

Universidad Autónoma de Baja California

Facultad de Ingeniería



Caracterización Experimental del Entorno de Propagación en Interiores en las Bandas de
Frecuencia de las Tecnologías Emergentes

T E S I S

Que presenta para obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS EN ELECTRÓNICA

José Manuel Ramírez Zarate

Directores de tesis:

Dr. Daniel Hernández Balbuena

Dr. Ángel Gabriel Andrade Reátiga

RESUMEN de la Tesis de *José Manuel Ramírez Zarate*, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO en CIENCIAS en ELECTRÓNICA. Mexicali, Baja California, México. Agosto de 2013.

“Caracterización Experimental del Entorno de Propagación en Interiores en las Bandas de Frecuencia de las Tecnologías Emergentes”

Resumen aprobado por:

Dr. Daniel Hernández Balbuena
Director de tesis

Dr. Ángel Gabriel Andrade Reátiga
Codirector de tesis

Un modelo de propagación es un conjunto de expresiones matemáticas, diagramas y/o algoritmos que permiten representar el comportamiento de una señal de radiofrecuencia que se propaga en un entorno definido. Éstos son aceptables si son capaces de explicar, predecir y ser consistentes con otros conocimientos. Sin embargo, pueden existir varios modelos para un mismo análisis, por lo que se puede establecer que los modelos de propagación no son únicos e inamovibles. Esto significa que no es posible elegir un único modelo como aceptable y que los modelos existentes pueden sufrir alguna modificación o proponer otros más “aceptables”. En este trabajo se desarrolló una plataforma de prueba que permite evaluar experimentalmente las características de operación del canal radio y el impacto del entorno de propagación en interiores en dispositivos que operan en frecuencias de la banda ISM.

Se implementaron dos bancos de medición necesarios para la caracterización experimental del efecto que produce el entorno de propagación en interiores sobre una señal de radiofrecuencia. El primero de ellos permite obtener información del efecto sobre la magnitud de la potencia radiada y, el segundo, sobre la magnitud y fase de la señal recibida. Para lo anterior, se construyeron dos antenas omnidireccionales tipo rugby ball, con un ancho de banda de 5.2 GHz, bajo coeficiente de reflexión y de fácil construcción. Además, se implementó en una herramienta computacional la Transformada Inversa Z-Chirp (ICZT), que permite analizar en el dominio del tiempo, la información obtenida por los bancos de medición en el dominio de la frecuencia, referente a las múltiples reflexiones que genera la señal en el medio de propagación. Aplicando la técnica de dos rayos se calculan los tiempos de arribo de las señales electromagnéticas. Para lo anterior se obtuvieron mediciones en el interior del Laboratorio de Electrónica de la Facultad de Ingeniería de la UABC. El sistema transmisor se colocó en seis distintas ubicaciones, por cada una de las posiciones se evaluaron dos frecuencias de interés a 2.4GHz y a 5.8GHz y dos condiciones de transmisión, con línea de vista (LOS) y sin línea de vista (NLOS). Con base al análisis de las mediciones obtenidas, se observó que se presentan mayores pérdidas por propagación cuando se tienen condiciones de NLOS y a frecuencias de 5.8 GHz. Es factible proponer un modelo de canal en ambientes interiores con las dos metodologías experimentales que se describen en la presente tesis.

Palabras clave: Modelos de propagación en interiores, caracterización de la potencia radiada, antena rugby ball, ICZT, parámetros de dispersión.

ABSTRACT of the thesis, presented by *José Manuel Ramírez Zarate*, in order to obtain the MASTER of SCIENCE DEGREE in ELECTRONICS ENGINEERING. Mexicali, Baja California, México. August, 2013

“Experimental Characterization of Indoor Propagation Environment in Frequency Bands Emerging Technologies”

Summary approved by:

Dr. Daniel Hernández Balbuena
Thesis Advisor

Dr. Ángel Gabriel Andrade Reátiga
Thesis Co-Advisor

A radio channel propagation model is a set of mathematical expressions, diagrams or algorithms used to analyze a RF signal propagating in a specific environment. There are different kinds of radio channel models for a single analysis, so it is possible to confirm that they are not unique and unchangeable. This means, it is not possible to select a single model as a valid and, existing models may undergo some modification or create new ones more "acceptable". In this work, a testbed to evaluate the characteristics of the indoor propagation environment taking into account the frequency band ISM was developed.

It was implemented two measurement tools to evaluate a pair of rugby-ball antennas and the indoor propagation environment. The first of these allows evaluating the effect of the environment on the magnitude of the signal radiated power and, the second, of the magnitude and phase of the received signal. It was designed and implemented two omnidirectional rugby-ball antennas, at 5.2 GHz operating frequency, low reflection coefficient. Furthermore, it was implemented the Inverse Z-Transform Chirp (ICZT), to analyze the information obtained by measuring banks in the frequency domain. Also, it was figured out the time of arrival of electromagnetic signals. To accomplish before, all of the measurements were obtained indoors the Electronics Laboratory of the Faculty of Engineering of the UABC. The transmitter system was placed in six different locations, and for each of the positions were evaluated two frequencies of interest; at 2.4GHz and 5.8GHz. Also, it was considered two transmission conditions, line of sight (LOS) and No- line of sight (NLOS). Based on the analysis of the measurements obtained, it was observed increased losses of signal amplitude for LOS propagation conditions at 5.8 GHz.

Keywords: indoor propagation models, characterization of the radiated power, antenna rugby ball, ICZT, scattering parameters.

DEDICATORIA

No existen palabras suficientes que puedan expresar todo su amor y su apoyo incondicional... A mis padres **Patricia e Isidro**.

Por su gran amistad, ayuda, paciencia pero sobre todo por su gran amor... **A Dalila**

A toda mi Familia.

Por su infinito amor, porque sin él no soy nada y por la infinita dicha de saber que está siempre conmigo a **Dios**.

AGRADECIMIENTOS

A mi asesor de tesis el **Dr. Daniel Hernández** por su apoyo incondicional y su disposición para compartir su experiencia y sus conocimientos durante la realización del presente trabajo de tesis. Por ser un ejemplo a seguir y sobre todo por su calidez humana que es invaluable, por haberme brindado nuevamente la oportunidad de trabajar a su lado. **Muchas gracias.**

A mi codirector de tesis el **Dr. Ángel Andrade** por su disposición para compartir su gran experiencia y conocimiento en el área de comunicaciones que fue clave para la realización del presente trabajo de tesis. **Muchas gracias.**

A los miembros de mi comité de tesis: **Dr. Marco Félix** y la **M.C. Marlenne Angulo** por sus valiosos comentarios y sugerencias.

A **César Fregoso** por su amistad, ayuda y compañía... gracias.

A la Facultad de Ingeniería de la UABC por haberme dado la oportunidad de continuar mi preparación.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo económico otorgado.

INDICE

Contenido

RESUMEN DE LA TESIS.....	ii
ABSTRACT.....	iii
Dedicatoria	iv
Agradecimientos	v
Abreviaturas y acrónimos.....	xiii
Capítulo 1	14
Introducción.....	14
1.1 Antecedentes.....	15
1.2 Sistemas de comunicación.....	18
1.3 Objetivo de la tesis.....	21
1.4 Organización de la tesis.....	21
Capítulo 2	22
Marco teórico.....	22
2.1 Conceptos generales.....	22
2.2 Ondas Electromagnéticas.....	23
2.3 Principales causas de atenuación en las señales de radio frecuencia.....	23
2.4 Grado de atenuación en los materiales de construcción.....	27
2.5 Naturaleza de la atenuación de materiales de construcción.....	29
2.6 Modelado del canal.....	30
2.7 Modelos de propagación.....	30
2.8 Modelos de propagación en el espacio libre.....	31
2.9 Modelos de propagación en interiores.....	33

Capítulo 3	42
Desarrollo del sistema de medición.....	42
3.1 Sistema Experimental.....	42
3.2 Antena de banda ancha.....	44
3.3 Análisis del sistema de medición de potencia radiada con base de analizador de espectros.....	52
3.4 Análisis del sistema de medición de potencia radiada con base de analizador de redes vectorial.....	52
3.5 Modelos de propagación mediante parámetros de dispersión.....	64
Capítulo 4	69
Caracterización experimental del entorno de propagación.....	69
4.1 Caracterización del entorno de propagación.....	71
4.2 Comparación entre las mediciones realizadas: frecuencia de operación 2.4GHz y 5.8GHz.....	76
Capítulo 5	118
Conclusiones.....	118
5.1 Conclusiones.....	120
5.2 Trabajos futuros:.....	123
Apéndices	124
A. Programa de simulación en 3D en matlab.....	124
B. Programa en matlab del analisis en el dominio del tiempo.....	126
C. Programa en matlab de las potencias recibidas.....	127
Bibliografía	132

INDICE DE FIGURAS

Figura 1 Índice de producción del sector de Telecomunicaciones en México.....	15
Figura 2 Crecimiento de la telefonía celular en México.....	16
Figura 3 Subscriptores de banda ancha móvil en millones. (Fuente: Dirección de Información estadística de Mercados de la COFETEL).....	17
Figura 4 Onda incidente, reflejada y transmitida debido a un obstáculo.....	24
Figura 5 Propagación de ondas de radio por multitrayectorias.....	26
Figura 6 Zonas comunes donde se presentan los fenómenos.....	26
Figura 7 Sistema de medición utilizando generador de señales y analizador de espectros.....	43
Figura 8 Sistema de medición con analizador de redes vectorial.....	44
Figura 9 Elementos de la antena.....	45
Figura 10 Antena Rugby Ball construida.....	46
Figura 11 Pérdidas por regreso de la antena.....	47
Figura 12 VSWR de la antena construida tipo rugby ball.....	48
Figura 13 Patrón de radiación de una antena Rugby Ball a frecuencias de: a) 1 GHz, b) 10 GHz y c) 20 GHz.[7].....	49
Figura 14 Mediciones de las potencias recibidas para la caracterización de la antena.....	50
Figura 15 Datos de las potencias recibidas de las mediciones en exterior.....	51
Figura 16 Dibujo del sistema incluyendo cables, antena, equipos Tx Rx.....	52
Figura 17 Porcentaje de la potencia entregada a la antena.....	53
Figura 18 Red de dos puertos.....	56
Figura 19 Parámetros S de una red de dos puertos.....	57
Figura 20 Respuesta en frecuencia.....	60
Figura 21 Modelo de dos rayos.....	63
Figura 22 Modelo de dos Rayos en 3D.....	67
Figura 23 Señal en el dominio del tiempo con la escala en segundos.....	68
Figura 24 Dominio del tiempo con la escala en metros.....	68
Figura 25 Plano del edificio de electrónica.....	72

Figura 26 Primera medición representada en distancias lineales	74
Figura 27 Mediciones ajustadas dependiendo de la distancia de medición	74
Figura 28 Objetos metálicos causantes del incremento en potencia de la señal recibida	75
Figura 29 Incrementos de potencia con respecto a las reflexiones con las paredes.....	76
Figura 30 Regresión lineal de los datos con línea de vista a 2.4GHz.....	78
Figura 31 Regresión lineal de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.	78
Figura 32 Regresión lineal de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.	79
Figura 33 Regresión lineal de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.	79
Figura 34 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.5GHz.....	80
Figura 35 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	81
Figura 36 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.5GHz.....	81
Figura 37 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz	82
Figura 38 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	83
Figura 39 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz	83
Figura 40 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	84
Figura 41 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	84
Figura 42 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 2.4GHz...	86
Figura 43 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 5.8GHz...	86
Figura 44 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	88
Figura 45 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	88
Figura 46 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	89
Figura 47 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz	89
Figura 48 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	90
Figura 49 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	90
Figura 50 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	91
Figura 51 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	91
Figura 52 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 2.4GHz...	92
Figura 53 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 5.8GHz...	92
Figura 54 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	94

Figura 55 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	94
Figura 56 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	95
Figura 57 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	95
Figura 58 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	96
Figura 59 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	96
Figura 60 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	97
Figura 61 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	97
Figura 62 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 2.4GHz...	98
Figura 63 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 5.8GHz...	98
Figura 64 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	100
Figura 65 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	100
Figura 66 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	101
Figura 67 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	101
Figura 68 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	102
Figura 69 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	102
Figura 70 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	103
Figura 71 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	103
Figura 72 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 2.4GHz	104
Figura 73 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 5.8GHz	104
Figura 74 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	105
Figura 75 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	106
Figura 76 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	106
Figura 77 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	107
Figura 78 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	107
Figura 79 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	108
Figura 80 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	108
Figura 81 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	109
Figura 82 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 2.4GHz.	110
Figura 83 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 5.8GHz.	110
Figura 84 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	111

Figura 85 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	112
Figura 86 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	112
Figura 87 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz	112
Figura 88 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	113
Figura 89 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz	113
Figura 90 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.....	114
Figura 91 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.....	114
Figura 92 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 2.4GHz.	115
Figura 93 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 5.8GHz.	115

INDICE DE TABLAS

Tabla 1 Niveles de atenuación de distintos materiales.....	28
Tabla 2 Valores de atenuación a diferentes frecuencias.....	35
Tabla 3 Pérdidas (dB) de los diferentes materiales de construcción.....	37
Tabla 4 Pérdidas (dB) de los diferentes materiales comúnmente utilizados en paredes.	37
Tabla 5 Pérdidas con respecto a la distancia.....	38
Tabla 6 Parámetros de construcción de la antena de banda ancha.....	46
Tabla 7 Pendiente, Desviación Estándar y Media de las potencias recibidas.....	51
Tabla 8 Niveles de atenuación de los materiales presentes en los datos con línea de vista.....	87
Tabla 9 Niveles de atenuación dependientes de la frecuencia.....	93
Tabla 10 Principales materiales encontrados en el laboratorio de electrónica.....	99
Tabla 11 Datos de las mediciones a una frecuencia de 2.4GHz.....	116
Tabla 12 Datos de las mediciones a una frecuencia de 5.8GHz.....	117

ABREVIATURAS Y ACRÓNIMOS

COST	European Co-operation in the Field of Scientific and Technical
CZT	Chirp-Z Transform
DFT	Discrete Fourier Transform
FFT	Fast Fourier Transform
GSM	Global System for Mobile communications
ICZT	Inverse Chirp-Z Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter-Symbol Interference
ITU	International Telecommunications Union
ITU-R	ITU Radiocommunications sector
ITEL	Índice de producción del sector de Telecomunicaciones
LAN	Local Area Network
LOS	Line Of Sight
NLOS	Non Line Of Sight
OLOS	Obstructed LOS
PDP	Power Delay Profile
PCS	Personal Communications Systems
RF	Radio Frecuencia
Rx	Receptor
SOLT	Short, Open, Load y Thru
SWR	Standing Wave Ratio
Tx	Transmisor
UWB	Ultra Wide Band
VSWR	Voltage SWR
WLAN	Wireless LAN
3D	Tres Dimensiones

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

Día con día, crece la necesidad de mantenerse siempre comunicados sin importar las condiciones del entorno y características geográficas donde los usuarios se encuentren. Es decir, la agitada vida moderna demanda que los usuarios permanezcan comunicados sin importar si se encuentran dentro de un edificio, en tránsito en un medio de transporte (como un tren suburbano o el automóvil) o en espera de un vuelo en el aeropuerto. Esto exige, que los sistemas de comunicación personales cuente con dispositivos transmisores y receptores para el servicio, así como una adecuada planeación de la red que incluya el uso de modelos para predecir el comportamiento de las ondas de Radio Frecuencia (RF) en ambientes exteriores e interiores, con el fin de estimar los efectos del entorno en el canal de comunicación y conocer los factores y mecanismos que interviene en la propagación.

En el modelo más simple de un sistema de comunicación, son necesarios para que se establezca la comunicación, un transmisor (Tx.), un receptor (Rx.) y el canal o medio de comunicación. Una consideración de importancia en las comunicaciones, es que no existe un canal “ideal”, es decir, que todos los medios de comunicación ya sean alámbricos o inalámbricos producen cierto grado de atenuación, interferencia y retraso que provocan en la señal transmitida efectos no deseados durante la trayectoria hasta llegar al receptor. Por otro lado, la comunicación estará siempre bajo la influencia de la

geografía del lugar, es decir, difícilmente en todos los escenarios se puede asegurar la existencia de línea de vista entre el transmisor y el receptor; por lo que es de gran importancia contar con una estrategia para hacer llegar la información al receptor con el mínimo de atenuación posible.

1.1 Antecedentes

En México, el sector de telecomunicaciones registró un crecimiento de 11.9% durante el primer trimestre de 2012, en comparación con el mismo periodo del año pasado, impulsado principalmente por el crecimiento de subscripciones de televisión vía satélite (26.9 %), el tráfico de larga distancia internacional de entrada (26.6 %) y el número de minutos cursados en la red de telefonía móvil (15.8 %), según el Índice de producción del sector de Telecomunicaciones (ITEL) [1], ver figura 1.

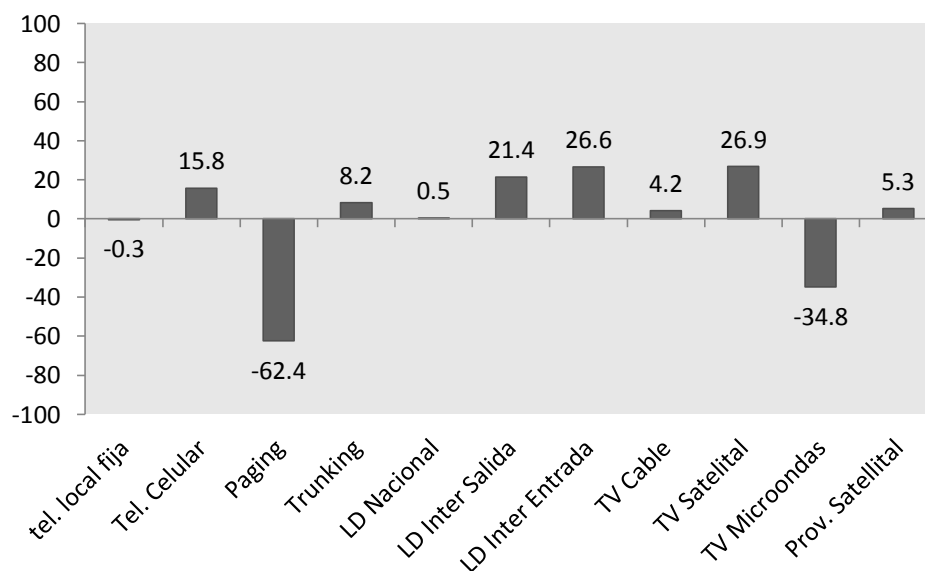


Figura 1 Índice de producción del sector de Telecomunicaciones en México.

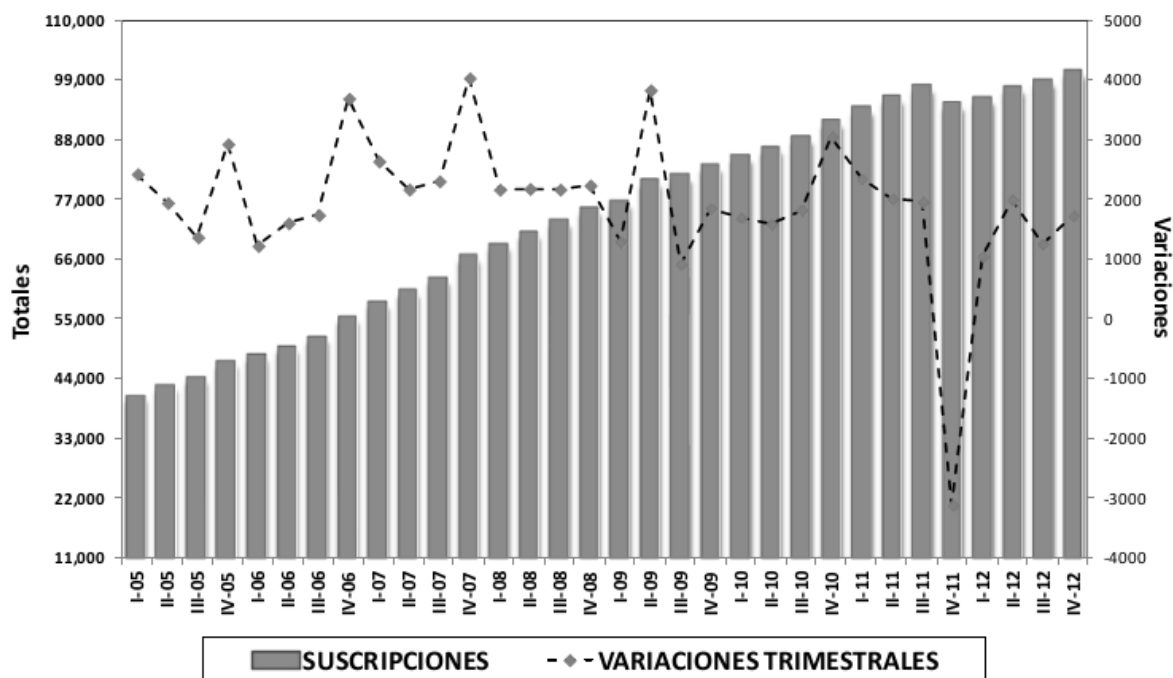


Figura 2 Crecimiento de la telefonía celular en México.

En telefonía celular, el crecimiento en el número de usuarios se ha mantenido constante durante la última década con ligeras variaciones a la baja en 2011 y 2012 (ver figura 2), sin embargo, la base de usuarios se sitúa en 95.6 millones, es decir 85.1 por cada 100 habitantes del país cuenta con un teléfono celular [1]. Una característica importante es que los mensajes cortos y las aplicaciones para transmisión de datos han sustituido gradualmente la demanda de servicios de voz [1]. Por ello, existe la tendencia en los operadores de proveer internet móvil de banda ancha a través de las terminales móviles así como en computadoras con dispositivos personales. Esta tendencia generó un crecimiento significativo en los servicios de banda ancha móvil en el último año, al pasar de 8.7 millones de suscripciones de este servicio registrados al 31 de marzo de 2012, a 4.1 millones al cierre del mismo mes de 2011, lo que representa un aumento de 107.3 por ciento [1] (ver figura 3).

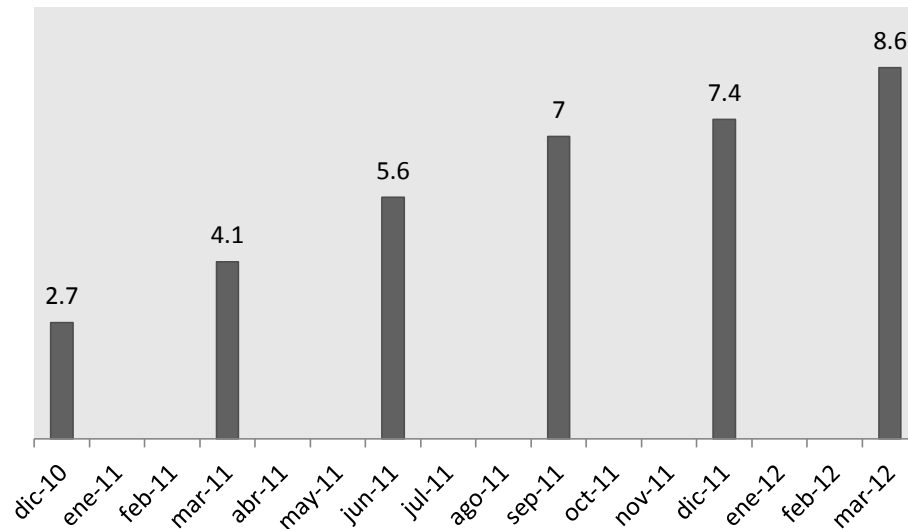


Figura 3 Subscriptores de banda ancha móvil en millones. (Fuente: Dirección de Información estadística de Mercados de la COFETEL).

En México se espera un futuro prometedor en lo que respecta a las tecnologías Web y Telecomunicaciones. Según las predicciones, hacia 2015 las subscripciones de 3G aumentarán del 23% del total de subscriptores de telefonía móvil al 57% y aproximadamente el 60% de los hogares mexicanos tendrán conexiones de banda ancha, comparados con el 37% que se tenía en el 2010 [2].

El acceso a dispositivos móviles ha transformado el concepto satisfacción de los usuarios, puesto que actualmente se demandan contar con una conexión rápida y sin interrupciones bajo cualquier condición de movilidad. Esto aunado al evidente crecimiento en número de usuarios se transforma en un reto en términos de cobertura.

Un punto de vista similar puede aplicarse también a las empresas, donde el concepto de satisfacción al cliente se transforma al dejar de ser importante ofrecer una respuesta el mismo día y pasar a preferir una capacidad de respuesta en tiempo real. Esto le demandaría a la empresa mejorar la colaboración dinámica entre sus empleados, permitiendo que estos puedan desplazarse donde necesiten ir dentro y fuera de sus instalaciones con acceso a la información necesaria (información de los clientes, actualizaciones de los inventarios, etc.), a fin de aumentar la productividad. Es

decir, que los empleados puedan tener interacción inalámbrica en tiempo real con base en redes de comunicación que operen en exteriores e interiores.

En el diseño de un sistema de comunicación inalámbrica que operan en interiores se presentan retos debido a que la propagación de la señales de alta frecuencia que utilizan este tipo de sistemas, son afectadas por las distribuciones estructurales con que han sido diseñado los edificios en que operan y por los distintos tipos de materiales con que han sido contruidos, además de todo tipo de mobiliario o maquinaria para producción con que han sido acondicionados. Tal planteamiento pueden también extenderse a recintos de escuelas, hospitales, aeropuertos, entre otros. Entonces, para una exitosa planeación de redes inalámbricas se han desarrollado modelos de propagación para interiores que permiten predecir la potencia promedio y variabilidad que se obtendrá en cualquier punto espacial del entorno de propagación en el que se instala la red

1.2 Sistemas de comunicación

Desde la aparición de las ecuaciones de James Clerk Maxwell que describen el comportamiento del medio electromagnético y la posterior invención de la radio comunicación, el espectro electromagnético ha sido extensamente utilizado para diversas aplicaciones. Muchos trabajos se han desarrollado para analizar el proceso de comunicación entre dos entidades y sobre como la información recibida puede caracterizarse. El objetivo de estos estudios tiene como finalidad incrementar la velocidad de transferencia de la información y reducir el error de los datos recibidos.

Además de esta limitación, el canal radio es un medio hostil que degrada la calidad de las comunicaciones y conforme aumenta la cantidad de información a transmitir, es necesario investigar las características e influencias de los entornos de propagación en la calidad de transmisión. De esta forma, los diseñadores de sistemas inalámbricos puedan, aprovechando el conocimiento de las características del canal, maximizar el uso del ancho de banda disponible y planificar con mayor detalle la ubicación y la cantidad de transmisores de la red.

Existe gran variabilidad de las señales por los efectos de los fenómenos físicos y aleatorios que se encuentran en el ambiente y la región donde se desea implementar la red, por tal motivo es necesario desarrollar y aplicar modelos que permitan predecir el comportamiento de los niveles de potencia de la señal de acuerdo a las condiciones del entorno. Caracterizar de forma experimental un entorno de propagación consiste en verificar los elementos y factores que afectan los niveles de potencia de la señal entre el transmisor y el receptor. Con esta caracterización es posible desarrollar un modelo de propagación sencillo que, basado en la información de las mediciones experimentales, permita predecir con el mínimo error, el comportamiento del canal de comunicación dependiendo de las características físicas del medio donde se aplica el modelo.

Conocer el comportamiento de las señales en un entorno de propagación determinado permitirá desarrollar protocolos de comunicación más eficientes en su funcionamiento, así como determinar la ubicación adecuada de los nodos transmisores que garanticen calidad en la comunicación y con esto, incrementar el tiempo de vida de cada nodo y la calidad en el servicio.

La señal emitida por una antena (emisor) experimenta múltiples transformaciones en su señal a lo largo de su trayectoria por el medio de propagación, llegando al receptor solo una pequeña parte de la señal total transmitida. El camino que sigue la señal entre receptor y emisor puede variar en múltiples formas debido a la existencia de diferentes obstáculos, (paredes, techos, suelos, incluso personas). Al situarse en el trayecto de propagación de la señal, actuarán como elementos dispersores o scatterers y producirán que las señales transmitidas sufran fenómenos de difracción, reflexión y dispersión. Esto hace difícil predecir la señal recibida en un determinado punto o analizar el canal de radio. En la antena receptora o transmisora, se recibirán múltiples señales que habrán sufrido procesos de reflexión y difracción diferentes. Debido a la diferencia de caminos recorridos, estos ecos o réplicas de la señal transmitida llegarán con ángulos de incidencia, atenuación, desfases y retardos de propagación diferentes. La contribución de estas múltiples replicas recibidas en

determinados instantes puede ser constructiva en unos casos, o destructiva en otros, en función de las amplitudes y desfases que posean dichas réplicas. Esto provoca que la potencia de la señal recibida no sea constante, sino que varíe con el tiempo produciéndose desvanecimientos.

Un modelo de propagación es un conjunto de expresiones matemáticas, diagramas y algoritmos los cuales se utilizan para representar las características de un canal radio de comunicación de un entorno de propagación determinado. Generalmente los modelos de predicción se pueden clasificar en empíricos o estadísticos, teóricos o determinísticos o una combinación de estos dos (semi-empíricos). Mientras que los modelos empíricos se basan en mediciones, los modelos teóricos se basan en los principios fundamentales de los fenómenos de propagación de ondas de radio; sin embargo, la principal desventaja de estos modelos es que requieren de una gran base de datos con las características del lugar, las cuales en ocasiones son prácticamente imposibles de conseguir. En general, los modelos de propagación predicen la pérdida por trayectoria que una señal inalámbrica pueda tener entre transmisor y un receptor móvil o fijo. La ventaja de modelar canales de radio teniendo en cuenta las características de la trayectoria entre transmisor y receptor, es conocer la viabilidad de los proyectos que se deseen planear en determinados sectores, de esta manera se podrá hacer una estimación acerca de la necesidad, costos y capacidad de los equipos requeridos.

La mayoría de los modelos de cobertura de redes inalámbricas existentes son modelos de caja negra, en los que solo es necesario ajustar ciertos parámetros del modelo para obtener los resultados deseados. Sin embargo, todos estos modelos asumen un patrón de radiación de las antenas simétrico, cuando en la práctica es asimétrico. Por lo tanto, al realizar una caracterización de canal, es posible determinar con exactitud, áreas de cobertura e identificar zonas afectadas por los desvanecimientos de forma negativa, llamadas zonas grises.

1.3 Objetivo de la tesis

La principal contribución de esta tesis es la construcción de un marco de estudio de los diversos modelos de propagación en interiores, que incluyen los aspectos prácticos para el desarrollo del hardware y software necesario para realizar mediciones de amplitud y fase de señales de radiofrecuencia afectadas por el entorno de propagación en interiores. Por lo que el principal objetivo de esta tesis es desarrollar e implementar una plataforma de prueba que permita evaluar experimentalmente las características de operación del canal radio y el impacto del entorno de propagación en interiores en dispositivos que operan en frecuencias de la banda ISM.

1.4 Organización de la tesis

El presente trabajo de tesis se organiza de la siguiente manera.

En el capítulo 1, se presenta la introducción del trabajo de tesis y la descripción de su organización.

En el capítulo 2, se presentan los fundamentos teóricos de los modelos de propagación en interiores y la clasificación de los modelos.

En el capítulo 3, se describe el diseño y la construcción de las antenas para la caracterización de la propagación de señales de radio en interiores, además del proceso para realizar las mediciones y el software desarrollado.

En el capítulo 4 se presentan los resultados de las mediciones realizadas, los parámetros de ajuste que sintetizan los modelos de propagación considerados y la representación gráfica de la bondad del ajuste realizado.

En el capítulo 5 se presentan las conclusiones de la tesis y la propuesta de trabajo futuro.

CAPÍTULO 2

MARCO TEÓRICO

2.1 Conceptos generales

Los medios de transmisión son los medios físicos por medio de los cuales viaja la información en forma de ondas electromagnéticas, estos se clasifican en medios guiados y no guiados.

Los medios de transmisión son comúnmente afectados por condiciones físicas y debido a esto cuentan con características básicas que los difieren, que son:

- Ancho de banda: Con un mayor ancho de banda se proporciona una mayor velocidad de transmisión
- Problemas de transmisión: se les conoce como atenuación y se clasifica como alta atenuación en los medios de transmisión como los cables coaxial, el par trenzado y con una baja atenuación en la fibra óptica. Para el caso de los medios de transmisión no guiados, tiene una atenuación alta como lo es el aire.
- Interferencias: tanto en los guiados como en los no guiados existen interferencias.
- Espectro electromagnético: que se encuentra definido como el rango en el cual se mueve la señal que llevan los datos en ciertos tipos de medios no guiados.

2.2 Ondas Electromagnéticas

La clasificación de las ondas electromagnéticas va de acuerdo con su frecuencia de oscilación, entre mayor es su oscilación, menor es su longitud de onda (λ), y la longitud de onda es el resultado del cociente de la velocidad de propagación en el medio y la frecuencia. La velocidad de propagación es una constante para todas las frecuencias y en el espacio vacío su valor es aproximado a $c = 300,000,000 \text{ m/s}$, es decir, la velocidad de la luz.

2.3 Principales causas de atenuación en las señales de radio frecuencia

En el proceso de transmisión de una señal electromagnética, ésta sufre muchas pérdidas debidas a múltiples características físicas del canal de transmisión, como se mencionó anteriormente, al realizar el modelado de entornos de propagación en interiores nos encontramos con diversas circunstancias mediante las cuales la señal podrá experimentar diversas atenuaciones. En la propagación de ondas de radiofrecuencia en ambientes interiores difícilmente existirá línea de vista entre la antena transmisora y la antena receptora.

En la figura 4, se muestra la reflexión de señales de radio, se puede observar dependiendo de las características dieléctricas del material, que solo una porción de la señal se refleja, puesto que existen también los fenómenos de transmisión y absorción de energía. En un sistema de comunicaciones, la señal recibida será diferente a la señal transmitida debido a diversas degradaciones de la transmisión. La degradación es más significativa para la transmisión.

A continuación se enunciarán las más importantes

Atenuación: la fuerza de la señal disminuye con la distancia a través de cualquier medio de transmisión. Esta reducción de fuerza o atenuación, es logarítmica para medios guiados. Considerando que la atenuación es una función más compleja de la distancia y la composición de la atmosfera para un medio de comunicación no guiado [8].

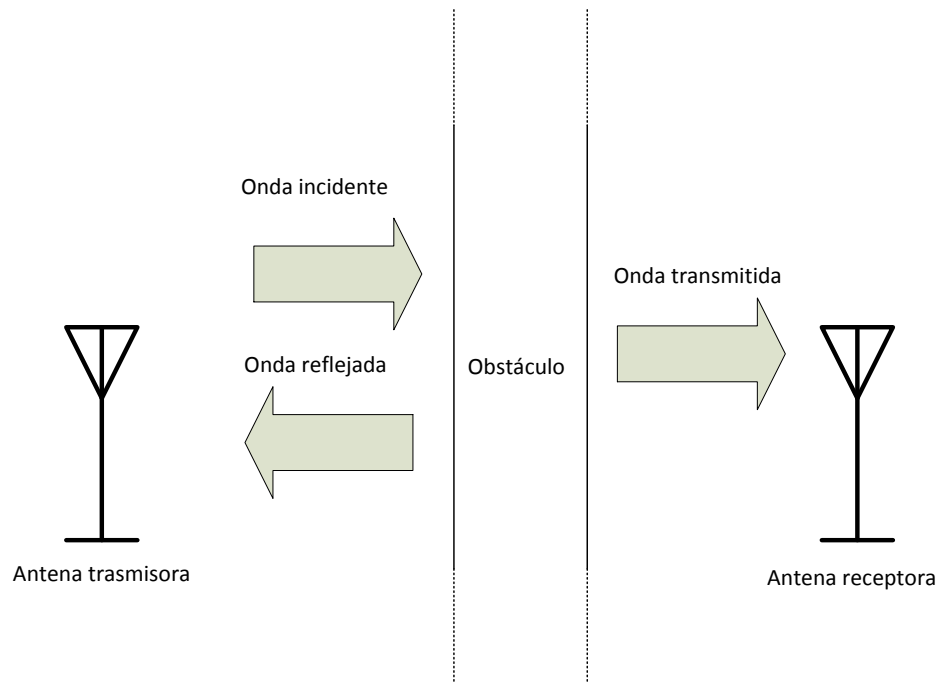


Figura 4 Onda incidente, reflejada y transmitida debido a un obstáculo.

Pérdidas por espacio libre: en cualquier sistema de comunicación, la señal se dispersa con la distancia. La antena receptora va a recibir menos potencia de la señal, más allá de la transmitida por la antena transmisora. Suponiendo que todas las fuentes que producen pérdidas de valor se anulan, la señal transmitida se atenúa con la distancia, debido a que la señal se propaga a lo largo de una distancia cada vez más grande, a esto se le conoce como pérdidas por espacio libre [8].

