

**ANALISIS DE PROPAGACION ELECTROMAGNETICA
EN ESPACIOS CERRADOS:
HERRAMIENTA SOFTWARE EN MATLAB
PARA PREDICCIÓN Y SIMULACION**

ENERALDO CASTELLANOS DIAZ

JOSÉ BENJAMÍN TALERO NIÑO

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2005**

**ANALISIS DE PROPAGACION ELECTROMAGNETICA
EN ESPACIOS CERRADOS:
HERRAMIENTA SOFTWARE EN MATLAB
PARA PREDICCIÓN Y SIMULACION**

ENERALDO CASTELLANOS DIAZ

JOSÉ BENJAMÍN TALERO NIÑO

Proyecto de grado para optar al título de Ingeniero Electrónico

Director

Dr. Homero Ortega Boada

Codirector

Ing. José de Jesús Rugeles

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2005**

CONTENIDO

Pág.

LISTA DE TABLAS.....	7
LISTA DE FIGURAS.....	8
INTRODUCCION.....	10
LOGROS.....	13
1 PROPAGACION ELECTROMAGNETICA.....	15
1.1 PROPAGACIÓN ELECTROMAGNÉTICA.....	15
1.2 SOLUCIÓN DE UNA ONDA PLANA.....	17
1.3 FLUJO DE POTENCIA Y TEOREMA DE POYNTING.....	19
1.4 PROPAGACIÓN EN EL ESPACIO LIBRE.....	20
1.4.1 Región de Fraunhofer.....	20
1.4.2 Perdidas de trayecto en el espacio libre.....	22
1.5 MECANISMOS DE PROPAGACIÓN.....	22
1.5.1 Reflexión.....	22
1.5.1.1 Reflexión en dieléctricos.....	23
1.5.1.2 Reflexión en conductores perfectos.....	25
1.5.2 Dispersión.....	26
1.5.3 Difracción.....	27
1.5.3.1 Zona geométrica de Fresnel.....	28
1.6 PROPAGACIÓN INDOOR.....	30
1.6.1 Propagación Multi-Trayecto.....	30
1.6.1.1 Interferencia Constructiva y Destructiva.....	31
1.6.1.2 Interferencia Intersímbolos (ISI).....	32
1.7 DESVANECIMIENTO (FADING).....	32
1.7.1 Desvanecimientos debidos a <i>time delay spread</i>	33
1.7.1.1 Flat Fading.....	33
1.7.1.2 Desvanecimiento selectivo en frecuencia.....	34
1.7.2 Desvanecimientos debidos a Doppler Spread.....	34
1.7.2.1 Desvanecimiento rápido y desvanecimiento lento.....	35
2 ANTENAS.....	37
2.1 PARÁMETROS DE ANTENA.....	37
2.1.1 Impedancia.....	38
2.1.2 Intensidad de radiación.....	38
2.1.3 Directividad y Ganancia.....	39
2.1.4 Área efectiva.....	40
2.1.5 Polarización.....	40
2.1.6 Ancho de Banda.....	41
2.1.7 Patrón de Radiación.....	41
2.2 TIPOS DE ANTENAS.....	42
2.2.1 Antena de Media Onda (Di-Polo).....	44
2.2.2 Antena Yagi.....	45

2.2.3	Antena $\lambda/4$	46
3.	MODELOS DE PROPAGACION INDOOR.....	47
3.1	CLASIFICACIÓN	47
3.1.1	Modelos Estadísticos	48
3.1.1.1	Modelo modificado de espacio libre	48
3.1.2	Modelos Empíricos de Trayecto Directo	51
3.1.2.1	Modelo Motley-Keenan	51
3.1.2.2	Modelo Cost Multi-Wall	53
3.1.3	Modelos Ray Optical	55
3.1.4	Modelos Empíricos Multi-Trayecto	56
4	MEDICIONES	58
4.1	EQUIPOS UTILIZADOS	58
4.2	CARACTERIZACIÓN DE ANTENAS.....	59
4.2.1	Medida De Patrón De Radiación.....	60
4.2.2	Medida de Ancho de Banda.....	62
4.3	CARACTERIZACIÓN DE MATERIALES.....	63
4.4	FENOMENO DE DIFRACCIÓN.....	67
4.5	MEDIDAS DE POTENCIA	69
5.	DISEÑO DEL SOFTWARE.....	72
5.1	PRINCIPIO BÁSICO	74
5.2	HERRAMIENTAS BASICAS	75
5.2.1	Cargar plano	75
5.2.2	Cargar datos	75
5.2.3	Ubicar Tx y Rx.....	76
5.2.4	Calcular potencia	77
5.2.5	Rango de cobertura	82
5.2.6	Editar Plano.....	84
5.3	VISUALIZADOR DE CAMPAÑAS DE MEDICIÓN.....	85
6	VALIDACIÓN DE MATINDOOR	88
6.1	PRIMERA VALIDACIÓN: PUNTOS ALEATORIOS.....	88
6.2	SEGUNDA VALIDACIÓN: TRAYECTORIA ALEATORIA.....	92
6.3	RESULTADOS GENERALES.....	95
6.4	OTRAS PRUEBAS	99
	CONCLUSIONES.....	102
	RECOMENDACIONES.....	105
	ANEXOS.....	106
	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	109

LISTA DE TABLAS

Pág.

Tabla 1. Permitividad compleja para diversos materiales	24
Tabla 2. Índice de atenuación para diferentes tipos de edificios	50
Tabla 3. Perdidas de propagación en diferentes materiales	54
Tabla 4. Atenuación inducida por divisiones 201-204	66
Tabla 5. Atenuación inducida por divisiones 201-203	66
Tabla 6. Atenuación inducida por divisiones 204-205	66
Tabla 7. Atenuación inducida por divisiones 205-206	67
Tabla 8. Atenuación inducida por divisiones	67
Tabla 9. Medida de difracción.....	68
Tabla 10. Tiempos de cómputo MatlIndoor	83
Tabla 11. Puntos de muestra para la validación y sus respectivos errores.....	89
Tabla 12. Resultado de los tres modelos aplicados en los puntos prueba.....	90
Tabla 13. Comparación de modelos en diferentes escenarios.....	92
Tabla 14. Medidas del trayecto y cálculos de error	93
Tabla 15. Resultado de la simulación del trayecto	93
Tabla 16. Resultados por salones y del edificio total.....	95
Tabla 17. Resultados de simulación a 315MHz	101
Tabla 18. Resultados de la simulación para STIM-315.....	101

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Componentes del campo eléctrico y magnético de una onda electromagnética plana	15
Figura 2. Región de Fraunhofer	21
Figura 3. a) Campo eléctrico en el plano de incidencia b) Campo eléctrico normal al plano de incidencia	23
Figura 4. Difracción	27
Figura 5. Zonas de Fresnel	29
Figura 6. Propagación Multi-Trayecto.....	31
Figura 7. Interferencia a) destructiva y b) constructiva.....	31
Figura 8. Tipos de desvanecimientos.....	36
Figura 9. Polarización vertical y horizontal	41
Figura 10. Patrón de radiación de antena omnidireccional	42
Figura 11. Antenas Alámbricas	43
Figura 12. Antenas de Apertura	43
Figura 13. Antenas de Reflector.....	44
Figura 14. Antena dipolo de $\frac{1}{2}$ onda	44
Figura 15. Antena Yagi.....	45
Figura 16. Principio del modelo modificado de espacio libre.....	49
Figura 17. Principio del Modelo Motley-Keenan.....	52
Figura 18. Principio de modelo Cost Multi-Wall.....	53
Figura 19. Principio de Modelo CMWM mejorado	54
Figura 20. Principio de modelos Ray Optical.....	55
Figura 21. Trayectos dominantes	57
Figura 22. Antena whip $\frac{1}{4}$ de onda.....	59
Figura 23. Esquema de medición de patrón de radiación	60
Figura 24. Patrón de radiación antena Yagi (Plano horizontal)	61
Figura 25. Patrón de radiación antena whip (Plano horizontal).....	62
Figura 26. Ancho de Banda de Antena Whip $\frac{1}{4}$ de onda	63
Figura 27. Método para medir atenuación de muros.....	64
Figura 28. Plano de Planta Edificio de Alta Tensión UIS.....	65
Figura 29. Mediciones sobre muro 201-204	65
Figura 30. Fenómeno de difracción.....	68
Figura 31. Grilla de medidas (3λ)	69
Figura 32. Equipos utilizados para la toma de medidas	70
Figura 33. Presentación de MatIndoor	72
Figura 34. Herramientas disponibles.....	73
Figura 35. Panel de resultados.....	73
Figura 36. Algoritmo general de MatIndoor	74

Figura 37. Interfaz para introducir datos de transmisión	76
Figura 38. Ubicar Transmisor	77
Figura 39. Mensaje de Error.....	77
Figura 40. Diagrama de flujo de modelo MFSM	78
Figura 41. Diagrama de flujo de modelo MKM	80
Figura 42. Diagrama de flujo del modelo CMWM.....	81
Figura 43. Simulación con MKM a alta resolución.....	82
Figura 44. Simulación con MKM a baja resolución.....	83
Figura 45. Herramienta para editar plano.....	84
Figura 46. Herramienta para definir atenuación de materiales.....	85
Figura 47. Visualización de la campaña de medidas	86
Figura 48. Diagrama de flujo para generar grilla	87
Figura 49. Visualización de los puntos de muestra y el trayecto	90
Figura 50. Medidas Vs Distancia.....	94
Figura 51. Visualización de Campañas de medición.....	96
Figura 52. Simulación con MFSM a 900MHz, Pt=13dBm	97
Figura 53. Simulación con MKM a 900MHz, Pt=13dBm.....	98
Figura 54. Simulación con CMWM a 900MHz, Pt=13dBm	98
Figura 55. Grilla y medidas del proyecto STIM-315.	99
Figura 56. Medidas Vs Distancia proyecto STIM-315	100

TÍTULO*: ANÁLISIS DE PROPAGACIÓN ELECTROMAGNÉTICA EN ESPACIOS CERRADOS: HERRAMIENTA SOFTWARE EN MATLAB PARA PREDICCIÓN Y SIMULACIÓN

AUTORES: ENERALDO CASTELLANOS DÍAZ
JOSÉ BENJAMÍN TALERO NIÑO**

Palabras Claves: Propagación electromagnética, propagación indoor, modelos de propagación indoor, pérdidas de trayecto, MATINDOOR

Este trabajo presenta el proceso de desarrollo y los resultados obtenidos con MatIndoor, herramienta software, implementada en MATLAB, para la simulación y predicción de niveles de potencia y rangos de cobertura de sistemas inalámbricos en ambientes cerrados. Se llevo a cabo atendiendo a la necesidad del grupo RadioGis*** de investigar en el campo de la propagación indoor, a fin de estar a la vanguardia del diseño y planificación de sistemas de comunicación inalámbrica.

Se describen los mecanismos básicos de radio propagación, se da una descripción del modelo estadístico modificado de espacio libre, así como de los modelos empíricos de trayecto directo: Motley-Keenan y Cost Multi-Wall; así como el algoritmo desarrollado para implementar cada uno de éstos modelos en la herramienta software. También se mencionan otros modelos existentes de tipo determinístico. Se describe el método empleado en las diferentes mediciones que se llevaron a cabo para caracterizar el ambiente de propagación. La validación de la herramienta software desarrollada (MATINDOOR), se llevo a cabo comparando los resultados obtenidos con ésta, respecto a valores obtenidos en campañas de medición; tomando como área de prueba la segunda planta del edificio de Alta Tensión de la Universidad Industrial de Santander.

Con éste trabajo se comprobó la influencia de los diferentes fenómenos de propagación sobre las señales RF, así como de variaciones temporales en un ambiente de propagación indoor. Esta aleatoriedad del canal es la que hace indispensable el desarrollo de herramientas de simulación para éste tipo de ambientes.

* Trabajo de Grado

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas, Ingeniería Electrónica, PhD. Homero Ortega Boada

*** Grupo investigador, en el área de comunicaciones, de la Universidad Industrial de Santander

**TITLE[†]: ANALYSIS OF ELECTROMAGNETIC PROPAGATION IN INDOOR ENVIRONMENTS:
SOFTWARE TOOL IN MATLAB TO PREDICTION AND SIMULATION**

AUTHORS: ENERALDO CASTELLANOS DIAZ
JOSÉ BENJAMÍN TALERO NIÑO^{**}

Keywords: Electromagnetic propagation, indoor propagation, indoor propagation models, path loss, MATINDOOR

This work presents the development process and the results obtained with MatIndoor, tool software, implemented in MATLAB, for the simulation and prediction of levels of power and ranges of covering of wireless systems in indoor environments. This work responds to the necessity of the group RadioGis^{***} to investigate in the field of the propagation indoor, in order to be to the vanguard in design and planning of systems of wireless communication.

