una longitud aproximada de 10x10 metros y utilizando la antena fractal la energía se distribuyó convenientemente, Los resultados indican que del área de estudio, en el 84% del espacio existe un nivel de señal lo suficientemente alta para leer una etiqueta con una sensibilidad de -17 dBm, sin embargo este estudio se hizo en un ambiente ideal y sin considerar objetos interferentes, dispersadores y atenuantes que pueden existir en un escenario real. Se considera que una sola antena no sería suficiente para identificar correctamente y con exactitud la mayoría de las etiquetas debido a las posibles condiciones de un ambiente real que pudieran existir y, dos antenas pudieran ser suficientes para cubrir gran parte del espacio, pero este estudio se dejar se deja a trabajo futuro.

# 5 Referencias

- [1] Y. Yamada, W. G. Hong, W. H. Jung, y N. Michishita, «High gain design of a very small normal mode helical antenna for RFID tags», en *TENCON 2007 - 2007 IEEE Region 10 Conference*, oct. 2007, pp. 1-4, doi: 10.1109/TENCON.2007.4428965.
- [2] M. Bolic, D. Simplot-Ryl, y I. Stojmenovic, *RFID Systems: Research Trends and Challenges*. John Wiley & Sons, 2010.
- [3] D. W. Engels y S. E. Sarma, «The reader collision problem», en *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, oct. 2002, vol. 3, p. 6 pp. vol.3-, doi: 10.1109/ICSMC.2002.1176117.
- [4] J. Landt, «The history of RFID», *IEEE Potentials*, vol. 24, n.º 4, pp. 8-11, oct. 2005, doi: 10.1109/MP.2005.1549751.
- [5] A. Aragón-Zavala, *Indoor Wireless Communications: From Theory to Implementation*. John Wiley & Sons, 2017.
- [6] P. Lupera Morillo *et al.*, «Modelo Matemático Adaptado para el Cálculo de Pérdidas de Propagación en la Banda de 900 MHz para Microceldas en la Ciudad de Quito», *Rev. Politécnica*, vol. 41, n.º 2, pp. 29-36, jul. 2018.
- [7] M. Cremer, U. Dettmar, R. Kronberger, y A. Pervez, «Modeling of the Passive UHF RFID Multipath Channel for Tag Read Region Estimation», *Int. J. Wirel. Inf. Netw.*, vol. 22, n.º 3, pp. 188-204, sep. 2015, doi: 10.1007/s10776-015-0278-8.
- [8] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [9] T. S. Rappaport, *Wireless Communications - Principles and Practice*, 2nd Edition. Prentice Hall, 2002.
- [10] A. Kuntz, F. Schmidt-Eisenlohr, O. Graute, H. Hartenstein, y M. Zitterbart, «Introducing Probabilistic Radio Propagation Models in OMNeT++ Mobility Framework and Cross Validation Check with NS-2», en *Proceedings of the 1st International Conference on Simulation Tools and Techniques for Communications, Networks and Systems & Workshops*, ICST, Brussels, Belgium, Belgium, 2008, p. 72:1–72:7, Accedido: ago. 08, 2019. [En línea]. Disponible en: <http://dl.acm.org/citation.cfm?id=1416222.1416303>.
- [11] F. Babich y G. Lombardi, «Statistical analysis and characterization of the indoor propagation channel», *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, n.º 3, pp. 455-464, mar. 2000, doi: 10.1109/26.837048.
- [12] A. Lazaro, D. Girbau, y D. Salinas, «Radio Link Budgets for UHF RFID on Multipath Environments», *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, n.º 4, pp. 1241-1251, abr. 2009, doi: 10.1109/TAP.2009.2015818.
- [13] D.-Y. Kim, H.-S. Jo, H. Yoon, C. Mun, B.-J. Jang, y J.-G. Yook, «Reverse-Link Interrogation Range of a UHF MIMO-RFID System in Nakagami- $m$  Fading Channels», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, n.º 4, pp. 1468-1477, abr. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2030134.
- [14] S. L. Cotton, W. Cully, W. G. Scanlon, y J. McQuiston, «Channel characterisation for indoor wearable active RFID at 868 MHz», en *2011*