Desvanecimiento: el desvanecimiento se refiere a la variación de tiempo de la potencia de la señal recibida causada por los cambios en el medio de transmisión o camino. El desvanecimiento es el problema técnico más difícil en el diseño de un sistema de comunicación. En un entorno fijo el desvanecimiento es causado por los cambios de las condiciones atmosféricas. Mientras que en un ambiente móvil en el que la antena transmisora o receptora está en movimiento con relación a los otros, la ubicación relativa de los diversos obstáculos cambia con el tiempo, causando efectos complejos de transmisión [8].

Multitrayectoria: la multitrayectoria se define como el fenómeno de propagación que resulta en una señal de radio debido a que para llegar a la antena receptora lo puede hacer por dos o más caminos. La señal directa y la reflejada son a menudo opuestas en fase, lo que puede resultar en una pérdida significativa de la señal, debido a la cancelación mutua en algunas circunstancias. Dependiendo de las diferencias en las longitudes de trayectoria de las ondas directa y reflejada, la señal compuesta puede ser mayor o menor que la señal directa. Las réplicas de la señal que se generan debido a las multitrayectorias es el fenómeno más problemático en interiores y en áreas en donde existen muchas superficies metálicas. En la figura 5 se representan los diferentes caminos que sigue la señal de radiofrecuencia para llegar al receptor [8].

Las multitrayectorias son causadas por los siguientes mecanismos de propagación:

Reflexión: La reflexión existe siempre y cuando exista el fenómeno de refracción, sin embargo no siempre existe refracción cuando se da la transmisión, la reflexión de una señal se da cuando la señal choca con un objeto de dimensiones mucho mayores a la longitud de onda de la señal, lo que provoca que un porcentaje sea transmitido y otro sea reflejado [8].

Difracción: La difracción se produce cuando hay un obstáculo entre el emisor y el receptor (se considera que existe un obstáculo cuando se obstruye al menos parcialmente la primera zona de Fresnel) de mucho mayor tamaño que la longitud de onda de la señal. Debido al borde del obstáculo la señal cambia de dirección provocando pérdidas, a pesar de esto la difracción ayuda a la transmisión de la señal cuando no se tiene línea de vista [8].

Como se muestra en la figura 6 podemos observar las zonas de un entorno de propagación en interiores donde existen los fenómenos antes mencionados.

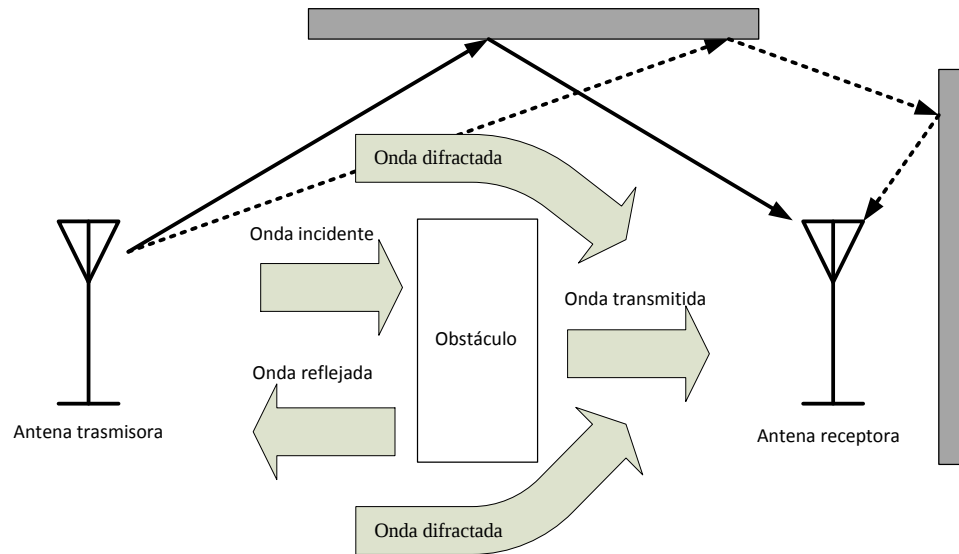


Figura 5 Propagación de ondas de radio por multitrayectorias.

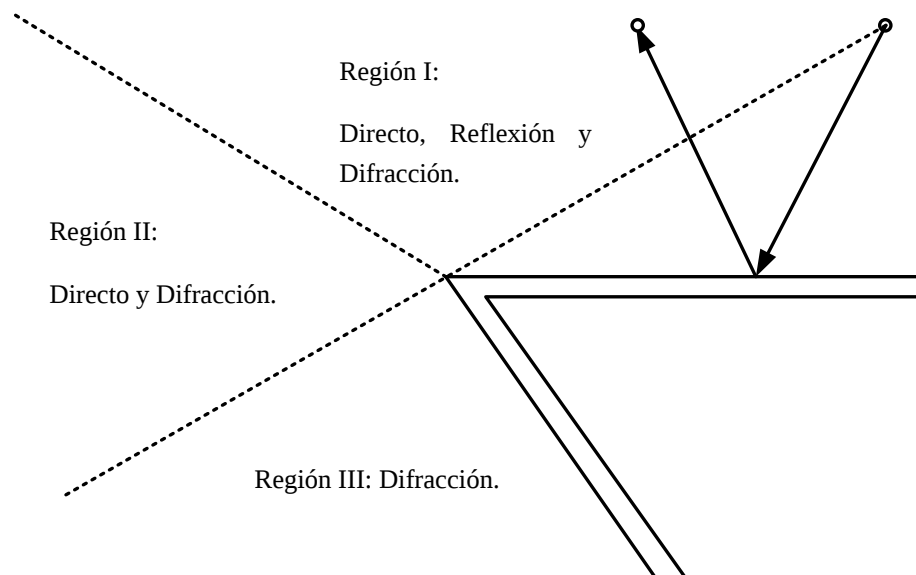


Figura 6 Zonas comunes donde se presentan los fenómenos

Dispersión: La dispersión se genera cuando la señal choca con objetos de dimensiones pequeñas pero numerosas, al chocar la señal, ésta se refleja en varias direcciones y puede ser que provoque un cambio en frecuencia y en la polarización de la onda electromagnética [8].

Refracción: La refracción se produce cuando la señal pasa de un medio a otro, más sin embargo también provoca cambios de dirección. La refracción se produce siempre y cuando los medios tengan un índice de refracción distinto [8].

Ruido: en cualquier transmisión, la señal recibida puede consistir en la señal transmitida, modificada por varios distorsionadores impuestos por el medio de transmisión, además de otras señales no deseadas que se insertan en el medio. Estas señales no deseadas son referidas como ruido o interferencia. El ruido es el principal factor limitante en el rendimiento de cualquier sistema de comunicación [8].

Absorción atmosférica: la absorción atmosférica son pérdidas adicionales debido a que un porcentaje de los elementos de la atmósfera, como el vapor de agua, oxígeno, etc. Afectando principalmente a las señales de frecuencia entre los 15GHz y 20GHz [8].

Además de presentarse fenómenos provocados por el entorno, existen otros fenómenos particulares de las modulaciones digitales, como lo son la Interferencia Inter-simbólica (ISI). Esto ocurre cuando un símbolo anterior al que se está recibiendo interfiere debido a una o más multitrayectorias. Este retraso sucede cuando la distancia recorrida por la onda reflejada es mayor que la distancia recorrida por la onda transmitida.

2.4 Grado de atenuación en los materiales de construcción.

Las pérdidas o atenuación en la potencia de las ondas de radio que se propagan a través de un medio en interiores, depende de las propiedades dieléctricas de los materiales con que están contruidos los obstáculos que se encuentra entre el receptor y el transmisor, así mismo como de la distribución de estos en el medio. En la tabla 1, se muestra el grado de atenuación que ofrecen los distintos tipos de materiales.

En ella se observa que los materiales de construcción asociados a un alto grado de atenuación sobre las ondas de radio se utilizan mayormente en la construcción de pisos, recubrimiento de las paredes de los baños, así como muros de carga y vigas de

soporte. Sin embargo, también indica que la mayor fuente de atenuación está asociada a elementos contruidos con metal.

Cabe mencionar que los muros falsos hechos con yeso registran una atenuación media, lo mismo que los muros hechos de ladrillo. Cabe mencionar que los materiales con que están hechos los mobiliarios y puertas (madera y plásticos) presenta un grado de atenuación bajo.

Tabla 1 Niveles de atenuación de distintos materiales

Material	Nivel de atenuación	Ejemplo de aplicación
Aire	Ninguno	Espacio abierto.
Madera	Bajo	Puertas, mobiliario.
Plástico	Bajo	Polarizado de vidrio en las ventanas, mobiliario, losetas de linóleum.
Vidrio	Bajo	Ventanas.
Vidrio polarizados o entintados	Medio	Ventanas
Seres vivos	Medio	Personas, animales, plantas
Ladrillos	Medio	Paredes
Yeso	Medio	Emplastes y acabados
Agua	Medio	Peceras y fuentes
Cerámica	Alto	Losetas cerámicas.
Papel	Alto	Rollos de papel
Concreto	Alto	Muros de carga, pisos, pilares
Vidrios blindados	Alto	Ventanas con vidrios blindados
Metal	Muy alto	Concreto reforzado, espejos, armarios metálicos, recinto de ascensores.

2.5 Naturaleza de la atenuación de materiales de construcción.

Considere el caso de la figura 4. En ella se muestra una fuente de ondas de radio (antena transmisora) que emite energía electromagnética, la cual se propaga en un escenario sin fronteras donde existe solo un obstáculo infinitamente largo y de ancho finito (construido con materiales comunes utilizados en el desarrollo de edificios, oficinas, escuelas, hospitales, etc.).

La onda emitida por la fuente incide a la muestra cómo se ilustra en la figura 4. Dependiendo de las características dieléctricas del obstáculo una porción de la señal emitida por la antena es reflejada, otra es transmitida y la restante es absorbida por el material. Sea P_I la potencia de la señal que incide al obstáculo, P_R la potencia de la señal que se refleja, P_A la potencia absorbida por el obstáculo y P_T la potencia transmitida a través del obstáculo; entonces se cumple

$$P_I = P_T + P_R + P_A \quad (2.1)$$

Dividiendo (2.1) por P_I y reordenado la ecuación se obtiene la ecuación

$$\frac{P_T}{P_I} + \frac{P_R}{P_I} + \frac{P_A}{P_I} = 1. \quad (2.2)$$

Rescribiendo (2.2) se obtiene

$$\alpha_T + \alpha_R + \alpha_A = 1 \quad (2.3)$$

Donde α_T es el coeficiente de transmisión de potencia o atenuación de la señal debida a las propiedades dieléctricas del obstáculo (equivalente al parámetro de dispersión S21), α_R es el coeficiente de reflexión de potencia del material (asociado al parámetro de dispersión S11) y α_A es coeficiente de absorción de potencia. Despejando de (2.3) a α_A se obtiene que

$$\alpha_A = 1 - \alpha_T - \alpha_R. \quad (2.4)$$

La ecuación anterior indica que, bajo las condiciones arriba expuestas, la atenuación que sufre la señal debida al obstáculo depende directamente de su grado de reflexión y absorción de energía. Los coeficientes α_T y α_R pueden ser obtenidos experimentalmente utilizando un analizador de redes vectorial, como se indica en [3]. En coeficiente α_A se obtiene de las mediciones realizadas utilizando (2.4).

Si las dimensiones de obstáculo son finitas como se muestra en la figura 2, la onda transmitida tendría componentes de la señal difractada y la ecuación (2.1) prevalece. En este caso α_T tendría dos componentes.

En [4], se presenta una caracterización de materiales comunes utilizados en la construcción

2.6 Modelado del canal

Con el fin de evaluar y analizar la eficiencia de codificación y técnicas de procesamiento, se necesita desarrollar un modelado de canal que describa adecuadamente el entorno para un canal de radio, antes de la construcción del sistema de comunicación.

Tal análisis reduce el costo de desarrollar un sistema complejo mediante la reducción de la cantidad de hardware requerido para la evaluación del rendimiento.

Para el modelado de canales en interiores es de suma importancia conocer la cantidad de paredes y tabiques en el edificio, debido a que la colocación de estas paredes dictara el recorrido de la señal dentro del edificio.

2.7 Modelos de propagación

Para poder predecir todos los efectos que sufrirá una señal durante su transmisión se han propuesto diversos modelos o expresiones matemáticas. Estos modelos han sido desarrollados para cualquier tipo de ambiente. Desde aquellos donde hay línea de vista (LOS Line-of-Sight) hasta aquellos donde las comunicaciones son posibles sin línea de vista (NLOS No-Line-of-Sight). Cuando existe LOS las variaciones

son modeladas con una distribución de Rician o con una distribución Loga-normal, mientras que en el caso de NLOS las variaciones se modelan con una distribución de Rayleigh.

2.8 Modelos de propagación en el espacio libre

En espacio libre, la energía radiada por una antena omnidireccional se propaga por la superficie de una esfera, donde el área de la superficie de una esfera de radio d es $(4\pi)^2 d^2$. El modelo de propagación en espacio libre es el modelo fundamental para la propagación de la señal cuando entre el transmisor y el receptor existe línea de vista. Tanto los enlaces satelitales y los enlaces de microondas se pueden modelar con el modelo de propagación en el espacio libre.

En el modelo de propagación en espacio libre como en la mayoría de los modelos de propagación, predicen que la señal decae con respecto a la distancia de separación entre el transmisor y el receptor elevada a alguna potencia. La ecuación de la potencia recibida por una antena receptora en espacio libre, la cual está separada una distancia d de la antena transmisora esta dada por la ecuación de Friis:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (2.5)$$

dónde:

- $P_r(d)$ Potencia recibida
- P_t Potencia transmitida
- G_t Ganancia de la antena transmisora
- G_r Ganancia de la antena receptora
- λ Longitud de onda (*en metros*)
- d Distancia de separación entre Transmisor y Receptor (*en metros*)
- L Pérdidas del sistema no debidas a la propagación

donde la Ganancia de la antena está dada por:

$$P_r(d) = \frac{(4\pi)^2 A_e}{\lambda^2} \quad (2.6)$$

La apertura efectiva A_e está relacionada con el tamaño de la antena y la frecuencia de la portadora mediante la siguiente ecuación:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2\pi c}{\omega_c} \quad (2.7)$$

Donde f es la frecuencia de la portadora en Hz , ω_c es la frecuencia de la portadora dada en radianes por segundo y c es la velocidad de la luz en metros/segundo.

Las pérdidas por trayectoria representan la atenuación de la señal como una cantidad positiva medida en dB, y se define como la diferencia entre la potencia radiada efectiva y la potencia recibida. Puede o no incluir el efecto de ganancia de las antenas, cuando la ganancia de las antenas se incluye la ecuación queda de la siguiente manera:

$$PL = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = -10 \log \left(\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right) \quad (2.8)$$

Cuando la ganancia de las antenas es excluida, se asume que tiene ganancia unitaria y de esta forma la ecuación queda:

$$PL = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = -10 \log \left(\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right) \quad (2.9)$$

La ecuación de Friis muestra que la potencia de la señal recibida se atenúa de acuerdo al cuadrado de la distancia entre el transmisor y el receptor, lo que implica que decae **20dB/década**

Cuando se conoce la potencia recibida en una distancia referencia d_0 , la ecuación siguiente puede utilizarse para calcular la potencia recibida en una distancia más lejana:

$$P_r(d) = P_r(d_0) + 20 \log \left(\frac{d_0}{d} \right) \quad (2.10)$$

La misma ecuación pero expresando las pérdidas por trayectoria quedaría de la siguiente forma:

$$PL(d) = PL(d_0) + 20 \log \left(\frac{d}{d_0} \right) (PLFS) \quad (2.11)$$

La ecuación de Friss sólo es válida para predecir P_r para valores de d que estén en la región conocida como far-field (*campo lejano*) de la antena transmisora. La región far-field o región de Fraunhofer de una antena transmisora se define como la distancia más allá de la distancia d_f , la cual se relaciona con la dimensión mayor de la apertura numérica de la antena transmisora y con la longitud de onda de la portadora. La distancia Fraunhofer está dada por:

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.12)$$

Donde D es la dimensión física mayor de la antena. Adicionalmente para estar en la región far-field se debe satisfacer $d_f \gg D$ y $d_f \gg \lambda$. Además queda claro que la ecuación es válida para $d = 0$.

2.9 Modelos de propagación en interiores

Con la llegada de los sistemas de comunicación personal (PCS, personal communications systems) existe un gran interés en la caracterización de la radio propagación en el interior de edificios. El canal de radio en interiores difiere de los tradicionales canales de radio móviles en dos aspectos la distancia de cobertura es mucho menor, y la variabilidad del ambiente es mucho mayor para una distancia de separación mucho menor entre Tx y Rx. Se ha observado que la propagación en el interior de edificios es influenciada principalmente por características específicas como las paredes del edificio, los materiales de construcción, y el tipo de edificio [3].

Por lo tanto en entornos interiores, el número de componentes o reflexiones que afectan a la señal “principal” es mucho mayor que en otros entornos, originando una mayor variabilidad de la señal.

Los métodos empíricos proporcionan una estimación rápida de las pérdidas por propagación, con el compromiso de reducir la precisión que nos proporcionaría el cálculo teórico, basado en un procesamiento sistemático de grandes cantidades de información de la señal, el entorno circundante y su variabilidad espacio-temporal.

Los métodos deterministas se basan en estudios mucho más rigurosos (y consiguientemente más complejos), que buscan la resolución del complejo problema electromagnético planteado, de formas diferentes, pero siempre con una gran carga computacional. Estos métodos quedan fuera del objetivo de este proyecto.

Los trabajos realizados en torno a la acción COST 231 “Evolution of Land Mobile Radio (including personal) Communications”, han propuesto modelos de análisis simplificados.

2.9.1 Modelos empíricos de propagación en interiores

2.9.1.1 Modelo de pendiente única

Se basa en la expresión básica de la propagación, $L(dB) = L_o + 10n \log d$, donde d es la distancia en metros, y L_o y n dependen de la frecuencia y del entorno de propagación, con valores calculados para minimizar el error cuadrático medio de los valores medidos experimentalmente. Habitualmente se hace una clasificación de escenarios para los cuales se calculan diferentes valores de L_o y n .

Esta manera de estimar una pérdida de trayecto, es similar a la empleada en sistemas exteriores, determinando los parámetros a partir de la toma de mediciones. Con esta aproximación se generan errores debido a la variabilidad de los mecanismos de propagación entre diferentes tipos de edificios y en diferentes caminos dentro del mismo edificio, y lo mismo puede decirse si se aplican modelos de doble pendiente.

2.9.1.2 Modelo de atenuación lineal

Asume que el exceso de pérdidas depende linealmente de la distancia, siendo α (dB/m) el coeficiente de atenuación:

$$L = L_{\text{espacio libre}} + \alpha d \quad (2.13)$$

2.9.1.3 Modelo ITU-R P.1238

Caracteriza las pérdidas a partir de un exponente n , que dependerá del escenario e incluye implícitamente las pérdidas entre dos puntos del mismo piso, además de los factores adicionales de pérdidas relacionados con el número de pisos que obstruyen la línea de vista directa entre emisor y receptor. Asume una dependencia con la frecuencia similar a la de espacio libre, proporcionando la siguiente expresión:

$$L(\text{dB}) = 20 \log f_c + 10n \log d + L_f(n_f) - 28 \quad (2.14)$$

Donde n_f es el número de plantas entre emisor y receptor, y L_f es el factor de pérdidas de penetración en suelos, que en la banda de $1.8 - 2 \text{ GHz}$ toma el valor de $L_f(n_f) = 4n_f$ para entornos residenciales, $L_f(n_f) = 15 + 4(n - 1)$ para entornos de oficinas, y el valor $L_f(n_f) = 6 + 3(n - 1)$ para entornos comerciales.

Tabla 2 Valores de atenuación a diferentes frecuencias.

Frecuencia		Entorno	
GHz	Residencial	Oficinas	Comercial
0.9	-	3.3	2.0
1.2-1.3	-	3.2	2.2
1.8-2.0	2.8	3.0	2.2
4.0	-	2.8	2.2

Los valores del exponente n propuestos por el modelo son los que se muestran en la tabla 2.

2.9.1.4 Modelo de múltiples paredes COST231

Este modelo requiere de datos exactos para deducir resultados confiables. Es completamente empírico y parte del modelo de Motley-Keenan [4]:

$$L = L_1 + 10_n \log d + L_C + \sum_{i=1}^I K_{fi} \cdot L_{fi} + \sum_{j=1}^J K_{wj} \cdot L_{wj} \quad (2.15)$$

donde los parámetros utilizados son:

- d Distancia en metros
- n Indicador de variación de la potencia con la distancia (es típico tomar $n = 2$, aunque depende de cada escenario)
- L_1 Pérdidas a 1 metro de distancia
- L_C Constante de pérdidas
- L_{fi} Factor de pérdidas por piso tipo i
- L_{wj} Factor de pérdidas por pared tipo j
- K_{fi} Número de pisos tipo i atravesados
- K_{wj} Número de paredes tipo j atravesadas
- I Número de tipos de pisos
- J Número de tipos de paredes

Se aplican a situaciones NLOS y la pérdida de propagación se expresa como la suma de las pérdidas en espacio libre ($L_1 + 10_n \log d$), las pérdidas debidas a los obstáculos que se encuentran a lo largo de la línea directa de visión y una constante L_C . Aún quedan por caracterizar de modo exacto cada tipo de piso y pared con sus coeficientes apropiados, punto donde reside la dificultad en la aplicación del modelo. Pueden usarse bases de datos para diferenciar los distintos tipos de obstáculos a los que se asocian diferentes coeficientes de atenuación. [8]

En 1999, la iniciativa COST231 propuso los siguientes valores, en la banda de 1 a 2 GHz, para diferentes tipos de materiales de construcción [5], estos se presentan a continuación en la tabla 3.

Tabla 3 Pérdidas (dB) de los diferentes materiales de construcción.

Material	Pérdidas (<i>dB</i>)
Yeso	1.5
Madera	1.5
Vidrio	2
Pared de ladrillo (< 14CM)	2.5
Ladrillo	2.5
Pared de hormigón (< 10CM)	6
Pared doble de hormigón (2x20cm)	17
Suelo	23

Tabla 4 Pérdidas (dB) de los diferentes materiales comúnmente utilizados en paredes.

Material	900MHz	1800MHz
Pared de ladrillo (< 14CM)	$L_w = 1.9dB$	$L_w = 3.4dB$
Pared doble de hormigón (2x20cm)	-	$L_w = 6.9dB$
Suelo	$L_f = 14.8dB$	$L_f = 18.3dB$

El COST 231 añade además a este modelo de Motley los resultados de otra serie de estudios efectuados, y propone otra fórmula que da cuenta de unos resultados particulares alrededor de las medidas observadas por la atenuación de los suelos y su alinealidad, La expresión es muy similar:

$$L = L_0 + 10_n \log d + L_C + \sum_{j=1}^J K_{wj} \cdot L_{wj} + K_f \left[\frac{K_f + 2}{K_f + 1} - b \right] \cdot L_f \quad (2.16)$$

donde *b* es un factor empírico cuyo valor típico propuesto es 0.46

El factor L_C es un término que se calcula, cuando las pérdidas en las paredes se determinan a partir de los resultados de las medidas, utilizando regresión lineal múltiple. Normalmente es un valor cercano al cero.

Conviene no definir demasiados tipos de paredes, puesto que cuando las diferencias no son significativas se puede complicar el modelo innecesariamente. La clasificación más habitual contempla dos tipos de paredes: L_{w1} – *delgada* ($< 10cm$) y L_{w2} – *gruesa* ($> 10cm$). [8]

Tabla 5 Pérdidas con respecto a la distancia.

Distancia (m)	Límite inferior de pérdidas (dB)	Límite superior de pérdidas (dB)
$1 < r < 10$	$30 + 20 \log r$	$30 + 40 \log r$
$10 \leq r < 20$	$20 + 30 \log r$	$40 + 30 \log r$
$20 \leq r < 40$	$-19 + 60 \log r$	$1 + 60 \log r$
$40 \leq r$	$-115 + 120 \log r$	$-65 + 120 \log r$

2.9.1.5 Modelo de Ericsson de múltiple punto de ruptura

Este modelo también es dependiente de mediciones experimentales hechas en edificios de oficinas con múltiples pisos. Tiene cuatro puntos de ruptura y junto con este considera un límite superior e inferior para las pérdidas por trayectoria

Este modelo asume el hecho de una atenuación de $30dB$ a una distancia $d_0 = 1m$, la cual fue aproximada para una frecuencia de $900MHz$ con una ganancia unitaria para las antenas, al depender de este dato este modelo se ve limitado para uso en alguna aplicación con una banda de frecuencia diferente [10]

El exponente aumenta de 2 a 12 a medida que la distancia aumenta, indicando una rápida disminución del nivel de la señal con la distancia. El modelo puede

extenderse a $1800MHz$ añadiendo una pérdida adicional de $8.5dB$ en todas las distancias.

2.9.1.6 Modelos empíricos para Wireless Lan

La popularización de las redes WLAN ha posibilitado el desarrollo de modelos de propagación a las frecuencias de los estándares WiFi, $2,4GHz$ y $5,2GHz$. En el modelo propuesto por Tuan en 2003 [6], la pérdida de propagación tiene la siguiente expresión general:

$$L_T = k_1 + k_2 * \log f + k_3 * \log r + n_w(k_4 P_1 + k_5 P_2) + k_6 n_f \quad (2.17)$$

P_1 y P_2 están asociados al ángulo θ de incidencia en la pared. Tras varias propuestas para P_1 y P_2 , una vez validado el modelo con medidas reales, la expresión quedó como sigue:

$$L_T = 19.07 + 37.3 * \log f + 18.3 * \log r + n_w[21 \sin \theta + 12.2(1 - \sin \theta)] + 8.6 n_f \quad (2.18)$$

Este modelo es válido en la banda de frecuencia que va de $900MHz$ a $5.7GHz$. Tuan reporta una desviación estándar del error en la predicción de $6.7dB$. Los coeficientes k_1 a k_6 pueden calcularse por regresión lineal a partir de los datos medidos.

2.9.1.7 Predicción basada en mediciones

Los modelos empíricos están habitualmente limitados, puesto que proporcionan una descripción general de la propagación, mientras que si se necesita una mayor precisión para un lugar específico, debemos utilizar modelos físicos detallados del mismo. Como ya se ha comentado con anterioridad, los modelos generales no son suficientes, y los modelos físicos son demasiado complejos para ser puestos en práctica.

Una solución intermedia, apropiada para diseños de alta fiabilidad, es realizar medidas en el lugar específico y utilizarlas para detallar los mecanismos de

propagación y los parámetros de los materiales en dicho entorno concreto, sin necesidad de complicar en exceso el sistema. Esta aproximación se describe en profundidad en [11]. El uso de estadísticas espaciales apropiadas posibilita utilizar los datos medidos a lo largo de todo el edificio, y no sólo en la ruta de medida. La reutilización de estos datos, junto con modelos empíricos para los factores de pérdidas de paredes y pisos, también permite optimizar el diseño del sistema para diferentes tipos y localizaciones de antenas sin necesidad de repetir las medidas, incluso a frecuencias distintas de las originales.

2.9.2 Modelos empíricos de propagación en interiores

Permiten evaluar la dispersión del retardo y el perfil de retardo de potencia promedio (PDP). Uno de esos dos factores, junto con las características Doppler, suelen ser los parámetros típicos requeridos como inputs para las simulaciones. En general, se asume un espectro Doppler plano.

La dispersión del retardo, tiene valores menores en entornos densos, y valores mayores en entornos grandes y abiertos. Esta dependencia con las dimensiones del entorno puede utilizarse en la predicción.

Aunque los valores instantáneos y las medias locales del PDP pueden incluir numerosos detalles dependientes del entorno, la media global del PDP tiene una forma bastante regular. El PDP en entornos densos tiene la misma forma que la función de potencia (decaimiento logarítmico en escala dB). En entornos abiertos, el PDP sigue mejor la función de potencia, debido al fuerte efecto del rayo directo. En la siguiente figura pueden observarse valores PDP promedio típicos de situaciones LOS, NLOS y OLOS (el rayo directo es obstruido por un único obstáculo, por ejemplo, un mueble).

2.9.3 Realización de medidas en sistemas de comunicaciones móviles.

Cuando se planifica una red de comunicaciones móviles, es esencial caracterizar el canal de radio con objeto de profundizar en los mecanismos de propagación dominantes del escenario. Con esta caracterización se le permite al diseñador asegurarse de que conoce adecuadamente el comportamiento del canal

antes de proceder con la instalación del sistema, validar los modelos de propagación usados en el proceso de diseño y asegurar que los equipos utilizados proporcionan un buen comportamiento frente a las múltiples causas de desvanecimiento que puedan darse.

2.9.4 Ajuste de los modelos empíricos de pérdidas de propagación

Mediante este punto se comienza con la planeación para el desarrollo de cualquier red de comunicaciones, esto se debe porque se van a cambiar los valores de las frecuencias de trabajo, o bien porque se va a cambiar el escenario de propagación. Al realizar las medidas de las pérdidas de la señal en diferentes escenarios ayuda a ajustar los parámetros de los modelos empíricos, de forma en que se minimice la media y la desviación estándar del error entre el modelo y las medidas del escenario.

CAPÍTULO 3

DESARROLLO DEL SISTEMA DE MEDICIÓN

3.1 Sistema Experimental

Para realizar el análisis experimental sobre el efecto del entorno de propagación en las señales de radiofrecuencia en interiores, se diseñó un sistema de medición que permite registrar los cambios en la amplitud y fase de la señal transmitida (el transmisor se colocó en una posición específica) y detectada por un receptor (en cualquiera otra posición del entorno).

Como se mencionó en el capítulo 2, existen dos maneras de caracterizar el entorno de propagación a partir de la información obtenida con el sistema de medición. La primera consiste en analizar las variaciones de las mediciones de la amplitud de la señal con respecto a las distancias registradas por el receptor y la segunda consiste en, a partir de un análisis en el dominio del tiempo de las variaciones de potencia y fase de la señal recibida, analizar los fenómenos predominantes que suceden en la propagación en interiores.

Para lo anterior se construyeron dos sistemas experimentales de medición: el primero de ellos que consistió en un generador de señales de radio frecuencias (transmisor) conectado a una antena de ancho de banda que va desde los 700 Mhz. hasta los 20GHz. Y un sistema receptor formado por un analizador de espectros

conectado con una antena receptora con las mismas características que la transmisora. En la figura 7 se muestra una representación de sistema.

Para la implementación del sistema de medición se utilizó un generador de señales vectoriales de la marca ROHDE&SCHWARZ, modelo SMU 200A con frecuencia variable de 100kHz hasta los 6GHz y un analizador de espectros de la marca ROHDE&SCHEWARS, modelo FSL con rango de detección de frecuencia que va desde los 9kHz hasta los 6GHz. Además de cables y conectores coaxiales de 50 Ω .

El segundo sistema experimental de medición consta de un analizador de redes vectoriales de dos puertos, en los que se conecta un par de antenas de banda ancha. La ventaja de utilizar el analizador de redes vectoriales, es que éste permite realizar un barrido en frecuencia de las señales que van desde los 30KHz hasta los 6GHz) a transmitir, además de proporcionar información de fase relativa y de magnitud relativa de las señales que entran y salen por cada uno de sus puertos. En la figura 8 se muestra una representación de sistema de medición.

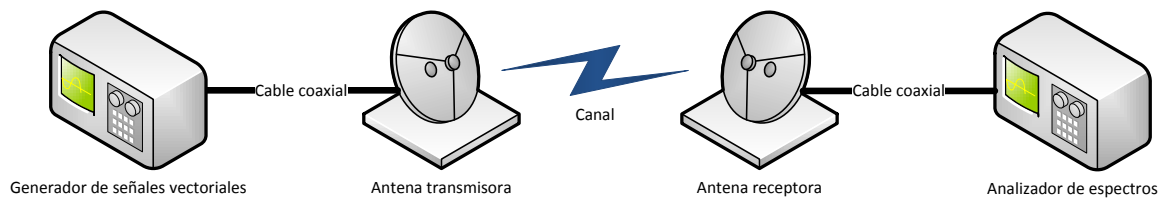


Figura 7 Sistema de medición utilizando generador de señales y analizador de espectros.

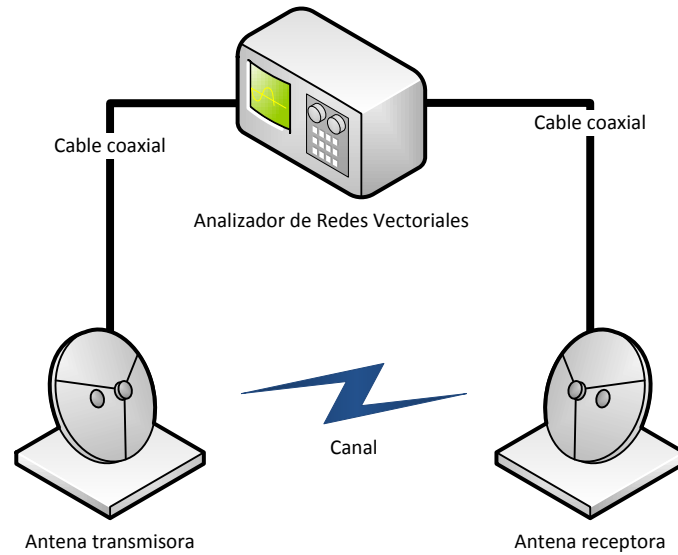


Figura 8 Sistema de medición con analizador de redes vectorial.

3.2 Antena de banda ancha.

Uno de los aspectos de mayor importancia en ambos sistemas de medición arriba mencionados es la antena, puesto que transductor que convierte la señal eléctrica de alta frecuencia a señal radiada y viceversa, por ello sus características eléctricas pueden afectar el desarrollo de la experimentación.

La antena de banda ancha utilizada en el desarrollo del presente trabajo de tesis se seleccionó a partir de una revisión de la literatura especializada. Los criterios de selección que se tomaron en cuenta para el diseño de las antenas son los siguientes:

1. Ancho de banda grande que incluya las frecuencias de interés que son: 2.4GHz y 5.8GHz..
2. Patrón de radiación omnidireccional direccional en las frecuencias de interés.
3. Bajo coeficiente de reflexión de $(20\log_{10}|\Gamma| < -10dB)$.
4. Facilidad de construcción.

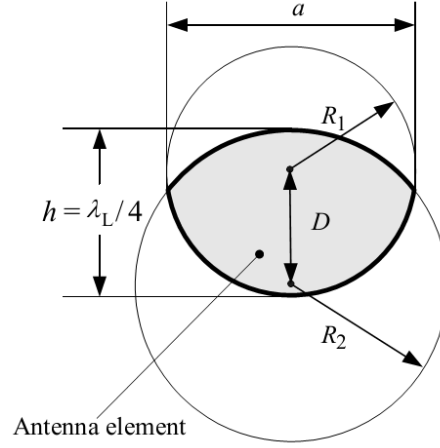


Figura 9 Elementos de la antena.

3.2.1 Antena tipo Rugby Ball

El tipo de antena que se utilizó en este trabajo es la denominada Rugby Ball puesto que cumple con creces los criterios antes mencionados. La antena Rugby Ball se diseña sobre una placa delgada de material conductor, su forma se deriva de la intersección de dos círculos de distinto radio, como se muestra en la figura 10. La distancia h determina la frecuencia mínima de operación de la antena y se determina mediante la ecuación siguiente:

$$h = \frac{\lambda_l}{4} \quad (3.1)$$

dónde λ_l es la longitud de onda de la frecuencia de operación más baja [7]. De la figura 9 se puede observar que:

$$h = (R_1 + R_2) - D \quad (3.2)$$

dónde R_1 y R_2 son los radios del círculo superior e inferior, respectivamente, y D es la distancia entre los centros de los dos círculos. La impedancia de acoplamiento de la antena depende de R_1 y R_2 . Además, la longitud de a determina el patrón de radiación de la antena, y se relaciona con R_1 , R_2 y D por la siguiente ecuación [7]:

$$a = \frac{1}{D} \sqrt{4D^2 R_2^2 - (D^2 - R_1^2 + R_2^2)^2} \quad (3.3)$$

Tabla 6 Parámetros de construcción de la antena de banda ancha.

Parámetros	Dimensiones (mm)
h	115
R_1	70
R_2	67
D	22
a	135

A partir de las ecuaciones 31-33 se obtuvieron las dimensiones para la construcción de las antenas (ver tabla 6). La antena construida se muestra en la figura 10.



Figura 10 Antena Rugby Ball construida.

3.2.1.1 Ancho de banda de la antenna construida.

El ancho de banda de operación de una antenna depende del rango de frecuencias de operación donde sus características eléctricas son las deseables para su utilización. Para este caso, el ancho de banda se determinó en función del criterio 3 que se estableció en la sección 3.2. Una vez construida la antenna se caracterizaron sus pérdidas por regreso ($20\log_{10}|\Gamma|$) con un analizador de redes. La figura 12 muestra el comportamiento en frecuencia de las pérdidas por regreso de la antenna. Se puede observar que el ancho de banda de operación de la antenna en el que se cumple el criterio 3 es de aproximadamente entre 800 MHz a 6 GHz, lo cual cumple con el criterio 1 puesto que la caracterización es de 2.4 GHz y 5.8 GHz.