The basic mechanisms of radio propagation are described; a description of the statistical modified free space model is given, as well as of the empiric models based on the direct path: Motley-Keenan and Cost Multi-Wall; as well as the algorithm developed to implement each one of these models in the tool software. Other existent models of type deterministic are also mentioned. The method used in the different measurements is described. They were carried out to characterize the propagation environment. The validation of the developed tool software (MATINDOOR), you carried out comparing the results obtained with values obtained in measurement campaigns; taking as test area the second plant of the building of High Tension of the Industrial University of Santander.

With this work was proven the influence of the different propagation phenomenon on the RF signals, as well as of temporary variations in an indoor propagation environment. This randomness of the channel is the one that makes indispensable the development of simulation tools for this type of environments.

* Thesis

** Physics and Mechanics Engineering College, Electronic Engineering, PhD. Homero Ortega Boada

*** Investigative group, in the communications area, the “Universidad Industrial de Santander”

INTRODUCCION

En los últimos años las comunicaciones inalámbricas han incursionado masivamente a nivel mundial en todos los ámbitos de la sociedad debido a las facilidades y grandes beneficios que su uso conlleva en cuanto a instalación, mantenimiento, y eficiencia.

Este fenómeno compromete de inmediato a los diferentes entes científicos y académicos en el fortalecimiento y desarrollo de suficientes conocimientos acerca de todos los fenómenos y factores que se ven implicados en la planificación, implementación y funcionamiento de un sistema de comunicación inalámbrico a fin de alcanzar un óptimo desempeño del mismo.

Sistemas inalámbricos tales como: redes de área local (WLAN), redes de área personal (WPAN), tecnología Wi-Fi, Bluetooth, sistemas de telemetría, sistemas ISM, y parcialmente los sistemas de telefonía móvil; operan en ambientes *indoor*, en los que el canal de radio se caracteriza por su alta complejidad y aleatoriedad, por lo que se hace necesario un alto conocimiento del mismo.

Es por esto que surge la necesidad de desarrollar modelos de propagación adecuados que permitan predecir el comportamiento de las señales electromagnéticas y el nivel de potencia recibido en cualquier punto dentro de un entorno específico, lo cual brinda suficiente información para establecer la ubicación mas adecuada de las radio bases para lograr un determinado rango de cobertura. De este modo se evitan tediosas campañas de medición a lo largo del edificio o área de interés, campañas que en muchas ocasiones simplemente no resultan ser una opción viable.

Como primera instancia, en el proyecto “*Sistema de Telemetría Inalámbrico Móvil (STIM 315)*” [1] realizado en la E3T, se recomendó hacer un estudio de propagación electromagnética en ambientes interiores, debido a que algunos niveles de potencia en

ciertos puntos no fueron los esperados; alcanzando en algunas ocasiones potencias mayores a mayor distancia.

Dentro de la Universidad Industrial de Santander (UIS) el grupo RadioGIS, investigador en el área de comunicaciones, vio la necesidad de iniciar estudios en este campo desarrollando investigaciones relacionadas con propagación Electromagnética, realizando análisis de los modelos de propagación indoor existentes, e implementando herramientas Software de predicción de radiopropagación; que le permitan ofrecer sus conocimientos y prestar asesorías a quienes estén interesados en el tema y de éste modo, estar a la vanguardia del desarrollo a nivel mundial tanto tecnológico como académico, teniendo en cuenta que en la UIS son pocos los estudios que se han realizado en éste campo.

Con éste proyecto se desarrolló una herramienta software denominada MatIndoor, la cual permite estimar intensidad de potencia recibida en cualquier punto de un área de prueba dada y el rango de cobertura sobre la misma. Para ello cuenta con un modelo estadístico y dos modelos empíricos basados en trayecto directo; además de una herramienta que permite la visualización de campañas de medición.

MatIndoor se presenta por medio de una interfaz gráfica versátil que le permite al usuario cargar el plano de planta de un área que desee estudiar, por lo que los cálculos hechos por la herramienta son en 2D. Podrá también ubicar un Transmisor y hacer estimaciones de potencia recibida para diferentes ubicaciones del receptor que el disponga, así como una simulación total de cobertura sobre el plano. Diferentes parámetros de transmisión pueden ser definidos, tales como: frecuencia, ganancia de antenas, potencia transmitida. También pueden hacerse modificaciones directamente sobre el plano de planta cargado, a fin de introducir nuevos muros o divisiones, o modificar la atenuación de cada uno de ellos.

La exactitud y eficiencia de MatIndoor se corroboró con resultados obtenidos en campañas de medición en la banda de 900 MHz, tomando como área de prueba la segunda planta del edificio de Alta tensión de la Universidad Industrial de Santander.

Hasta ahora, en el grupo RadioGis no se han llevado a cabo investigaciones en el área de propagación indoor, por lo que éste proyecto constituye un primer paso investigativo en

dicho tema, que permite a futuro desarrollar mejoras y nuevos modelos, así como una herramienta software compacta que integre todos los aportes hechos en diferentes investigaciones.

Este trabajo presenta los fundamentos teóricos necesarios para la comprensión de la propagación indoor, contenidos en los capítulos 1, 2 y 3. En el capítulo 1 se muestra la teoría básica de propagación electromagnética, una descripción de propagación indoor y los diferentes fenómenos que en ella se presentan. El capítulo 2 presenta los conceptos básicos de antenas y una descripción de los diferentes tipos de antenas. El capítulo 3 muestra los modelos de propagación indoor más representativos y una descripción básica de su principio.

En los capítulos 4, 5 y 6 se presenta el procedimiento seguido para el desarrollo de MatIndoor. El capítulo 4 muestra la metodología utilizada para la toma de medidas en el área de prueba, con el fin de estimar la atenuación causada por las divisiones presentes, y para obtener datos reales de potencia que posteriormente validen la eficiencia de MatIndoor. El capítulo 5 se hace una descripción del desarrollo del software como tal. El capítulo 6 muestra una comparación entre los datos reales y los estimados con MatIndoor, a fin de evaluar la eficiencia y exactitud del software.

Finalmente se muestran las conclusiones obtenidas con el desarrollo de éste trabajo, además de algunas recomendaciones que permitan desarrollar mejoras a la herramienta e incentiven el desarrollo de nuevos estudios en el área de propagación indoor.

LOGROS

Al finalizar la ejecución del proyecto de grado se cumplieron todos los objetivos planteados en el plan de proyecto y se alcanzaron otros que no estaban previstos inicialmente.

1. Se desarrolló una herramienta software en MATLAB, capaz de predecir niveles de potencia y rangos de cobertura de señales RF en espacios cerrados.
2. Se comprobó la presencia de los diferentes fenómenos de propagación tales como reflexión y difracción y la influencia que éstos tienen sobre el nivel de potencia recibida.
3. Implementación de un modelo estadístico y dos modelos empíricos de trayecto directo en la herramienta MatIndoor, adicionalmente se implementó una herramienta que permite crear grillas de medidas y posteriormente visualizar los resultados de una campaña de medición.
4. Caracterización del edificio mediante el cálculo de la atenuación inducida por sus divisiones tales como: muros, puertas, columnas; sobre una señal a 900MHz. Además mediante las campañas de medición se obtuvo la potencia recibida sobre el área de prueba, con una distancia entre puntos de prueba de un metro. Estos datos sirven como base para proyectos futuros.
5. La eficiencia de cada uno de los modelos y del software en general se evaluó comparando los resultados de cada modelo con los datos reales de potencia tomados en campañas de medición, obteniendo errores y desviaciones estándar dentro de los rangos esperados.

6. Se logró recopilar la teoría básica sobre el comportamiento y los diferentes fenómenos que afectan la propagación de ondas RF en espacios cerrados y los modelos de propagación indoor más empleados y sus respectivas ventajas y desventajas.
7. Con éste proyecto el grupo RadioGis da un primer paso en el área de investigación de la propagación indoor

1 PROPAGACION ELECTROMAGNETICA

1.1 PROPAGACIÓN ELECTROMAGNÉTICA

En un sistema de comunicación inalámbrico la información que se envía, desde un transmisor hasta un receptor remoto, utiliza como medio de transmisión el aire y viaja en forma de energía electromagnética (EM); dicha energía se compone de dos campos: el *campo eléctrico* y el *campo magnético*. El primero, tiene sus líneas de fuerza dispuestas de forma paralela al eje de la antena, y el segundo tiene sus líneas de fuerza de forma perpendicular al eje de la antena.

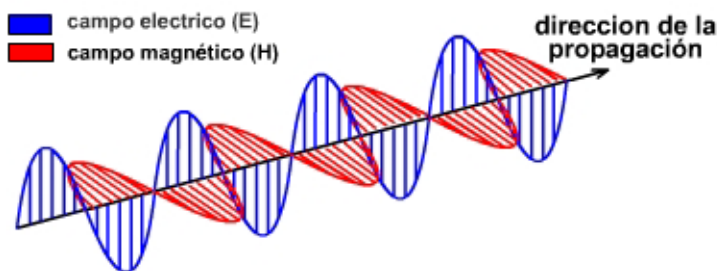


Figura 1. Componentes del campo eléctrico y magnético de una onda electromagnética plana

Fuente: Autores

La magnitud del campo eléctrico está dada en V/m y la magnitud del campo magnético está dada en A/m.

Para una mejor comprensión del fenómeno de propagación de ondas EM, es necesario analizar los efectos de la propagación de acuerdo al rango de frecuencia de trabajo; estos rangos pueden definirse así:

- Frecuencias muy bajas (VLF) 3 – 30 kHz
- Banda de frecuencias medias (LF) 30 - 300 kHz.
- Banda de frecuencias altas (HF) 3 - 30 MHz
- Superiores a 50 MHz.

Como se mencionó anteriormente, el medio a través del cual se propagan las ondas EM es el aire, cuyos principales parámetros se asumen iguales a los del vacío:

- **Permitividad**

$$\epsilon_o = \frac{10^{-9}}{36\pi} \text{ Faradios / metro}$$

- **Permeabilidad**

$$\mu_o = 4\pi * 10^{-7} \text{ Henrios / metro}$$

- **Velocidad de Propagación**

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_o * \mu_o}} = 3 * 10^8 \text{ Metros / segundo}$$

- **Impedancia característica**

$$Z_{oe} = \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}} = 120\pi \approx 377 \text{ Ohmios}$$

El estudio de las ondas electromagnéticas, en general, se fundamenta en las ecuaciones de Maxwell. Estas ecuaciones relacionan el campo eléctrico \mathbf{E} (V m^{-1}) y el campo magnético \mathbf{H} (A m^{-1}) con la densidad de corriente \mathbf{J} (A m^{-2}) y la densidad de carga ρ (Cm^3).

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (1.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \mathbf{J} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (1.2)$$

$$\nabla \cdot (\epsilon \vec{E}) = \rho \quad (1.3)$$

$$\nabla \cdot (\mu \vec{H}) = 0 \quad (1.4)$$

Donde ε y μ son la permitividad y la permeabilidad del medio respectivamente, los cuales se definen como $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ y $\mu = \mu_0 \mu_r$. Puesto que se asume el aire igual al vacío, entonces, $\mu_r = \varepsilon_r = 1$.

Las ecuaciones de Maxwell pueden simplificarse significativamente al ser aplicadas al espacio libre donde \mathbf{J} y ρ son cero. Así, tomando la ecuación (1.1) y la ecuación (1.2), se obtiene:

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -\mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (1.5)$$

La ecuación (1.5) se puede expresar como:

$$-\nabla^2 \vec{E} + \nabla(\nabla \cdot \vec{E}) = -\mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (1.6)$$

Puesto que en (1.3) $\rho = 0$ y $\varepsilon = \varepsilon_0$, la ecuación (1.6) puede reducirse a lo que comúnmente se conoce como ecuación de espacio libre:

$$\nabla^2 \vec{E} - \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (1.7)$$

1.2 SOLUCIÓN DE UNA ONDA PLANA

En problemas de ingeniería resulta suficiente considerar la solución para una onda plana simple, ya que la solución directa de la ecuación (1.7) puede resultar complicada, tediosa y poco práctica para el propósito deseado.