- Loughborough Antennas & Propagation Conference*, Loughborough, United Kingdom, nov. 2011, pp. 1-4, doi: 10.1109/LAPC.2011.6114085.
- [15] Jing Liang y Qilian Liang, «Outdoor Propagation Channel Modeling in Foliage Environment», *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, n.º 5, pp. 2243-2252, 2010, doi: 10.1109/TVT.2010.2043697.
- [16] M. Lee *et al.*, «How to Respond to the Fourth Industrial Revolution, or the Second Information Technology Revolution? Dynamic New Combinations between Technology, Market, and Society through Open Innovation», *J. Open Innov. Technol. Mark. Complex.*, vol. 4, n.º 3, p. 21, sep. 2018, doi: 10.3390/joitmc4030021.
- [17] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & sons, 2016.
- [18] G. A. Deschamps, «Microstrip microwave antennas», en *Proceedings of the Third Symposium on the USAF Antenna Research and Development Program*, Oct, 1953, pp. 18–22.
- [19] J. Howell, «Microstrip antennas», *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 23, n.º 1, pp. 90-93, ene. 1975, doi: 10.1109/TAP.1975.1141009.
- [20] C. A. Balanis, *Modern antenna handbook*. John Wiley & Sons, 2011.
- [21] R. Garg, P. Bhartia, I. J. Bahl, y A. Ittipiboon, *Microstrip antenna design handbook*. Artech house, 2001.
- [22] D. M. Pozar, «Microstrip antennas», *Proc. IEEE*, vol. 80, n.º 1, pp. 79-91, ene. 1992, doi: 10.1109/5.119568.
- [23] R. Hernández Aquino, «Diseño, simulación y construcción de antenas tipo parche para bluetooth y WI-FI, bandas 2.4 ghz y 5.8 ghz», Universidad de las Américas Puebla, 2008.
- [24] A. Derneryd, «A theoretical investigation of the rectangular microstrip antenna element», *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 26, n.º 4, pp. 532–535, 1978.
- [25] H. Pues y A. Van de Capelle, «Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna», en *IEE Proceedings H (Microwaves, Optics and Antennas)*, 1984, vol. 131, n.º 6, pp. 334–340.
- [26] D. H. Werner y R. Mittra, *Frontiers in electromagnetics*. 2000.
- [27] A. Farswan, A. K. Gautam, B. K. Kanaujia, y K. Rambabu, «Design of Koch Fractal Circularly Polarized Antenna for Handheld UHF RFID Reader Applications», *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, n.º 2, pp. 771-775, feb. 2016, doi: 10.1109/TAP.2015.2505001.
- [28] J. R. James, P. S. Hall, y C. Wood, *Microstrip antenna: theory and design*. Iet, 1986.
- [29] V. V. Reddy y N. V. S. N. Sarma, «Triband Circularly Polarized Koch Fractal Boundary Microstrip Antenna», *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 1057-1060, 2014, doi: 10.1109/LAWP.2014.2327566.
- [30] K. T. Selvan y R. Janaswamy, «Fraunhofer and Fresnel Distances : Unified derivation for aperture antennas.», *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 59, n.º 4, pp. 12-15, ago. 2017, doi: 10.1109/MAP.2017.2706648.
- [31] S. Y. Seidel, T. S. Rappaport, S. Jain, M. L. Lord, y R. Singh, «Path loss, scattering and multipath delay statistics in four European cities for digital

- cellular and microcellular radiotelephone», *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, n.º 4, pp. 721–730, 1991.
- [32] G. L. Stber, *Principles of Mobile Communication*, 3rd ed. Springer Publishing Company, Incorporated, 2011.
- [33] W. C. Y. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications Systems*. McGraw-Hill Inc.,US, 1988.
- [34] M. K. Simon y M.-S. Alouini, *Digital communication over fading channels*, 2.<sup>a</sup> ed., vol. 95. John Wiley & Sons, 2005.
- [35] N. Balakrishnan, «Approximate MLE of the scale parameter of the Rayleigh distribution with censoring», *IEEE Trans. Reliab.*, vol. 38, n.º 3, pp. 355-357, ago. 1989, doi: 10.1109/24.44181.
- [36] S. O. Rice, «Statistical Properties of a Sine Wave Plus Random Noise», *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, n.º 1, pp. 109-157, ene. 1948, doi: 10.1002/j.1538-7305.1948.tb01334.x.
- [37] F. Heliot, Xiaoli Chu, R. Hoshyar, y R. Tafazolli, «A tight closed-form approximation of the log-normal fading channel capacity», *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 8, n.º 6, pp. 2842-2847, jun. 2009, doi: 10.1109/TWC.2009.080972.
- [38] I. W. Burr, «Cumulative frequency functions», *Ann. Math. Stat.*, vol. 13, n.º 2, pp. 215–232, 1942.
- [39] K. S. Lee, J. Sadeghipour, y J. A. Dracup, «An approach for frequency analysis of multiyear drought durations», *Water Resour. Res.*, vol. 22, n.º 5, pp. 655–662, 1986.
- [40] N. K. Narda y R. K. Malik, «Dynamic model of root growth and water uptake in wheat», *Indian J. Agric. Eng. India*, 1993.
- [41] F. O. Akgul y K. Pahlavan, «A new spatial path persistency model for TOA-based indoor geolocation», *IEEE Commun. Lett.*, vol. 13, n.º 4, pp. 248-250, abr. 2009, doi: 10.1109/LCOMM.2009.081932.
- [42] L. Catarinucci, D. De Donno, R. Colella, F. Ricciato, y L. Tarricone, «A Cost-Effective SDR Platform for Performance Characterization of RFID Tags», *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 61, n.º 4, pp. 903-911, abr. 2012, doi: 10.1109/TIM.2011.2174899.
- [43] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, R. Martinez, y S. F. Lam, «Sensitivity and Impedance Measurements of UHF RFID Chips», *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, n.º 5, pp. 1297-1302, may 2009, doi: 10.1109/TMTT.2009.2017297.
- [44] D. M. Dobkin, *The RF in RFID: UHF RFID in Practice*. Newnes, 2012.