Sin embargo, en [7] se describe que algunas antenas de este tipo pueden tener un comportamiento hasta aproximadamente 20 GHz. Sin embargo, en este caso no es posible hacer esta evaluación debido a que no se cuenta con el equipo especializado.

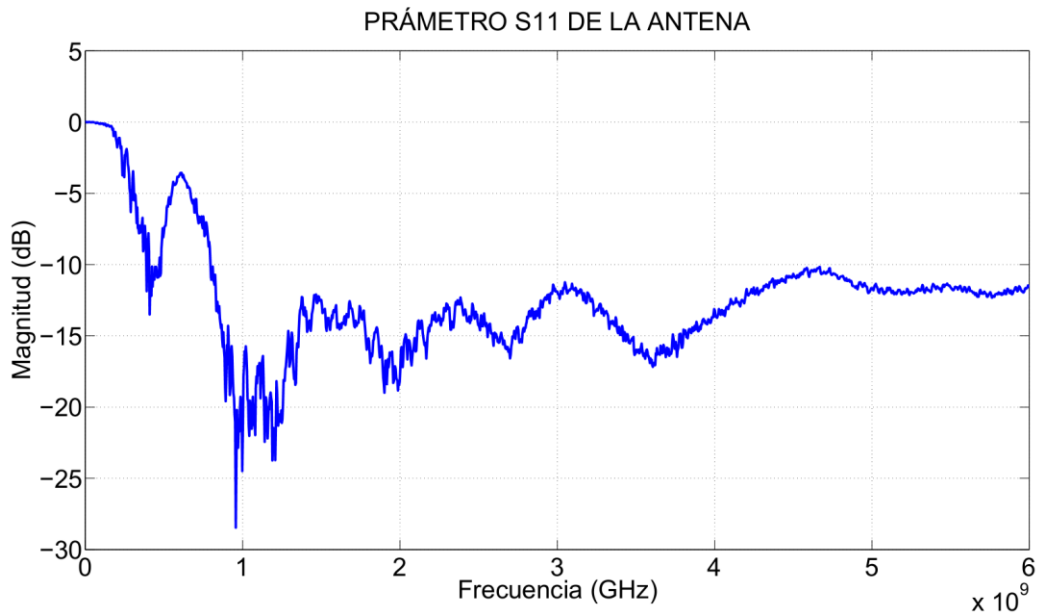


Figura 11 Pérdidas por regreso de la antenna.

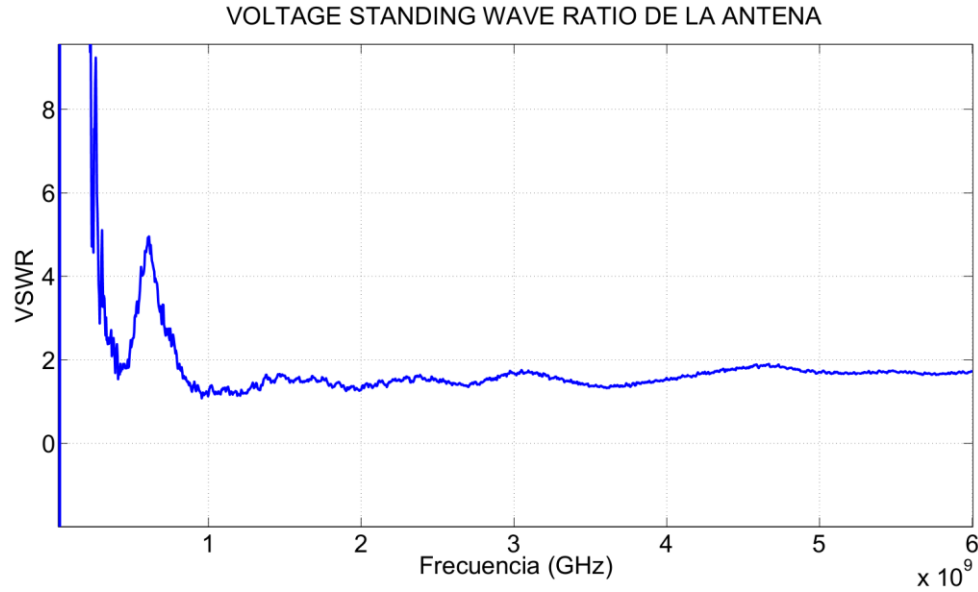


Figura 12 VSWR de la antena construida tipo rugby ball.

La razón de onda estacionaria de voltaje de la antena se muestra en la figura 12. Un criterio equivalente a 3 es que $VSWR < 2$. Con

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (3.4)$$

donde $|\Gamma|$ es el coeficiente de reflexión de la antena.

3.2.1.2 Patrón de radiación de la antena construida.

Para caracterizar el patrón de radiación de cualquier antena es necesario contar con una cámara anecoica, con el fin de evitar reflexiones en las paredes al momento de medir la potencia radiada por la antena. Para el desarrollo del presente trabajo no se contó con dicha instalación, por lo que la selección de la antena se hizo con base a las características descritas en la literatura especializada. Así, el patrón de radiación de una antena tipo Rugby ball a frecuencias de 1GHz, 10GHz y 20GHz se muestra en la figura 13. En ella se observa que a baja frecuencia la antena tiene un patrón de radiación omnidireccional y que a frecuencias altas se generan lóbulos laterales que impactan en el desempeño de la antena

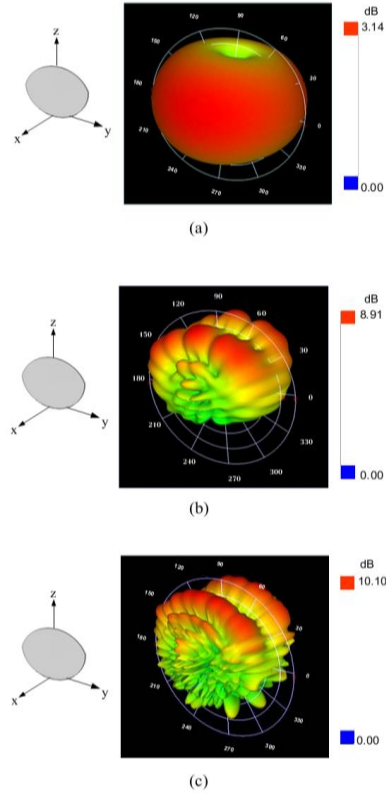


Figura 13 Patrón de radiación de una antena Rugby Ball a frecuencias de: a) 1 GHz, b) 10 GHz y c) 20 GHz.[7]

Sin embargo, para caracterizar el comportamiento de la antena se realizó el siguiente experimento. Se colocó la antena en una posición dada fuera de cualquier edificio buscando tener las menores reflexiones posible; se alimentó la antena con señal de radio frecuencia se midió la potencia radiada a distintas distancias y en tres direcciones críticas, tal como se muestra en las figuras 14 y 15. La hipótesis en este experimento es que la potencia radiada en las direcciones establecidas sería similar y seguiría la ley de la atenuación de potencia radiada en el espacio libre, es decir

$$P_r(d) = P_r(d_0) + 10n \log\left(\frac{d_0}{d}\right) \quad (3.5)$$

donde d_0 es la distancia de referencia que para el caso fue seleccionada como 1 m , $P_r(d_0)$ es la potencia recibida a esta distancia y $P_r(d)$ es la potencia recibida a

cualquier distancia mayor que d_0 . $n=2$ idealmente para el espacio libre. La potencia radiada fue medida cada 0.5m.

En la figura 14 se muestran las potencias medidas en el experimento (puntos en azul), en ella se observa el típico comportamiento de atenuación de la potencia con la distancia. En la figura 15 se muestra la potencia recibida contra la distancia expresada logarítmicamente, lo que hace que los datos tengan un comportamiento lineal aproximado. Aplicando mínimos cuadrados a la serie de datos se obtiene que la pendiente de la línea continua (mejor ajuste) es cercana a 2, como se muestra en la tabla 7. En la tercera y cuarta columna se muestra la desviación estándar y valor medio del error residual del proceso de ajuste.

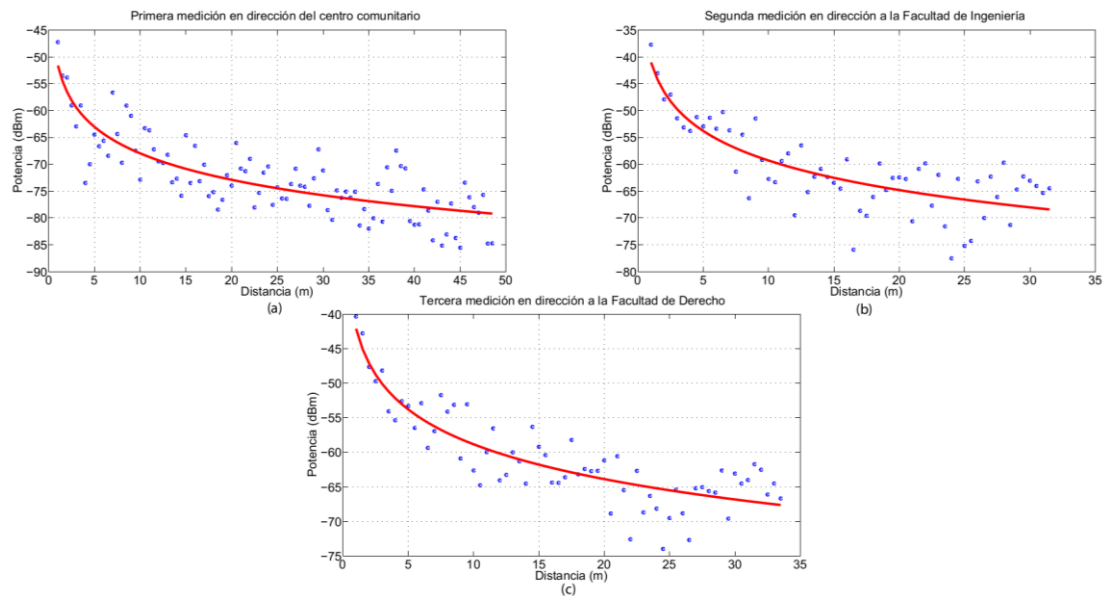


Figura 14 Mediciones de las potencias recibidas para la caracterización de la antena.

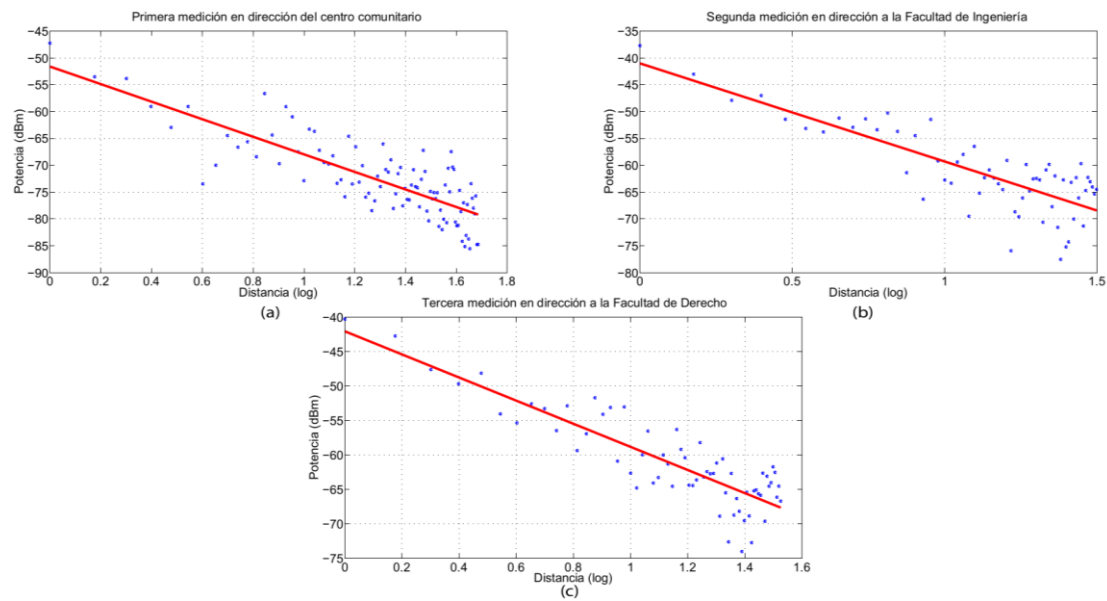


Figura 15 Datos de las potencias recibidas de las mediciones en exterior.

Tabla 7 Pendiente, Desviación Estándar y Media de las potencias recibidas

	Pendiente	Desviación Estándar	Media
Figura 17 a)	-1.63519	0.45414	8.2305e-015
Figura 17 b)	-1.82756	0.46856	8.2305e-015
Figura 17 c)	-1.67438	0.35168	8.2305e-015

3.3 Análisis del sistema de medición de potencia radiada con base de analizador de espectros

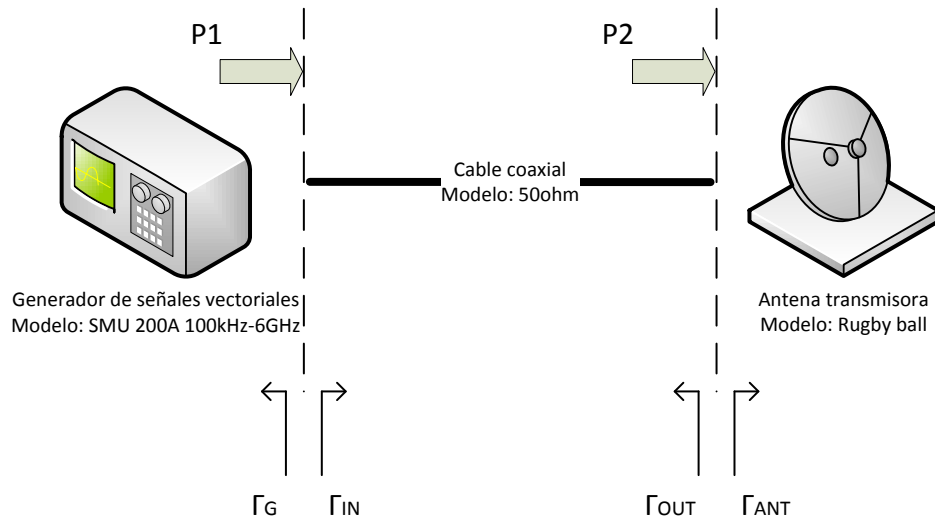


Figura 16 Dibujo del sistema incluyendo cables, antena, equipos Tx Rx

3.3.1 Tips de medición

Para obtener las mediciones es necesario calibrar el equipo para garantizar precisión en las lecturas, ya que al trabajar con altas frecuencias es común encontrar errores en las mediciones debido a un mal uso del equipo de medición

Para realizar una medición más rápido, fue necesario disminuir el ancho de banda de interferencia electromagnética del analizador de espectros, así el analizador de espectros disminuye su tiempo de barrido.

3.4 Análisis del sistema de medición de potencia radiada con base de analizador de redes vectorial

En la figura 17 se muestra el análisis del VSWR de la antena donde se puede observar que la antena tiene la capacidad de radiar más del 90% de energía.

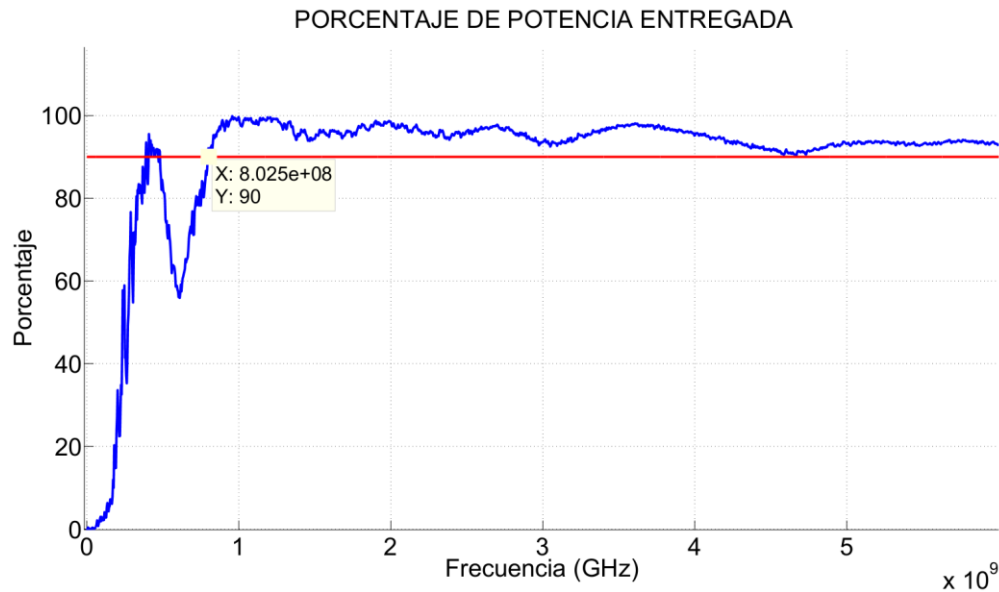


Figura 17 Porcentaje de la potencia entregada a la antena

3.4.1 Parámetros de dispersión.

A frecuencias muy bajas la longitud de onda de la señal es de mayor tamaño que la longitud de los elementos del circuito pero conforme se incrementa la frecuencia la longitud de onda se hace más pequeña que la longitud de los elementos por lo que las leyes de Kirchhoff dejan de tener validez. Pero por supuesto el voltaje y la corriente siguen existiendo en el circuito y siguen siendo importantes para el estudio del mismo. Sin embargo se presentan dos nuevos fenómenos, las corrientes y voltajes en el circuito se propagan en forma de ondas y existe la reflexión de estas que generan ondas estacionarias. Para conocer la relación entre el voltaje y la corriente en el circuito es necesario definir una nueva cantidad con base a los fenómenos mencionados. Esta cantidad se llama coeficiente de reflexión de voltaje, el cual es una forma indirecta de medir impedancia a altas frecuencias. Al dejar de ser válidas las leyes de Kirchhoff se utilizan para el análisis de circuitos en alta frecuencia la teoría de líneas de transmisión. De donde se derivan dos herramientas de suma importancia, la carta de Smith y los parámetros de dispersión o parámetros S.

A continuación se muestra el sustento teórico que nos conduce a la definición de los parámetros de dispersión o parámetros S.

Introduciendo la notación

$$V^+(x) = Ae^{-j\beta x} \quad (3.6)$$

y

$$V^-(x) = Be^{j\beta x} \quad (3.7)$$

donde $V^+(x)$ es la onda de voltaje que incide a la carga y $V^-(x)$ es la onda de voltaje que se refleja de la carga.

$$V(x) = Ae^{-j\beta x} + Be^{j\beta x} \quad (3.8)$$

$$I(x) = \frac{A}{Z_0} e^{-j\beta x} - \frac{B}{Z_0} e^{j\beta x} \quad (3.9)$$

Tomando en cuenta las ecuaciones (3.8) y (3.9), podemos reescribir de la siguiente forma

$$V(x) = V^+(x) + V^-(x) \quad (3.10)$$

y

$$I(x) = I^+(x) - I^-(x) = \frac{V^+(x)}{Z_0} - \frac{V^-(x)}{Z_0} \quad (3.11)$$

donde Z_0 es la impedancia característica.

Así mismo, el coeficiente de reflexión es la relación entre la onda incidente y la onda reflejada y se puede escribir como:

$$\Gamma(x) = \frac{V^-(x)}{V^+(x)} \quad (3.12)$$

Introduciendo la notación normalizada

$$v(x) = \frac{V(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (3.13)$$

$$i(x) = \sqrt{Z_0} I(x) \quad (3.14)$$

$$a(x) = \frac{V^+(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (3.15)$$

y

$$b(x) = \frac{V^-(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (3.16)$$

Podemos escribir

$$v(x) = a(x) + b(x) \quad (3.17)$$

$$i(x) = a(x) - b(x) \quad (3.18)$$

$$b(x) = \Gamma(x)a(x) \quad (3.19)$$

Re-escribiendo (3.10), (3.11) y (3.12) en la forma

$$v(x) = a(x) + b(x) \quad (3.20)$$

$$i(x) = a(x) - b(x) \quad (3.21)$$

$$b(x) = \Gamma(x)a(x) \quad (3.22)$$

De la ecuación (3.20) y (3.21) la onda de voltaje incidente normalizada $a(x)$ y la onda de voltaje reflejado normalizada $b(x)$ en términos de $V(x)$ y de $I(x)$ tenemos

$$a(x) = \frac{1}{2} [v(x) + i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} [V(x) + Z_0 I(x)] \quad (3.23)$$

$$b(x) = \frac{1}{2} [v(x) - i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} [V(x) - Z_0 I(x)] \quad (3.24)$$

Si en lugar de una línea de transmisión de un puerto tenemos una red de dos puertos como la que se muestra en la figura 19, con una onda incidente $a_1(I_1)$ y una onda reflejada $b_1(I_1)$ en el puerto 2, podemos generalizar la ecuación (3.22) como se muestra a continuación.

$$b_1(I_1) = S_{11}a_1(I_1) + S_{12}a_2(I_2) \quad (3.25)$$

$$b_2(I_2) = S_{21}a_1(I_1) + S_{22}a_2(I_2) \quad (3.26)$$

o en forma matricial

$$\begin{bmatrix} b_1(I_1) \\ b_2(I_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(I_1) \\ a_2(I_2) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Se puede observar que $a_1(I_1)$, $a_2(I_2)$, $b_1(I_1)$, $b_2(I_2)$, son los valores de onda incidente y reflejada de una específica locación denotada por el puerto 1 y por el puerto 2.

Los parámetros S_{11} , S_{12} , S_{21} , y S_{22} que representan los coeficientes de reflexión y los coeficientes de transmisión, se conocen como Parámetros de Dispersión (Parámetros S) de una res de dos puertos, midiendo el puerto 1 y el puerto dos, la matriz queda de la siguiente forma:



Figura 18 Red de dos puertos.

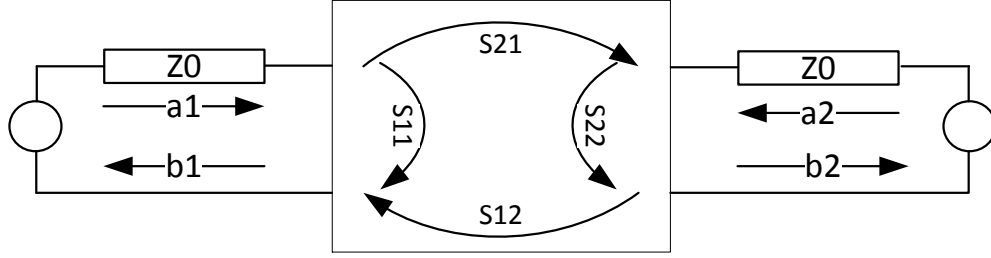


Figura 19 Parámetros S de una red de dos puertos

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Los parámetros de dispersión están relacionados con la energía, tanto reflejada como incidente en un sistema lineal de dos puertos. Se plantea que el sistema debe ser tratado como un sistema tipo línea de transmisión.

El siguiente análisis se basa en la figura 18.

La definición de parámetros S como se describió anteriormente en las ecuaciones (3.25) y (3.26), se estableció que las variables independientes a_1 y a_2 son voltajes incidentes normalizados definidas como:

$$a_1 = \frac{V_1 + I_1 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de voltaje incidente en el puerto 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad (3.28)$$

$$a_2 = \frac{V_2 + I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de voltaje incidente en el puerto 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (3.29)$$

Las variables dependientes, b_1 y b_2 son variables reflejadas normalizadas definidas como:

$$b_1 = \frac{V_1 - I_1 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de voltaje reflejada en el puerto 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad (3.30)$$

$$b_2 = \frac{V_2 - I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de voltaje reflejada en el puerto 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (3.31)$$

de donde obtenemos las siguientes ecuaciones;

$$|a_1|^2 = \frac{\text{Potencia incidente en la entrada de la red}}{\text{Potencia disponible desde una fuente de impedancia } Z_0} \quad (3.32)$$

$$|a_2|^2 = \frac{\text{Potencia incidente en la salida de la red}}{\text{Potencia disponible desde una fuente de impedancia } Z_0} \quad (3.33)$$

$$|b_1|^2 = \frac{\text{Potencia reflejada desde el puerto de entrada de la red}}{\text{Potencia disponible de una fuente } Z_0 \text{ menos la potencia entregada a la entrada de la red}} \quad (3.34)$$

$$|b_2|^2 = \frac{\text{Potencia reflejada desde el puerto de salida de la red}}{\text{Potencia incidente en la carga, Potencia entregada a una carga } Z_0} \quad (3.35)$$

Mientras que a y b representan la transmisión y la reflexión de la potencia o voltaje en la entrada y la salida de una red de dos puertos, El significado de los parámetros S está dado por:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{V \text{ reflejado en el puerto 1}}{V \text{ hacia el puerto 1}} \right|_{a_2=0} \quad (3.36)$$

S_{11} = coeficiente de reflexión de entrada mientras el puerto de salida termina en una carga ($Z_s = Z_0$, donde $a_2 = 0$)

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \left. \frac{V \text{ reflejado en el puerto 2}}{V \text{ hacia el puerto 2}} \right|_{a_1=0} \quad (3.37)$$

S_{22} = coeficiente de reflexión de salida mientras el puerto de entrada termina en una carga ($Z_s = Z_0$, donde $a_1 = 0$)

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{V \text{ saliendo del puerto 2}}{V \text{ hacia el puerto 1}} \right|_{a_2=0} \quad (3.38)$$

S_{21} = transmisión de ganancia (de inserción) con el puerto de salida terminado en una carga ($Z_s = Z_0$, donde $a_2 = 0$)

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \left. \frac{V \text{ saliendo del puerto 2}}{V \text{ hacia el puerto 1}} \right|_{a_1=0} \quad (3.39)$$

S_{21} = ganancia invertida de transmisión (de inserción) con el puerto de entrada terminado en una carga ($Z_s = Z_0$, donde $a_1 = 0$)

Así, los parámetros de dispersión se usan para describir el comportamiento eléctrico de las redes eléctricas lineales, los parámetros S son usualmente utilizados para redes que operan en RF y frecuencias de Microondas.

En el presente trabajo se utilizaron los parámetros de dispersión para caracterizar el entorno de propagación, en base a la transmisión y recepción de las antenas colocadas en los puertos del analizador de redes.

Para garantizar que las mediciones de los parámetros de dispersión tomadas con el analizador de redes vectorial sean precisas, se realiza una calibración denominada calibración SOLT (Short, Open, Load y Thru)

3.4.2 Transformada de Fourier Discreta (DFT)

Considere el sistema de medición que se muestra en la figura 8. El analizador de redes permite la caracterización de los parámetros de dispersión del canal en función de la frecuencia. El parámetro S_{21} es la relación de la amplitud y fase de la señal sinusoidal de frecuencia única que emerge por el puerto uno y es detectada por el puerto dos. Si se supone que el conjunto antena transmisora y receptora junto con el

canal es un sistema lineal invariante en el tiempo; este parámetro se puede considerar como la respuesta en frecuencia de dicho sistema, es decir, la transformada de Fourier Discreta de su respuesta al impulso.

En este caso, la respuesta al impulso del entorno bajo caracterización permitiría identificar fuentes de alta reflexión y determinar la distancia a la antenna emisora

En el dominio del tiempo los sistemas se describen en términos de convolución con la respuesta al impulso.

$$x[n] * h[n] = y[n] \quad (3.10)$$

Ambas representaciones tienen la información completa sobre el sistema, por lo que debe haber una correspondencia entre ellas: la respuesta en frecuencia de un sistema es la transformada de Fourier de su respuesta al impulso.

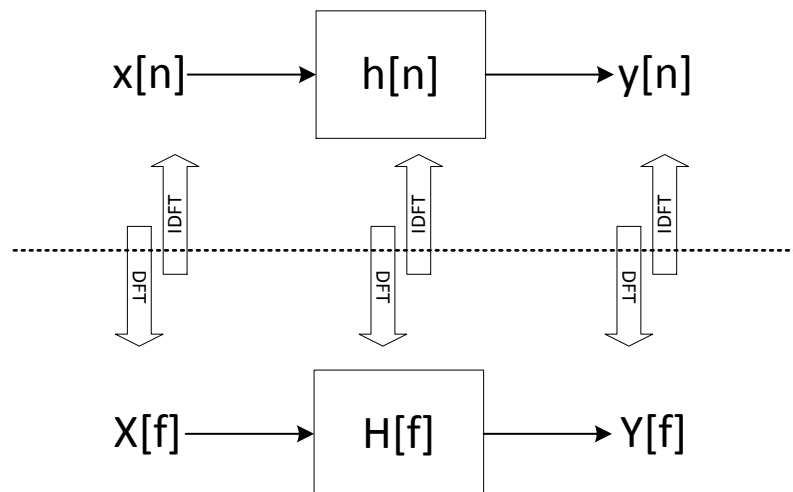


Figura 20 Respuesta en frecuencia.

3.4.3 Transformada Rápida de Fourier (FFT)

La transformada rápida de Fourier (Fast Fourier Transform) es un algoritmo matemático para disminuir el tiempo de cómputo necesario por la transformación de una función del tiempo en una función de la frecuencia. Se basa en descomponer el cálculo en transformadas de menos puntos, lo que haces es descomponer una señal en el tiempo en n puntos de n señales de un punto cada una, luego se calcula espectro de cada señal y se los combina para obtener el espectro de la señal origina. La descomposición en el tiempo se denomina Interlaceado y corresponde a un ordenamiento de las muestras. Un aspecto importante es que un menor número de operaciones redunda en un menor error de redondeo, por lo que el cálculo usando la FFT es más preciso.

3.4.4 Invers Chirp-Z Transform (ICZT)

Con la transformada Chirp-Z podemos determinar muestras uniformes espaciadas de la transformada Z. La principal característica de la transformada Chirp-Z es que si el rango de frecuencias de interés es por ejemplo de 1GHz a 6GHz las muestras de la transformada Z pueden calcularse específicamente para ese rango. En contraste, el rango de frecuencias de la Transformada de Fourier Discreta está estrictamente relacionado con la frecuencia de muestreo. Además, la transformada Chirp-Z permite que el número de muestras en el rango de frecuencias sea totalmente arbitrario.

La transformada Z para una secuencia $x[n]$ se define como.

$$X(z) = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]z^{-n} \quad (3.27)$$

Donde N es el número de secuencias $x[n]$. El objetivo es obtener muestras de la transformada Z igualmente espaciadas a lo largo de un contorno en el plano Z. En general se puede definir los puntos z_k , de un contorno de M-puntos como:

$z_k = AW^{-k}$, para $k = 0, 1, 2, \dots, M - 1$, siendo A el punto de inicio del contorno, $A = A_0 e^{j\omega_0}$, $\omega_0 = 2\pi\theta_0$ y W determina el incremento a lo largo del contorno donde, $W = W_0 e^{j\Delta\omega_0}$, $\Delta\omega_0 = 2\pi\phi_0$

Cualquier transformada que convierte los datos del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, tiene una transformada inversa que convierte los datos del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo. Esta transformada inversa puede obtenerse tomando el complejo conjugado de la transformada del complejo conjugado de los datos en el dominio de la frecuencia. Para el caso de la Chirp-Z, la transformada inversa (ICZT) puede ser escrita de la siguiente manera, $ICZT(X(k)) = [CZT(X(k)^*)]^*$

Utilizando la ICZT podemos pasar los parámetros de dispersión del analizador de redes que se encuentran en el dominio de la frecuencia al dominio del tiempo. Una vez en el dominio del tiempo considerando que la velocidad de propagación de las ondas de radio frecuencia, viajan en el espacio libre a la velocidad de la luz aproximadamente, podemos calcular el tiempo que le tomaría a una señal de radio frecuencia llegar de un punto a otro, de igual manera, conociendo el tiempo de arribo, podemos calcular una distancia recorrida por dicha señal.

La primera señal recibida por la antena receptora siempre será la de línea de vista, ya que es la distancia más corta entre el transmisor y receptor, no obstante, existen más de un camino para que la señal llegue al receptor, si no existiera línea de vista se podría utilizar el modelo de dos rayos para calcular alguna reflexión que nos permita hacer que la señal llegue a la antena receptora.

3.4.5 Pruebas de funcionamiento dentro de la Jaula de Faraday

3.4.5.1 Modelo de dos rayos y cálculo de tiempo de arribo. Programa realizado.

Para validar el funcionamiento del sistema de medición con el analizador de redes, se desarrolló un software en Matlab, con el cual se pueden calcular las reflexiones de la señal tomando en cuenta que la propagación de las ondas de radio frecuencia se efectúan en todas direcciones. Utilizando el modelo de dos rayos en el

espacio libre es posible determinar la segunda reflexión con respecto a la distancia más corta después a la de línea de vista.

3.4.5.2 Datos obtenidos en el dominio del tiempo. Comparativo entre los datos medidos por reflexión y los medidos directamente.

Después de realizar la simulación de la distancia recorrida de la señal a través de la primera reflexión en el piso, como se muestra en la figura 21 se puede observar que teniendo las posiciones del transmisor y receptor, podemos calcular los rebotes correspondientes a todas las paredes.

3.4.5.3 Desventaja del método. Distancia reducida entre puertos.

La principal desventaja que se tiene al realizar mediciones a través de este método, es que el analizador de redes requiere de una potencia mínima para poder procesar la información en sus puertos, y al incrementar la distancia de los cables conectados en sus puertos lo que sucede es que la potencia de la señal que pasa a través de estos cables disminuye con respecto a la distancia recorrida, es por eso que, al existir una distancia grande entre el puerto y la antena, la potencia recibida es muy débil. Y por esta razón el método está limitado.

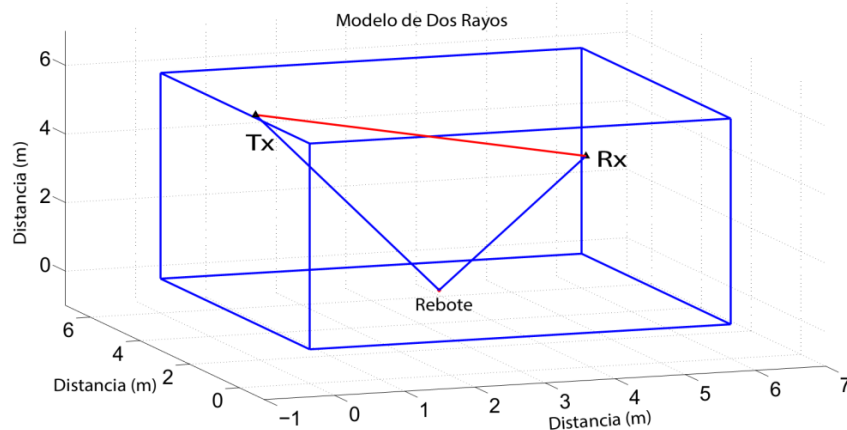


Figura 21 Modelo de dos rayos.

3.4.5.4 Amplificadores de potencia de gran ancho de banda.

Para poder realizar mediciones a distancias mayores con este método, es necesario conectar en cascada un amplificador de potencia para que la potencia recibida en los puertos del analizador de redes sea mayor y no se considere ruido. Debido a que en el laboratorio de electrónica de la universidad no se cuenta con un amplificador de potencia de banda ancha, el método de medición de parámetros de dispersión con el analizador de redes se limitó a la distancia con la que aún se obtenían potencias significativas en el puerto del receptor.

3.5 Modelos de propagación mediante parámetros de dispersión

Para verificar la existencia de multitrayectorias, o de rebotes de la señal, debido a los múltiples materiales reflectivos existentes en el interior del laboratorio, se realizaron mediciones con el arreglo experimental para medir e identificar las diferentes multitrayectorias y con base a trigonometría calcular la dirección de arribo.

Este arreglo experimental se propuso con base a [12]. Donde se demuestra que el análisis de los parámetros de dispersión en el dominio del tiempo, pueden resultar útiles para la identificación de los diferentes objetos en los que rebota la señal.

Los datos que se muestran en las figuras 23 y 24 se obtuvieron de la siguiente forma: dentro de la jaula de Faraday, se colocaron las dos antenas rugby ball, a una distancia conocida, sabiendo las distancias con respecto al piso, a las paredes y al techo, estas antenas, se conectaron a un analizador de redes vectoriales, para obtener un barrido de frecuencias que va desde los 700 MHz hasta los 6GHz, los parámetros obtenidos son guardados como parámetros Touchstone, o parámetros .s2p, en estos parámetros se archivan la frecuencia, el parámetro S11, S12, S21 y S22, se aplica a estos la ICZT para transformar del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, y con esto observar las amplitudes correspondientes a cada señal multitrayectoria.

Al aplicar la ICZT a los parámetros obtenidos, en el eje “x” representado en segundos, y el eje “y” representado en dBm. Para poder hacer el cambio del eje “x” y representarlo ahora en distancia solo aplicamos la siguiente ecuación:

$$v = \frac{d}{t}$$

Donde v es la velocidad, d es la distancia y t es el tiempo. El tiempo se conoce (a partir de las mediciones realizadas) y la velocidad es aproximadamente la velocidad de la luz ($3 * 10^8 m/s$), por lo que se puede calcular la distancia de propagación de las ondas electromagnéticas;

$$d = v * t$$

El tiempo promedio para tomar un conjunto útil de mediciones en el escenario fue de hasta 6 horas, esto implica que los resultados son dependientes de la estabilidad en el tiempo, frecuencia y potencia de los equipos utilizados. En futuros trabajos se recomienda hacer uso de automatización para eliminar esta dependencia.