Una onda plana que viaja en la dirección z positiva, con polarización en dirección x puede representarse de la siguiente forma:

$$\vec{E} = E_0 \cos(\omega t - kz) \hat{u}_x \quad (1.8)$$

Donde E_o es la amplitud de la onda, ω es la frecuencia angular $2\pi f$ y k el número de onda $2\pi/\lambda$. A su vez f corresponde a la frecuencia en (Hz) y λ representa la longitud de onda en (m).

Al seleccionar un punto a lo largo de la onda con una fase constante, se satisface $\omega t - kz = \text{constante}$, con lo que se deduce la velocidad de la onda como:

$$c = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{k} = \lambda f \quad (1.9)$$

La ecuación (1.8) es una solución de la ecuación (1.7) siempre y cuando se cumpla que:

$$k^2 = \omega^2 \mu_o \epsilon_o \quad (1.10)$$

De (1.10) y (1.9) se obtiene la velocidad de propagación de la onda

$$C = \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu_o \epsilon_o}} \quad (1.11)$$

Como se mencionó anteriormente, para el espacio libre, $c = 3 \cdot 10^8$ m/s.

El campo magnético para la onda plana se halla sustituyendo (1.8) en (1.1) con lo que se obtiene:

$$-\mu_o \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = \nabla \times \vec{E} = \frac{\partial}{\partial z} \{E_o \cos(\omega t - kz)\} \hat{y}$$

$$-\mu_o \vec{H} = \hat{y} \cdot E_o k \sin(\omega t - kz) dt$$

Por tanto:

$$\vec{H} = H_o \cos(\omega t - kz) \hat{y} \quad (1.12)$$

De donde se obtiene la amplitud del campo magnético:

$$H_o = \frac{E_o k}{\omega \mu_o}$$

Al relacionar la amplitud del campo eléctrico con la amplitud del campo magnético, se obtiene la impedancia de la onda:

$$\frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} = \frac{E_x}{H_x} = \frac{\omega\mu_o}{k} = \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}} \quad (1.13)$$

Como se mencionó anteriormente, la impedancia en el espacio libre es aproximadamente 377 Ohms.

Dos términos útiles y muy comunes en el estudio de propagación de ondas EM son:

- *Rayo*: Un rayo es una línea delgada que indica la dirección de la propagación.
- *Frente de onda*: El frente de onda es cualquier superficie que en cualquier momento es normal a la dirección de propagación

1.3 FLUJO DE POTENCIA Y TEOREMA DE POYNTING

El producto vectorial del campo eléctrico y el campo magnético da como resultado la densidad de potencia de la onda electromagnética. Para la solución de la onda plana, el flujo de potencia en la dirección z es $(|\mathbf{E}| |\mathbf{H}|) / 2 \text{ W m}^{-2}$. En ésta expresión se introduce el factor $\frac{1}{2}$ debido a los valores pico de E_o y H_o , de este modo la potencia promedio puede expresarse como:

$$\frac{E_o^2}{2Z_o} = \frac{Z_o}{2} H_o^2 \quad (1.14)$$

En una onda plana el campo eléctrico y el campo magnético siempre son ortogonales entre si, pero como es de suponerse, no todas las ondas son planas y por consiguiente no siempre los campos E y H son ortogonales; en este caso la ecuación (1.14) no es válida, sin embargo, el flujo de potencia puede ser representada por el vector de **Poynting S**, el cual apunta en la dirección del flujo de potencia y tiene una magnitud igual a la densidad de potencia. El vector de Poynting se define como:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (1.15)$$

1.4 PROPAGACIÓN EN EL ESPACIO LIBRE

Se dice que hay propagación en espacio libre, cuando entre el transmisor (Tx) y el receptor (Rx) no hay obstáculos, es decir, se encuentran en línea de vista (LOS). La propagación en el espacio libre, puede modelarse mediante la ecuación de Friis, la cual permite estimar la potencia recibida por un receptor que se encuentra a una distancia d del transmisor.

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (1.16)$$

Donde P_t es la potencia transmitida, $P_r(d)$ es la potencia recibida la cual esta en función de la distancia de separación d , entre Tx y Rx, G_t y G_r son las ganancias de las antenas transmisora y receptora respectivamente, L es el factor de pérdidas del sistema no relacionados con la propagación ($L \geq 1$) y λ es la longitud de onda en metros. La ganancia de la antena está relacionada con la apertura efectiva A_e , esto se explica con más detalle en [2].

La ganancia de las antenas G_t y G_r es una cantidad adimensional. Se debe tener en cuenta que las potencias P_t y P_r deben expresarse en las mismas unidades; las pérdidas mixtas L se refieren en general a las pérdidas del hardware del sistema debidas a: filtros, líneas, etc. Las cuales generalmente se toman como $L=1$, es decir, se asume que no hay pérdidas.

En la ecuación (1.16) se observa que la potencia recibida disminuye inversamente con el cuadrado de la distancia d , es decir, P_r decae con la distancia a razón de 20 dB / década.

1.4.1 Región de Fraunhofer

Se conoce como región de Fraunhofer o región de campo lejano a la región que está mas allá de la distancia de campo lejano d_f medida a partir del transmisor; para la cual se garantiza la validez de la ecuación de Friis (figura 2). La distancia de Fraunhofer relaciona la mayor dimensión física de la antena D , con la longitud de onda de la señal transmitida, y se define así:

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (1.17)$$

Además, la distancia de campo lejano debe satisfacer que:

$$\lambda \ll d_f \gg D \quad (1.18)$$



Figura 2. Región de Fraunhofer

Fuente: Autores

Para $d = 0$, tampoco puede aplicarse la ecuación (1.16), por lo que se recurre con frecuencia a una distancia de referencia d_o para la cual es conocido el valor de potencia recibida $P_r(d_o)$, la cual se calcula con la ecuación de Friis o puede ser medida promediando la potencia obtenida en varios puntos ubicados radialmente a una distancia d_o del transmisor. La distancia d_o debe ser mayor que la distancia de Fraunhofer, y a su vez debe ser menor que cualquier distancia practica utilizada en el sistema de comunicación a evaluar.

Se puede estimar la potencia recibida a una distancia d respecto a la potencia conocida en d_o mediante la siguiente ecuación:

$$P_r(d) = P_r(d_o) \left(\frac{d_o}{d} \right)^2 \quad d \geq d_o \geq d_f \quad (1.19)$$

1.4.2 Pérdidas de trayecto en el espacio libre

Las pérdidas de trayecto en el espacio libre están definidas como la diferencia en dB, entre las potencias efectivas transmitida y recibida. Esta cantidad es siempre positiva y está dada en dB. Se calculan mediante la siguiente ecuación:

$$P_l(dB) = 10 \log\left(\frac{P_t}{P_r}\right) = -10 \log\left[\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}\right] \quad (1.20)$$

La ecuación (1.20) puede reducirse si se asume igual a uno la ganancia de las antenas.

$$P_l(dB) = 10 \log\left(\frac{P_t}{P_r}\right) = -10 \log\left[\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}\right] \quad (1.21)$$

1.5 MECANISMOS DE PROPAGACIÓN

En el ámbito de las comunicaciones inalámbricas se presentan, básicamente, tres mecanismos de propagación, los cuales son: reflexión, difracción, y dispersión. Conocer estos mecanismos y sus principios, es fundamental para caracterizar el canal y los fenómenos implícitos en el mismo, así como para el diseño e implementación de modelos y herramientas software para simulación de propagación EM.

1.5.1 Reflexión

Cuando una señal EM que se propaga a través de un medio, choca contra una superficie de dimensiones mucho mayores que la longitud de onda de la señal, y cuyas propiedades dieléctricas son distintas a las del medio anterior, se produce la *reflexión*.

Si la superficie contra la que choca la onda es un dieléctrico perfecto, no se producen pérdidas de energía por absorción, en éste caso, parte de la energía se transmite dentro del segundo medio y parte de la energía se refleja hacia el primer medio. Por otro lado, si el segundo medio es un conductor perfecto, entonces toda la energía incidente es reflejada hacia el primer medio y no se producen pérdidas de energía.

La intensidad de campo eléctrico transmitido (E_t), y reflejado (E_r), pueden relacionarse a la intensidad de campo incidente E_i mediante el coeficiente de reflexión de *Fresnel* (Γ). Este coeficiente depende de las propiedades del material, ángulo de incidencia, frecuencia y polarización de la onda.

1.5.1.1 Reflexión en dieléctricos

En este caso una onda incide en un plano, que limita dos medios dieléctricos, con un ángulo de incidencia θ_i . Parte de la energía de la señal es transmitida al segundo medio, con un ángulo θ_t , y otra parte de la energía es reflejada al primer medio, con un ángulo θ_r .

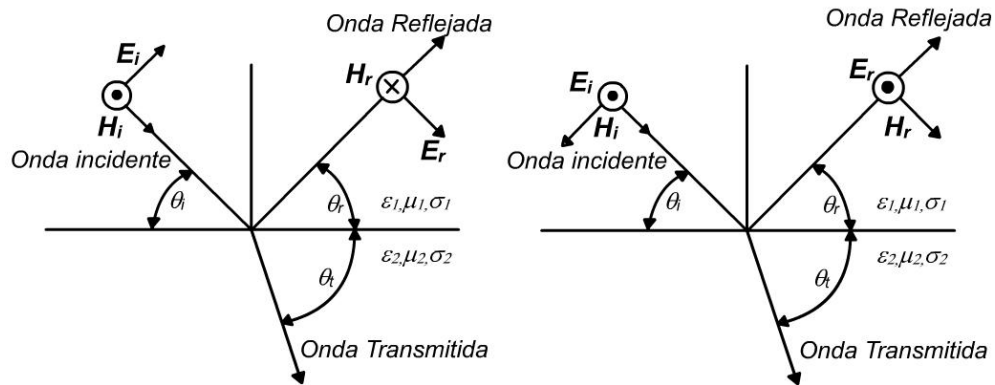


Figura 3. a) Campo eléctrico en el plano de incidencia
b) Campo eléctrico normal al plano de incidencia

Fuente: [12]

La naturaleza de la reflexión varía con la dirección de polarización del campo eléctrico. En la figura 3a, el campo eléctrico tiene polarización vertical, es decir, su polarización es paralela al plano de incidencia; entendiendo por plano de incidencia, el plano que contiene los rayos incidentes y reflejados. En la figura 3b el campo eléctrico tiene polarización horizontal, es decir, su polarización es normal al plano de incidencia. Los parámetros ϵ_1 , μ_1 , σ_1 y ϵ_2 , μ_2 , σ_2 representan la permitividad, permeabilidad y la conductancia de los dos medios respectivamente.

La permitividad del material está dada como $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$, donde ϵ_r es la permitividad relativa del material. Puede darse, que un material no sea perfectamente dieléctrico (lossy), en éste caso se producen pérdidas de energía por absorción, que se representan mediante una constante dieléctrica compleja, de la siguiente forma:

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r - j\epsilon'$$

Donde:

$$\varepsilon' = \frac{\sigma}{2\pi f}$$

Tabla 1. Permitividad compleja para diversos materiales

	1 GHz	57,5 GHz	78,5 GHz	95,9 GHz
concreto	7-0,85j	6,5-0,43j	-	6,2-0,34j
concreto ligero	2-0,5j	-	-	-
piso de resina	-	3,91-0,33j	3,64-0,37j	3,16-0,39j
frizado (yeso)	1,2-0,01j	1,59-0,01j	1,56-0,02j	1,56-0,04j
vidrio	7-0,10j	6,81-0,17j	-	-
fibra de vidrio	1,2-0,10j	-	-	-

Fuente: [16]

Donde, σ es la conductividad del material medida en siemens/m. La tabla 1 Presenta valores típicos de permitividad compleja para algunos materiales.

La permitividad relativa y la conductividad del material, son por lo general, indiferentes a las variaciones de frecuencia cuando el material es un buen conductor ($f < \sigma/(\varepsilon_0\varepsilon_r)$). Para dieléctricos (lossy) la conductividad puede ser sensible a variaciones de frecuencia, como se muestra en [12].

Para los dos casos de polarización del campo eléctrico paralelo y perpendicular en el límite de dos dieléctricos, Los coeficientes de reflexión están dados por:

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \sin \theta_t - \eta_1 \sin \theta_i}{\eta_2 \sin \theta_t + \eta_1 \sin \theta_i} \quad (\text{Campo } \mathbf{E} \text{ en el plano de incidencia}) \quad (1.22)$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \sin \theta_i - \eta_1 \sin \theta_t}{\eta_2 \sin \theta_i + \eta_1 \sin \theta_t} \quad (\text{Campo } \mathbf{E} \text{ fuera del plano de incidencia}) \quad (1.23)$$

Donde η_i es la impedancia intrínseca del medio i ($i = 1,2$), y esta dada por $\sqrt{\mu_i / \varepsilon_i}$

Las condiciones de límite en la superficie de incidencia (figura 3). Son descritas por la ley de Snell:

$$\sqrt{\mu_1 \varepsilon_1} \sin(90 - \theta_i) = \sqrt{\mu_2 \varepsilon_2} \sin(90 - \theta_t) \quad (1.24)$$

Aplicando condiciones de frontera a las ecuaciones de Maxwell se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\theta_i = \theta_r \quad (1.25)$$

$$E_r = \Gamma E_i \quad (1.26)$$

$$E_t = (1 + \Gamma)E_i \quad (1.27)$$

Para el caso en el que el primer medio está en espacio libre y $\mu_1 = \mu_2$, los coeficientes de reflexión para los dos casos de la polarización vertical y horizontal pueden simplificarse a:

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{-\varepsilon_r \sin \theta_i + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\varepsilon_r \sin \theta_i + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \theta_i}} \quad (1.28)$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\sin \theta_i - \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\sin \theta_i + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \theta_i}} \quad (1.29)$$

Para el caso de ondas polarizadas elípticamente, las ondas pueden dividirse en sus componentes de campo eléctrico vertical y horizontal, y la superposición puede aplicarse para determinar las ondas transmitidas y reflejadas, una descripción más detallada se da en [12].

1.5.1.2 Reflexión en conductores perfectos

Cuando una onda choca contra un conductor perfecto, la totalidad de la energía es reflejada al mismo medio, es decir, no hay pérdidas por transmisión ni por absorción, por lo que la intensidad del campo eléctrico de la onda reflejada debe ser igual a la intensidad del campo eléctrico incidente.

Para un conductor perfecto, se cumple que: $\Gamma_{\parallel} = 1$, y $\Gamma_{\perp} = -1$

De donde se obtienen las condiciones de frontera para el campo **E** en el plano de incidencia:

$$\theta_i = \theta_r$$

$$E_r = E_i$$

Para el caso en que el campo \mathbf{E} está fuera del plano de incidencia:

$$\theta_i = \theta_r$$

$$E_r = -E_i$$

1.5.2 Dispersión

La dispersión ocurre cuando una onda se ve obstruida por objetos cuyas dimensiones son mucho menores que la longitud de onda, o cuando se presenta un alto número de objetos por unidad de volumen en el ambiente de propagación. También se produce por superficies rugosas o por ciertas irregularidades en el canal. En estos casos, la energía de la onda es esparcida en diferentes direcciones. Objetos tales como lámparas, postes, árboles, mobiliario, tienden a causar dispersión y por tanto producen un incremento o decremento de energía en la señal recibida.

Cuando la onda propagada encuentra una superficie con rugosidades, esta superficie se puede examinar, aplicando el *criterio de Rayleigh*. Este criterio define una altura crítica (h_c) de protuberancias de la superficie para un ángulo de incidencia θ_i , dado por:

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i} \quad (1.30)$$

Se pueden definir dos clases de superficies: Superficies suaves y rugosas. Una superficie suave se presenta si desde su mínima a su máxima protuberancia h es menor que h_c y es considerada rugosa si su máxima protuberancia es mucho mayor que h_c .

Los campo reflejados para $h > h_c$ puede resolverse para superficies rugosas usando un coeficiente de reflexión modificado dada como:

$$\Gamma_{rough} = \rho_s \Gamma \quad (1.31)$$

Donde ρ_s es un factor de pérdidas de dispersión, definido como:

$$\rho_s = \exp\left[-8\left(\frac{\pi\sigma_h \sin\theta_i}{\lambda}\right)^2\right] \quad (1.32)$$

Donde σ_h es la desviación estándar de la altura de la superficie alrededor del valor medio.

1.5.3 Difracción

Este fenómeno ocurre cuando el trayecto entre Tx y Rx se ve obstruido por objetos que tienen esquina y bordes marcados como se muestra en la figura 4. Al chocar la onda contra dichos objetos, se producen ondas secundarias que se asumen como nuevos frentes de onda propagándose en el espacio incluso “doblando” detrás del objeto. La naturaleza de la difracción, a altas frecuencias, depende de la geometría del obstáculo, así como de la amplitud, fase y polarización de la onda

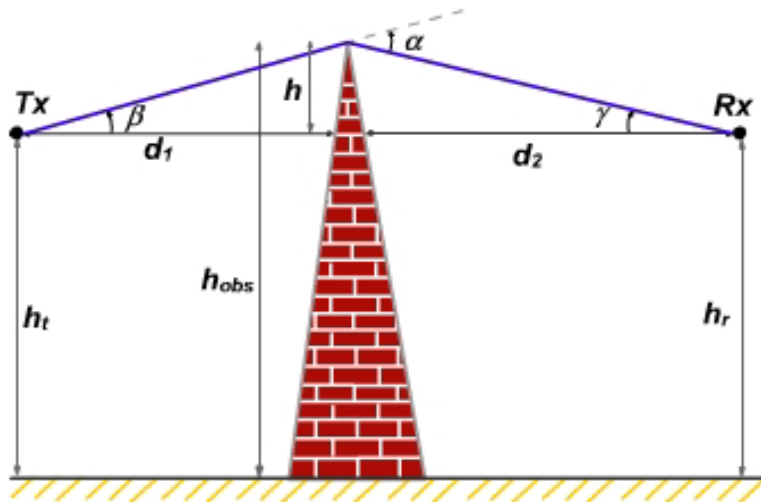


Figura 4. Difracción

Fuente: Autores

El principio de Huygen's explica el fenómeno de la difracción. Declara que todos los puntos sobre un frente de onda pueden considerarse como fuentes puntuales para la producción de pequeñas ondas secundarias, y que éstas pequeñas ondas se combinan para producir un nuevo frente de onda en la dirección de propagación.

La intensidad de campo de una onda difractada en la región de sombra es la suma vectorial de las componentes de campo eléctrico de todas las pequeñas ondas secundarias en el espacio alrededor del objeto.

1.5.3.1 Zona geométrica de Fresnel

Se supone un Tx y un Rx, cuyo trayecto está obstruido por una placa infinitamente larga de altura efectiva h , ubicada a una distancia d_1 del transmisor y a una distancia d_2 del receptor; como se muestra en la figura 4.

Asumiendo $h \ll d_1, d_2$ y $h \gg \lambda$, entonces la diferencia entre el trayecto directo y el trayecto difractado, es llamada *longitud de exceso de trayecto* (Δ) dada como:

$$\Delta \approx \frac{h^2 (d_1 + d_2)}{2 d_1 d_2} \quad (1.33)$$

La diferencia de fase correspondiente está dada por:

$$\phi = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} \approx \frac{2\pi h^2 (d_1 + d_2)}{\lambda 2 d_1 d_2} \quad (1.34)$$

Y cuando $\tan x \approx x$, entonces $\alpha = \beta + \gamma$:

$$\alpha \approx h \left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right) \quad (1.35)$$

La ecuación (1.35) es a menudo normalizada usando el parámetro de difracción v adimensional de *Fresnel-Kirchoff* que esta dado por:

$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} = \alpha \sqrt{\frac{2d_1 d_2}{\lambda (d_1 + d_2)}} \quad (1.36)$$

Donde α tiene unidades de radianes.

A partir de las ecuaciones (1.34) y (1.36), ϕ puede ser expresada como:

$$\phi = \frac{\pi}{2} v^2 \quad (1.37)$$

El concepto de pérdidas por difracción como una función de la diferencia del trayecto alrededor de un obstáculo es explicado por las zonas de Fresnel. Las zonas de Fresnel representan regiones sucesivas donde las ondas secundarias tienen una longitud de trayecto, desde el transmisor al receptor que es $n\lambda/2$ más grande la longitud de trayecto con línea de vista.

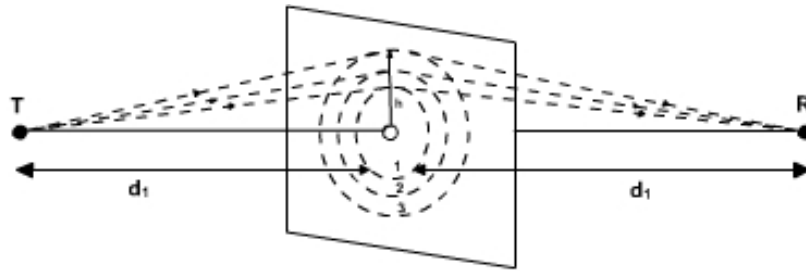


Figura 5. Zonas de Fresnel

Fuente: [12]

La figura 5 muestra un plano transparente ubicado entre el transmisor y el receptor. Los círculos concéntricos sobre el plano representan los sitios de origen de las ondas secundarias, que se propagan al receptor de tal forma que la longitud del trayecto total se incrementa en $\lambda/2$, para círculos sucesivos. Estos círculos son llamados zonas de Fresnel. Las zonas de Fresnel sucesivas suministran, alternativamente, interferencia constructiva y destructiva al total de la señal recibida. El radio del n -ésimo círculo de las zonas de Fresnel es denotado por r_n , puede expresarse en términos de n , λ , d_1 y d_2 por:

$$r_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (1.38)$$

Esta aproximación es válida para $d_1, d_2 \gg r_n$.

Así, el trayecto que viaja a través del círculo más pequeño corresponde a $n = 1$ el cual tendrá un exceso de longitud de trayecto de $\lambda/2$ comparado con el trayecto de LOS, y los

círculos correspondientes a $n = 2, 3$, etc. Tendrán un exceso de longitud de trayecto de: λ , $3\lambda/2$, etc.

Es obvio que los círculos concéntricos dependen de la ubicación del plano. En la figura 5 las zonas de Fresnel tendrán un radio máximo si el plano está a igual distancia del transmisor y el receptor; y el radio disminuirá a medida que el plano se acerque a cualquiera de los dos. Este efecto describe como el ensombrecimiento (shadowing) es sensible a la frecuencia, así como a la ubicación de la obstrucción con relación al transmisor y al receptor.

En sistemas de comunicación, las pérdidas por difracción ocurren debido al bloqueo de ondas secundarias, de tal forma que solo una porción de energía es difractada alrededor de un obstáculo. Es decir, una obstrucción causa un bloqueo de energía desde algunas de las zonas de Fresnel, permitiendo así, que solo parte de la energía transmitida alcance el receptor. Dependiendo de la geometría de la obstrucción, la energía recibida será la suma vectorial de las contribuciones de la energía de todas las zonas de Fresnel sin obstruir. En general, si se mantiene despejado el %55 de la primera zona de Fresnel, entonces la zona adicional de espacio libre más allá de dicha zona de Fresnel, no altera significativamente las pérdidas por difracción.

1.6 PROPAGACIÓN INDOOR

Se entiende por propagación indoor, aquella que se da en un ambiente cerrado.

En general se rige por los mismos mecanismos de propagación que en espacio abierto, aunque éstos son mucho más marcados. En ambientes indoor, las distancias son cortas predominando la propagación **multi-trayecto** y se da una mayor susceptibilidad a las variaciones temporales del canal tales como: movimiento de puertas, ventanas, y personas, entre otras.

1.6.1 Propagación Multi-Trayecto

En comunicaciones inalámbricas muy pocas veces existe línea de vista (LOS) entre las antenas Tx y Rx, de tal forma que la señal transmitida debe seguir trayectos indirectos para alcanzar el receptor como se muestra en la figura 6. En éste caso se dice que hay propagación multi-trayecto (multipath).

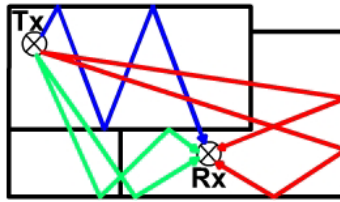


Figura 6. Propagación Multi-Trayecto

Fuente: Autores

La propagación *multipath* se produce, básicamente, gracias a fenómenos tales como la reflexión, difracción, y dispersión.