En estudios de la propagación de ondas de radio realizados con anterioridad, así como en los esquemas experimentales, el exponente de pérdidas presente en los parámetros del canal de propagación debido a los fenómenos durante la trayectoria, fue el motivo fundamental de los estudios realizados. Por otro lado la caracterización experimental del canal de radio en interiores requiere de exhaustivas mediciones de la potencia de la señal recibida en todas las posiciones posibles del edificio a caracterizar.

Existen dos formas de analizar el fenómeno de propagación de energía en entornos interiores, la primera de ellas es mediante el análisis de los parámetros de dispersión o parámetros S y la segunda es mediante el análisis de las potencias recibidas, en el presente capítulo se analizarán los datos obtenidos mediante los parámetros de dispersión tomados con un analizador de redes y los datos de las potencias recibidas tomados con un analizador de espectros (véase apéndice B)

3.5.1 Modelo de dos rayos para interiores

Para encontrar la segunda distancia más corta, se empleó el modelo de dos rayos, para esto, se diseñó un software en Matlab capaz de determinar la primera, segunda y tercera reflexión de la señal (véase apéndice A), Para fines ilustrativos se utilizó el de la primera reflexión. Esto quiere decir que la segunda distancia más corta, después de la de línea de vista, será aquella en la que se pueda aplicar el modelo de dos rayos para encontrar el punto de reflexión con respecto al piso.

Como se observa en la figura 22, se puede observar que dentro de un cuarto, dibujado en 3 dimensiones, se coloca un transmisor y un receptor a cualquier distancia y altura con respecto al piso, de esta forma, el software calculara el punto de reflexión de la señal para poder encontrar la segunda distancia más corta.

Sin embargo no solo existe reflexión sobre el suelo, al encontrarnos en un entorno cerrado, existen por lo menos 6 reflexiones que satisfacen el modelo de dos rayos, estos rebotes son, los cuatro correspondientes a las paredes y los otros dos son del techo y del piso.

En la práctica, los puntos de reflexiones conocidos permiten verificar físicamente la posición de la reflexión, encontrando, que físicamente existen estos puntos y concuerdan con los datos obtenidos de las simulaciones en 3D, de esta forma se puede determinar la existencia de las multitrayectorias causadas por los diversos materiales reflectivos dentro del laboratorio de electrónica.

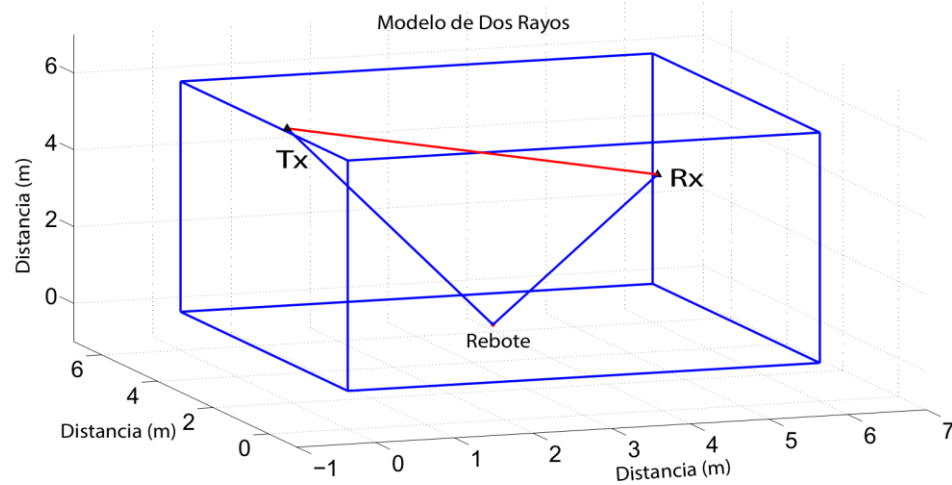


Figura 22 Modelo de dos Rayos en 3D

En la figura 23 que se muestra a continuación, se observa el comportamiento de la señal en el dominio del tiempo, se puede observar que en los primeros 0.7ns, presentan una magnitud por debajo de los -35 dBm. Lo que significa que la señal transmitida por la antena transmisora aún no llega a la antena receptora. También puede observar que existen reflexiones representadas por los picos en los diferentes tiempos t donde el tiempo dependerá de la distancia recorrida por la señal para llegar a la antena receptora.

En la figura 24, se muestra la misma señal pero ahora con respecto a la distancia, en esta figura se puede verificar la distancia que le corresponde a cada uno de los picos que se muestra en la figura 23. En este sentido, el primer pico se encuentra alrededor de los 2.4 metros de distancia del receptor.

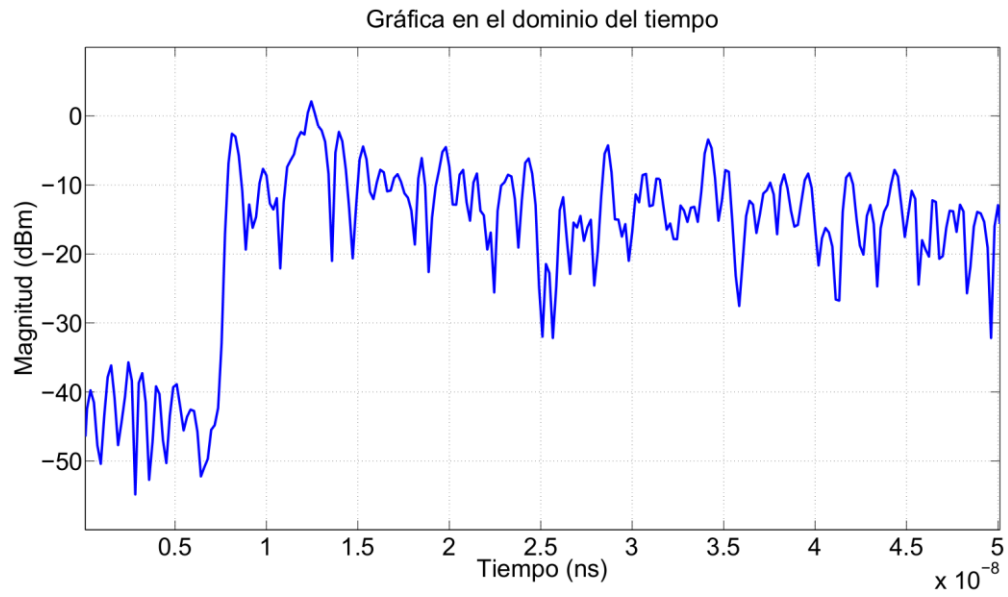


Figura 23 Señal en el dominio del tiempo con la escala en segundos.



Figura 24 Dominio del tiempo con la escala en metros.

CAPÍTULO 4

CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL DEL ENTORNO DE PROPAGACIÓN

El diseño e implementación de un sistema de comunicación inalámbrica requiere de conocer las características de propagación del entorno donde se ubicará dicha red. El comportamiento de propagación de la señal en entornos interiores difiere del comportamiento en exteriores. Se han realizado esfuerzos para conocer las condiciones de propagación en el interior de edificios, hospitales u hogares, la mayoría de éstos han sido en forma experimental con el fin de, (i) conocer el comportamiento de la propagación de la señal en distintos entornos, (ii) determinar el patrón de radiación de los dispositivos y (iii) identificar la ubicación óptima de las estaciones transmisoras.

Para la caracterización experimental del entorno de propagación se han seleccionado espacios típicos para el despliegue de redes inalámbricas en micro y picocélulas: escenarios interiores y exteriores. La elección de los escenarios se realizó en función de la presencia y proximidad al receptor y transmisor de obstáculos o elementos dispersores.

En este capítulo se describe el experimento utilizado para evaluar las propiedades espaciales del canal radio, estas propiedades difieren de un entorno a otro

debido a las estructuras y obstáculos que se encuentran en él. Los resultados de este experimento espacial sirven como base para desarrollar una metodología que permita prever la calidad del canal radio en un entorno en particular.

El escenario seleccionado para realizar la caracterización y evaluar los modelos de propagación en interiores existentes, fue el edificio del laboratorio de electrónica de la facultad de ingeniería de la UABC.

Este edificio en su interior está conformado por cubículos, salas audiovisuales y de usos múltiples, además de contar con salones habilitados como laboratorios para realizar prácticas de electrónica, así como con un salón preparado con una jaula de Faraday.

Los principales materiales de construcción del edificio son: en su mayoría concreto, tabla-roca, metal, vidrio, loseta. El concreto y tabla-roca generalmente son utilizados para la construcción de paredes.

Como es sabido para realizar la caracterización del ambiente de propagación es necesario contar con información suficiente sobre la distribución, materiales de construcción y muebles existentes, en el momento de realizar la caracterización para ser tomada en cuenta al momento de realizar la simulación, es por esto que a continuación se menciona la mayoría de los muebles y equipo que se observan en el interior del laboratorio de electrónica: alrededor de los pasillos se encuentran instalados muebles metálicos (lockers), en el interior del almacén se encuentran estructuras metálicas que se utilizan para almacenar y acomodar el material que utilizan los estudiantes diariamente, además en algunos salones se cuenta con mesas de plástico y computadoras de escritorio. En la figura 25 se muestra un diagrama de la distribución de espacios del laboratorio de electrónica.

Además del mobiliario, durante los experimentos, el laboratorio estuvo expuesto a estudiantes y personal que labora en él. Así que además de tener mediciones afectadas por el mobiliario, se cuenta con mediciones afectadas por la actividad diaria del uso del laboratorio.

4.1 Caracterización del entorno de propagación

Con los modelos de propagación se predice la pérdida en la trayectoria que una señal de RF pueda tener entre una estación base y un receptor sea móvil o fijo. La ventaja de modelar el canal radio teniendo en cuenta las características de la trayectoria entre Transmisor y Receptor, es conocer la viabilidad de los proyectos que se deseen planear en determinados sectores, de esta manera se podrá hacer una estimación acerca de la necesidad, costos y capacidad de los equipos requeridos (especificaciones técnicas), conclusión a la que se puede llegar con una herramienta que implementara adecuadamente un fiable modelo de propagación. Evidentemente la calidad de un modelo u otro se mide por la veracidad de los resultados en comparación con medidas de campo reales.

Los resultados de predecir la cobertura, por ejemplo de un punto de acceso en una red Wi-Fi, proporcionadas por un modelo son importantes para facilitar la estimación del tamaño de las áreas que se pueden cubrir con un único punto de acceso, o planificar la ubicación de las celdas de modo que, aun utilizando la misma frecuencia, no se interfieran ni causen errores. En entornos cerrados o interiores, los niveles de señal fluctúan en mayor medida que en entornos exteriores. Esta diferencia se explica en el hecho de que en una localización específica, el campo eléctrico se forma por un número mucho mayor de componentes indirectos que en el caso de un entorno exterior. Los modelos de propagación para interiores difieren de los modelos de propagación tradicionales en dos aspectos, las distancias cubiertas son mucho más pequeñas y el componente variable del entorno es mucho mayor para separaciones más pequeñas entre transmisor y receptor.

Con base al trabajo presentado en [13], el transmisor se situó en seis posiciones distintas, en la figura 25 se indican de color rojo. Para realizar las mediciones, el receptor se ubicó a intervalos de 30 cm, iniciando a un metro del transmisor hasta darle la vuelta completa al edificio. En cada una de las posiciones donde se situó el receptor se tomaron lecturas de la potencia recibida de la señal. Todas las mediciones se realizaron considerando dos frecuencias de transmisión a 2.4 GHz y 5.8 GHz. La

configuración que se utilizó para realizar las mediciones es la que se muestra en la Figura 7, las antenas se conectaron a un Analizador de Espectros y un Generador de Señales Vectoriales.

Las flechas indican la dirección que se siguió con el receptor a través del edificio de electrónica, siempre en la misma dirección para poder comparar las mediciones entre sí.

En cada posición en la que se ubicó el transmisor, el receptor se movió en intervalos de 30 centímetros y en cada una de estas posiciones se capturaron 5 lecturas de la potencia de la señal y con estas se calculó el promedio de la potencia recibida.

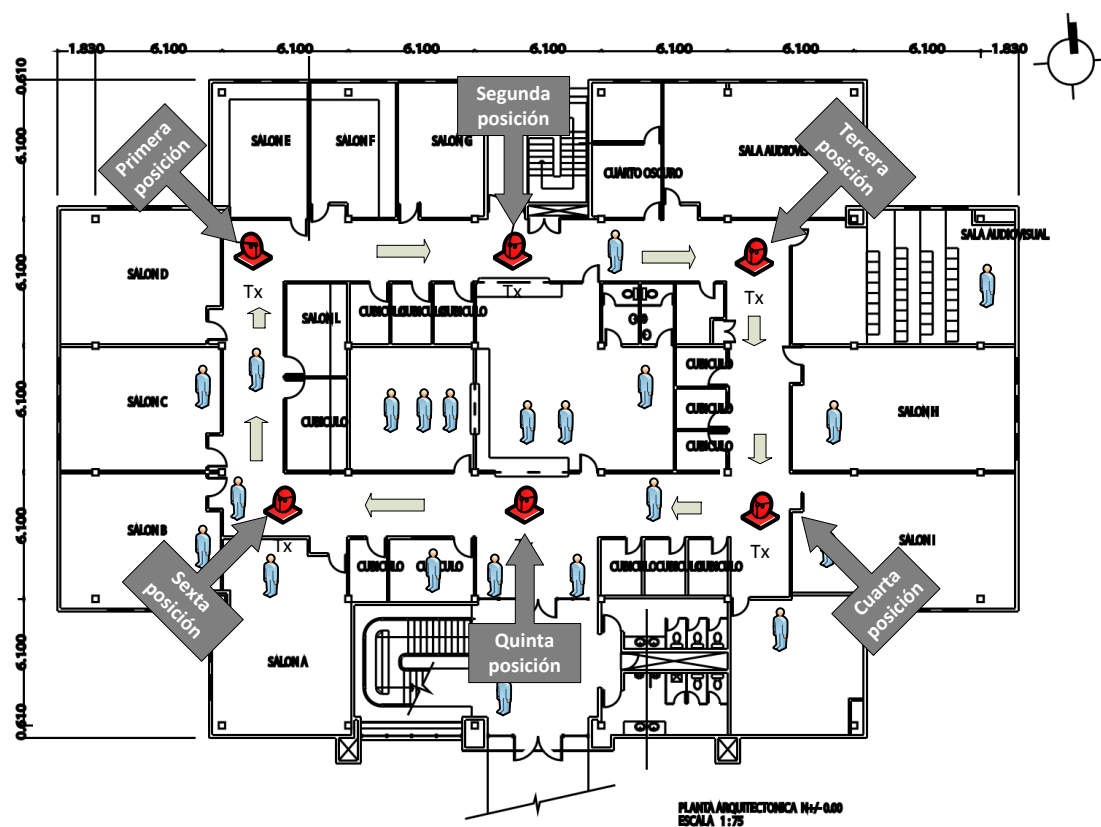


Figura 25 Plano del edificio de electrónica

Como se muestra en la figura 25, se puede observar el número de mediciones correspondiendo al orden en el que se realizaron.

1. Primera posición: Frente al salón D (Jaula de Faraday)
2. Segunda posición: Frente a la puerta de emergencia
3. Tercera posición: Frente a la sala Audiovisual
4. Cuarta posición: Frente al salón I
5. Quinta posición: Frente a la puerta principal del laboratorio
6. Sexta posición: Frente al salón d

Para el procesamiento del conjunto de datos obtenidos se implementó un software en Matlab que nos permite hacer el análisis de estas mediciones, véase apéndice C.

En las Figuras 26 y 27, se presentan un concentrado de las mediciones tomadas en la primera posición del transmisor, se asume que las ondas electromagnéticas se radian en todas direcciones, por lo que no debería de existir un confinamiento de la señal a lo largo de uno de los pasillos, hasta llegar al receptor, si no que debería de atravesar paredes y cualquier material que no sea altamente reflectivo.

En la figura 26 solo se toma en cuenta la potencia recibida correspondiente a su distancia en forma lineal, sin importar la dirección de los pasillos, todas las mediciones se tomaron como si fuera un pasillo recto. Con esto vemos claramente que la señal no se confina a un pasillo hasta llegar al receptor, entonces la señal si es radiada en todas direcciones. Tomando en cuenta esta observación, se realizaron algunos ajustes a la programación, para ajustar estas potencias medidas de acuerdo a su distancia con respecto al transmisor en forma radial. A pesar del punto de reflexión que se observa en la gráfica los 4^º m, se pueden observar algunos picos en donde la señal se incrementa o atenúa debido a los diversos objetos de materiales altamente reflectivos.

La figura 27 muestra este ajuste en la programación, en la cual se observan los mismos fenómenos (círculos rojos), pero ahora ajustadas cada una de estas potencias de acuerdo a su distancia radial.

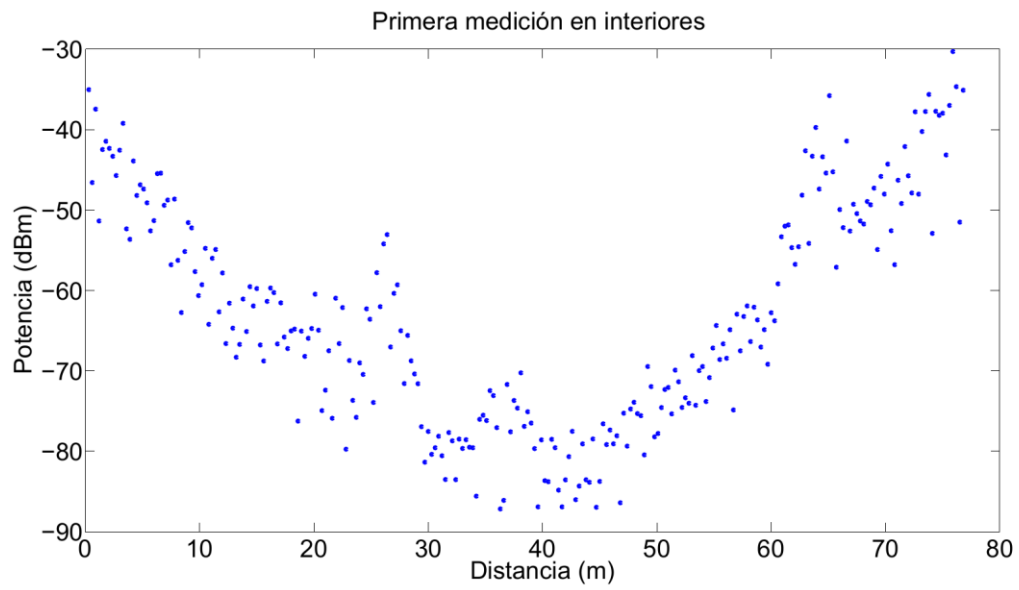


Figura 26 Primera medición representada en distancias lineales

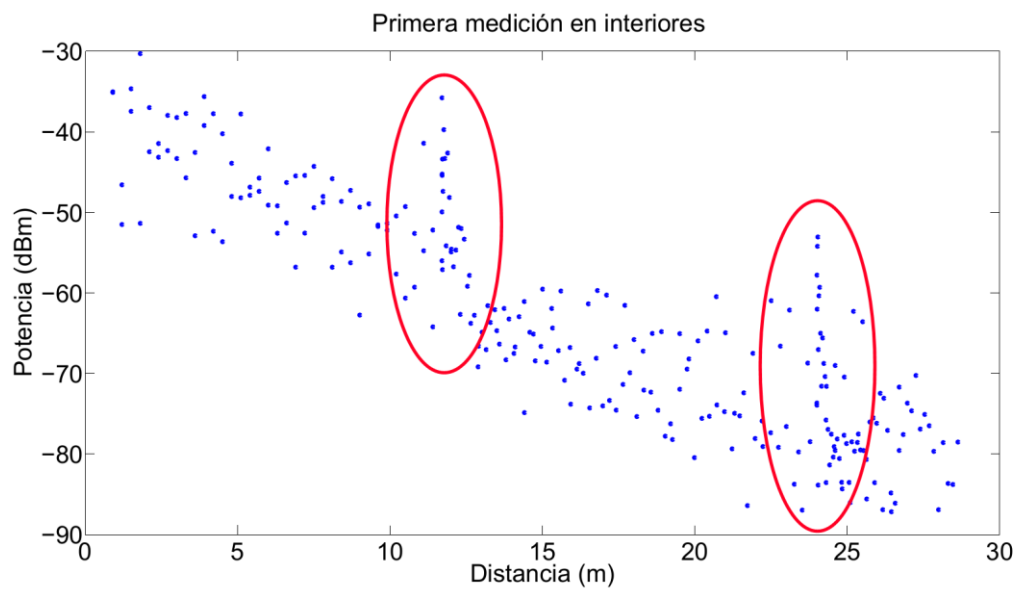


Figura 27 Mediciones ajustadas dependiendo de la distancia de medición

Tomando en cuenta la ubicación de la utilería del laboratorio de electrónica, se concluye que la existencia de diferentes materiales altamente reflectivos, como los casilleros que son utilizados por los alumnos para guardas sus pertenencias y que se encuentran alrededor de todo el pasillo del edificio de electrónica afectan las mediciones realizadas.

Para esta primera medición se consideraron algunos fenómenos provocados por los diferentes objetos que se encuentran dentro del laboratorio, tal es el caso del fenómeno de reflexión de energía provocado por los diferentes objetos de materiales reflectivos que se encuentran en el interior del edificio (por ejemplo, los lockers).

Debido a que conocemos la distancia con respecto al receptor, sabemos con exactitud la posición del receptor a la hora de realizar la medición. Al realizar una observación en el edificio, podemos observar que en las distancias donde se presenta un incremento de la potencia recibida se encuentran una serie de objetos metálicos como lo podemos observar en la figura 28.



Figura 28 Objetos metálicos causantes del incremento en potencia de la señal recibida

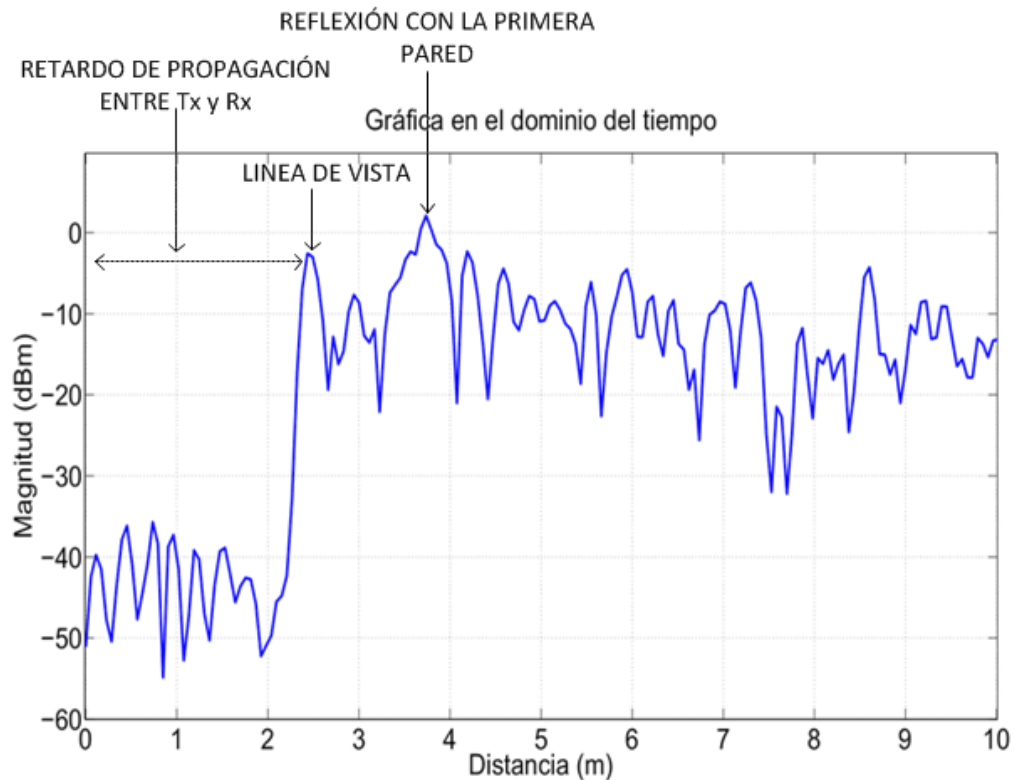


Figura 29 Incrementos de potencia con respecto a las reflexiones con las paredes.

En la figura 29 podemos observar que cada uno de los incrementos de la magnitud de la señal recibida, representa la reflexión con alguna pared, y también podemos observar la distancia que existe entre el Tx y Rx.

4.2 Comparación entre las mediciones realizadas: frecuencia de operación 2.4GHz y 5.8GHz

A continuación se muestran los resultados de las mediciones tomadas de la señal a una frecuencia de operación de 2.4GHz y 5.8GHz. Para cada una de las seis posiciones en las que se ubicó el transmisor se realiza una comparación entre ambas frecuencias de experimentación, se obtuvieron 7 gráficas en las que se analizan el comportamiento de la respuesta de la señal en el entorno de propagación. En la primera de ellas se muestran una gráfica de dispersión con las lecturas de las potencias recibidas con respecto a la distancia entre transmisor y receptor cuando existe línea de vista (LOS) entre ellos. Además se muestra un histograma que representa el

comportamiento estadístico de las mediciones experimentales. En estadística la regresión lineal o ajuste lineal es un método matemático que modela la relación entre una variable dependiente “Y”, las variables independientes “X” y un término aleatorio ϵ . A partir de los datos experimentales representados en el diagrama de dispersión se aplica un modelo de regresión lineal, ya que son una explicación simplificada de la realidad, mucho más ágil y con un soporte teórico por parte de la matemática y la estadística mucho más extenso. En este caso la línea de tendencia representa una tendencia en la serie de datos obtenidos a partir de las lecturas obtenidas del experimento. Con esta línea se puede establecer si el conjunto de lecturas aumenta o decrementa en un periodo de tiempo o rango de distancia. Análogamente, en la segunda imagen se presentan las lecturas de las potencias recibidas con respecto a la distancia entre transmisor y receptor cuando no existe línea de vista (NLOS) entre ellos, así como también un histograma que representa el comportamiento las mediciones experimentales. La tercera figura muestra las potencias recibidas con línea de vista y su regresión lineal, pero expresada en metros, y por último la cuarta figura muestra la comparación de la regresión lineal con 5 modelos de propagación en interiores existentes.

4.2.1 Resultados de las lecturas: primera posición (@2.4GHz) y primera posición (@5.8GHz)

En las figuras 30 y 31 se presentan las lecturas obtenidas en LOS cuando el transmisor se ubica en la posición 1 para una frecuencia de 2.4 GHz y 5.8 GHz respectivamente. Cada lectura se toma en el receptor cada 30 cm desde el transmisor hasta completar los 25 metros que mide el pasillo. Como se mencionó en la sección anterior, al conjunto de datos experimentales se aplicó una técnica de regresión lineal. Se puede observar en ambas figuras que la potencia de recepción tiende a disminuir conforme aumenta la distancia entre transmisor y receptor. Se puede observar que se tienen mayores pérdidas de señal a una frecuencia de 2.4 GHz con respecto a la señal de 5.8 GHz.

La ecuación que describe a la regresión lineal está dada por $y = mx + b$ donde b es la ordenada al origen y mx es la pendiente. Como se observa en la figura 30 y figura 31 la regresión lineal se ajusta a los datos de la primera posición a 2.4GHz y 5.8GHz con línea de vista, debido a que no existe una variabilidad de más de 40 dBm entre las potencias recibidas.

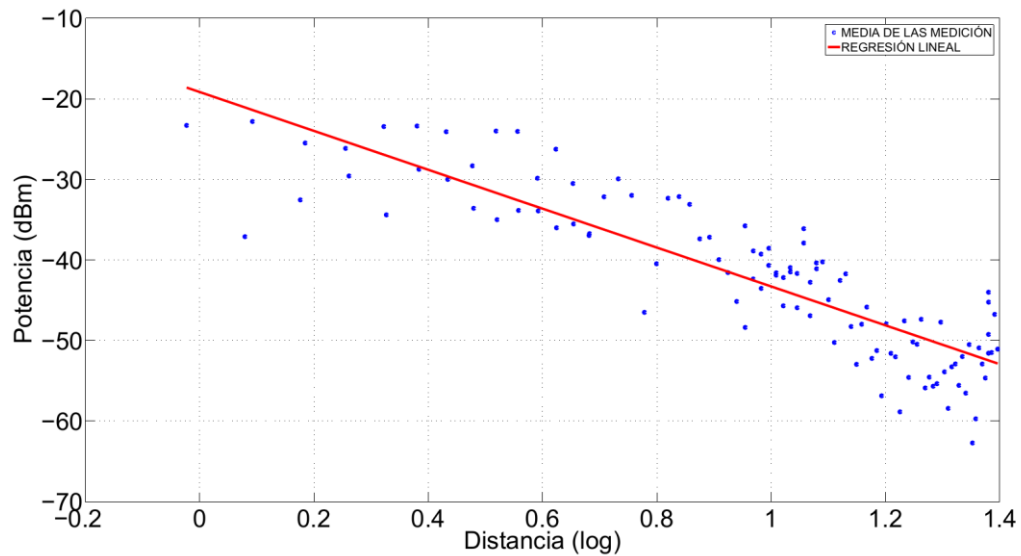


Figura 30 Regresión lineal de los datos con línea de vista a 2.4GHz.

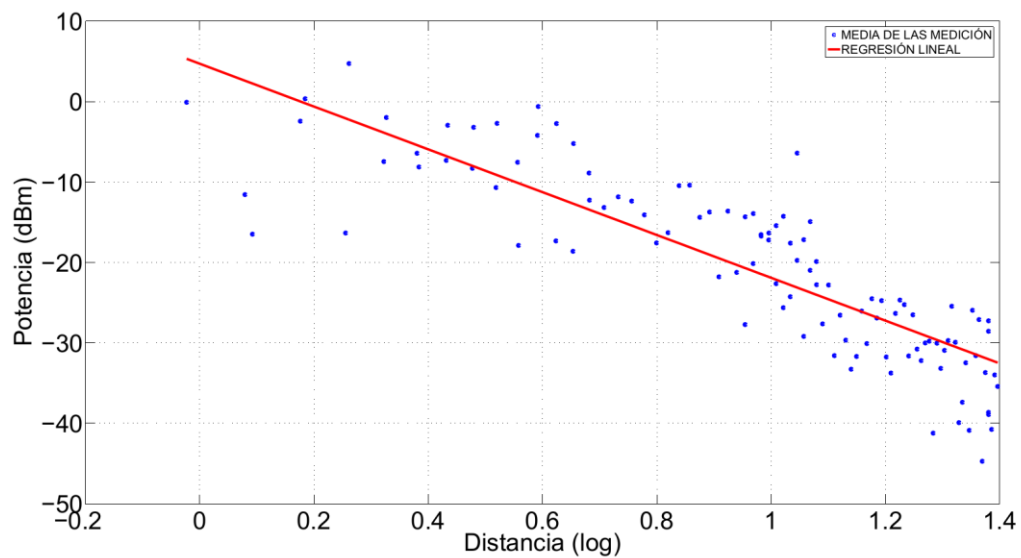


Figura 31 Regresión lineal de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.

Para las figuras 32 y 33 se presentan los datos de las mediciones obtenidas bajo condiciones de NLOS en la primera posición a una frecuencia de 2.4GHz y 5.8GHz respectivamente. La variabilidad entre los datos de las potencias recibidas es mayor en comparación con el caso de LOS. En la figura 33 se observan dos picos que son incrementos de potencias debido a la presencia de materiales altamente reflectivo dentro del laboratorio de Electrónica.

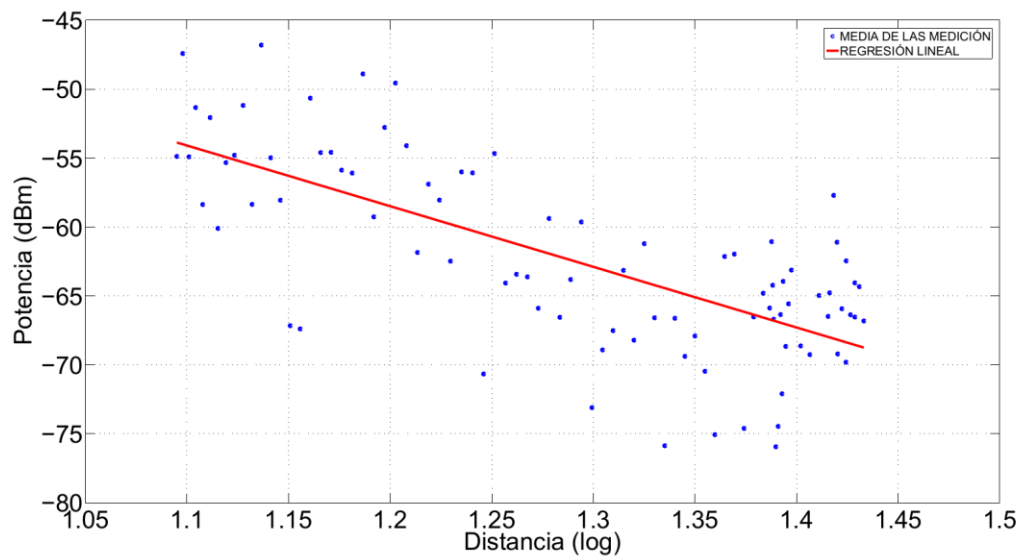


Figura 32 Regresión lineal de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz.

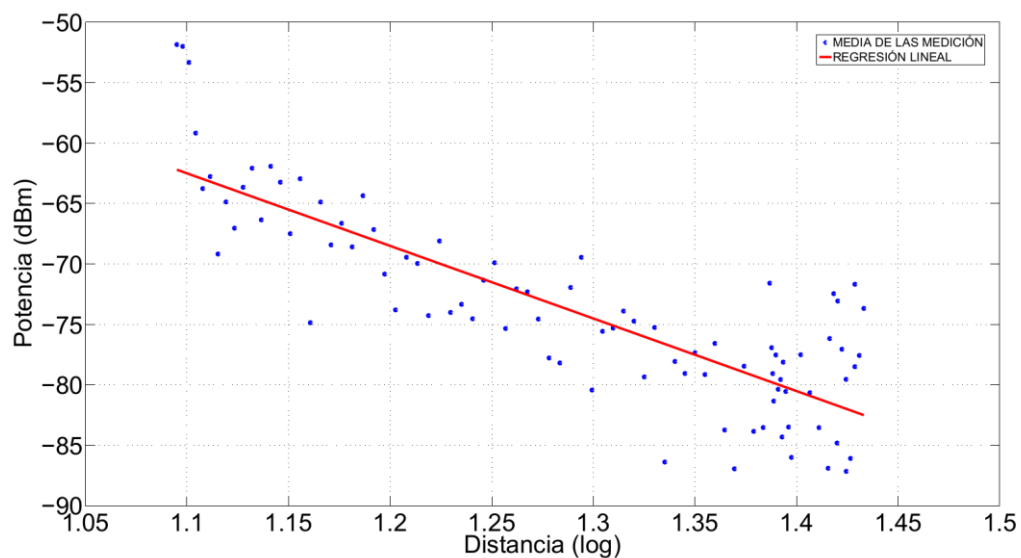


Figura 33 Regresión lineal de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz.

Las figuras 34-37 describen las pérdidas por trayectoria (pathloss) que sufre las señales transmitidas obtenidas desde la primera posición. Las figuras 34 y 35 corresponden al caso LOS y las figuras 36 y 37 al caso NLOS.

Es evidente que existe mayor pérdida de energía en la señal transmitida cuando se tienen condiciones NLOS en el entorno de propagación comparado con el caso LOS, sucede lo mismo con la dispersión de los datos medidos. Sin embargo, es destacable observar que para el caso LOS @ 2.4 GHz se tienen mayores pérdidas que @ 5.8 GHz. Y este fenómeno es contrario para el caso NLOS, es decir se tienen mayores pérdidas por trayectoria @ 5.8 GHz que a 2.4 GHz.