1.6.1.1 Interferencia Constructiva y Destructiva

Debido a las múltiples señales, que llegan por diferentes trayectos al receptor, se pueden dar dos tipos de interferencia: **interferencia constructiva** e **interferencia destructiva**; dependiendo de la fase relativa de las señales.

La interferencia constructiva se produce cuando la suma vectorial de las señales, produce un aumento en la amplitud de la señal recibida. De modo análogo, la interferencia destructiva se produce cuando la suma vectorial de las señales, produce una disminución de la señal recibida; como se muestra en la figura 7.

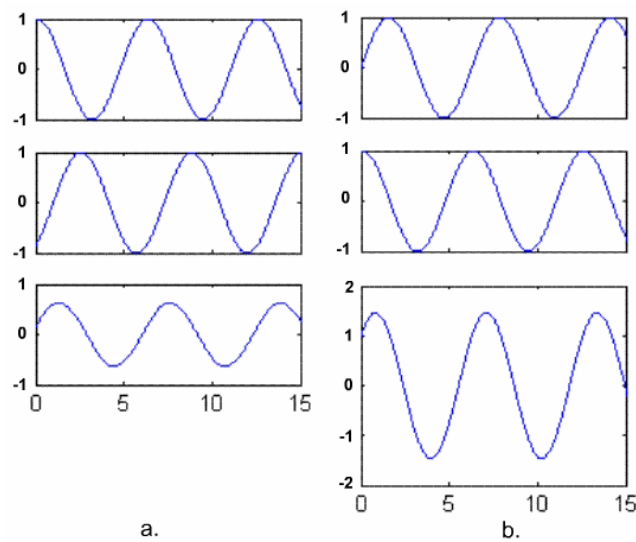


Figura 7. Interferencia a) destructiva y b) constructiva

Fuente: Autores

De éste modo, dos señales se cancelan, cuando la diferencia de su longitud de trayecto está dada por:

$$\Delta d = (n + 0.5)\lambda \quad \text{Para } n = 0, 1, 2, \dots$$

Si la diferencia de longitud de trayecto (Δd) es constante, la cancelación ocurre cuando la frecuencia es dada por:

$$f = (n + 0.5) \frac{c}{\Delta d} \quad \text{Para } n = 0, 1, 2, \dots$$

Donde c representa la velocidad de propagación de la señal.

1.6.1.2 Interferencia Intersímbolos (ISI)

En el canal digital, la distorsión contribuye a la **interferencia intersímbolos** que es cuando la señal de un símbolo se filtra en la señal de otros símbolos, fenómeno que está relacionado con la tasa de error de bits (BER). El aumento y naturaleza de la propagación multi-trayecto, define el nivel de potencia para el cual la BER se hace esencialmente independiente de la relación señal a ruido (SNR). Este efecto a menudo se conoce como “BER irreducible”. Generalmente se recurre a procesamiento de señales, para reducir el BER inducido por el multi-trayecto.

1.7 DESVANECIMIENTO (FADING)

Uno de los principales inconvenientes de la propagación *multipath*, es que la antena receptora no capta una sola señal limpia, sino que recibe múltiples réplicas que se combinan en la antena receptora para dar una señal resultante que puede variar ampliamente en amplitud y fase, dependiendo de la distribución de la intensidad y el tiempo de propagación relativa de las ondas y el ancho de banda de la señal transmitida, lo cual produce un fenómeno conocido como **desvanecimiento** (fading). El desvanecimiento a pequeña escala o simplemente desvanecimiento, es usado para describir las fluctuaciones rápidas de la amplitud de una señal de radio sobre un pequeño periodo de tiempo o distancia recorrida, de tal forma, que los efectos de pérdidas a pequeña escala pueden ser ignorados.

Los principales efectos de desvanecimiento son:

- Cambios rápidos en la intensidad de la señal sobre pequeñas distancias o intervalos cortos de tiempo.
- Modulación en frecuencia aleatoria debido a diversos cambios o diferentes multi-trayectos de señales.
- Tiempos de dispersión (ecos) causados por retardos en los multitrayectos de la propagación.

El desvanecimiento es un fenómeno puramente espacial, que también depende del desplazamiento del móvil (Rx), o del desplazamiento de objetos en el ambiente de propagación, en el caso, en que Tx y Rx son estáticos.

1.7.1 Desvanecimientos debidos a *time delay spread*

Mientras que el ***delay spread*** es un fenómeno natural causado por reflexión y dispersión en el trayecto de propagación en canal de radio, el ***ancho de banda coherente*** (B_c), es una relación definida del valor rms delay spread. El ancho de banda coherente es una medida estadística del rango de frecuencias sobre el cual el canal puede considerarse “flat” (i.e., un canal el cual pasa todas las componentes con aproximadamente igual ganancia y fase lineal).

1.7.1.1 Flat Fading

Si el canal de radio móvil tiene una ganancia constante y una respuesta de fase lineal sobre un ancho de banda que es mucho mayor que el ancho de banda de la señal transmitida, entonces la señal recibida experimentará *flat fading*. En éste, la estructura multi-trayecto del canal es tal que las características espectrales de la señal transmitida son conservadas en el receptor. Sin embargo la intensidad de la señal recibida cambia con el tiempo, debido a las fluctuaciones en la ganancia del canal multi-trayecto.

Los canales flat fading son también conocidos como canales “variadores” de amplitud, y están algunas veces referidos a *canales banda estrecha*, dado que el ancho de banda de la señal aplicada es estrecha comparada con el ancho de banda del canal.

Los canales típicos flat fading causan desvanecimientos profundos (deep fades), por lo que requieren 20 o 30 dB más de potencia transmitida para conseguir una tasa de error de bit baja durante los tiempos de *deep fades* comparados con sistemas que operan sobre canales “no-fading”

1.7.1.2 Desvanecimiento selectivo en frecuencia

Si el canal posee una ganancia constante y una respuesta de fase lineal sobre un ancho de banda que es menor que el ancho de banda de la señal transmitida, entonces el canal crea un *desvanecimiento selectivo en frecuencia* (*Frequency selective fading*) sobre la señal recibida.

Cuando esto ocurre, la señal recibida incluye múltiples versiones de la forma de onda transmitida que son atenuadas (faded) y retardadas (delayed) en el tiempo, y por lo tanto la señal recibida es distorsionada. El desvanecimiento selectivo en frecuencia es debido al tiempo de dispersión de los símbolos transmitidos dentro del canal. Así, el canal induce interferencia intersimbolos (ISI). Visto en el dominio de la frecuencia, ciertas componentes en frecuencia en el espectro de la señal recibida tiene mayores ganancias que otras.

Los canales con desvanecimiento selectivo en frecuencia son también conocidos como canales de banda ancha (wideband), dado que el ancho de banda de la señal $s(t)$ es más amplio que el ancho de banda de la respuesta al impulso del canal.

1.7.2 Desvanecimientos debidos a Doppler Spread

El delay spread y el ancho de banda coherente son parámetros que describen la naturaleza de dispersión de tiempo del canal en un área local. Sin embargo, ellos no ofrecen toda la información acerca de la naturaleza de variación en el tiempo del canal causada por cualquier movimiento relativo entre el móvil y la estación base o por movimientos de objetos en el canal.

Doppler spread (B_D) es una medida del ensanchamiento espectral causado por el cambio en la rata de tiempo en el canal de radio móvil y es definido como el rango de frecuencias sobre el cual el espectro Doppler recibido es esencialmente no cero. Cuando un tono puro sinusoidal de frecuencia f_c es transmitido, el espectro de la señal recibida, llamado espectro Doppler, tendrá componentes en el rango $f_c - f_d$ y $f_c + f_d$, donde f_d es el

desplazamiento Doppler. La cantidad de ensanchamiento espectral depende de f_d que es una función de la velocidad relativa del móvil y la dirección de llegada de las ondas dispersadas.

Coherent time (T_c) es una medida estadística del tiempo de duración sobre el cual la respuesta al impulso del canal es esencialmente invariante, y cuantifica la similitud de la respuesta del canal en diferentes tiempos. El doppler spread y el tiempo de coherencia están inversamente relacionados:

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \quad (1.39)$$

Donde f_m es el máximo doppler spread dado como $f_m = v / \lambda$.

La definición del tiempo de coherencia implica que dos señales llegadas con un tiempo de separación mucho mayores que T_c son afectados de modo diferente por el canal.

1.7.2.1 Desvanecimiento rápido y desvanecimiento lento

Dependiendo de que tan rápidamente la señal banda base transmitida cambie comparada con la tasa de cambio del canal, un canal puede clasificarse en fast fading o slow fading (desvanecimientos rápidos o lentos, respectivamente). En un canal de *desvanecimiento rápido* (fast fading), la respuesta al impulso del canal cambia rápidamente dentro de la duración del símbolo. El tiempo de coherencia del canal es más pequeño que el periodo del símbolo de la transmisión. En la práctica, el fast fading ocurre solo para tasas de datos muy bajas.

En un canal con *desvanecimientos lentos* (slow fading), la respuesta al impulso cambia a una tasa mucho más lenta que la señal banda base transmitida. En el dominio de la frecuencia, esto implica que el Doppler spread del canal es mucho menos que el ancho de banda de la señal banda base.

Debe notarse que la velocidad del móvil (o velocidad de objetos en el canal) y la señalización de la banda base determinan si una señal experimenta fast fading o slow fading.

La figura 8 resume los diferentes tipos de fading que pueden ocurrir.

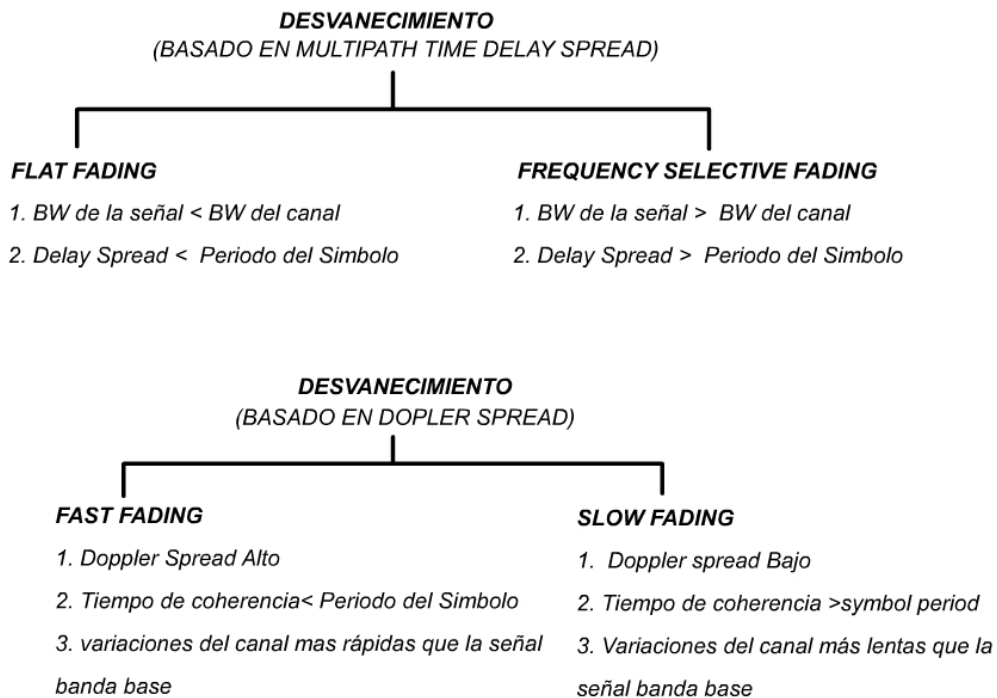


Figura 8. Tipos de desvanecimientos

Fuente: Autores

2 ANTENAS

Una antena es un dispositivo, dentro de un sistema de comunicación, formado por un conjunto de conductores, encargado de recibir y radiar las ondas electromagnéticas al espacio libre.

Existen antenas de diversas formas y tamaños pero todas tienen en común que son la transición del medio alámbrico al inalámbrico, a la vez que distribuyen la energía radiada en distintas direcciones del espacio con un cierto carácter direccional, que depende de la aplicación en la que se utilicen.

2.1 PARÁMETROS DE ANTENA

Dependiendo el tipo de aplicación y especialmente de la banda de frecuencia en la cual operan, las antenas deben contar con ciertas características que condicionan su funcionamiento, éstas características constituyen los principales parámetros de antena, que son:

- Impedancia
- Intensidad de radiación
- Directividad y ganancia
- Área efectiva
- Polarización
- Ancho de banda
- Patrón de Radiación

Para entender la ubicación y la dirección de radiación de una antena, se utiliza el sistema esférico de coordenadas, de tal forma que la dirección de la radiación siempre está en función de θ y Φ .

2.1.1 Impedancia

La *impedancia de entrada* (Z_e) de la antena, depende de la frecuencia y tiene parte real $R_e(\omega)$ y parte imaginaria $X_e(\omega)$. La resistencia de entrada $R_e(\omega)$ es la suma de la resistencia de radiación y la resistencia de pérdidas.

La **resistencia de radiación** (R_r) corresponde a las pérdidas de potencia en el espacio debido a la radiación. También se producen pérdidas debido al conductor del que está hecha la antena, las cuales se asignan a una **resistencia de pérdidas** (R_Ω).

Es claro que no toda la potencia entregada por el transmisor es radiada por la antena, por lo que se puede definir la *eficiencia de antena* (k) como:

$$k = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (2.1)$$

La impedancia de entrada debe tenerse en cuenta para la correcta adaptación con el equipo transmisor o receptor. El equipo es visto por la antena como una impedancia de carga $Z_L = R_L + jX_L$, y la antena es vista por el equipo como una fuente ideal de tensión V_{ca} e impedancia $Z_e = R_e + jX_e$. La máxima transferencia de potencia se obtiene cuando ($Z_L = Z_e^*$), así, la potencia que entrega la antena al equipo es:

$$P_{L \max} = \frac{|V_{ca}|^2}{4R_e} \quad (2.2)$$

Si no hay adaptación, se tiene:

$$P_L = P_{L \max} C_a \quad (2.3)$$

Donde C_a es el coeficiente de desadaptación, dado por:

$$C_a = \frac{4R_e R_L}{(R_e + R_L)^2 + (X_e + X_L)^2} \quad (2.4)$$

2.1.2 Intensidad de radiación

El campo eléctrico y el campo magnético están relacionados por la impedancia característica del medio (η), que es aproximadamente 377Ω en el vacío. De éste modo, la *densidad de potencia radiada* se puede calcular como:

$$\rho(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\eta} \quad (2.5)$$

En [2] se define la *intensidad de radiación* como la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección. Se relaciona con la densidad de potencia por:

$$K(\theta, \phi) = \rho(\theta, \phi)r^2 \quad (2.6)$$

2.1.3 Directividad y Ganancia

La ganancia y la directividad de una antena son parámetros que van mutuamente relacionados. La *ganancia directiva* (G_d), es la capacidad, de una antena, de concentrar su energía radiada en una dirección específica. *Función de θ y Φ* . Y la *directividad* (D) es igual a la ganancia directiva en la dirección de máxima radiación (G_{dmax}).

$$D = \frac{\rho_{\max}}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (2.7)$$

Donde $P_r / (4\pi r^2)$ es la densidad de potencia de una antena isotrópica, y ρ_{\max} es la máxima densidad de potencia radiada.

Estos valores están dados en función de la potencia media radiada; pero puede ser que estén en función de la potencia de entrada a la antena, en cuyo caso se tiene la *ganancia en potencia* (G_p). De este modo, si la potencia radiada es igual a la potencia de entrada a la antena, entonces, la ganancia directiva será igual a la ganancia en potencia; y por consiguiente el rendimiento de la antena será del 100%.

$$EFICIENCIA = \frac{P_{RADIADA}}{P_{ENTREGADA}} = k$$

De éste modo se puede definir la ganancia, expresada en dB, como:

$$G(\theta, \phi) = kD(\theta, \phi) \quad (2.8)$$

Otra forma de expresar la ganancia en dB es:

$$G = 10 \log \frac{G_{d \max} \text{ de _antena _en _prueba}}{G_{d \max} \text{ de _antena _patrón}} \quad (2.9)$$

En [6] se muestran los valores de G_{dmax} para una antena isotr3pica, un radiador elemental, un dipolo de media onda y un monopolo de un cuarto de onda. Resulta conveniente conocer estos valores puesto que la ganancia de una antena con frecuencia se expresa en dBi si en la ecuaci3n 2.9 se usa como antena patr3n, una antena isotr3pica; de igual forma si se toma como antena patr3n un dipolo de media onda, entonces la ganancia de la antena en prueba se expresa en dBd .

Una gr3fica de ganancia en dBi , siempre ser3 2.15 dB mayor que una gr3fica en dBd ; es decir, la ganancia de un dipolo de media onda es 2.15 dBi .

2.1.4 3rea efectiva

El *3rea efectiva* es un t3rmino que toma vital importancia cuando la antena opera como receptora, tambi3n se le conoce como apertura efectiva. Se define en [6] como "la raz3n de la potencia disponible en los terminales de antena a la potencia por unidad de 3rea de una onda polarizada adecuadamente".

$$A_e = \frac{l_{ef}^2 \eta}{4R_r} \quad (2.10)$$

Donde (l_{ef}) es la *longitud efectiva* dada por:

$$l_{ef} = \frac{|V_{ca}|}{|E|} \quad (2.11)$$

La longitud efectiva tambi3n es conocida como longitud el3ctrica de la antena, la cual es aproximadamente igual a la longitud f3sica de la antena.

2.1.5 Polarizaci3n

Como se dijo anteriormente, la radiaci3n electromagn3tica est3 compuesta por el campo el3ctrico y el campo magn3tico los cuales, com3nmente, forman entre si un 3ngulo de 90° . En general el campo el3ctrico determina la direcci3n de polarizaci3n de la onda; as3, en una onda polarizada verticalmente, las l3neas de fuerza del campo el3ctrico est3n en

dirección vertical; y en una onda con polarización horizontal, las líneas de fuerza del campo eléctrico están en dirección horizontal. Simplificando las cosas, una antena horizontal tiene polarización horizontal, y una vertical tiene polarización, como se muestra en la figura 9.

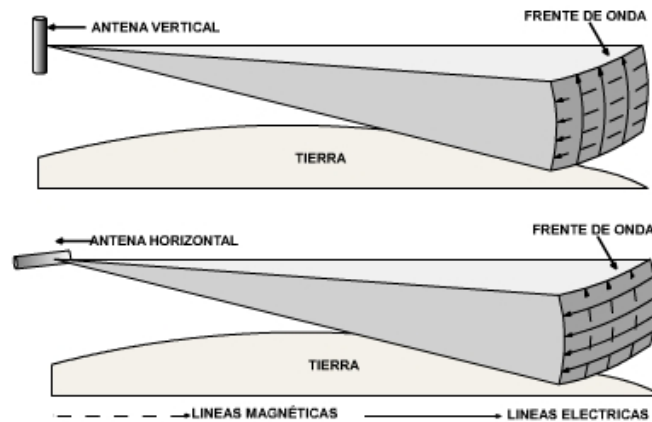


Figura 9. Polarización vertical y horizontal

Fuente: Autores

Existe polarización lineal cuando las componentes ortogonales del campo eléctrico están en fase entre sí, o tienen un desfase en números enteros de π radianes.

Se dice que hay polarización circular cuando las líneas de fuerza del campo eléctrico rotan 360° con cada ciclo, además las amplitudes de sus componentes son iguales y sus fases difieren en $\pi/2$ ó $3\pi/2$ radianes. En los demás casos se dice que existe polarización elíptica.

2.1.6 Ancho de Banda

Se define como el rango de frecuencias sobre las cuales la operación de la antena es "satisfactoria". Esto, por lo general, se toma entre los puntos de media potencia (-3dB)

2.1.7 Patrón de Radiación

Un patrón de radiación describe gráficamente las intensidades de los campos o las densidades de potencia en varias posiciones angulares en relación con una antena. Aunque dicho diagrama puede ser de forma tridimensional; en la mayoría de los casos resulta suficiente tomar cortes de los planos principales (en el origen), figura 10. A su vez,

los cortes que representan el patrón horizontal o el patrón vertical, pueden ser representados en coordenadas polares, o en coordenadas cartesianas.

El diagrama de coordenadas cartesianas facilita la visualización de la directividad de la antena con más detalle, mientras que el diagrama de coordenadas polares permite una mejor apreciación de la distribución de potencia en diferentes direcciones del espacio.

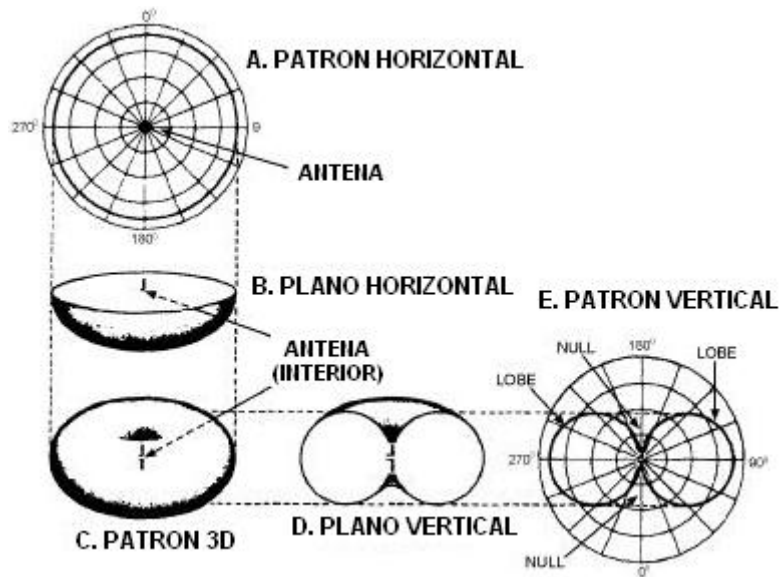


Figura 10. Patrón de radiación de antena omnidireccional

Fuente: Autores

Propiedades tales como: ancho de haz, relación de lóbulo principal y lóbulo secundario, entre otras; se describen con más detalle en [2]

2.2 TIPOS DE ANTENAS

Las antenas pueden clasificarse en tres grandes grupos: antenas *alámbricas*, antenas de *apertura* y *reflectores*; y *agrupaciones* de antenas.

Las **antenas alámbricas** constan de un hilo conductor el cual produce un campo electromagnético al pasar una corriente sobre él. Este hilo puede ser de diversas formas tales como: espiras, hélices, o hilos rectos; como se muestra en la figura 11. Dentro de éste grupo se encuentra el dipolo, que es una de las antenas más conocidas y utilizadas.

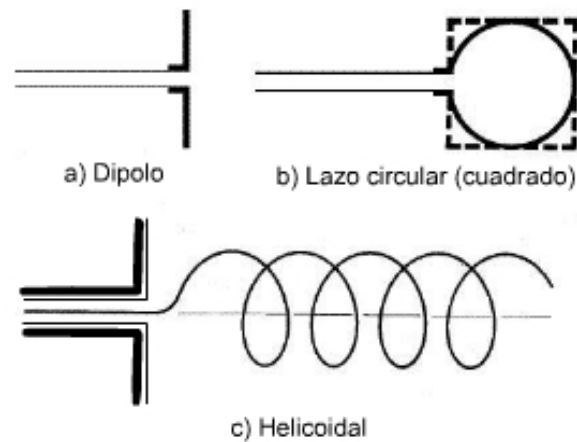


Figura 11. Antenas Alámbricas

Fuente: Autores

En las **antenas de apertura**, la radiación se produce en función de los campos de la onda que atraviesa dicha apertura. Son ejemplo de éstas antenas: las bocinas, aperturas y ranuras sobre planos conductores.

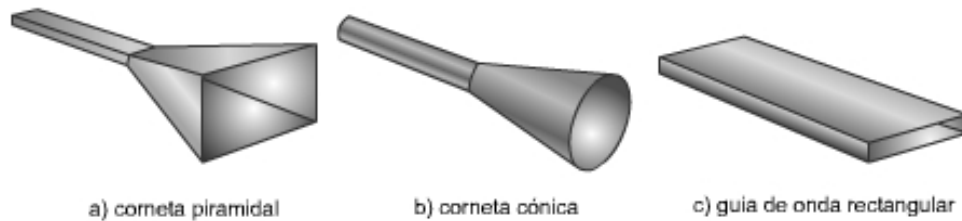


Figura 12. Antenas de Apertura

Fuente: Autores

Las **antenas de reflector**, cuentan con un elemento activo el cual irradia la energía contra un reflector, el cual la concentra para emitirla al espacio libre. El ejemplo más común de antenas de reflector, es la antena parabólica mostrada en la figura 13. Sus características las hacen ideales para comunicaciones tanto espaciales como terrestres.