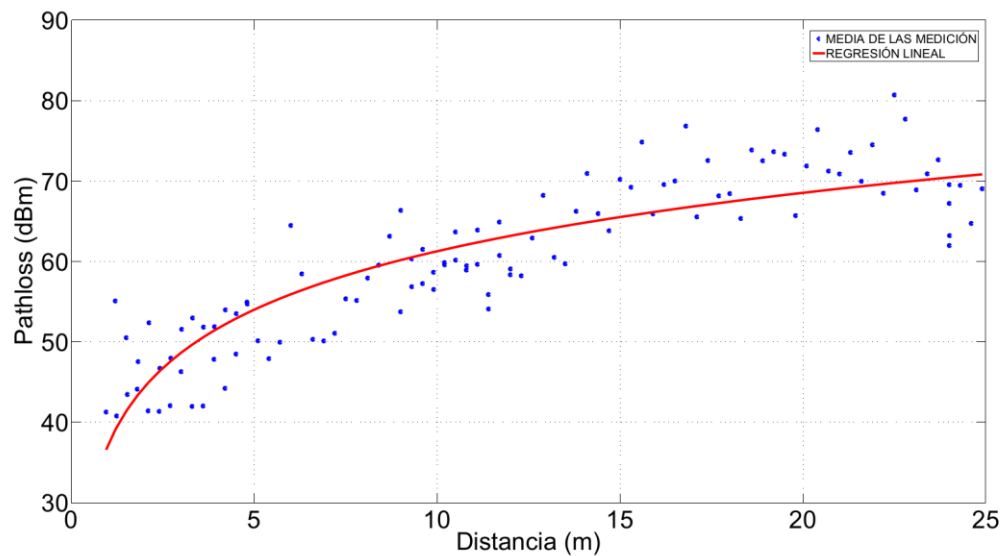


Figura 34 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.5GHz

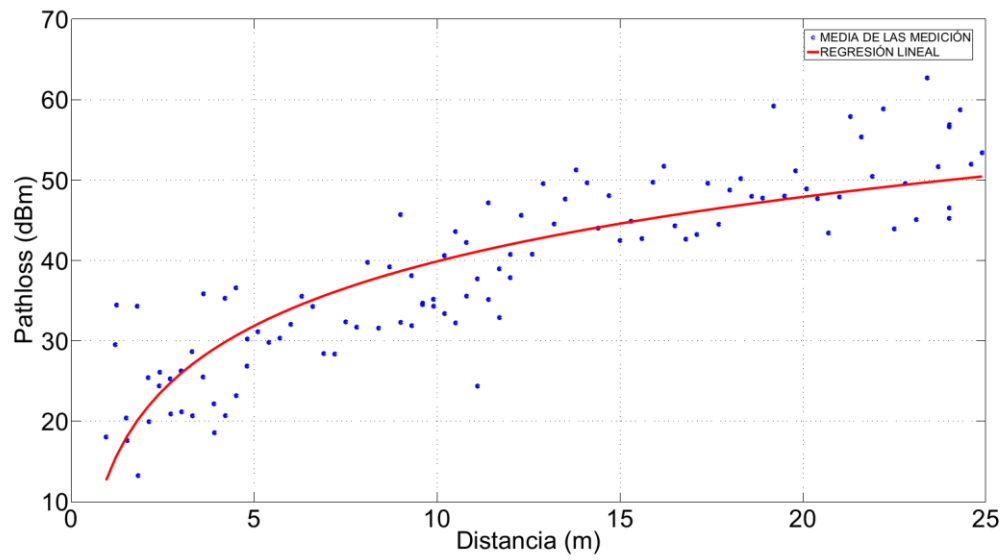


Figura 35 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

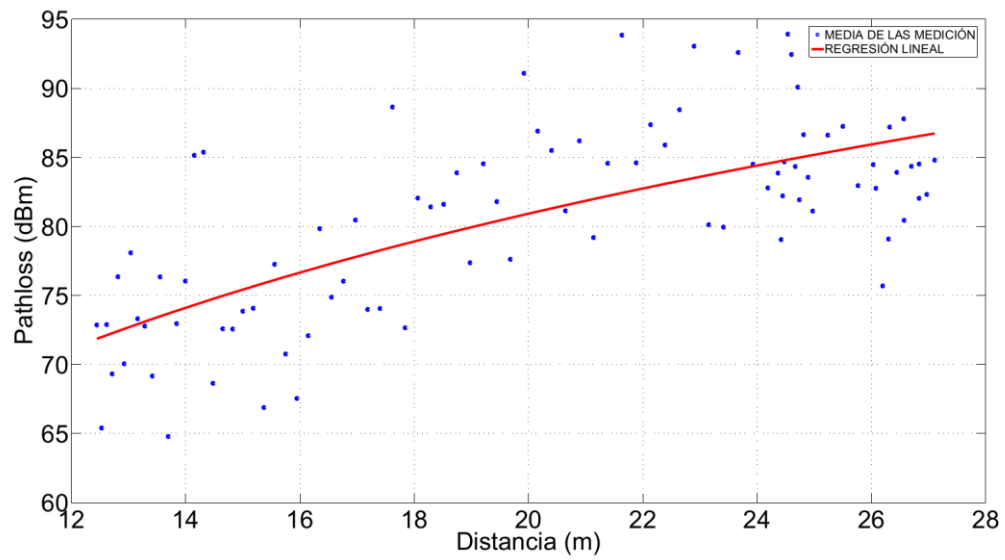


Figura 36 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.5GHz

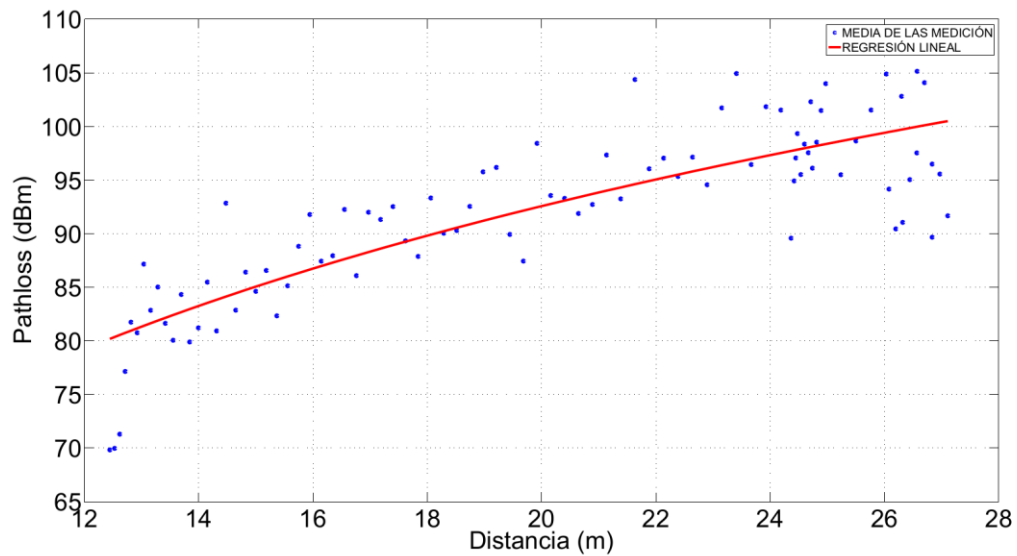


Figura 37 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

Los histogramas que se presentan en las figuras 38 y 39 corresponden a los datos obtenidos con línea de vista de las frecuencias de 2.4GHz y 5.8GHz respectivamente, donde la potencia de recepción en datos con línea de vista se encuentra entre los -60 dBm y los -5 dBm, debido a que no existen obstáculos entre Tx y Rx, presentando pérdidas solo por la distancia recorrida entre Tx y Rx.

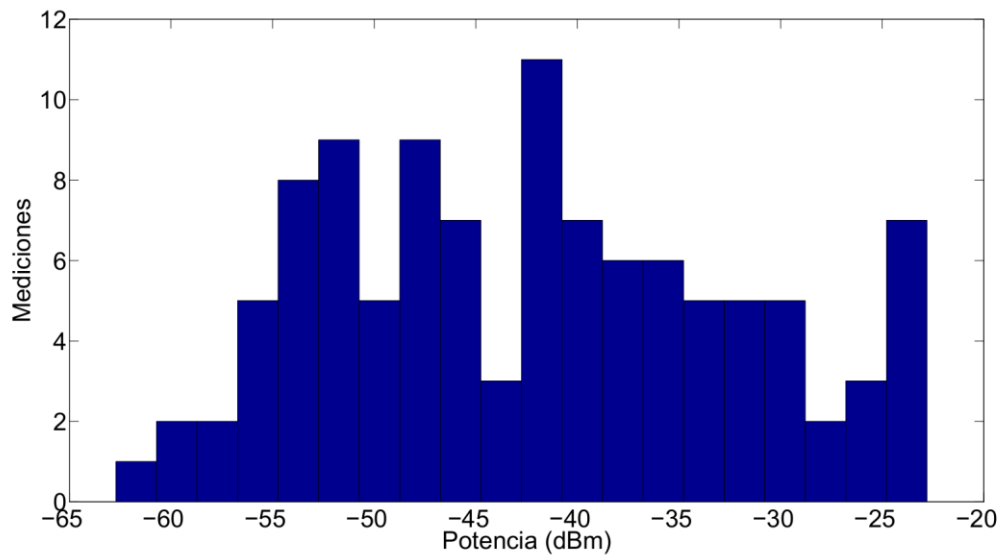


Figura 38 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

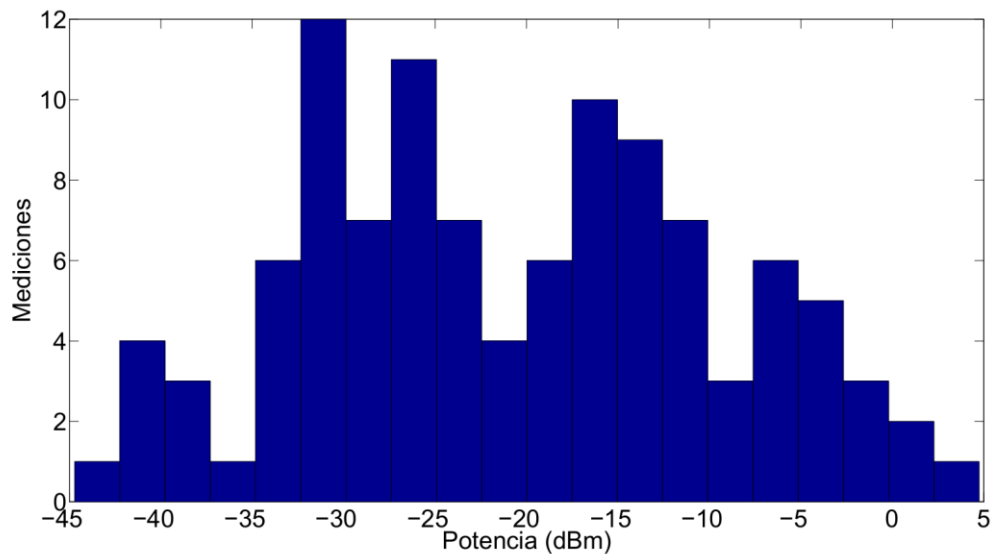


Figura 39 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

Para el caso de los histogramas de los datos sin línea de vista de las frecuencias a 2.4GHz y 5.8GHz respectivamente presentan una variabilidad mayor que los datos de los experimentos con línea de vista, debido a que las potencias de recepción experimentan mayores pérdidas debido a los múltiples materiales que tiene que atravesar la señal para llegar al receptor.

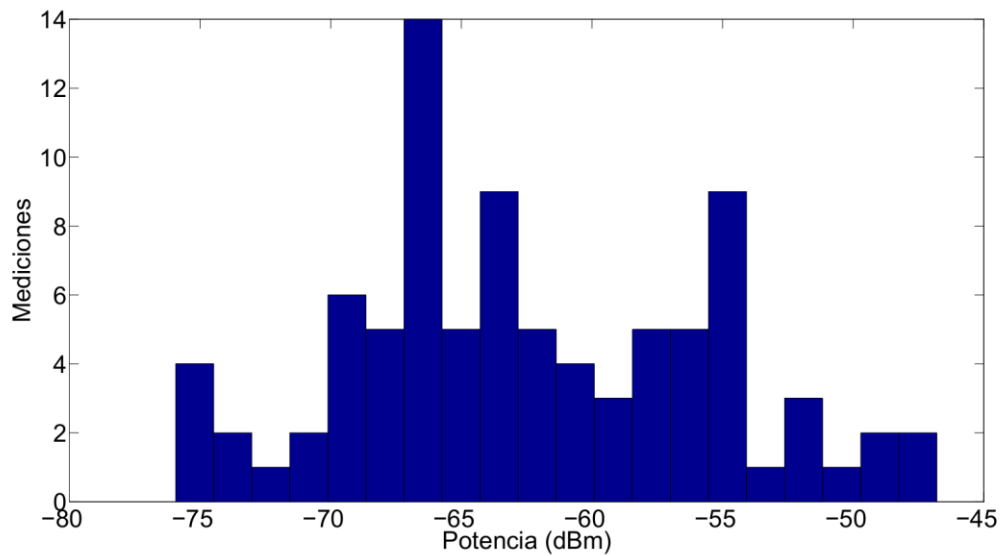


Figura 40 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

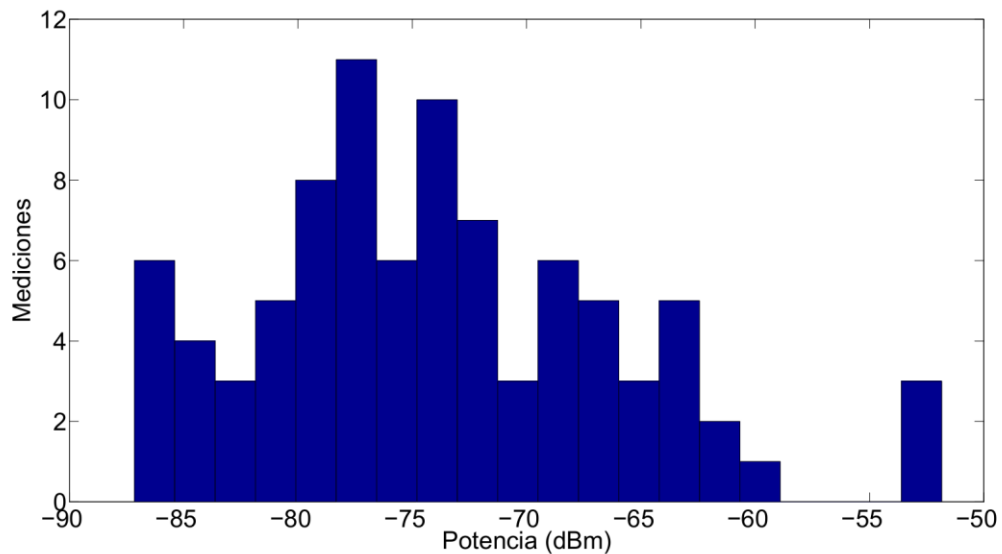


Figura 41 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

La señal emitida por una antena transmisora va a experimentar múltiples transformaciones en su señal, a lo largo de su trayectoria por el medio de propagación, llegando al receptor solo una pequeña parte. El camino entre receptor y transmisor puede variar en múltiples formas debido a la existencia de diferentes obstáculos. Esto hace muy difícil predecir la señal recibida en un determinado punto o analizar el canal de radio. En la figuras 42 y 43 se comparan las mediciones obtenidas durante el

experimento (2.4GHz y 5.8 GHz respectivamente) con algunos de los modelos de propagación para interiores propuestos en la literatura con el fin de predecir el valor de atenuación que sufrirá la señal al ser transmitida. Se puede observar en la figura 42 que el modelo Dual-Slope y el de Espacio Libre, presentan resultados similares a la regresión lineal debido a que los datos presentados son los que tienen línea de vista. Pero en la figura 43 el modelo Dual-Slope se alejan de la regresión lineal debido a que este modelo propone mayores pérdidas. Sin embargo, si se desea desarrollar un modelo, lo más preciso posible, que pueda predecir con exactitud la potencia promedio de la señal recibida, así como la variación de la potencia en la proximidad espacial de un lugar en particular, es necesario ajustar cualquiera de estos modelos existentes a partir de los datos experimentales, posteriormente obtener una predicción por intervalos de confianza utilizando métodos Monte Carlo y del modelo resultante hacer un análisis más detallado mediante medidas de bondad de ajuste con el fin de lograr una buena predicción.

No se debe perder de vista que cualquier modelo es una representación simplificada de la realidad por medio de un conjunto de restricciones e hipótesis. Y estos se consideran aceptables o no con base a lo bien que pueden explicar y predecir comportamientos, por lo que cuando se obtienen nuevos datos son susceptibles de ser revisados o descartados.

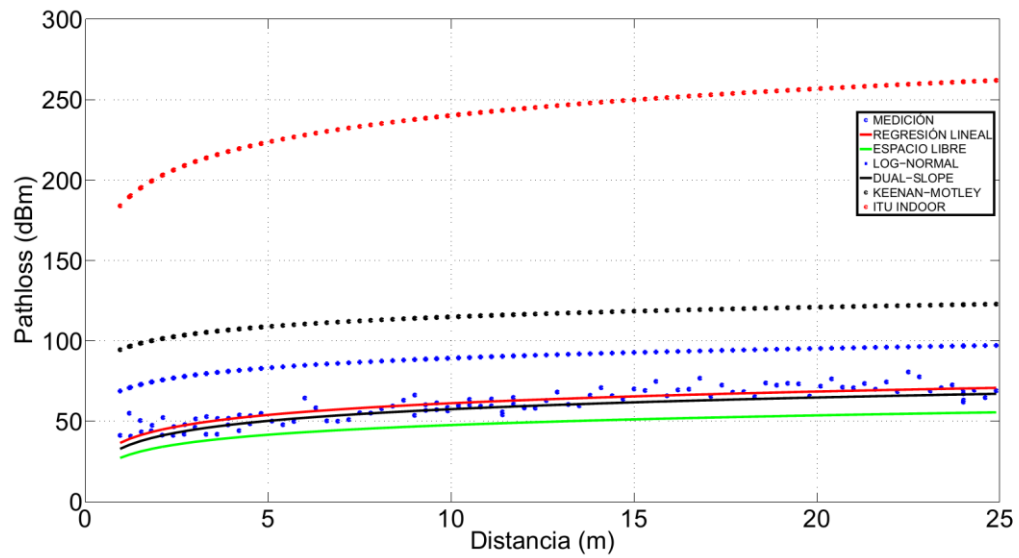


Figura 42 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 2.4GHz

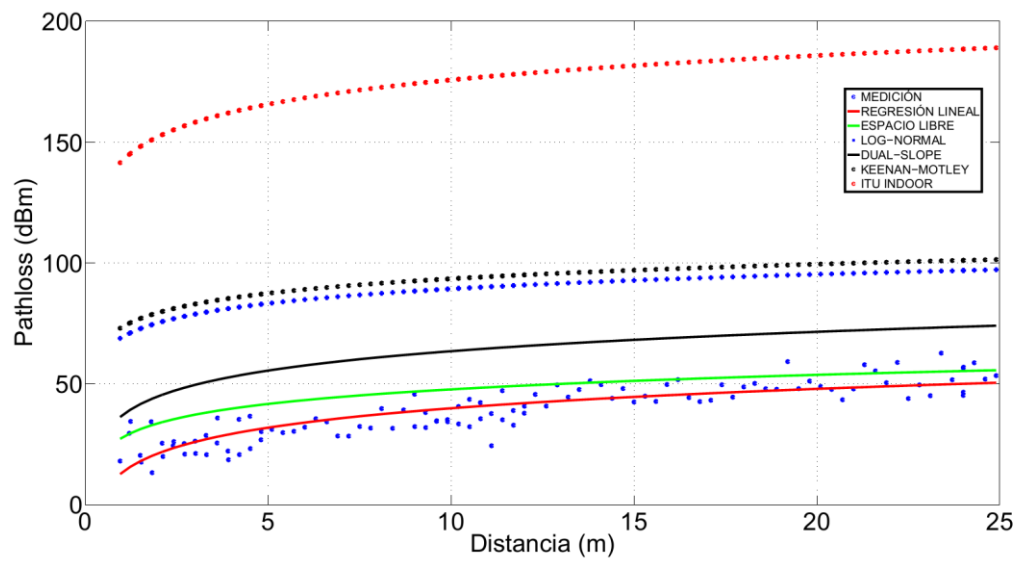


Figura 43 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 5.8GHz

4.2.2 Resultados de las lecturas: segunda posición (@2.4GHz) y segunda posición (@5.8GHz)

El análisis de resultados de las mediciones correspondientes a la segunda posición (frente a la puerta de emergencia del laboratorio de electrónica) dentro del laboratorio se presenta en esta sección. Las figuras 44 y 45 representan los datos de las potencias recibidas con línea de vista, se puede observar que la variabilidad entre los datos no es mayor a 40 dBm, lo permite obtener una regresión lineal más precisa de los datos presentados. Sin embargo, en ambas figuras existen ligeros incrementos y decrementos de potencias recibidas debido a los materiales altamente reflectivos o altamente absorbentes existentes dentro del laboratorio de electrónica,

Como se mencionó en el capítulo 2 estos incrementos o decrementos de las potencias recibidas dependerán de los niveles de atenuación de los materiales de construcción del edificio como se muestra en la tabla 1.

En la figura 28 se muestra uno de los materiales altamente reflectivos presentes en los datos con línea de vista obtenidos para esta segunda posición.

Tabla 8 Niveles de atenuación de los materiales presentes en los datos con línea de vista.

Material	Nivel de atenuación	Ejemplo de aplicación
Aire	Ninguno	Espacio abierto.
Vidrio	Bajo	Ventanas.
Seres vivos	Medio	Personas, animales, plantas
Concreto	Alto	Muros de carga, pisos, pilares
Metal	Muy alto	Concreto reforzado, espejos, armarios metálicos, recinto de ascensores.

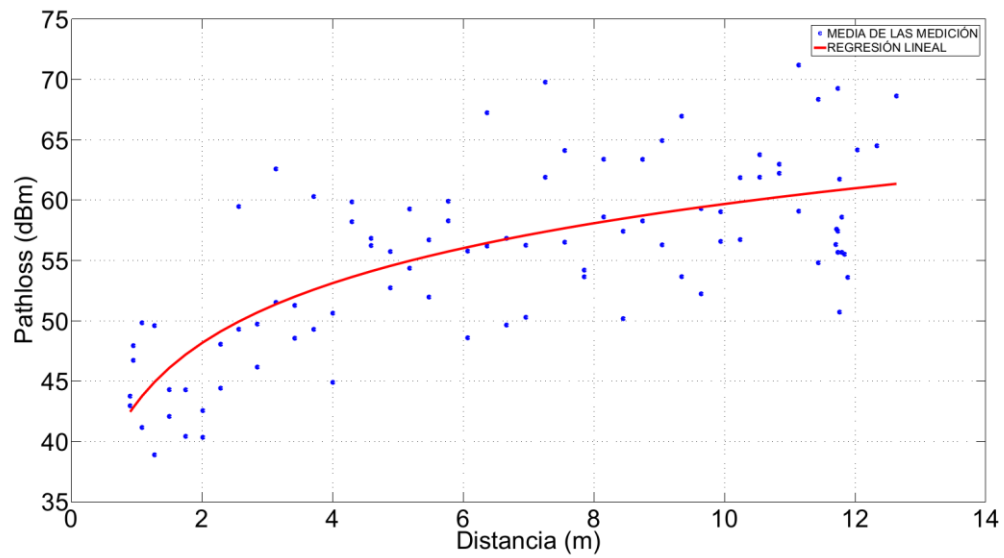


Figura 44 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

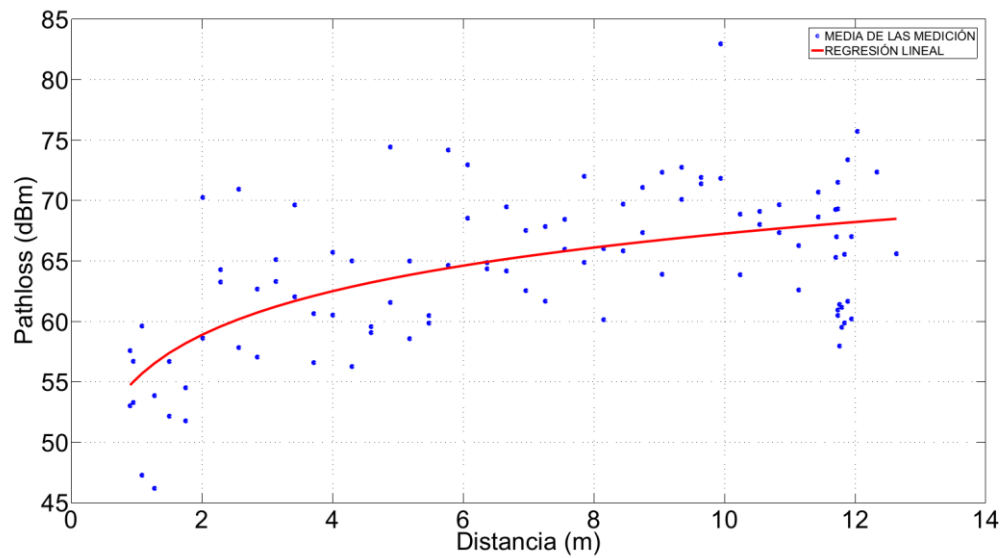


Figura 45 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

Las figuras 46 y 46 muestran las pérdidas por trayectoria de los datos obtenidos de las mediciones a 2.4GHz y 5.8GHz sin línea de vista. De la tabla 11, se obtiene que la desviación estándar de las mediciones se encuentra en 7 y 5 dBm para LOS y NLOS

respectivamente. Y lo que se observa es que la señal puede sufrir de una atenuación de casi 90 dBm a una distancia de 13.6 metros y, a una distancia de 14 metros tener una atenuación de 73 dBm, lo anterior sin tomar en cuenta los materiales que presentan un alto índice de atenuación.

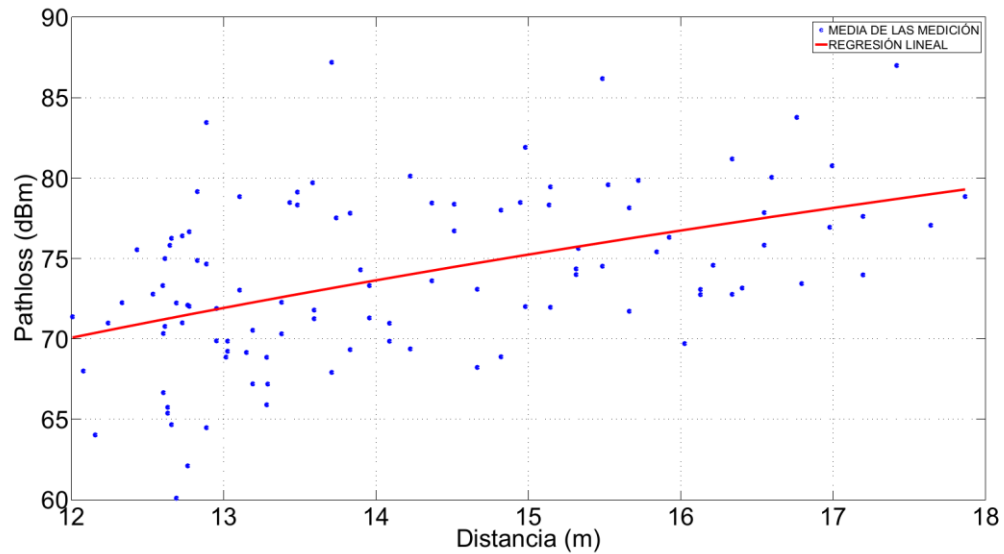


Figura 46 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

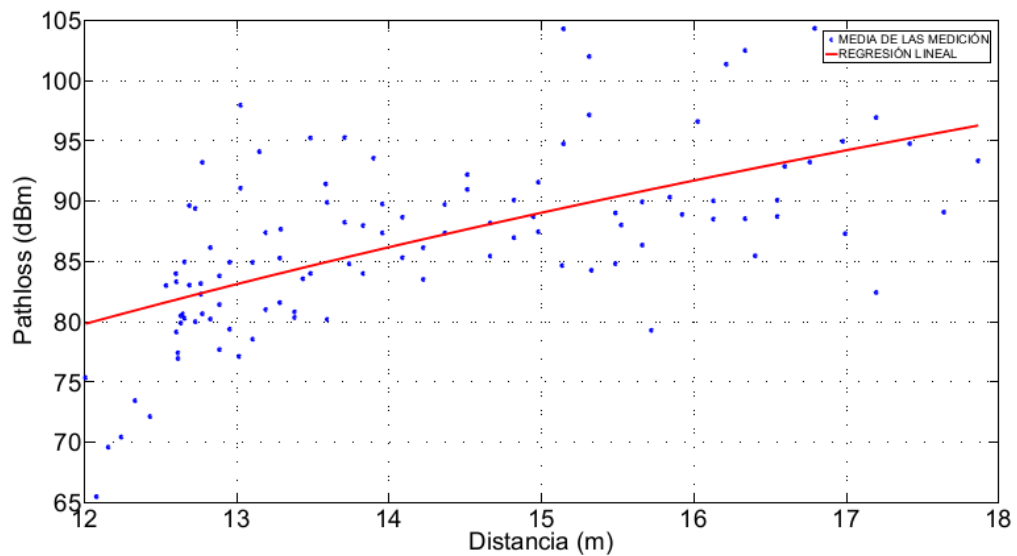


Figura 47 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

Para esta segunda medición se presentan los histogramas de los datos obtenidos a una frecuencia de 2.4GHz y 5.8GHz. Se puede observar que las potencias recibidas de la señal a 2.4GHz se concentran alrededor del primer momento central del histograma, es decir una media de -37.22 dBm para condiciones LOS y de -55.86 dBm para NLOS. Para el caso de frecuencias de 5.8 GHz (ver tabla 12) la media es de -46.31 dBm y -68.56 dBm para los casos LOS y NLOS respectivamente, mientras que la desviación estándar se encuentra en 6.43 y 7.14 para LOS y NLOS respectivamente.

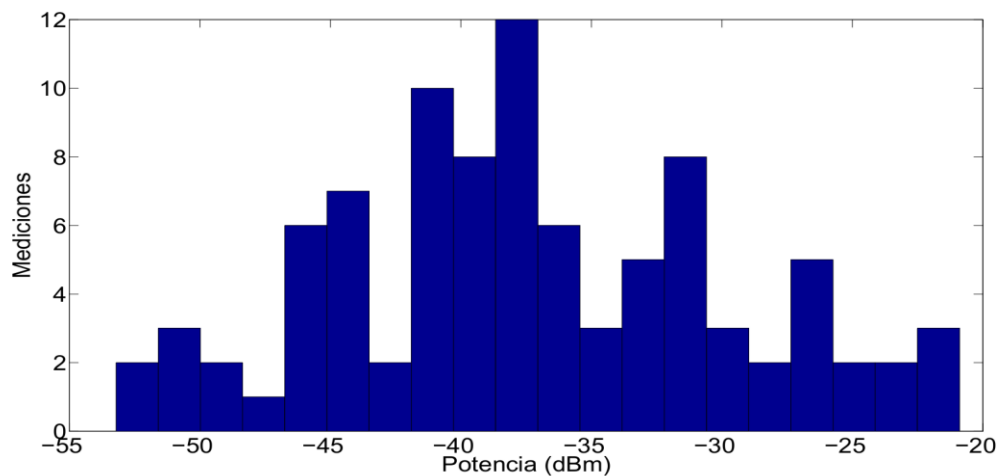


Figura 48 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

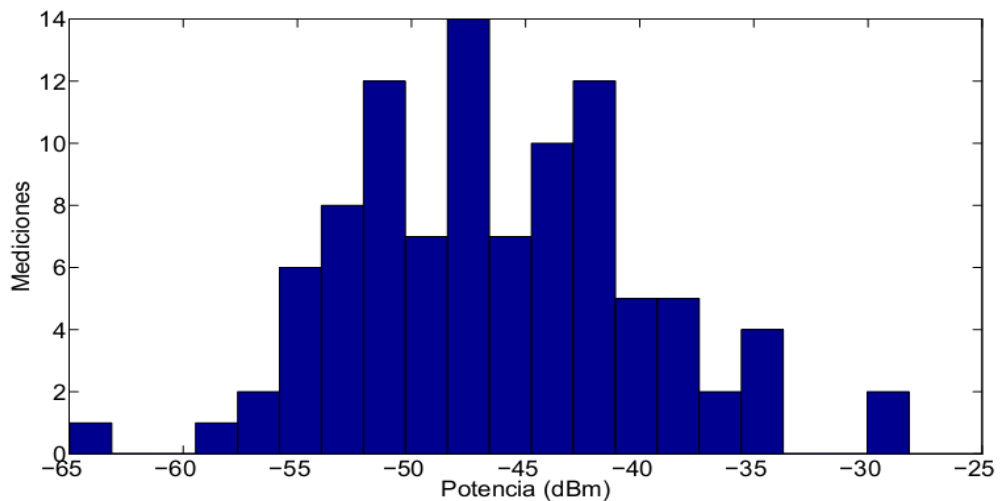


Figura 49 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

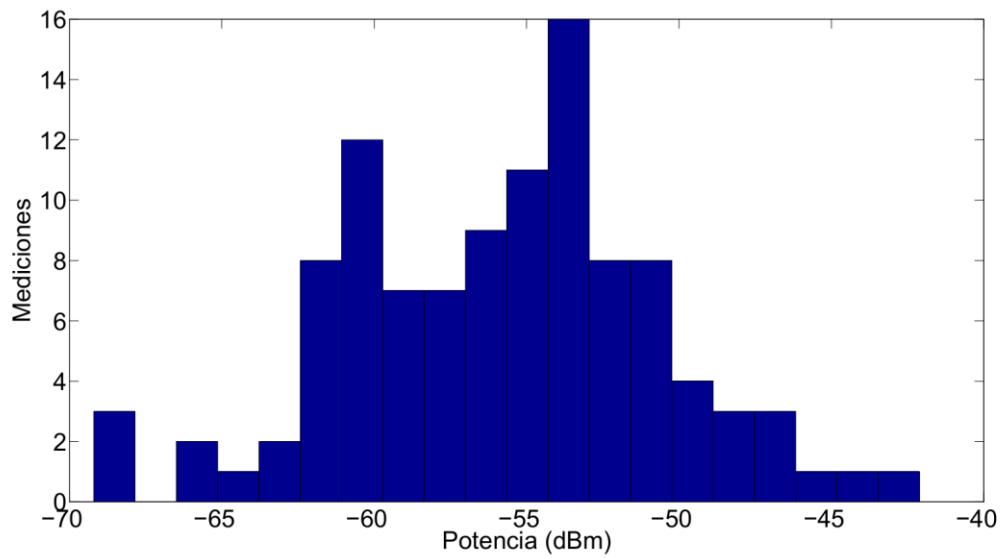


Figura 50 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

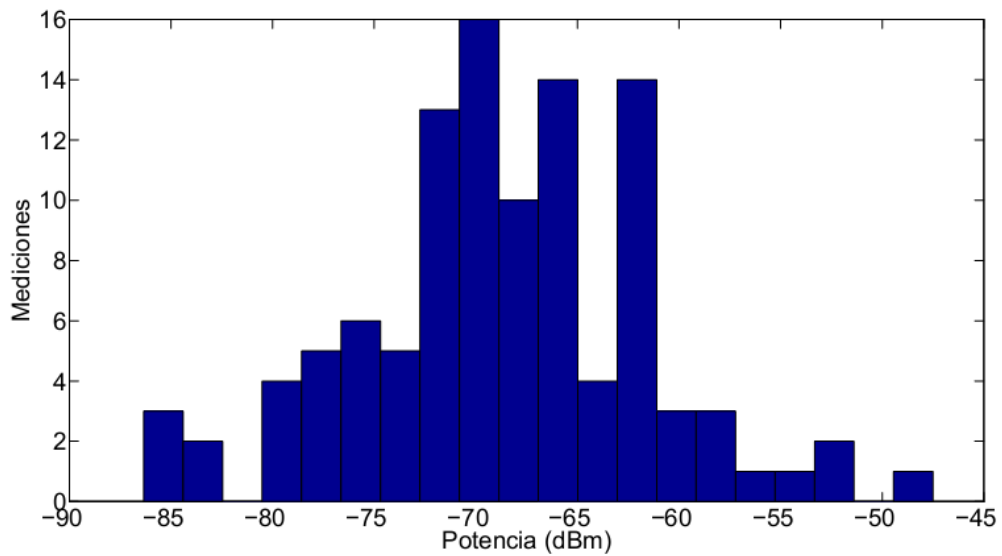


Figura 51 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

En las figuras 52 y 53 se observa que el ajuste realizado por la regresión lineal de los datos de las mediciones de 2.4GHz y 5.8GHz presentan mayores pérdidas que el de la primera medición, esto se debe principalmente que la segunda posición del

transmisor es en el centro de uno de los pasillos, esto nos limita a tener una cantidad menor de mediciones con línea de vista, y se incrementan las pérdidas de la señal debido a la gran cantidad de datos sin línea de vista, aún así, los modelos de Espacio Libre y Dual-Slope se aproximan a la regresión lineal.