Figura 13. Antenas de Reflector

Fuente: Autores

La **agrupación de antenas** es un conjunto de antenas iguales donde se controla la amplitud y fase de la alimentación de cada elemento para conseguir unas propiedades de radiación u otras; que no pueden conseguirse con una sola de ellas. La antena Yagi es un ejemplo de éste tipo de antenas.

2.2.1 Antena de Media Onda (Di-Polo)

Se le denomina antena de media onda debido a que su *longitud eléctrica* [6] es la mitad de la longitud de onda de la señal que irradia. Su *longitud física* es aproximadamente igual a su longitud eléctrica.

$$\text{Longitud Física} = 0.475 * \text{Longitud de Onda (dada en metros)}$$

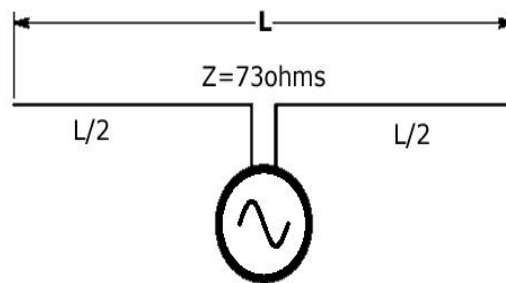


Figura 14. Antena dipolo de ½ onda

Fuente: Autores

El valor típico de impedancia para éste tipo de antenas es de 73 ohms en el centro de la antena.

2.2.2 Antena Yagi

Una antena Yagi tiene varios elementos dispuestos en forma de escalón a fin de obtener una radiación muy direccional. Dichos elementos, están conectados entre si por un elemento llamado *boom*. El elemento de la parte posterior se llama reflector, el siguiente elemento es el *irradiador*, y Todos los elementos restantes se llaman directores.

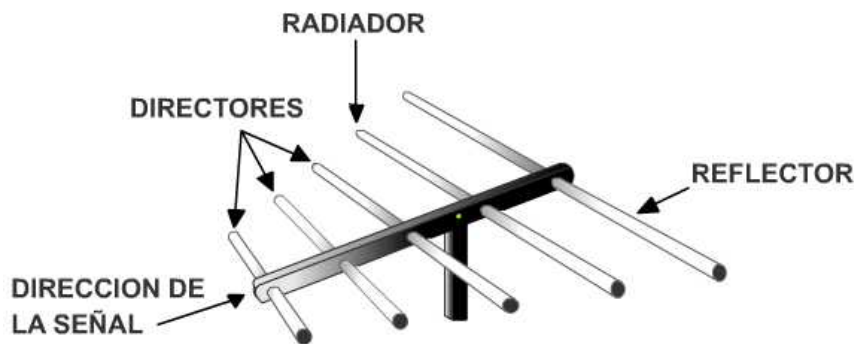


Figura 15. Antena Yagi

Fuente: Autores

Los directores son aproximadamente un 5% más cortos que el elemento radiador a medida que se alejan de éste. El reflector a su vez es aproximadamente un 5% más largo que el elemento radiador como se muestra en la figura 15. El elemento radiador es generalmente un dipolo doblado o un *loop*, y es el único elemento que tiene conexión al cable. Sin embargo los otros elementos llevan casi la misma corriente.

A mayor número de directores, mayor es la ganancia de la antena. De éste modo es posible obtener ganancias por encima de los 20 dBi. Sin embargo, una desventaja de la Yagi es que es una antena de banda estrecha, a menudo destinada para una sola frecuencia.

2.2.3 Antena $\lambda/4$

Es el más conocido dipolo asimétrico, el cual requiere un plano de tierra artificial que se simula mediante varios radiales de un cuarto de onda extendidos por debajo del elemento radiante vertical, y conectados a la malla del cable de alimentación.

3. MODELOS DE PROPAGACION INDOOR

La propagación de ondas de radio se puede modelar exactamente mediante las ecuaciones de Maxwell, sin embargo, éste proceso se torna demasiado complicado y conlleva demasiado tiempo; teniendo en cuenta, que para sistemas inalámbricos que operan en ambientes cerrados (*indoor*), pocas veces se presenta la condición de línea de vista (LOS); por lo que los fenómenos a considerar son mas complicados que en los casos en que esta condición se presenta. En general los sistemas inalámbricos *indoor*, presentan una condición de “no línea de vista” (NLOS), en la cual predominan fenómenos de reflexión, difracción y dispersión.

Día a día, cobra vital importancia la comprensión y el desarrollo de modelos de propagación a nivel *indoor*, debido a la masiva incursión de tecnología y sistemas de comunicación que operan en éste ambiente [11], tales como: WLAN, Bluetooth, Wi-Fi, ISM, algunos sistemas de telemetría; y parcialmente, algunos operadores móviles.

Estos modelos son la base de herramientas software de simulación, que permiten planificar la configuración de un sistema de comunicación inalámbrico, que ofrezca un óptimo desempeño, en un ambiente determinado. De éste modo, se evita la tediosa tarea de “prueba y error” para determinar la mejor ubicación de las radio bases en un sistema inalámbrico.

3.1 CLASIFICACIÓN

Los modelos de propagación permiten predecir el comportamiento de las señales electromagnéticas, en un ambiente determinado, lo cual es indispensable en procesos de planificación de redes inalámbricas y en general cualquier tipo de sistema de comunicación inalámbrico.

Dependiendo del tipo de sistema de comunicación que se desee estudiar, algunos parámetros tales como: pérdidas de trayecto, fast fading, slow fading, penetración en muros, entre otros; toman mayor o menor importancia, por lo que diversos modelos han sido desarrollados a fin de estimar con mayor facilidad los parámetros pertinentes, en un estudio dado.

A nivel indoor, los modelos de propagación pueden clasificarse en cuatro grupos básicos [5]: modelos estadísticos, modelos empíricos de trayecto directo, modelos empíricos multi-trayecto, y modelos *ray optical*.

3.1.1 Modelos Estadísticos

Estos modelos no requieren información precisa respecto a las divisiones y geometrías presentes en el edificio. No es necesario conocer la naturaleza dieléctrica de muros, puertas, y demás obstáculos presentes en el canal. Tampoco es necesario conocer sus dimensiones, ni su ubicación espacial dentro el área de trabajo. En lugar de esto, los modelos estadísticos solo tienen en cuenta el tipo de edificio en el que opera el sistema, de tal forma que cada tipo de edificio es caracterizado por un índice de atenuación específico.

3.1.1.1 Modelo modificado de espacio libre

El modelo modificado de espacio libre (MFSM) permite hacer un cálculo rápido de la potencia recibida y pérdidas de trayecto, en una ubicación específica; también permite calcular rangos de cobertura.

Este modelo no considera las pérdidas de potencia inducidas por los obstáculos presentes en el canal, sino que calcula las pérdidas de trayecto directo, de igual forma que en el espacio libre ecuación (1.21), con un factor adicional de atenuación (n), el cual caracteriza el tipo de edificio. La figura 16 describe el principio básico del modelo modificado de espacio libre.

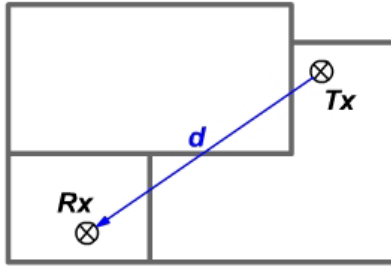


Figura 16. Principio del modelo modificado de espacio libre

Fuente: Autores.

Las pérdidas de trayecto para el modelo modificado de espacio libre, se definen como:

$$l_{MF} = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right)^n + l_c = -n * 10 \log \left[\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] + l_c \quad (3.1)$$

Donde:

l_{MF} = Pérdidas de trayecto de modelo modificado de espacio libre

d = Distancia entre Tx y Rx

n = Índice de atenuación, propio del edificio

l_c = constante de calibración del modelo

Así, la potencia recibida se define como:

$$P_r (dB) = P_t (dB) - \left\{ n * 10 \log \left[\frac{(4\pi)^2 d^2}{G_t G_r \lambda^2} \right] + l_c \right\} \quad (3.2)$$

Si $G_t = G_r = 1$, entonces, las ecuaciones (3.1) y (3.2) pueden reducirse, así:

$$l_{MF} = n * 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) + l_c \quad (3.3)$$

$$P_r (dB) = P_t (dB) - \left[n * 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) + l_c \right] \quad (3.4)$$

Es obvio, que la potencia recibida decrece en círculos concéntricos alrededor del transmisor, sin importar los cruces con obstáculos. Es por esto, que el modelo presenta

poca exactitud y solo es recomendable para hacer un cálculo preliminar de propagación en cualquier edificio.

Otro inconveniente de éste modelo, es el cálculo del índice de atenuación n . Aunque en la literatura es posible encontrar tablas que incluyen valores de n para diferentes tipos de edificios, obtenidos a diferentes frecuencias; es claro, que dos o mas edificios que puedan clasificarse dentro de un mismo tipo, por ejemplo oficinas; pueden no ser bien caracterizados por un mismo índice de atenuación, debido a diferencias en los materiales utilizados en cada uno de ellos. Debido a esto, y con el fin de obtener un resultado más confiable; es recomendable calcular el índice de atenuación n para el edificio que se desea estudiar. Este se obtiene mediante regresión lineal, de datos de potencia tomados en *campañas de medición* a lo largo de todo el edificio.

La tabla 2. Presenta valores típicos de n , que aparecen en la literatura [12]; para diferentes tipos de edificios.

Tabla 2. Índice de atenuación para diferentes tipos de edificios

edificio	frecuencia (MHz)	n	σ (dB)
bodega grande	914	1,8	5,2
bodega pequeña	914	2,2	8,7
oficina, particiones duras	1500	3	7
oficina, particiones suaves	900	2,4	9,6
oficina, particiones suaves	1900	2,6	14,1
Fabricas con LOS			
textil / química	1300	2	3
textil / química	4000	2,1	7
papel y cereales	1300	1,8	6
metalúrgica	1300	1,6	5,8
Ambiente suburbano			
corredor	900	3	7
Fabricas con NLOS			
textil / química	4000	2,1	9,7
metalúrgica	1300	3,3	6,8

Fuente [12]

3.1.2 Modelos Empíricos de Trayecto Directo

Estos modelos calculan las pérdidas de propagación entre transmisor y receptor, teniendo en cuenta tan solo el trayecto directo entre éstos, sin considerar otros trayectos causados por los diferentes mecanismos de propagación. A diferencia de los modelos estadísticos, es necesario tener información acerca de la distribución espacial del edificio (plano de planta), además de las propiedades dieléctricas de los obstáculos presentes en el canal, tales como: muros, puertas, columnas, ventanas, etc.

Dos de los modelos de trayecto directo mas aplicados son el *Motley-Keenan* y el *Cost Multi-Wall*.

3.1.2.1 Modelo Motley-Keenan

El modelo Motley-Keenan (MKM) tan solo tiene en cuenta el trayecto directo entre Tx y Rx, para el cual asume, que las pérdidas de trayecto se producen debido a la suma de dos factores; uno las perdidas de espacio libre, y otro las perdidas debido a intersecciones con muros como se muestra en la figura 17. Por esto, se debe tener información adicional respecto a la atenuación que inducen los muros, sobre una señal a una frecuencia determinada.

Es claro, que la atenuación inducida, por dos muros con características aparentemente iguales, no es necesariamente la misma; sin embargo, el modelo considera que: todas las atenuaciones de los muros son iguales. Por esto, lo más adecuado es medir la atenuación causada por cada muro, para obtener un valor promedio, que representa las pérdidas de potencia por penetración en cada muro. Este valor promedio, es el que se emplea en el modelo.