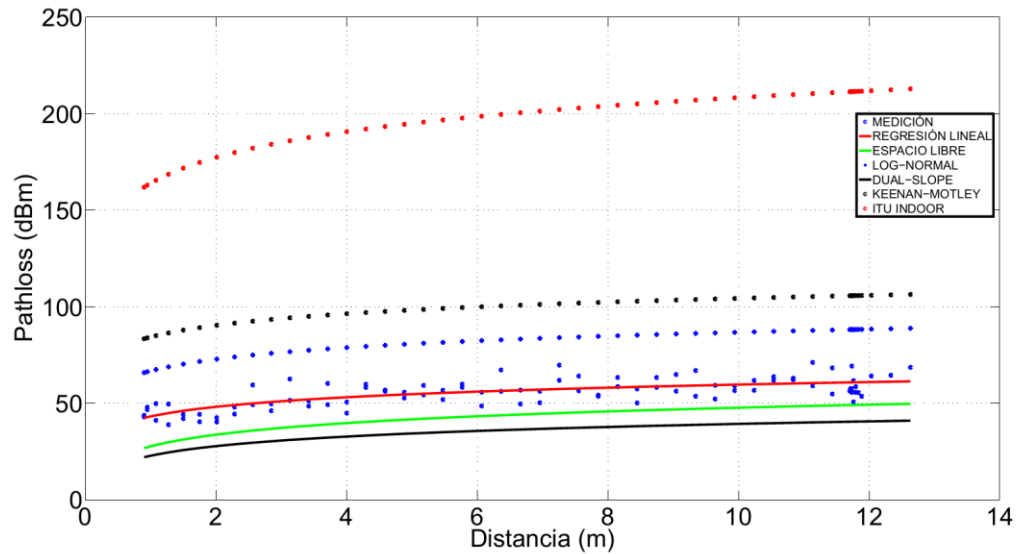


Figura 52 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 2.4GHz

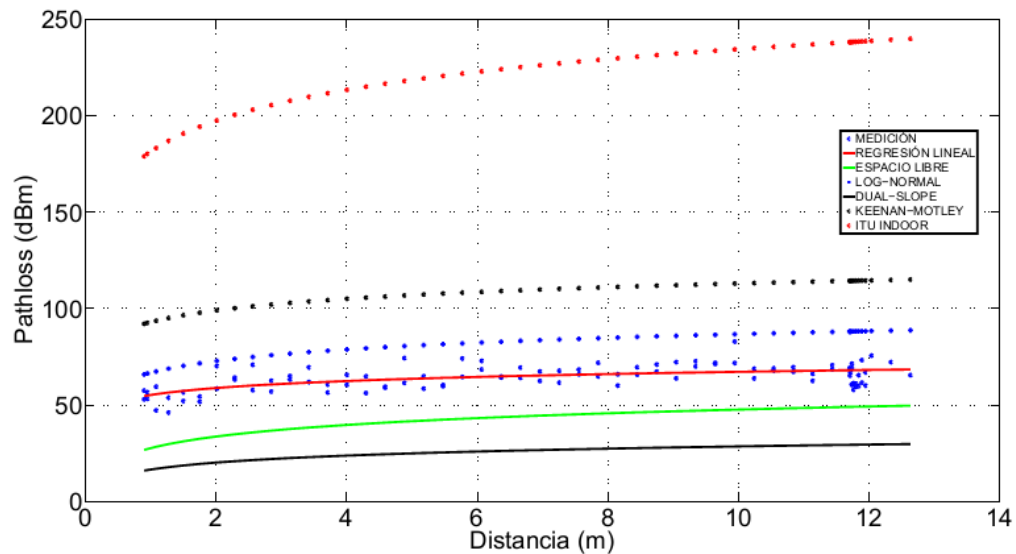


Figura 53 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 5.8GHz

4.2.3 Resultados de las lecturas: tercera posición (@2.4GHz) y tercera posición (@5.8GHz)

Para obtener el tercer grupo de mediciones se ubicó el transmisor en una tercera posición que se encuentra frente a las salas Audiovisuales.

Como se puede observar en las figuras 54 y el comportamiento de las mediciones es similar a los casos anteriores, conforme aumenta la distancia entre transmisor y receptos se incrementan las pérdidas por trayectoria que sufre la señal de prueba. Para el caso de 2.4 GHz en condiciones LOS se presentan pérdidas desde hasta 55 dBm a distancias menores a 5 metros, mientras que para distancias mayores a los 15 metros se observan pérdidas de hasta casi 80 dBm. Sin embargo, se pueden observar casos especiales como por ejemplo a distancias entre los 20 y 25 metros en los que las pérdidas por trayectoria no son mayores a los 65 dBm. Para el caso de frecuencias a 5.8 GHz estos casos especiales a las mismas distancias no alcanzan los 75 dBm (ver figura 55).

En la tabla 9 se muestran los niveles de atenuación dependientes de la frecuencia de operación y del entorno de propagación.

Tabla 9 Niveles de atenuación dependientes de la frecuencia.

Frecuencia		Entorno	
GHz	Residencial	Oficinas	Comercial
0.9	-	3.3	2.0
1.2-1.3	-	3.2	2.2
1.8-2.0	2.8	3.0	2.2
4.0	-	2.8	2.2

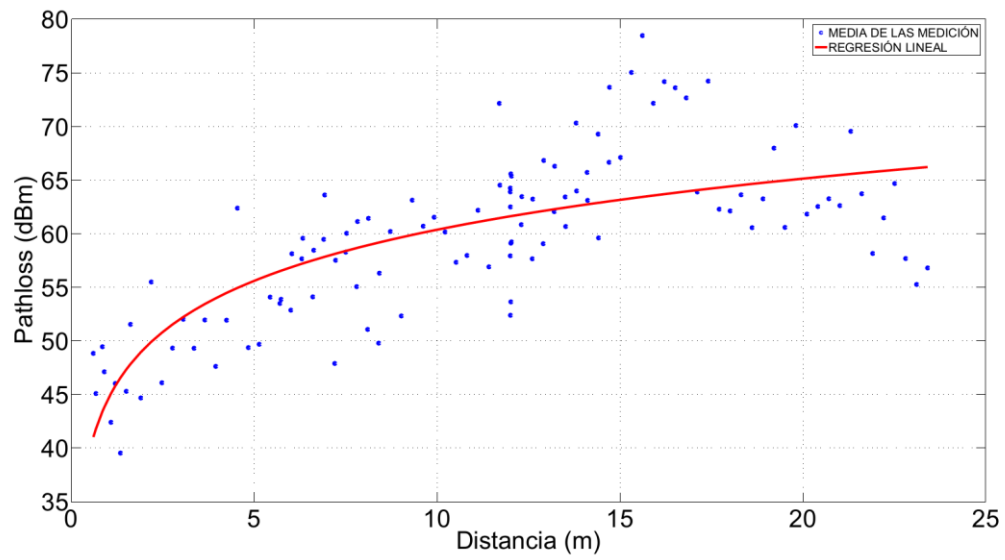


Figura 54 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

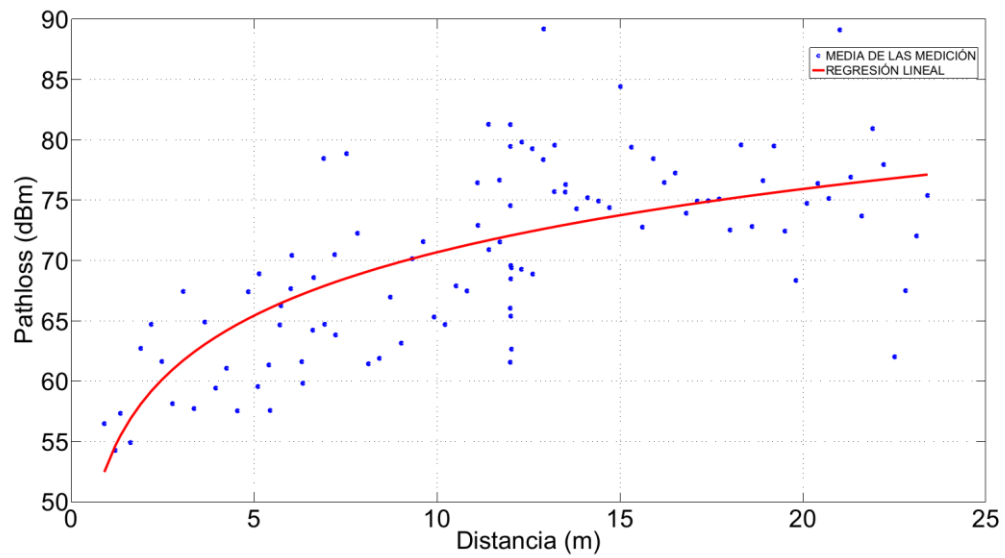


Figura 55 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

En las figuras 56 y 57 se presentan los datos de las mediciones para la tercera posición a las frecuencias de 2.4GHz y 5.8GHz en condiciones de NLOS. Las pérdidas por trayectoria que sufre la señal en estas condiciones son mayores comparadas al caso LOS. Lo anterior se debe a la existencia de objetos entre el transmisor y receptor. La diferencia de la desviación estándar entre el caso LOS y NLOS es de aproximadamente 2 dBm, mientras que la media es de 22 dBm, para ambas frecuencias de operación.

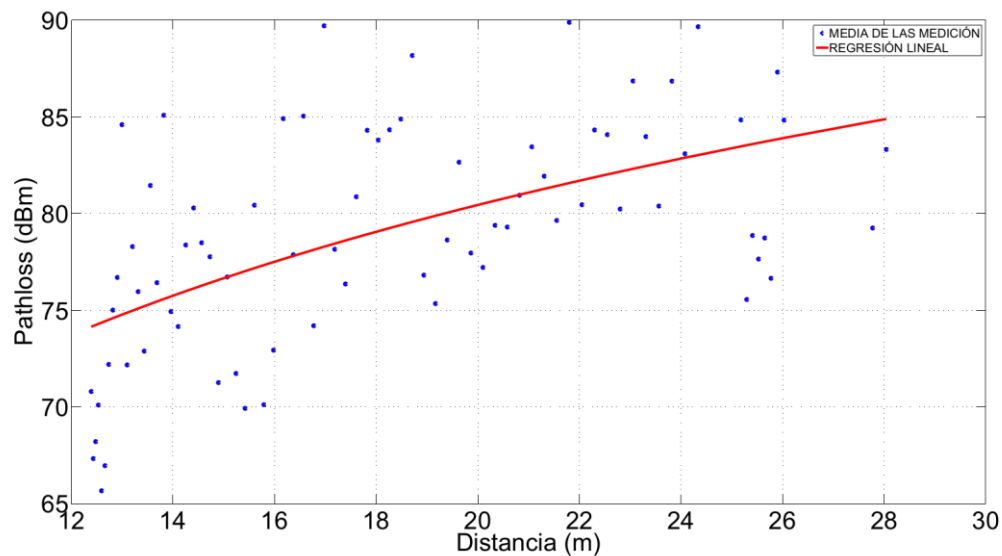


Figura 56 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

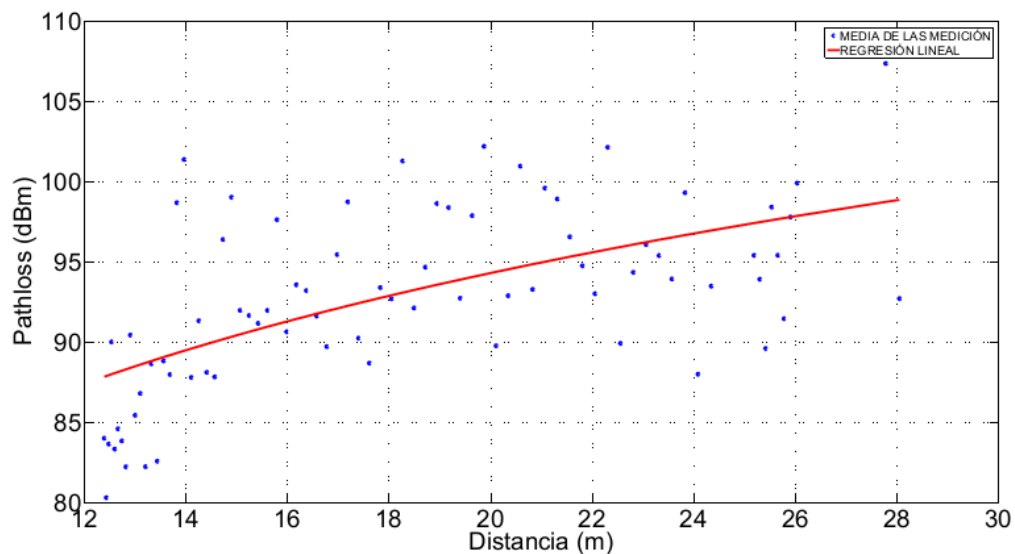


Figura 57 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

Los histogramas que se muestran en las figuras 58 y 59 muestran los resultados de las mediciones con línea de vista de las frecuencias de 2.4GHz y 5.8GHz, como se observa estos histogramas se encuentran centrados en -45 dBm, -40 dBm para 2.4GHz y entre -55 dBm y -50 dBm para la frecuencia de 5.8GHz.

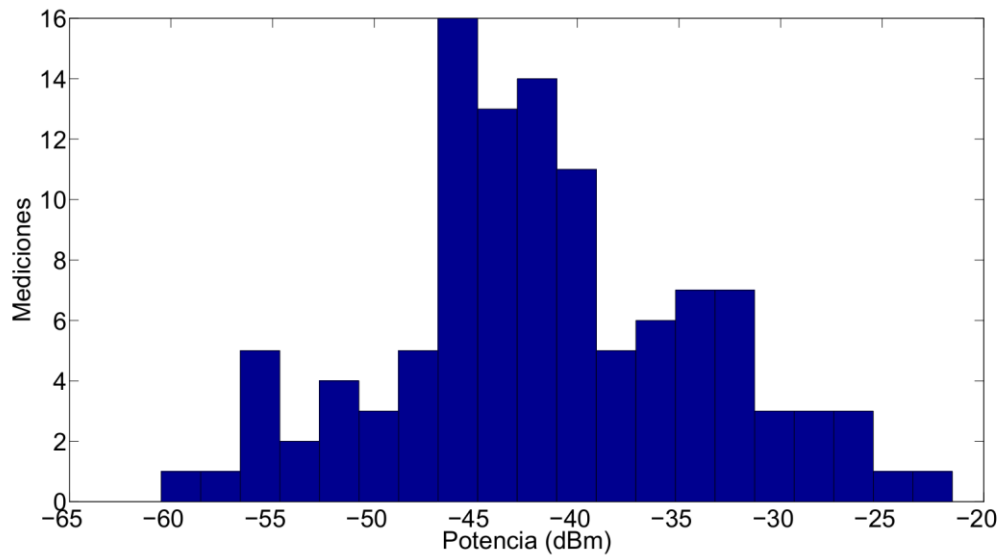


Figura 58 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

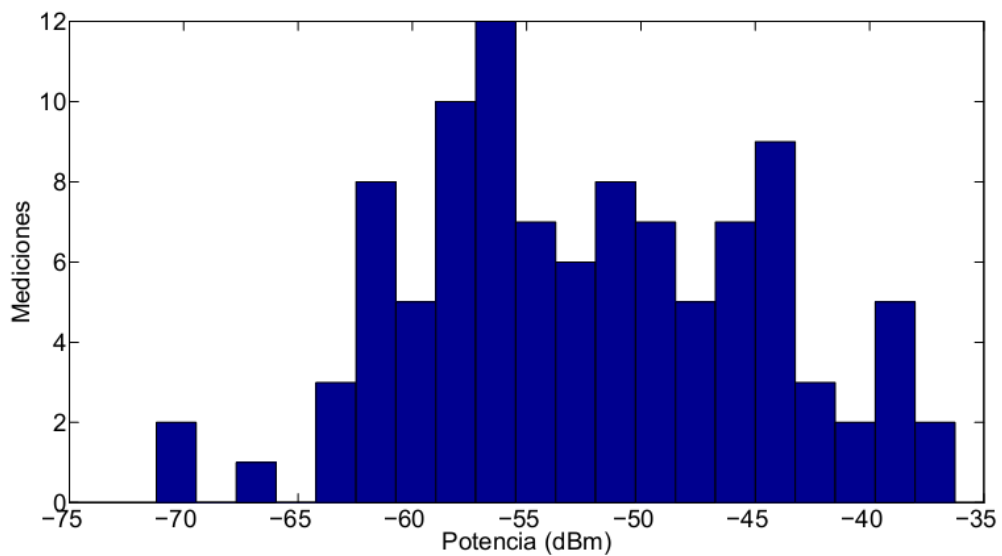


Figura 59 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

Como se ha observado en las graficas anteriores y en las de ésta medición, en los datos que no tiene línea de vista existe una dispersión de los datos mayor, y esto es lo que se representa en las figuras 60 y 61.

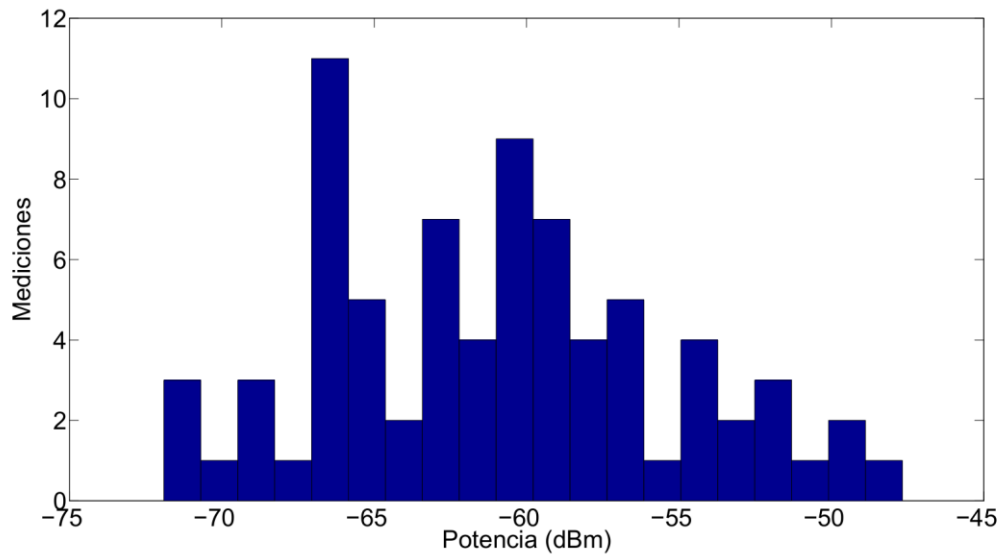


Figura 60 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

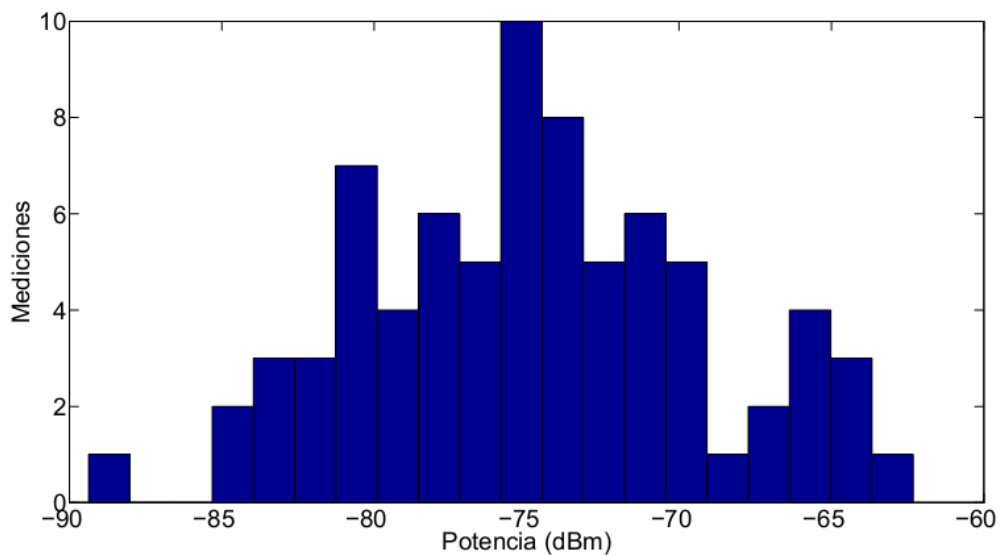


Figura 61 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

Nuevamente se observa que las figuras 62 y 63 en las que se comparan los modelos de propagación, sigue mostrando que los modelos que más se asemejan a la curva de ajuste son, el de Dual-Slope y el de Espacio Libre.

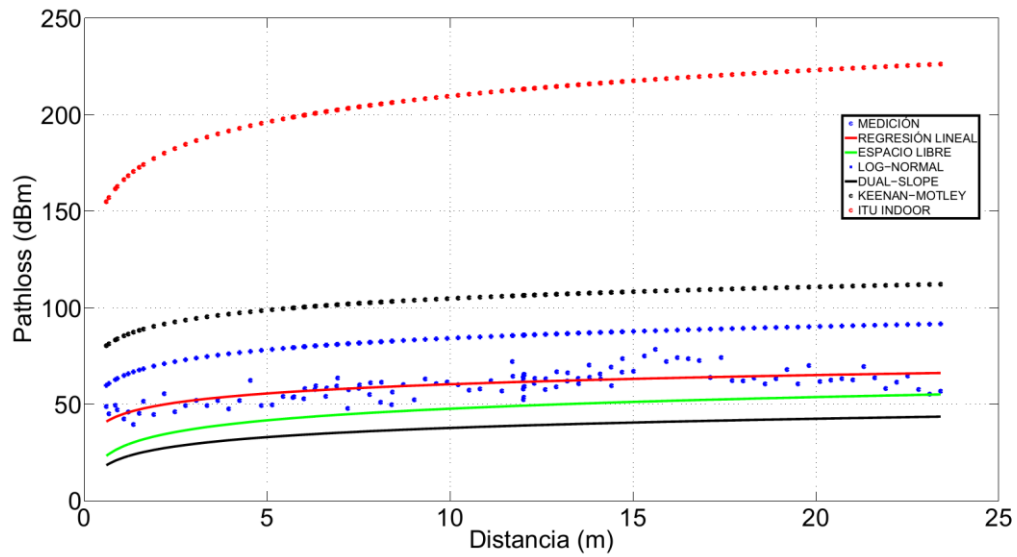


Figura 62 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 2.4GHz

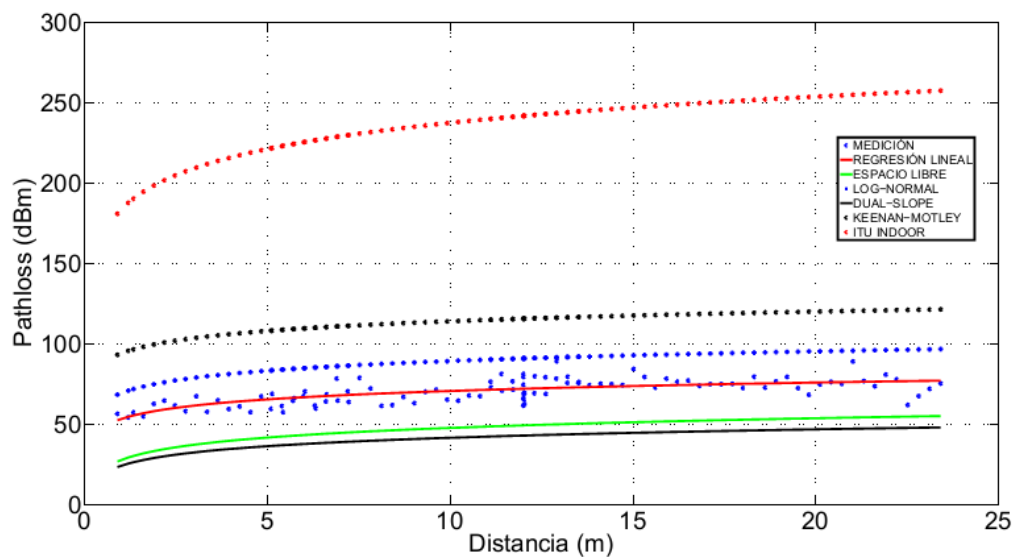


Figura 63 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 5.8GHz

4.2.4 Resultados de las lecturas: cuarta posición (@2.4GHz) y cuarta posición (@5.8GHz)

La cuarta posición en la que se ubicó el transmisor (ver figura 25), se encuentra en la esquina opuesta a la de la primera posición, bajo el supuesto de que presentan las mismas características se esperaría que las mediciones obtenidas fueran similares entre sí. Sin embargo, los resultados obtenidos en esta cuarta posición presentan mayor dispersión para el caso cuando se tiene línea de vista a una frecuencia de 5.8 GHz, en este sentido, existe en promedio una diferencia de alrededor de 30 dBm más de pérdidas entre la señal recibida en la cuarta posición con respecto a la primera posición, mientras que para el caso NLOS no existe diferencia entre las potencias recibidas, ni tampoco para el caso a 2.4 GHz. Este hecho se debe a que en la parte de la entrada del laboratorio de electrónica existe una antesala, por lo que la señal radiada no se refleja por paredes ni por mobiliario del laboratorio. Además de que en este pasillo se encuentran cubículos y salones con ventanas más grandes.

En la siguiente tabla se muestran los principales materiales que se pueden encontrar en el pasillo principal del laboratorio de electrónica.

Tabla 10 Principales materiales encontrados en el laboratorio de electrónica

Material	Nivel de atenuación	Ejemplo de aplicación
Aire	Ninguno	Espacio abierto.
Vidrio	Bajo	Ventanas.
Vidrio polarizados o entintados	Medio	Ventanas
Seres vivos	Medio	Personas, animales, plantas
Concreto	Alto	Muros de carga, pisos, pilares
Metal	Muy alto	Concreto reforzado, espejos, armarios metálicos, recinto de ascensores.

En las figuras 64 y 65 se observa que las mediciones con línea de vista a las frecuencias de 2.4GHz y 5.8GHz, presentan una variabilidad mayor que las posiciones anteriores, de nuevo observamos que la variabilidad es mucho mayor en los datos de la frecuencia mas alta (figura 65).

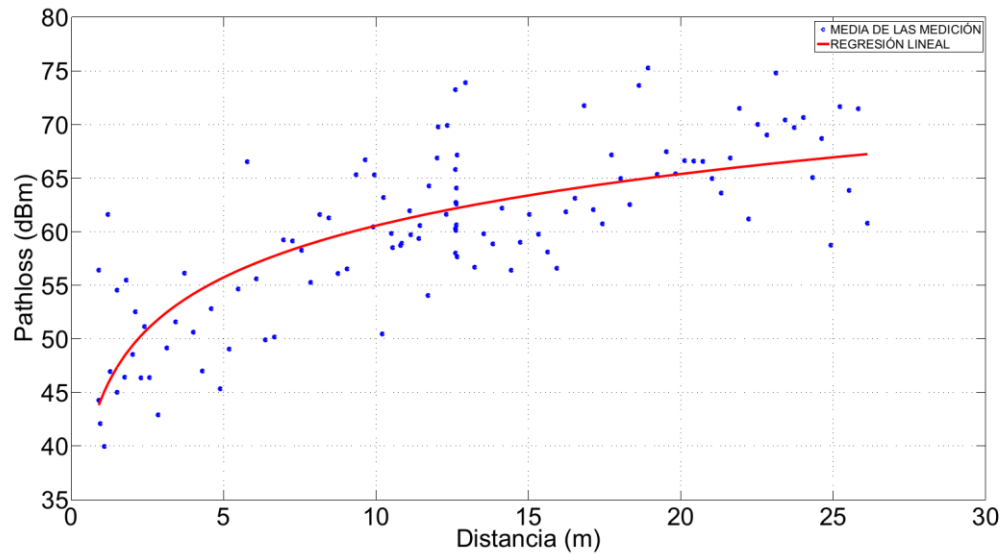


Figura 64 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

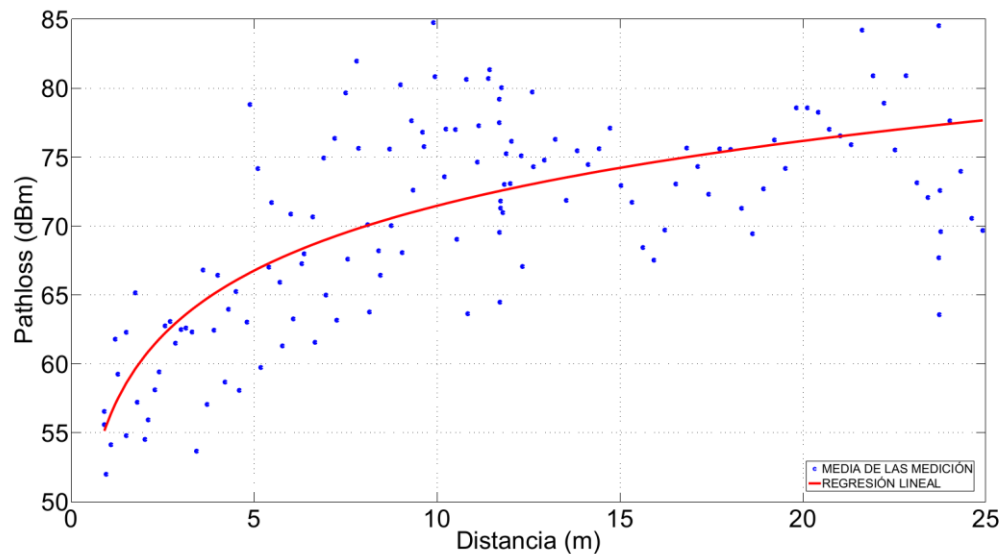


Figura 65 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

Los datos de las mediciones sin línea de vista en esta caso son muy similares en ambas frecuencias debido a que, como se mencionó anteriormente la señal experimenta mayores pérdidas o incrementos debido a la gran cantidad de obstáculos que atraviesan para poder llegar al receptor.

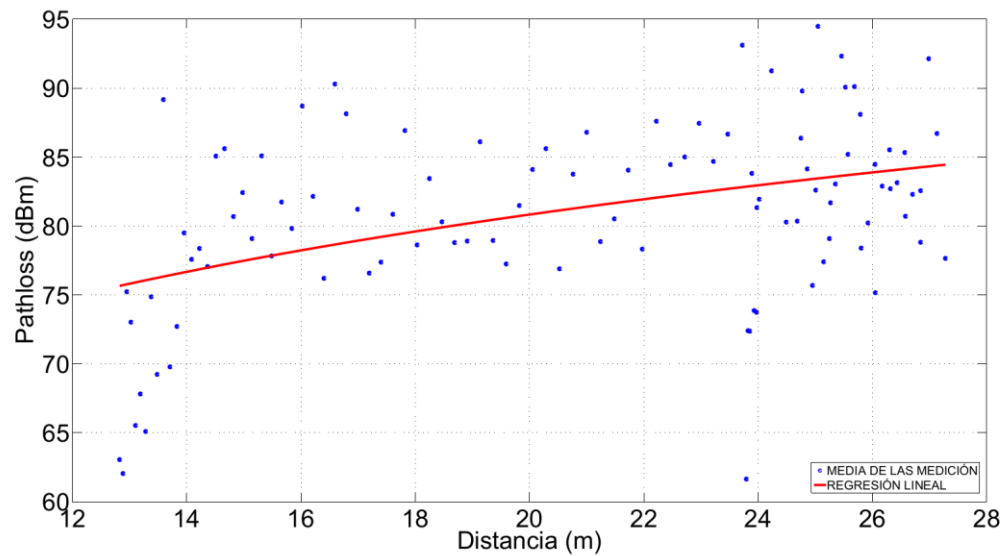


Figura 66 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

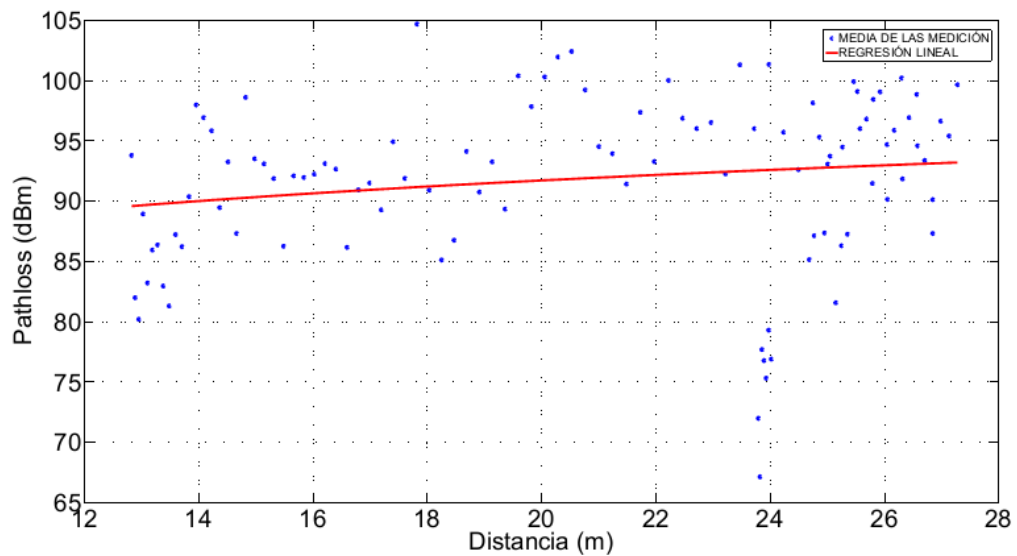


Figura 67 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

Al observar los histogramas de los datos de las potencias recibidas, tanto de línea de vista como los de no línea de vista podemos apreciar que presentan esta variabilidad mucho mayor en comparación con la primera posición, donde las potencias recibidas van desde los -50 dBm a los -35 dBm para ambas frecuencias de operación.

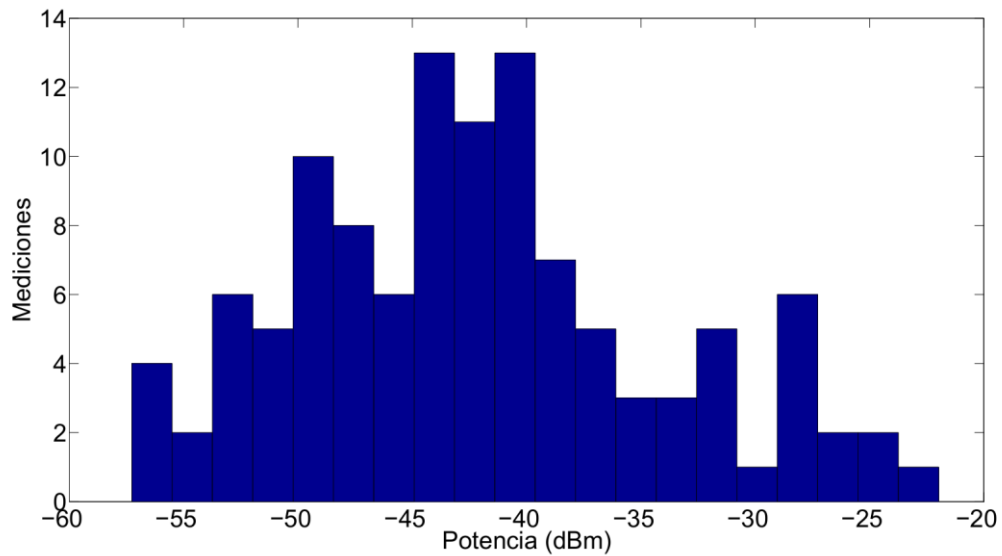


Figura 68 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

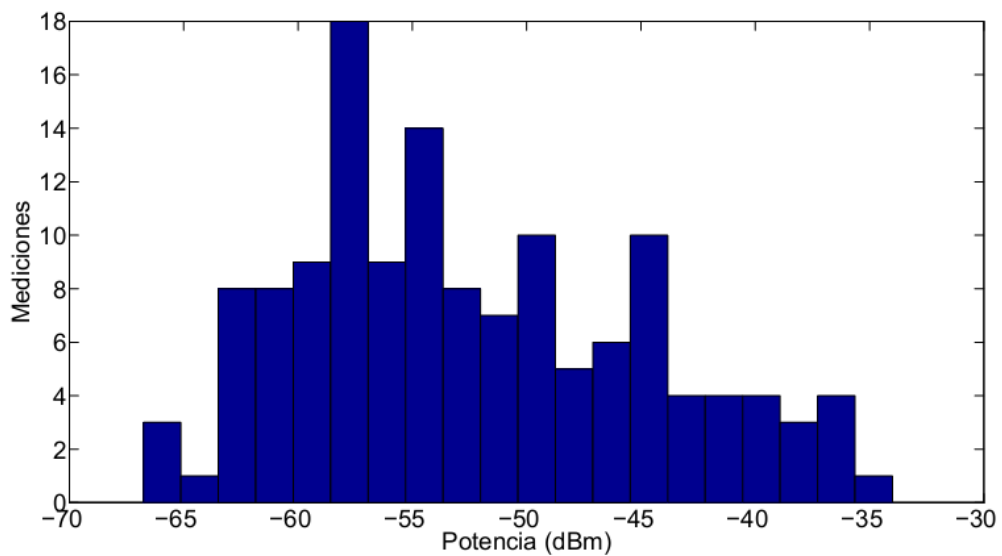


Figura 69 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

Los histogramas que se presentan en las figuras 70 y 71 representan los datos de las mediciones a las frecuencias de 2.4GHz y 5.8GHz pero sin línea de vista. Al igual que los histogramas de las figuras 68 y 69 estos también presenta una variabilidad mayor de los datos de las potencias recibidas.

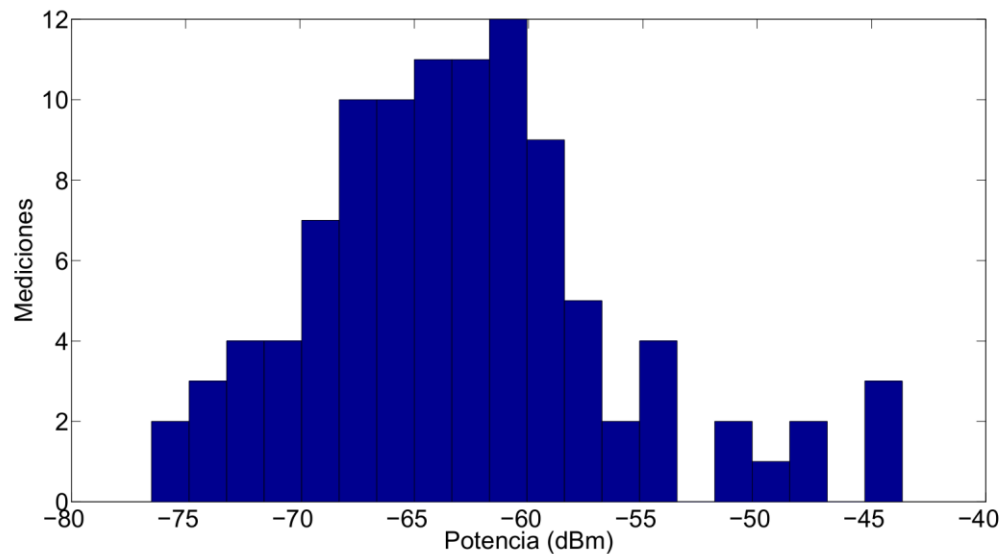


Figura 70 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

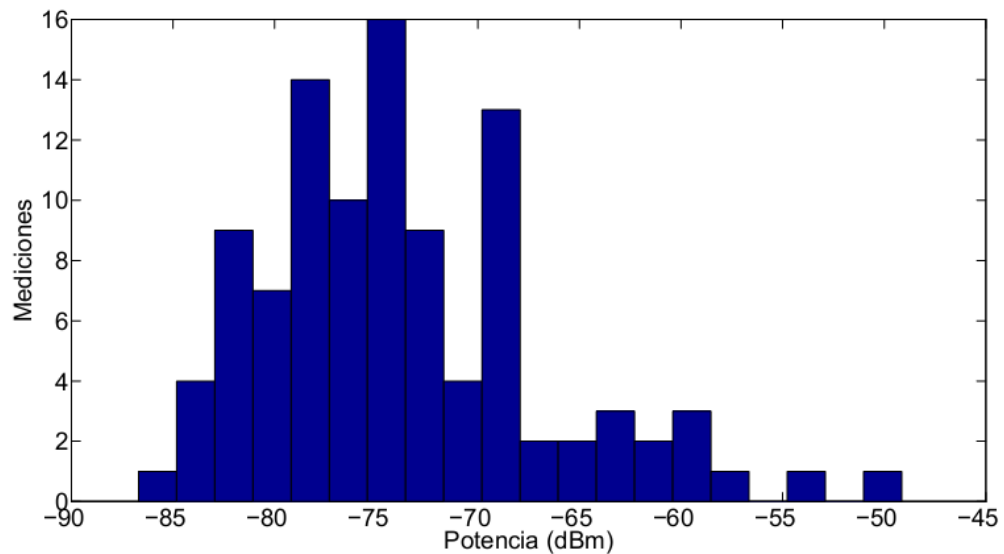


Figura 71 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

Al existir una mayor variabilidad de los datos, los modelos de propagación con los que se compara la regresión lineal se alejan más, es decir, las pérdidas que experimentan los datos de las mediciones son mucho mayores que las propuestas por los modelos Dual-Slope y Espacio Libre.

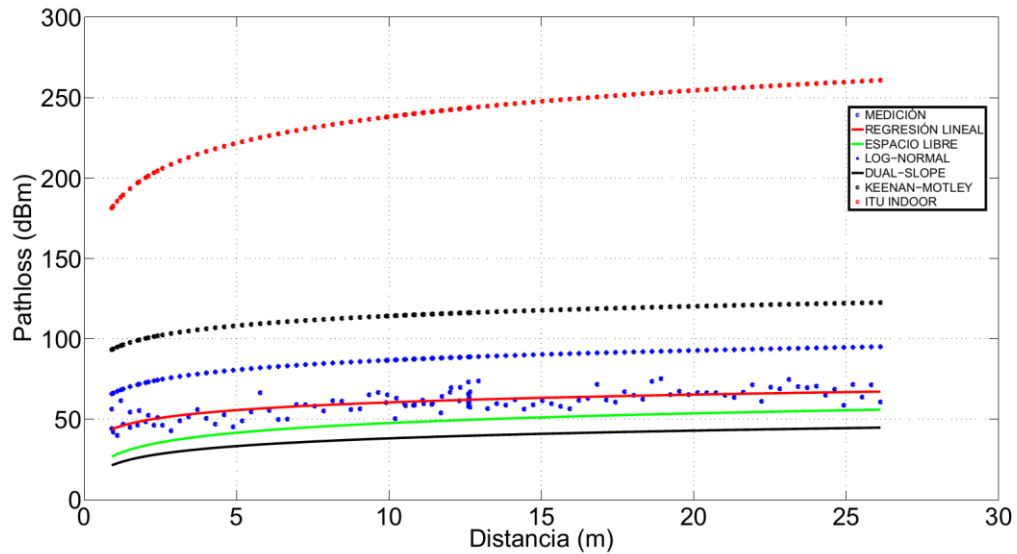


Figura 72 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 2.4GHz

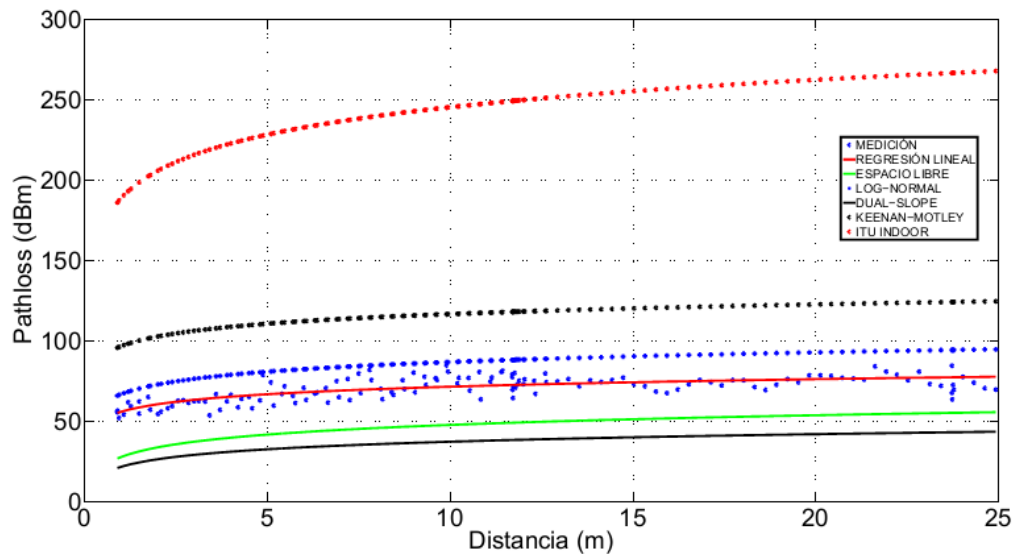


Figura 73 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 5.8GHz

4.2.5 Resultados de las lecturas: quinta posición (@2.4GHz) y quinta posición (@5.8GHz)

La quinta posición en la que se ubicó el transmisor se encuentra frente a la puerta principal del laboratorio de electrónica. De los resultados obtenidos, se encontró que en promedio existe una diferencia de 20 dBm en las pérdidas por distancia entre las condiciones LOS y NLOS a ambas frecuencias 2.4 GHz y 5.8 GHz. Sin embargo, solo existe una diferencia de 10 dBm (ver tabla 11 y 12) entre los casos de LOS y NLOS para 2.4 GHz y 5.8 GHz. Esto es, existe 10 dBm más de pérdidas cuando se transmite una señal a 5.8 GHz con respecto a la señal transmitida a 2.4 GHz y esto se presenta tanto para condiciones de LOS como de NLOS.

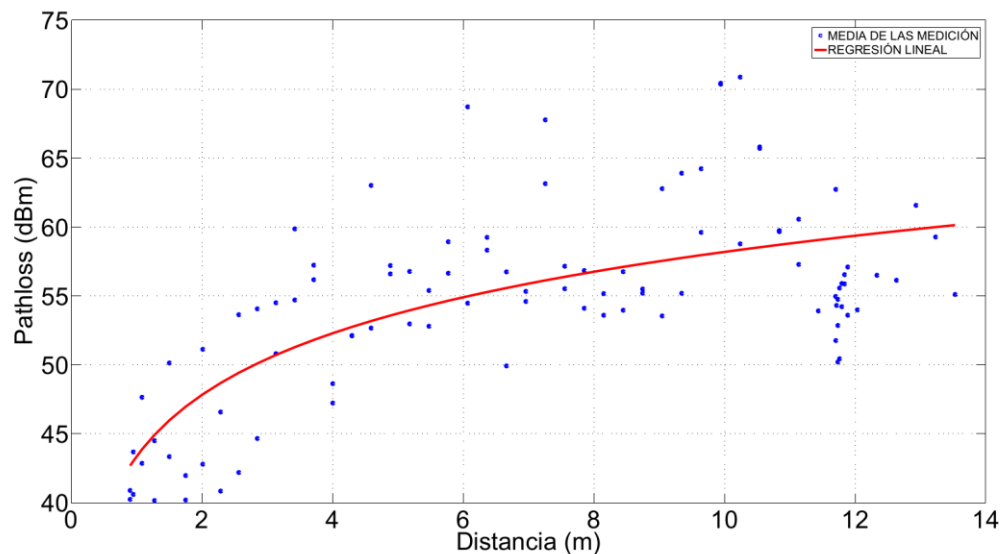


Figura 74 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

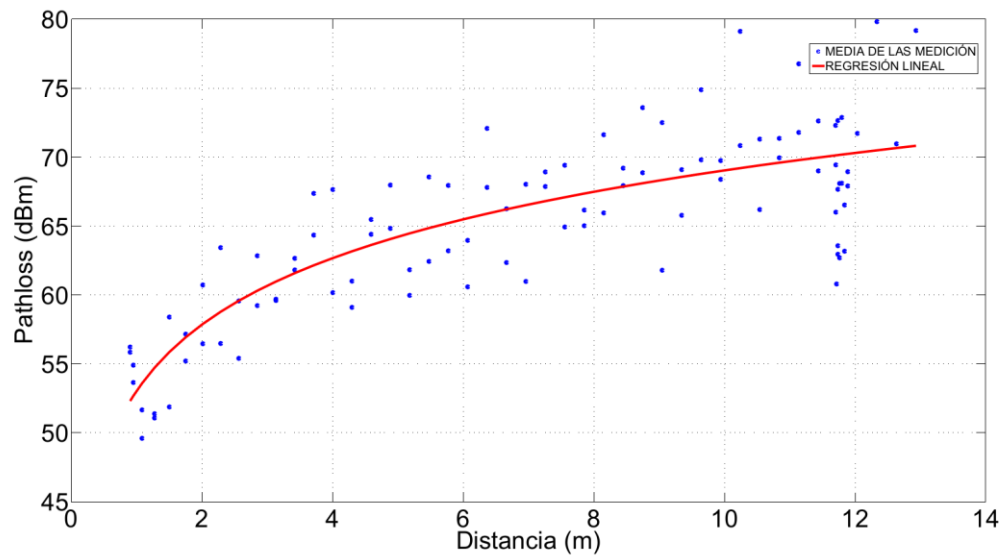


Figura 75 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

Las figuras 76 y 78 representan los datos de las mediciones en ambas frecuencias pero sin línea de vista, estos datos en comparación con los anteriores, presenta una mayor variabilidad, los datos estan más dispersos en un rango de 60 a 90 dBm, debido a que la señal para poder llegar al recetor experimenta atenuaciones por los diferentes materiales que tiene que atravesar.

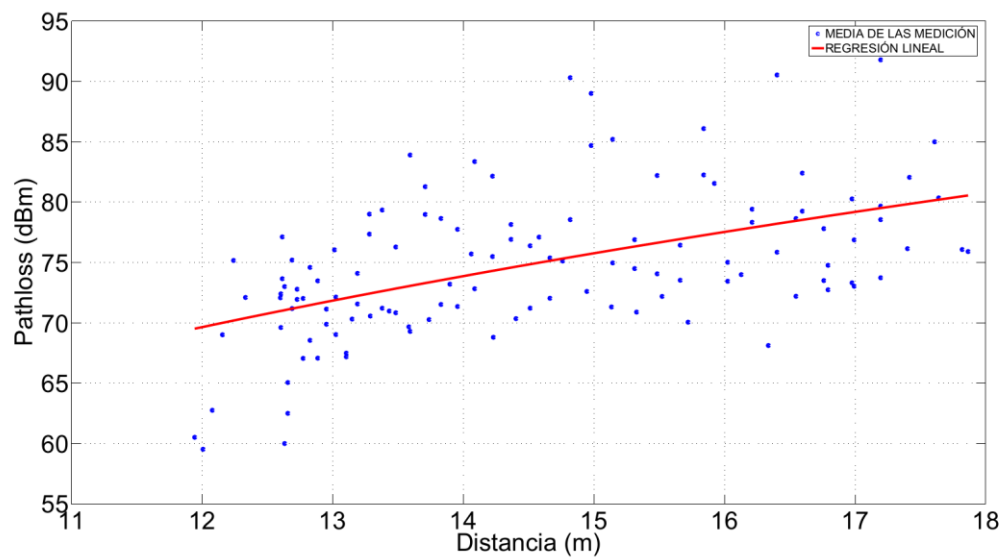


Figura 76 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

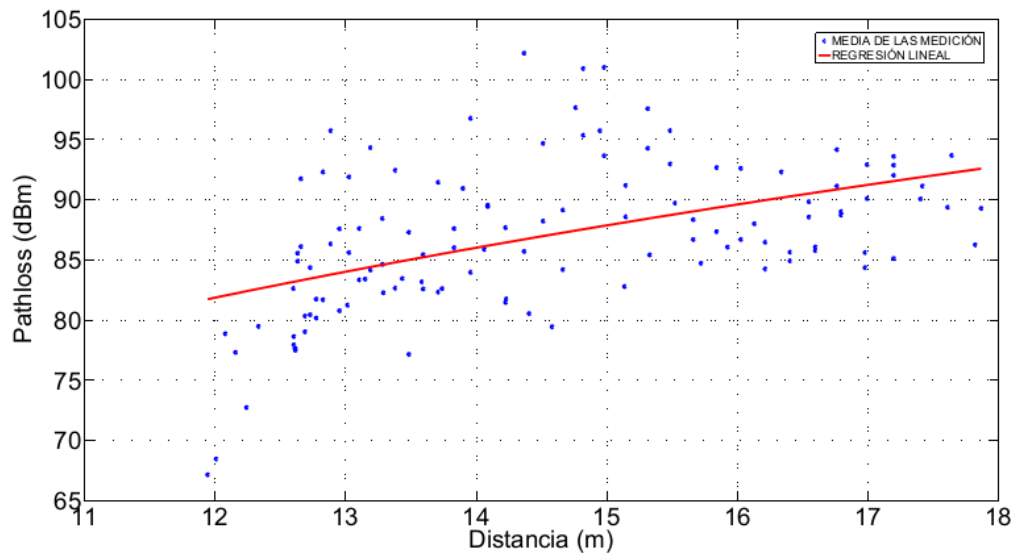


Figura 77 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

En la figura 78 y 79 se observa el histograma de las mediciones con línea de vista en las frecuencias de 2.4GHz y 5.8GHz respectivamente, como se observa en las tablas 11 y 12 para esta quinta posición tenemos una varianza de 49.3327 con línea de vista y una media de -36.5617 para la frecuencia de 2.4GHz, para el caso de la frecuencia de 5.8GHz tenemos una varianza de 41.8009 y una media de -68.8921.

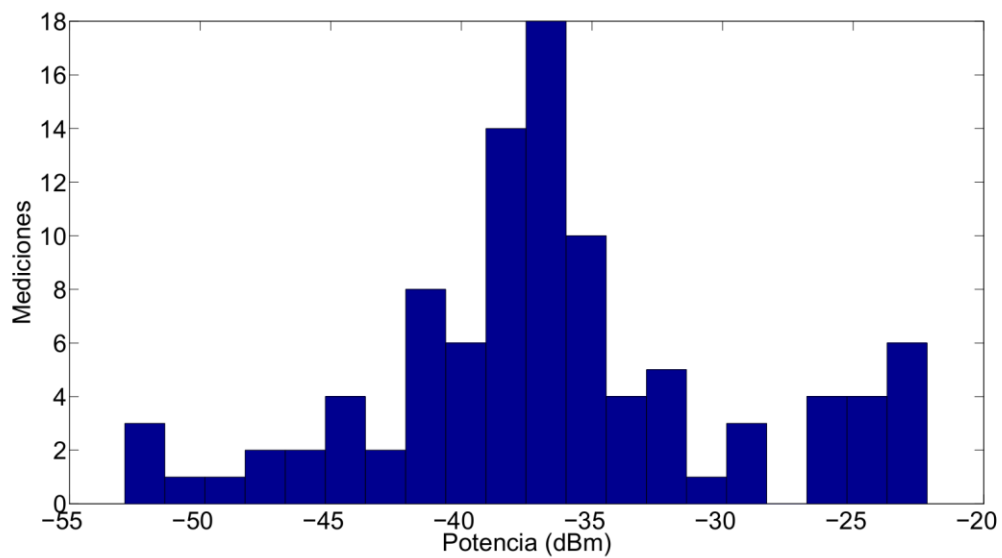


Figura 78 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

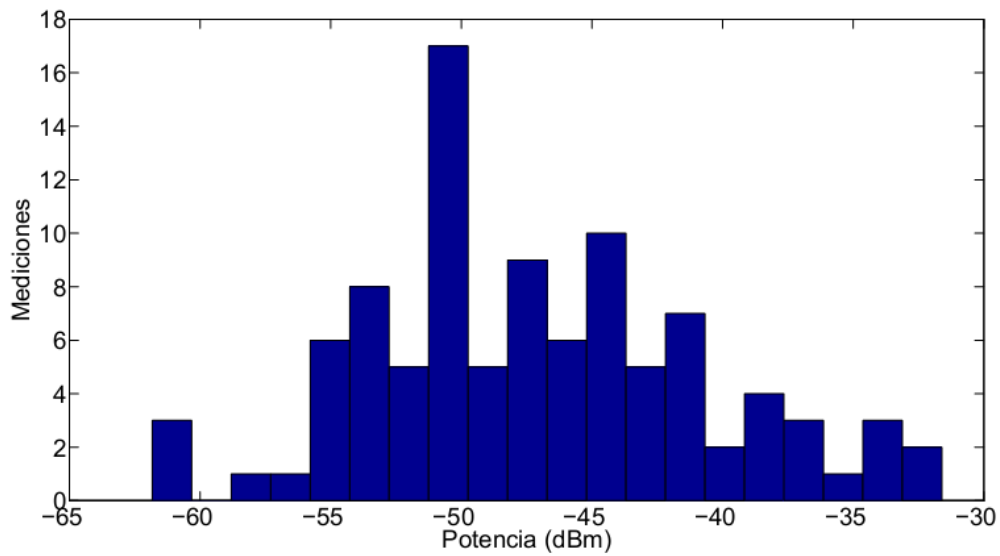


Figura 79 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

Para la Frecuencia de 2.4GHz se presenta el histograma de la figura 80 donde se observa que tiene una desviación estandar de 5.9580, una varianza de 35.4982 y una media de -56.7603, y se puede observar que los valores del histograma de la frecuencia de 5.8GHz, tiene un comportamiento parecido, donde la desviación estándar es de 6.1295, la varianza es de 37.5703 y una media de -68.8921

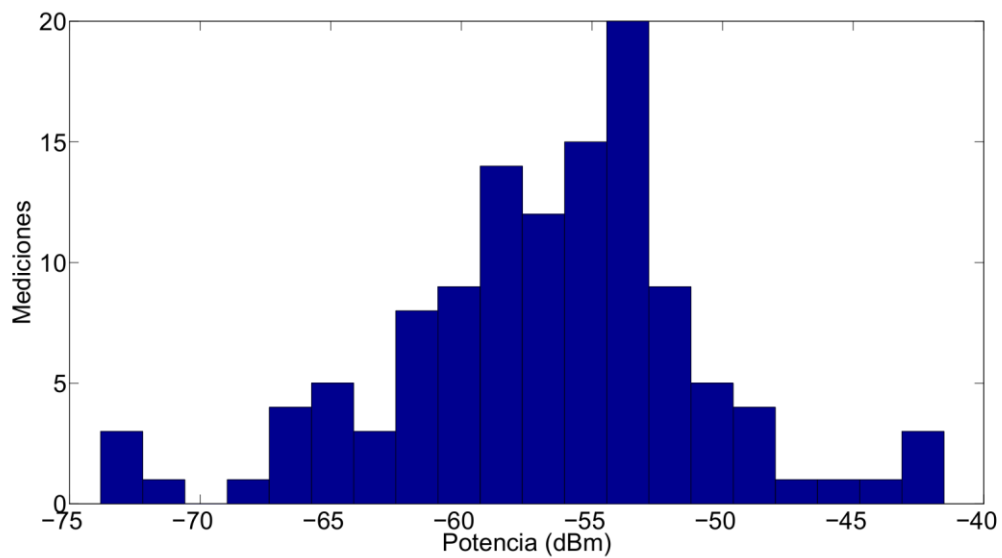


Figura 80 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

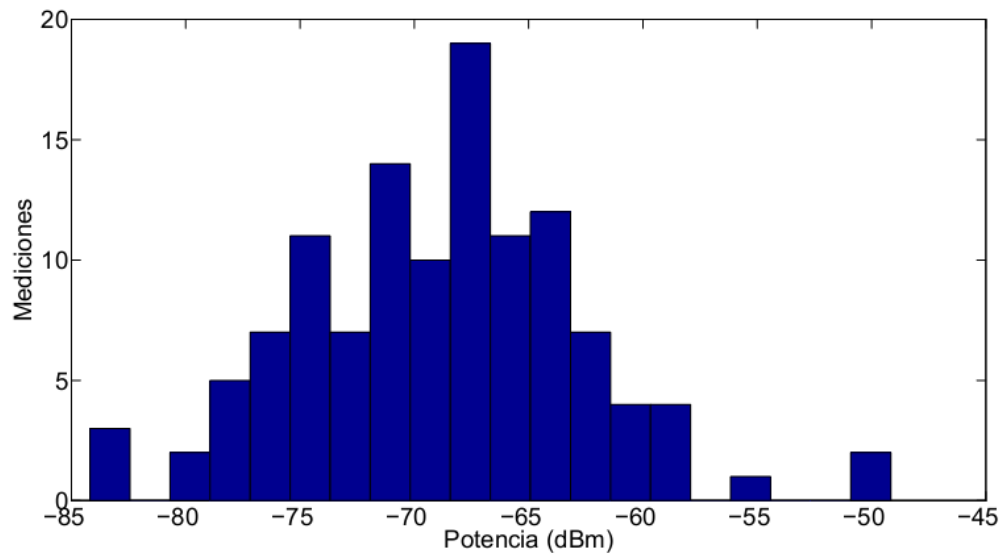


Figura 81 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

En las figuras 82 y 83, se presenta un análisis comparativo entre los diversos modelos de propagación reportados en la literatura. Se puede observar que los modelos que mas se aproximan a los datos experimentales obtenidos son el modelo Dual-Slope y el del Espacio Libre. Sin embargo es necesario en cada caso realizar un ajuste de tal forma que los modelos se ajusten a los datos experimentales.

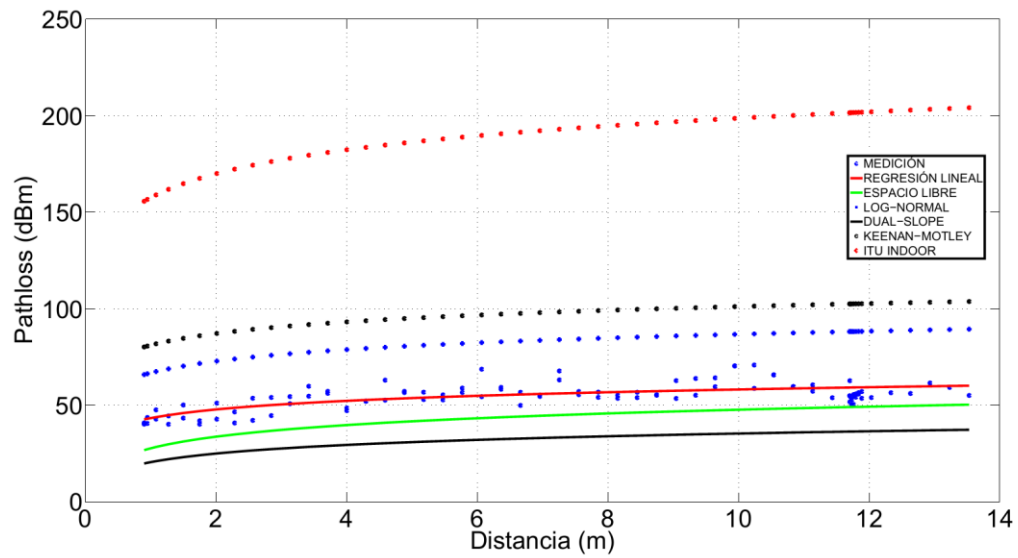


Figura 82 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 2.4GHz

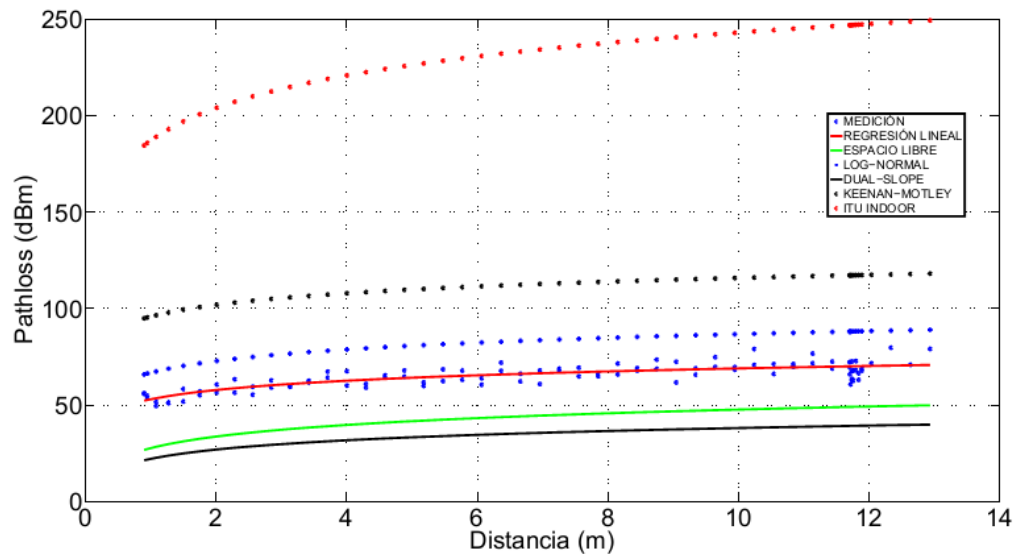


Figura 83 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 5.8GHz

4.2.6 Resultados de las lecturas: sexta posición (@2.4GHz) y sexta posición (@5.8GHz)

Para esta sexta posición, la ubicación del transmisor se encuentra en la esquina en al que se encuentra el laboratorio B, las mediciones obtenidas presentan un comportamiento de un decremento de potencia a una distancia aproximada de 24 metros, en ambas frecuencias. Sin embargo, en la figura 85 podemos observar que los datos presentan una variabilidad en comparación con los de la figura 84.

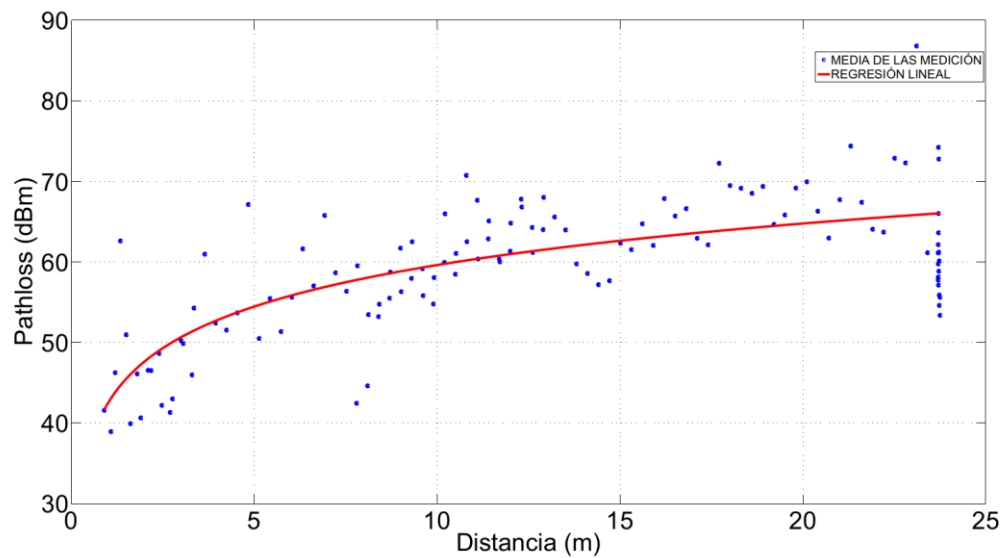


Figura 84 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

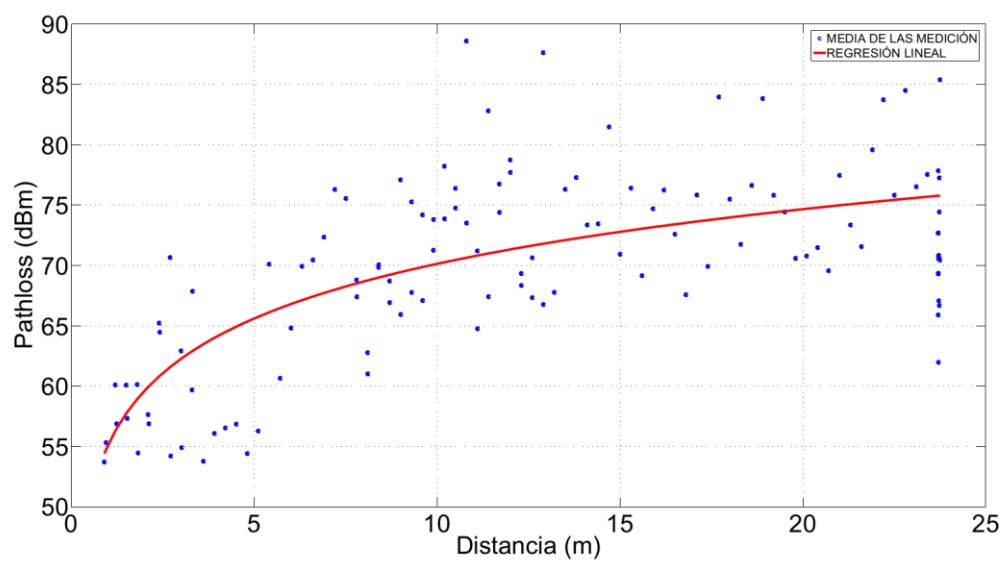


Figura 85 Pathloss de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

En el caso de los datos donde no existe línea de vista, que se muestran en las figuras 86 y 87, se puede observar que el comportamiento de los datos tiene mucha variabilidad, pero a pesar de ese comportamiento, los valores de ambas frecuencias se parecen.

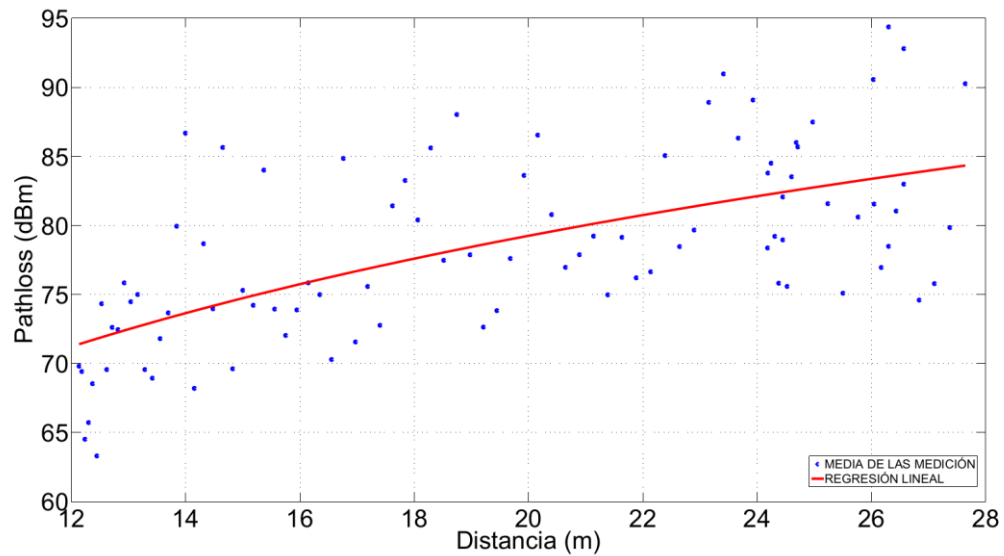


Figura 86 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

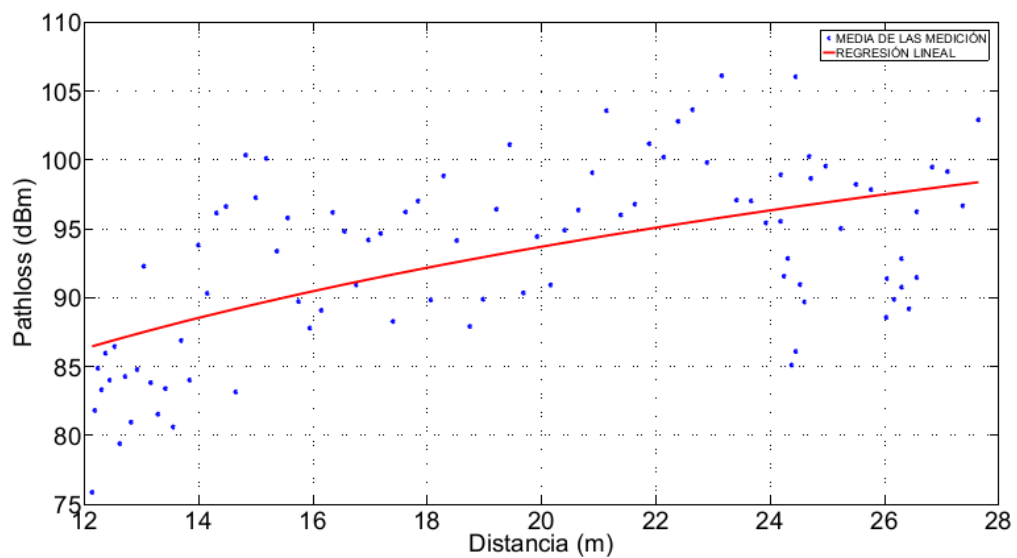


Figura 87 Pathloss de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

Los histrogramas de ambas frecuencias para los casos de linea de vista(figura 88 y 89), presenta una varianza de 72.0093 y 62.5392 respectivamente, una desviación estándar de 8.4858 para la frecuencia de 2.4GHz y de 7.9082 para 5.8GHZ.ademas presentan una media de -41.5493 para 2.4GHz y -52.0494para 5.8GHz.

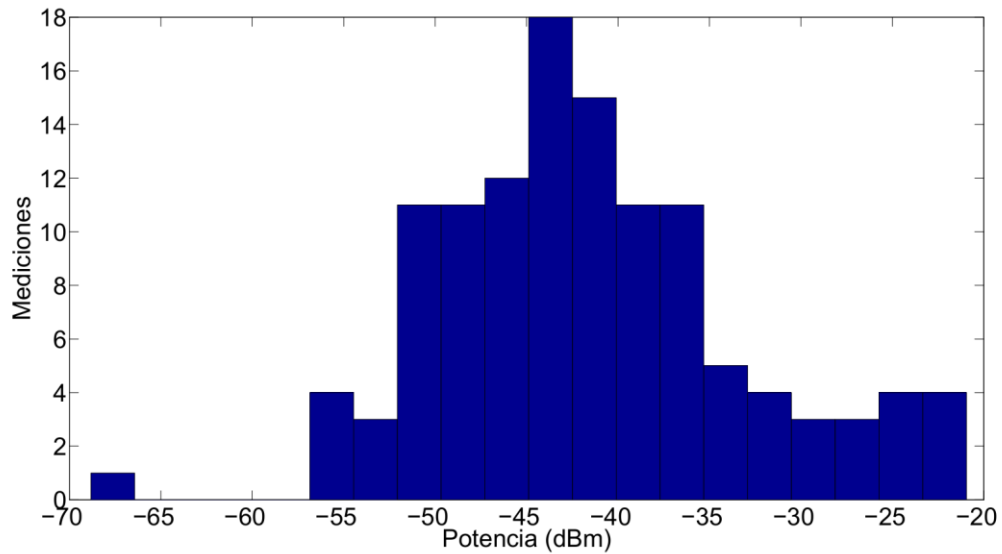


Figura 88 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

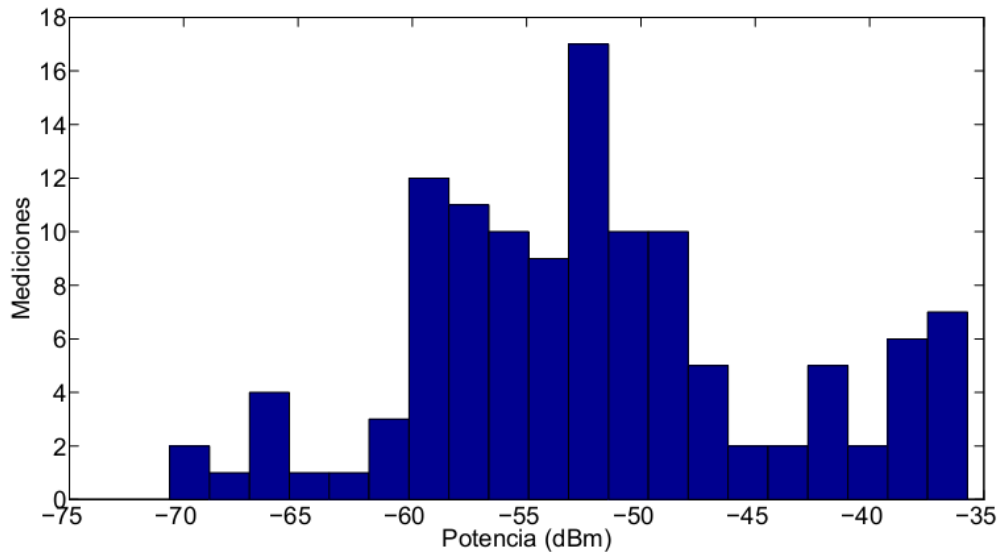


Figura 89 Histograma de los datos con línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

Por ultimo los histogramas de los datos que no presentan línea de vista para las frecuencias de 2.4GHz y 5.8GHz (figuras 90 y 91) respectivamente, presentan una varianza de 43.8385 y 43.3728, con una desviación estándar de 6.6211 y 6.5858, donde la media de los datos es de -60.3326 y -74.8656.

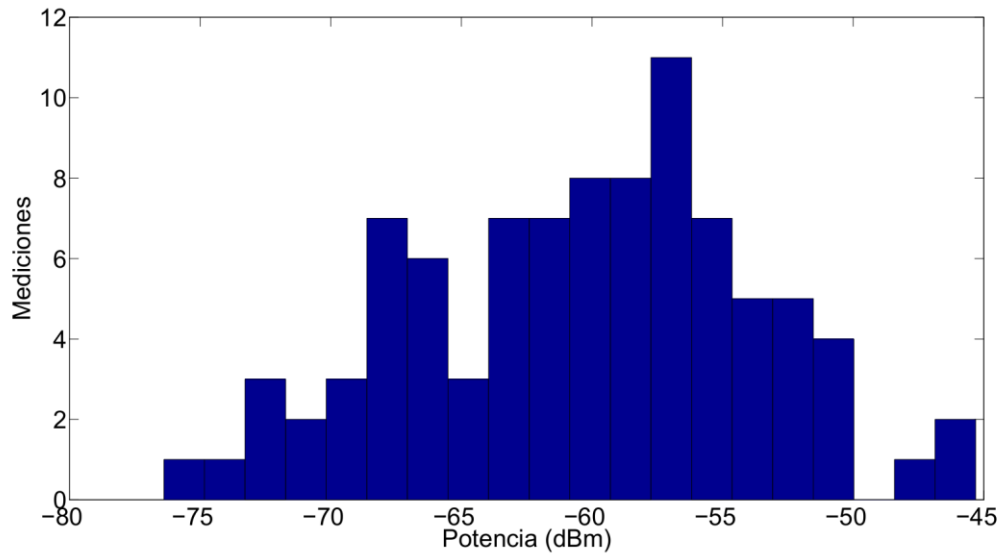


Figura 90 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 2.4GHz

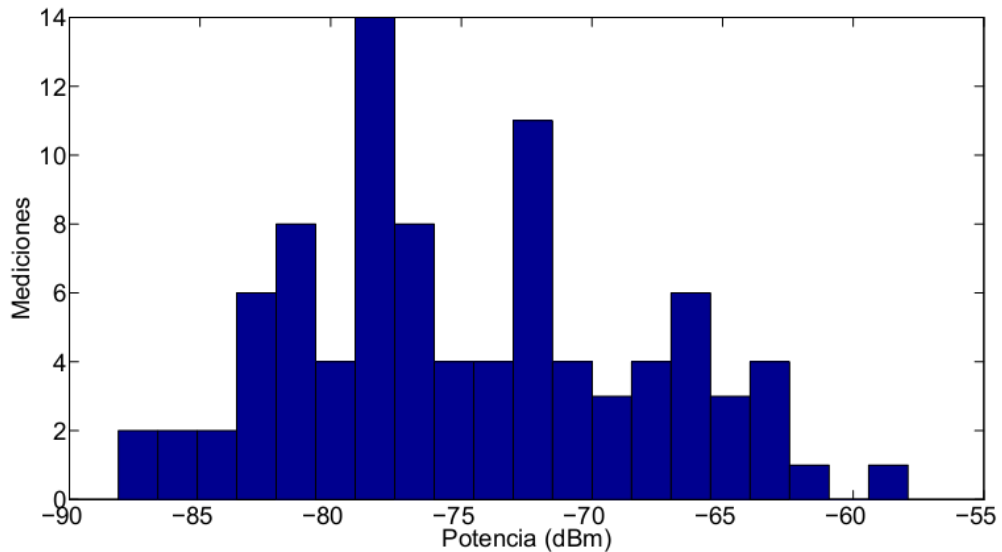


Figura 91 Histograma de los datos sin línea de vista a una frecuencia de 5.8GHz

La comparación con los modelos de propagación vuelve a ser muy similar a todas las mediciones anteriores, donde los modelos que mas se acercan a la regresión lineal son los de Dual.Slope y Espacio Libre.

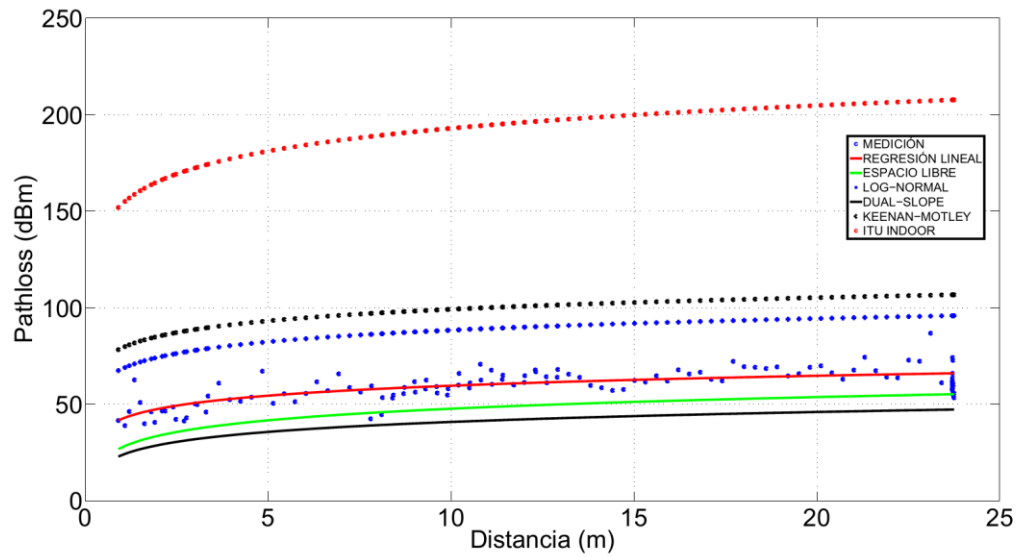


Figura 92 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 2.4GHz

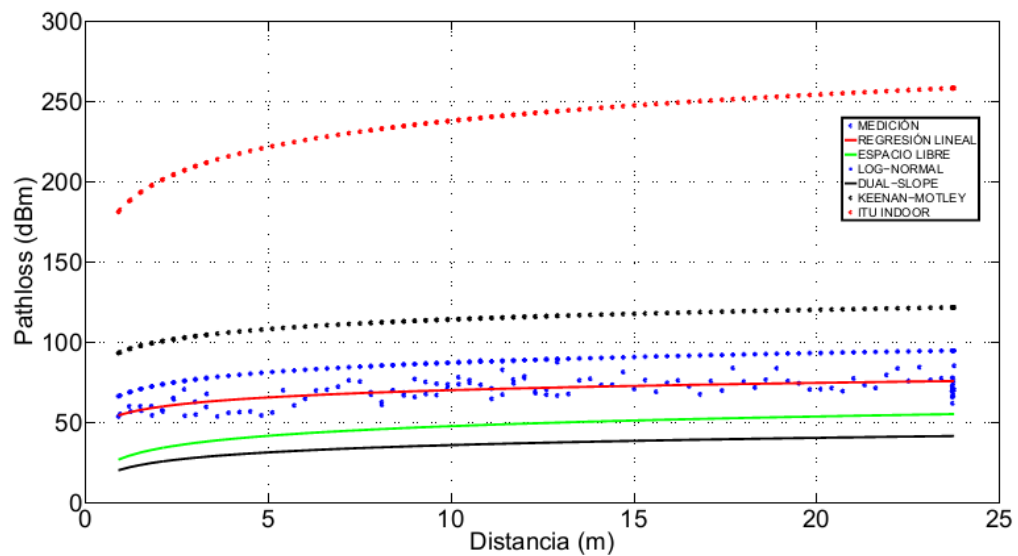


Figura 93 Comparación de los modelos de propagación a una frecuencia de 5.8GHz

En las tablas 11 y 12 se concentra la información estadística referente a las 6 ubicaciones en las que se realizaron las mediciones correspondientes a la señal de prueba de 2.4 GHz y 5.8 GHz. Lo que se puede observar es que en cualquier punto del laboratorio de electrónica es posible recibir en promedio una potencia de aproximadamente -40 dBm cuando se opera en la banda de frecuencia de 2.4 GHz, mientras que a 5.8 GHz se esperaría recibir una potencia promedio de aproximadamente -52 dBm, en ambos casos en condiciones de LOS. Para condiciones de NLOS, a 2.4 GHz se tiene en promedio una potencia de -60 dBm mientras que para 5.8 GHz se tendría una potencia promedio de recepción de aproximadamente de -70 dBm. En cualquiera de los casos, los resultados son aceptables ya que para tecnologías tales como redes inalámbricas (Wi-Fi, IEEE 802.11) o redes de sensores (IEEE 802.15.4), las potencias que se especifican para lograr transmisiones exitosas se establecen de alrededor de los -80 dBm. Lo anterior establece entonces que las antenas tipo rugby ball ofrecen un desempeño aceptable para dar cobertura al laboratorio de electrónica, también es suficiente colocar solo dos puntos de acceso en las ubicaciones 3 y 6 o 1 y 4. Sin embargo, es necesario realizar pruebas con tráfico e interferencia para una evaluación de desempeño completa de los diseños de la antena y de la cobertura del laboratorio..

Tabla 11 Datos de las mediciones a una frecuencia de 2.4GHz

Posición	Varianza LOS	Varianza NLOS	Desviación estándar LOS	Desviación estándar NLOS	Media LOS	Media NLOS
1	98.6531	47.4144	9.9324	6.8858	-42.1893	-62.4137
2	56.0255	27.0138	7.4850	5.1975	-37.2764	-55.8603
3	60.5775	32.6403	7.7832	5.7132	-41.4425	-60.9512
4	62.5700	44.4874	7.9101	6.6699	-42.1080	-62.8847
5	49.3327	35.4982	7.0237	5.9580	-36.5617	-56.7603
6	72.0093	43.8385	8.4858	6.6211	-41.5493	-60.3326

Tabla 12 Datos de las mediciones a una frecuencia de 5.8GHz

Posición	Varianza LOS	Varianza NLOS	Desviación estándar LOS	Desviación estándar NLOS	Valor medio LOS	Valor medio NLOS
1	125.8672	62.7214	11.2191	7.9197	-20.6974	-73.8655
2	41.4365	50.9933	6.4371	7.1410	-46.3183	-68.5678
3	58.0077	31.3074	7.6163	5.5953	-52.3543	-74.7767
4	57.7612	48.6234	7.6001	6.9731	-52.3889	-73.7422
5	41.8009	37.5703	6.4654	6.1295	-47.0958	-68.8921
6	62.5392	43.3728	7.9082	6.5858	-52.0494	-74.8656

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES

La señal emitida por una antena (emisor) va a experimentar múltiples transformaciones en su señal y tomará distintos caminos a lo largo de su trayectoria por el medio de propagación, llegando al receptor solo una pequeña parte de la energía transmitida. El camino entre receptor y emisor puede variar en múltiples formas debido a la existencia de diferentes obstáculos. Esto hace muy difícil predecir la señal recibida en un determinado punto o analizar el canal de radio. Los modelos de propagación se han enfocado tradicionalmente en predecir la potencia promedio de la señal recibida, así como la variación de la potencia en la proximidad espacial de un lugar en particular.

Un modelo de propagación es un conjunto de expresiones matemáticas, diagramas y algoritmos usados para representar las características radio de un ambiente dado. Generalmente los modelos de predicción se pueden clasificar en empíricos o estadísticos, teóricos o deterministas o una combinación de estos dos (semi-empíricos). Mientras que los modelos empíricos o estadísticos se basan en mediciones, los modelos teóricos lo hacen en los principios fundamentales de los fenómenos de propagación de ondas de radio y a diferencia de los anteriores no se sustentan sobre amplias mediciones sino que disponen de detalles del entorno con lo que pueden estimar la propagación de la señal.

Con estos modelos de propagación se predice la pérdida en la trayectoria que una señal de Radiofrecuencia pueda tener entre un transmisor y un receptor sea móvil o fijo. La ventaja de modelar radiocanales teniendo en cuenta las características de la trayectoria entre Transmisor (Tx) y Receptor (Rx), es conocer la viabilidad de los proyectos que se deseen planear en determinados sectores, de esta manera se podrá hacer una estimación acerca de la necesidad, costos y capacidad de los equipos requeridos (especificaciones técnicas), conclusión a la que se puede llegar con una herramienta que implementara adecuadamente un fiable modelo de propagación. Evidentemente la calidad de un modelo u otro se mide por la veracidad de los resultados en comparación con medidas de campo reales. Íntimamente ligado a la calidad o no de un modelo está la aplicabilidad de este, que depende de las especificaciones o variables que trate ya sea; el tipo de terreno (montañoso, ondulado, etc.), las características del ambiente de propagación (área urbana, suburbana, abierta), características de la atmósfera (índice de refracción, intensidad de las lluvias), propiedades eléctricas del suelo (conductividad terrestre), tipo del material de las construcciones urbana, entre otros.

Los resultados de la predicción de cobertura de un transmisor proporcionada por un modelo son muy importantes para facilitar la estimación del tamaño de las áreas que puede cubrir, planificar la ubicación de los transmisores de modo que, aun utilizando la misma frecuencia, no se interfieran ni causen errores. En entornos cerrados, los niveles de señal fluctúan en mayor medida que en entornos abiertos. Esta diferencia se explica en el hecho de que en una localización específica, el campo eléctrico se forma por un número mucho mayor de componentes indirectos que en el caso de un entorno abierto. Los modelos de propagación para interiores difieren de los modelos de propagación tradicionales debido a que las distancias cubiertas son mucho más pequeñas y el componente variable del entorno es mucho mayor para separaciones más pequeñas entre transmisor y receptor.

Existen una mayor cantidad de modelos de propagación para sistema inalámbricos en exteriores que para interiores, debido a que la comunicación

inalámbrica en exterior se utiliza desde hace mucho más tiempo: radio, televisión, entre otros. Sin embargo, los modelos para exteriores no toman en cuenta las características particulares de la propagación en interiores y, es por ello que es necesario desarrollar nuevos modelos de propagación para interiores.

5.1 Conclusiones

El diseño y despliegue de cualquier sistema inalámbrico, requiere de un análisis detallado de los parámetros que se involucran en su diseño de tal forma que permitan valorar el desempeño del mismo. La evaluación del sistema puede llevarse a cabo ya sea, mediante prototipos creados ad hoc, o mediante simulaciones. Las fases iniciales de diseño son fases de constantes cambios y constantes modificaciones que no son apropiadas para estudiarse mediante prototipos, dado el costo de los mismos. Por este motivo la simulación de un sistema juega un papel fundamental en las primeras fases de desarrollo. La realización de las simulaciones depende de la exactitud y simplicidad del modelo que se utilice. Uno de los aspectos importantes que se deben considerar en el modelo de simulación de la red, son las características del entorno de propagación, sin embargo, para realizar una simulación del canal radio, el modelo de canal propuesto debe reproducir fielmente los efectos de propagación que se generan pero además debe ser sencillo de manera que no consuma excesivos recursos computacionales.

Un modelo del canal radio adecuado permitirá adaptar las etapas de ecualización, codificación y modulación del sistema de comunicaciones a las características del mismo, maximizando su calidad, eficiencia espectral así como el rendimiento del sistema. Sin embargo, debe tenerse en cuenta que la valoración de un modelo no solo se mide por su ajuste al comportamiento de la señal en entornos físicos. Para que el modelo sea realmente útil hay que tener en cuenta otra serie de factores como la sencillez, la eficiencia computacional o el rango de validez en un amplio conjunto de escenarios.

En este trabajo únicamente se estudia la potencia de la señal recibida y la distribución de las variaciones espaciales de la amplitud. Sin embargo, con la aparición

de los sistemas digitales de banda ancha con transmisión de pulsos, analizar solamente la potencia recibida no es suficiente, ya que la dispersión temporal y la interferencia entre símbolos (ISI) se presenta como un efecto fundamental que limita la velocidad de transmisión.

Los escenarios estudiados aquí han sido por llamarlo de alguna forma picoceldas interiores. El sistema utilizado para la experimentación consideró las bandas de frecuencia en 2.4 GHz y 5.8 GHz en las que se prevé mayor desarrollo de los estándares de redes (IEEE 802.11, IEEE 802.15.x e IEEE 802.16). Se caracterizó el comportamiento espacial entre cada antena transmisora y receptora. Se mostró como el comportamiento de estos canales, presenta una fuerte dependencia con el entorno de propagación específicamente en condiciones de LOS y NLOS; por las condiciones en las que se evaluaron los sistemas de medición propuestos, la calidad del enlace no se degradó por debajo de la recomendación de los estándares propuestos tales como Wi-Fi o ZigBee.

A partir del estudio realizado se han obtenido las siguientes conclusiones:

- Los enlaces de radio entre los dispositivos presentan distintos valores de pérdidas por trayectoria en diferentes ubicaciones. Se observó que las pérdidas por trayectoria, no solamente dependen de la distancia entre transmisor y receptor sino también, dependen de los efectos de bloqueo y multitrayectoria provocados por los objetos que se encuentran alrededor de ellos.
- La correlación espacial muestra una gran dependencia con la línea de vista entre transmisor y receptor. Se ha observado, que en presencia de línea de vista la potencia de recepción es muy por encima del valor recomendado. En situaciones NLOS, la ausencia de este componente dominante genera mayor cantidad de pérdidas de paquetes aún con la obtención de valores aceptables de potencia recibida.

- Las características del escenario y su riqueza de dispersión (scattering) también influyen notablemente sobre el comportamiento del canal. Así en las áreas LOS de los escenarios se observó que las características y cantidad de los objetos en el escenario condiciona el número de componentes que se generan. Cuanta más obstrucción presenta, menos elementos dispersores se iluminan, presentando un scattering pobre respecto al rayo directo.
- Los experimentos en este estudio se consideran preliminares para explorar una metodología que permita predecir el comportamiento de la señal en cualquier ubicación del escenario considerado. Los resultados obtenidos sobre la calidad del enlace sugieren que: la potencia recibida depende de las estructuras u objetos que se encuentran en el entorno y, es necesario considerar otro tipo de métricas de desempeño tales como la tasa de pérdida de paquetes (PER, Packet Error Rate) o el Nivel de calidad del enlace (LQI, Level Quality Link. De hecho, en la literatura, algunos autores defienden que la potencia de recepción puede ser mejor indicador de la calidad de un enlace debido a que presenta menor varianza que el LQI, excepto para enlaces afectados por los efectos multitrayectoria. Cuando este fenómeno es muy prominente, el indicador de la potencia de recepción no es consistente con la calidad del enlace.
- El procedimiento que se utilizó para la caracterización de las antenas no es adecuado para establecer el comportamiento de su patrón de radiación, debido a que, aún en ambientes exteriores existen reflexiones de energía, por lo anterior, se requiere caracterizar el desempeño de la antena utilizando una cámara anecoica, con el fin de absorber en su totalidad las reflexiones producidas por ondas electromagnéticas. Sin embargo, la correlación entre los resultados obtenidos durante la caracterización de las antenas y la caracterización del entorno de propagación demuestran que el desempeño de las antenas es adecuado para operar a frecuencias de 2.4 GHz y 5.8 GHz en entornos interiores.

A pesar de que el comportamiento de las mediciones obtenidas se ajustan a alguno de los modelos de propagación teóricos existentes, éstos últimos no son suficientes para considerarlos para el diseño de redes inalámbricas en el entorno de propagación considerado en este trabajo. Es necesario realizar, una mayor cantidad de mediciones de las que se realizaron en este trabajo, además de considerar otros escenarios de evaluación de tal forma, que permitan validar el desempeño de las antenas y el sistema de medición propuestos.

5.2 Trabajos futuros:

Como líneas de trabajo futuro se han identificado algunas que permanecen abiertas y que sería interesante desarrollar, se pueden destacar las siguientes:

- Mejorar el sistema experimental, ya sea automatizando el sistema de medición o incluir infraestructura adecuada, tales como; trípodes para montar las antenas o construir un vehículo en el que se pueda montar el analizador de espectros y se facilite su movilidad en el interior de los edificios.
- Mejorar el sistema experimental bajo la utilización de software especializado para la automatización del equipo y así facilitar la captura de datos.
- Incluir un amplificador, de tal forma que permita aprovechar el desempeño de las antenas (ya que cuentan con ancho de banda que va desde 1GHz hasta los 20 GHz).

APÉNDICES

A. PROGRAMA DE SIMULACIÓN EN 3D EN MATLAB

```
clear all
close all;
clc;

%TAMAÑO DEL CUARTO
x=6;
y=6;
z=6;

%POSICION DEL TRANSMISOR
xt=1;
yt=2;
zt=2;

%POSICION DEL RECEPTOR
xr=5;
yr=3;
zr=3;
grid on

axis([-1 7 -1 7 -1 7])

%CUBO CON LAS MEDIDAS DEL CUARTO
line([0 x],[0 0],[0 0])
line([0 0],[0 y],[0 0])
line([0 0],[0 0],[0 z])
line([0 x],[y y],[0 0])
line([x x],[0 y],[0 0])
line([x x],[0 0],[0 z])
line([x x],[y y],[0 z])
line([0 0],[y y],[0 z])
line([0 x],[0 0],[z z])
line([x x],[0 y],[z z])
line([x 0],[y y],[z z])
line([0 0],[0 y],[z z])
hold on

%PUNTOS DEL TRANSMISOR Y RECEPTOR
plot3(xt,yt,zt,'k^')
plot3(xr,yr,zr,'k^')

%LINEA DE VISTA
line([xt xr],[yt yr],[zt zr],'Color','r')

%CALCULANDO LA POSICION DEL REBOTE EN EL CUARTO PLANO
yr3=zr;
```

```

yt3=zt;
zr3=y-yr;
zt3=y-yt;
d=sqrt((xr-xt)^2+(yr3-yt3)^2);
a=d/(1+(zr3/zt3));
alpha=atan((yr3-yt3)/(xr-xt));
x03=xt+a*cos(alpha)
y03=yt3+a*sin(alpha)

%GRAFICANCO LA LINEA ENTRE EL TRANSMISOR, REBOTE Y RECEPTOR EN EL CUARTO
PLANO
plot3(x03,y,y03,'b+')
line([xt x03],[yt y],[zt y03])
line([x03 xr],[y yr],[y03 zr])

```

B.PROGRAMA EN MATLAB DEL ANALISIS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.

```
clear all;
clc;
close all;

%LEE LOS DATOS DE LAS MEDICIONES REALIZADA CON EL ANALIZADOR DE REDES CON
%LA CALIBRACION FULL TWO PORT
%CALCULA LA CZT Y GRAFICA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

%LEE ARCHIVO DE POTENCIA ALTA
LEES2P; %SE CAMBI DE MINUSCULAS A MAYUSCULAS PARA QUE PUDIERA LEER EL
ARCHIVO
f=ps11(:,1);
gAH=ps21(:,2);

%DETERMINA LOS INTERVALOS DE TIEMPO
dF=5.3e9/(length(gAH)-1);
tmax=1/dF;
tpm=tmax/(length(gAH)-1);
T=0:tpm:tmax;

%REALIZA EL VENTANEO DE KAISER Y REALIZA LA CZT
m = length(gAH);
w = exp(-j*2*pi/m);
a=1;
k=kaiser(m,15);
kgAH=k.*gAH;
H=conj(kgAH);
stH=conj(czt(H,m,w,a));
d=(3e8)*T; %DISTANCIA EN METROS PARA PODER PONER UNA ESCALA EN METROS
CONN RESPECTO A LA SEÑAL EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

%GRAFICA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO LA POTENCIA ALTA
figure('Name','GRAFICA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO','Color','w')
plot(T,20*log10(abs(stH)),'B')%A LA HORA DE GRAFICAR PODEMOS CAMBIAR T
POR d PARA GRAFICAR CON RESPECTO AL TIEMPO O A LA DISTANCIA
title('Gráfica en el dominio del tiempo');
xlabel('Tiempo (ns)')
ylabel('Magnitud (dBm)')
grid on

%GRAFICA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO LA POTENCIA ALTA
figure('Name','GRAFICA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO PERO EN
METROS','Color','w')
plot(d,2*log10(abs(stH)),'B')%A LA HORA DE GRAFICAR PODEMOS CAMBIAR T POR
d PARA GRAFICAR CON RESPECTO AL TIEMPO O A LA DISTANCIA
title('Gráfica en el dominio del tiempo');
xlabel('Tiempo (ns)')
ylabel('Magnitud (dBm)')
grid on
```

C.PROGRAMA EN MATLAB DE LAS POTENCIAS RECIBIDAS.

```
clear;
close all
clc;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%PRIMERA MEDICION EN INTERIORES

Pmi = xlsread('mediciones1.xls');

%MATRIS DE LINEA DE VISTA

LOS1= Pmi((1:1:85),:);
LOS2= Pmi((220:1:230),:);
LOS3= Pmi((244:1:256),:);
PMLOS=[LOS1;LOS2;LOS3];
larg=length(PMLOS);
tgo=repmat((PMLOS(1,:)),larg,1);
PMLOS=PMLOS-tgo;
PMLOS(1,:)=[];

%PRIMERA DISTANCIA CON LINEA DE VISTA
n=4:1:83; %CAMBIAR EL VALOR DE INICIO PARA QUE VUELTA A SER
3!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
DLOS1=sqrt((n*30).^2);
%SEGUNDA DISTANCIA CON LINEA DE VISTA
n=0:1:2;
DLOS2=sqrt((80*30)^2+(n*30).^2);
%TERCERA DISTANCIA CON LINEA DE VISTA
n=40:-1:30;
DLOS3=sqrt((n*30).^2+(1*30)^2);
%CUARTA DISTANCIA CON LINEA DE VISTA
n=16:-1:3;
DLOS4=sqrt((n*30).^2+(1*30)^2);

%DISTANCIA TOTAL CON LINEA DE VISTA

DTLOS=[DLOS1,DLOS2,DLOS3,DLOS4];

[DLOS, INDICELOS]=sort(DTLOS);
PMLOSS=PMLOS(INDICELOS,:);
PMLOSS=PMLOSS';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

y=mean(PMLOSS);
xy=log10(DLOS).*y;
sumx=sum(log10(DLOS));
sumy=sum(y);
```

```

ym=mean(y);
xm=mean(log10(DLOS));
sumxy=sum(xy);
x2=log10(DLOS).^2;
sumx2=sum(x2);
b1=((sumxy)-(sumx*sumy)/length(log10(DLOS)))/(sumx2-
(sumx^2/length(log10(DLOS))));
b2=ym-b1*xm;
recta=b2+b1*log10(DLOS);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for i=1:5
    residuo(i,:)=PMLOSS(i,:)-recta;

end
residuo=residuo(:);
esta=std(residuo);
s=hist(residuo,211);
pro=cdf('Normal',residuo,0,esta);
m=mean(residuo);
ty=var(residuo);
figure('Name','PRIMERA MEDICION EN INTERIORES CON LINEA DE VISTA Y SIN
REFLEXIÓN','Color','w')
subplot(2,1,1)
plot(log10(DLOS/100),mean(PMLOSS),'.')
xlabel('Distancia (log)')
ylabel('Potencia (dBm)')
grid on
hold on
%subplot(2,1,2)
plot(log10(DLOS/100),recta,'-r')
grid on
subplot(2,1,2)
hist(residuo,100);
xlabel('HISTOGRAMA DE LOS RESIDUOS EN dBm')
%subplot(3,1,3)
%hist(10.^(residuo/10),100);
%xlabel('HISTOGRAMA DE LOS RESIDUOS LINEAL')

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%

%MATRIS SIN LINEA DE VISTA

NLOS1= Pmi((97:1:105),:);
NLOS2= Pmi((117:1:125),:);
NLOS3= Pmi((136:1:205),:);
PMNLOS=[NLOS1;NLOS2;NLOS3];

%PRIMERA DISTANCIA SIN LINEA DE VISTA
n=14:1:22;
DNLOS1=sqrt((80*30)^2+(n*30).^2);
%SEGUNDA DISTANCIA SIN LINEA DE VISTA
n=34:1:42;
DNLOS2=sqrt((80*30)^2+(n*30).^2);
%TERCERA DISTANCIA SIN LINEA DE VISTA

```

```

n=80:-1:11;
DNLOS3=sqrt((n*30).^2+(40*30)^2);

%DISTANCIA TOTAL SINN LINEA DE VISTA

DTNLOS=[DNLOS1,DNLOS2,DNLOS3];

[DNLOS,INDICENLOS]=sort(DTNLOS);
PMNLOSS=PMNLOS(INDICENLOS,:);
PMNLOSS=PMNLOSS';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
y1=mean(PMNLOSS);
xy1=log10(DNLOS).*y1;
sumx1=sum(log10(DNLOS));
sumy1=sum(y1);
ym1=mean(y1);
xm1=mean(log10(DNLOS));
sumxy1=sum(xy1);
x21=log10(DNLOS).^2;
sumx21=sum(x21);
b11=((sumxy1)-(sumx1*sumy1)/length(log10(DNLOS)))/(sumx21-
(sumx1^2/length(log10(DNLOS))));
b21=ym1-b11*xm1;
recta1=b21+b11*log10(DNLOS);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
residuol=y1-recta1;

for i=1:5
    residuol(i,:)=PMNLOSS(i,:)-recta1;
end

residuol=residuol(:);
estan=std(residuol);
s=hist(residuol,211);
prob=cdf('Normal',residuol,0,estan);
m1=mean(residuol);

figure('Name','PRIMERA MEDICION EN INTERIORES SIN LINEA DE
VISTA','Color','w')
subplot(2,1,1)
plot(log10(DNLOS/100),mean(PMNLOSS),'.')
xlabel('Distancia (log)')
ylabel('Potencia (dBm)')
grid on
hold on
plot(log10(DNLOS/100),recta1,'-r')
grid on
subplot(2,1,2)
hist(residuol,100);
xlabel('Histograma de los residuos (dBm)')
% subplot(3,1,3)
% hist(10.^(residuol/10),100);
% xlabel('HISTOGRAMA DE LOS RESIDUOS LINEAL')

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
PT=18;
PATHLOSS=PT-PMLOSS;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
y=mean(PATHLOSS);
xy=log10(DLOS).*y;
sumx=sum(log10(DLOS));
sumy=sum(y);
ym=mean(y);
xm=mean(log10(DLOS));
sumxy=sum(xy);
x2=log10(DLOS).^2;
sumx2=sum(x2);
b1=((sumxy)-(sumx*sumy)/length(log10(DLOS)))/(sumx2-
(sumx^2/length(log10(DLOS))));
b2=ym-b1*xm;
recta=b2+b1*log10(DLOS);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for i=1:5
    residu(i,:)=PATHLOSS(i,:)-recta;

end
residu=residu(:);
esta=std(residu);
s=hist(residu,211);
pro=cdf('Normal',residu,0,esta);
m=mean(residu);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
LAMBDA=3e8/5.8e6;
PR=PMLOSS;
PL=-10*log10(LAMBDA^2./((4*pi*DLOS.^2))); %ESPACIO LIBRE
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
R=normrnd(0,1);
LN=PL(1,2)+((10^2)*log10(DLOS)); %LOG-NORMAL
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
PLDS=10*(b1/10)*log10((4*pi*DLOS)/LAMBDA); %DUAL-SLOPE
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
PLKM=PATHLOSS(1,2)+20*log10(DLOS); %KEENAN-MOTLEY
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
PLITU=20*log10(5800)+PATHLOSS(1,2)*log10(DLOS); %ITU INDOOR
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
figure('Name','PATHLOSS DE LOS MODELOS DE PROPAGACIÓN','Color','w')
plot(DLOS/100,mean(PATHLOSS),'.')
hold on
plot((DLOS/100),recta,'-r')
grid on
hold on
plot((DLOS/100),PL,'-g')
grid on
hold on
plot((DLOS/100),LN,'+b')
grid on
hold on

```

```

plot((DLOS/100),PLDS,'-K')
grid on
hold on
plot((DLOS/100),PLKM,'.K')
grid on
hold on
plot((DLOS/100),PLITU,'.r')
grid on
% hleg1 = legend('MEDICIÓN','REGRESIÓN LINEAL','ESPACIO LIBRE','LOG-
NORMAL','DUAL-SLOPE','KEENAN-MOTLEY','ITU INDOOR');
title('PATHLOSS DE LOS MODELOS DE PROPAGACIÓN');
xlabel('Distancia (m)')
ylabel('Pathloss (dBm)')

figure('Name','PATHLOSS DE LAS MEDICIONES','Color','w')
plot(DLOS/100,mean(PATHLOSS),'.')
hold on
plot((DLOS/100),recta,'-r')
grid on
% hleg1 = legend('MEDIA DE LAS MEDICIÓN','REGRESIÓN LINEAL');
xlabel('Distancia (m)')
ylabel('Pathloss (dBm)')

```

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Comunicado de prensa 21/2012 de la Comisión Federal de Telecomunicaciones (COFETEL). Etcétera. www.etcetera.com.mx. 5 de septiembre de 2012. <http://www.etcetera.com.mx/articulo.php?articulo=13028>
- [2] En línea y en crecimiento. El impacto de internet en los países aspirantes México. McKinsey & Company. Enero de 2012.
- [3] Propagation Modelling For Indoor Wireless Communication. Tam, W. K.; Tran, V. N., "Propagation modelling for indoor wireless communication," *Electronics & Communication Engineering Journal*, vol.7, no.5, pp.221,228, Oct 1995
- [4] Recommendation ITU-R P.1238. Propagation data and prediction models for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 900 MHz to 100 GHz. 1997.
- [5] Lajos Nagy. Deterministic indoor wave propagation modeling. *Infocomunicacion Journal (Híradástechnika)*. Hungría. Vol. LXII. pp. 10-21. 2007.
- [6] Rappaport, Theodore S., *Wireless Communications - Principles & Practice*, IEEE Press, 1996, pp 130.
- [7] A. Ruengwaree, Design of UWB Radar Sensor, chapter 3, *UWB Rugby-Ball Antenna*, 2007, pp35.
- [8] William Stallings. *Wireless Communications and Networks*. Prentice Hall, 2002
- [9] Sistema flexible de localización en interiores basado en redes de sensores ZigBee
- [10] Theodore S. Rappaport "WIRELESS COMMUNICATIONS PRINCIPLES AND PRACTICE" Prentice-Hall 2002.
- [11] Aragón-Zavala, O6 "Accuracy evaluation analysis for indoor measurement-based radio-wave-propagation predictions" *Microwaves, antennas and propagation*, IEE Proceedings- vol. 153, pp 67-74, 2006
- [12] Frickey, D.A. "Using the inverse Chirp-Z Transform for TimeDomain analysis of Simulated radar signal". Enero 1995
- [13] Alasti, H.; Kunjie Xu; Zhe Dang, "Efficient experimental path loss exponent measurement for uniformly attenuated indoor radio channels," *Southeastcon, 2009. SOUTHEASTCON '09. IEEE*, vol., no., pp.255,260, 5-8 March 2009