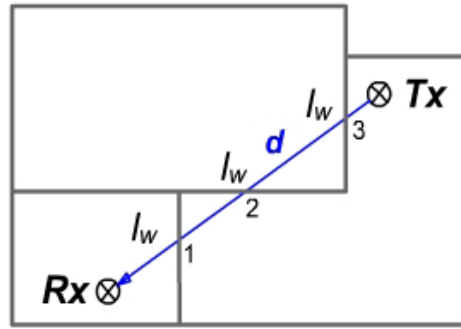


Figura 17. Principio del Modelo Motley-Keenan

Fuente: Autores.

De éste modo, las pérdidas de propagación según el modelo Motley-Keenan se definen como:

$$l_{MKM} = l_{FS} + l_c + k_w l_w \quad (3.5)$$

Donde:

l_{MKM} = pérdidas de trayecto

l_{FS} = pérdidas de espacio libre ecuación (1.21)

k_w = número de muros interceptados por el trayecto directo

l_w = pérdidas por penetración (iguales para todos los muros)

l_c = constante de calibración

La potencia recibida queda definida como:

$$P_r(dB) = P_t(dB) - \left\{ 10 \log \left[\frac{(4\pi)^2 d^2}{G_t G_r \lambda^2} \right] + l_c + k_w l_w \right\} \quad (3.6)$$

La exactitud de éste modelo depende de la variedad, tanto geométrica como dieléctrica, de las divisiones presentes en el área de prueba. Así, para un edificio cuyos muros estén hechos del mismo material y de igual espesor; el modelo tendrá una mayor exactitud que en un edificio con diferentes tipos de divisiones tales como: muros, madera, divisiones de oficina, vidrio, etc. ya que en éste último, el valor de atenuación l_w (valor promedio) que se use, estará mas alejado del valor real de atenuación de cada división.

3.1.2.2 Modelo Cost Multi-Wall

El modelo Cost Multi-Wall (CMWM) también se basa en el trayecto directo entre Tx y Rx [9]. De igual forma que el MKM, éste modelo, tiene en cuenta las pérdidas por penetración en muros. Sin embargo, en éste caso sí se tienen en cuenta los diferentes tipos de división, y por consiguiente las diferentes atenuaciones que cada uno induce. La figura 18 muestra como el trayecto directo d (azul), penetra los muros de diferente tipo: 1, 2 y 3; los cuales inducen diferentes atenuaciones: l_{w1} , l_{w2} y l_{w3} , respectivamente.

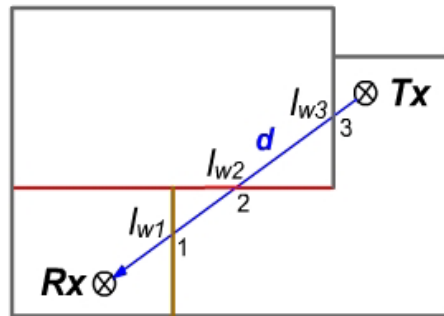


Figura 18. Principio de modelo Cost Multi-Wall

Fuente: Autores.

Las pérdidas para el modelo Cost Multi-Wall se definen como:

$$l_{CMWM} = l_{FS} + l_c + \sum_{i=1}^N k_{wi} l_{wi} \quad (3.7)$$

Donde:

l_{CMWM} = pérdidas de trayecto para CMWM

l_{FS} = pérdidas de espacio libre ecuación (1.21)

k_{wi} = número de muros de tipo i interceptados por el trayecto directo

l_{wi} = pérdidas por penetración del muro de tipo i

l_c = constante de calibración.

La potencia recibida queda definida como:

$$P_r(dB) = P_t(dB) - \left\{ 10 \log \left[\frac{(4\pi)^2 d^2}{G_t G_r \lambda^2} \right] + \sum_{i=1}^N k_{wi} l_{wi} + l_c \right\} \quad (3.8)$$

Este modelo requiere una base de datos mas detallada, respecto a la ubicación de los muros y divisiones en general, y de las respectivas atenuaciones que inducen sobre la señal a una frecuencia de operación específica. Si bien, en la literatura [12],[10] se encuentran valores típicos de atenuación inducida por diferentes tipos de divisiones a diferentes frecuencias tabla 3; se logra mayor precisión si dichos valores se obtienen directamente en el área de estudio.

Tabla 3. Perdidas de propagación en diferentes materiales

Tipo de Material	Pérdidas (dB)	Frecuencia (MHz)
metal	26	815
muro de bloque	13	1300
muro de concreto	8 a 15	1300
muro de concreto (27 cm)	24	890
muro de ladrillo (18 cm)	10,6	890
muro de ladrillo (23 cm)	13,6	890

Fuente [12]

Este modelo presenta mayor exactitud que el MKM y el MFSM, si el edificio que se está evaluando, presenta divisiones hechas de diferentes materiales, tales como: puertas, ventanas, muros de concreto, muros de ladrillo, divisiones modulares, etc.

El *MKM* y el *CMWM* tal y como se presentaron, son aplicables para predicciones en un solo piso, sin embargo, existe una modificación que incluye las perdidas por penetración de pisos adyacentes [9] como se muestra en la figura 19.

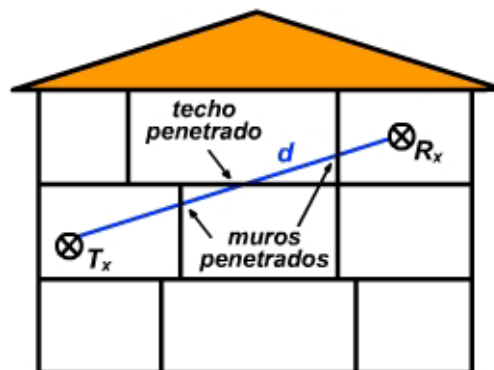


Figura 19. Principio de Modelo CMWM mejorado

Fuente: Autores.

$$l_{CMWM} = l_{FS} + l_c + \sum_{i=1}^N k_{wi} l_{wi} + \sum_{j=1}^M l_{fi} k_{fi} + L_c$$

Donde:

l_{FS} = pérdidas de espacio libre ecuación (1.21)

k_{wi} = número de muros de tipo i interceptados por el trayecto directo

l_{wi} = pérdidas por penetración del muro de tipo i

l_c = constante de calibración.

k_{fi} = número de “pisos” o “techos” penetrados de tipo i

l_{fi} = pérdidas por penetración de piso de tipo i

3.1.3 Modelos Ray Optical

Estos modelos son determinísticos, es decir, simulan el comportamiento físico de las ondas electromagnéticas, las cuales pueden tratarse igual que rayos ópticos como se muestra en la figura 20, siempre y cuando las señales sean de alta frecuencia, y estén en la región de campo lejano. Bajo éste principio, los modelos Ray Optical consideran los mecanismos de propagación, descritos en el capítulo 1, por lo que se fundamentan en la teoría de geometría óptica (GO) y en la teoría uniforme de difracción (UTD) [7].

Al simular con mayor fidelidad los fenómenos de las ondas EM, se obtiene mayor exactitud que con los modelos anteriormente mencionados, sin embargo, esto conlleva un alto costo computacional y un nivel de programación bastante elevado; teniendo en cuenta que dichas simulaciones pueden ser en 2D o 3D.

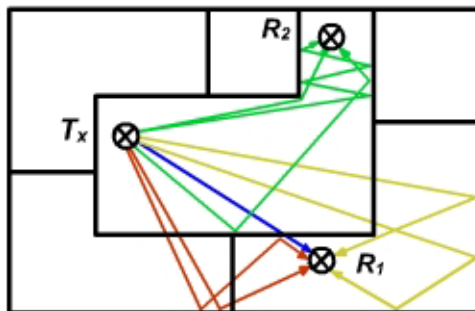


Figura 20. Principio de modelos Ray Optical

Fuente: Autores.

Además, se tiene una alta dependencia de la exactitud de la base de datos, la cual debe contener información lo más exacta posible, de la distribución espacial del ambiente de propagación; todos los obstáculos deben ser catalogados en diferentes clases, tales como: muros, puertas, ventanas, pisos, etc. Especificar sus coordenadas, y finalmente las propiedades de los materiales tales como: conductividad, permitividad y espesor.

Una de las principales ventajas de los modelos ray optical sobre los demás modelos, es que permiten calcular parámetros tales como: *delay spread*, *fast fading*, respuesta al impulso, además de pérdidas de trayecto, potencia recibida y rangos de cobertura. El modelo básico de los modelos ray optical es el modelo *Ray Tracing* [3], el cual traza todos los rayos que llegan al receptor, por lo cual presenta un mayor costo computacional, a veces innecesario debido a que no todos los rayos tienen una contribución significativa en la potencia recibida en el receptor. Por lo que se han desarrollado mejoras de este [14]. También hay variaciones del modelo ray Tracing, tales como: modelo *Ray launching* y *Beam Tracing*

3.1.4 Modelos Empíricos Multi-Trayecto

Debido a que los modelos *ray-optical*, tienen un alto costo computacional, que puede ser innecesario, puesto que no todos los rayos calculados tienen una contribución significativa de potencia en el receptor, y dado que los modelos *empíricos* presentan mayor rapidez en la predicción de potencia, pero menor exactitud. Se han desarrollado mejoras que toman las principales ventajas de ambos. Como resultado, uno de los modelos empíricos multi-trayecto más representativos, es el modelo de *Trayecto Dominante (Dominant Paths)* [4].

Este modelo no toma en cuenta todos los trayectos posibles entre Tx y Rx, en cambio, calcula diferentes trayectos que son representativos para ciertos grupos de rayos con características similares; y además, son independientes de las variaciones del canal (movimiento de personas u objetos). De éste modo, no se tienen en cuenta los puntos de interacción (reflexión, difracción), sino que solo se consideran cuales salones son pasados por los rayos, y cuales muros son penetrados.

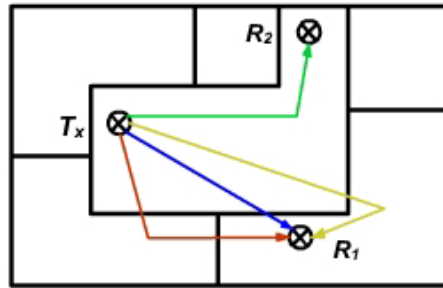


Figura 21. Trayectos dominantes

Fuente: Autores.

La figura 20 muestra diferentes trayectos entre T_x y los receptores R_2 y R_1 . Los rayos que pasan por el mismo salón y a través del mismo muro (rayos de igual color), pueden representarse por un trayecto dominante. Estos trayectos dominantes mostrados en la figura 21, no tienen puntos de reflexión, ni difracción, sino puntos de cambio de dirección; por lo que la GO y la UTD ya no son aplicadas.

Una vez definidos los trayectos dominantes, se calculan las pérdidas de trayecto aplicando el principio de cualquiera de los modelos empíricos descritos anteriormente, a lo que se adicionan las pérdidas debido a cambios de dirección.

Una explicación más detallada de la forma en que se determinan los trayectos dominantes, y de cómo se calculan sus pérdidas; se presenta en [4] donde también se describe su implementación mediante redes neuronales.

4 MEDICIONES

Las razones por las cuales se realizan medidas de propagación en ambientes cerrados son diversas. A nivel empresarial, se busca garantizar la cobertura del servicio inalámbrico con cierto nivel de calidad; a nivel académico e investigativo, se busca información acerca del comportamiento del canal que sirva para el desarrollo de herramientas que permitan simular los diversos fenómenos involucrados en la radio propagación con miras a una mejor planificación de redes inalámbricas.

Con el fin de que las mediciones que se hacen proporcionen datos valiosos a la investigación que se realiza, se debe seguir una metodología previamente definida. En [15] se proponen los siguientes pasos:

- Determinar el fenómeno a investigar con claridad.
- Aislar los fenómenos que son motivo de investigación de perturbaciones causadas por otros fenómenos no deseados.
- Determinar los lugares que satisfacen los requerimientos anteriores.
- Determinar la técnica a ser utilizada en las mediciones.

Este estudio se basa en medidas de intensidad de señal recibida

4.1 EQUIPOS UTILIZADOS

Todas las medidas se hicieron utilizando como transmisor el generador de señales Marconi Instruments 2023 [8] el cual opera en un rango de frecuencia de 9KHz a 1.2GHz y tiene una impedancia de salida de 50Ω , y genera una potencia máxima de 13 dBm. Como receptor se utilizó el analizador de espectros Tektronix 2712 [13] con rango de operación de 9KHz a 1.8GHz con impedancia de entrada de 50Ω . Estos equipos facilitan el estudio en banda estrecha y permiten medir la potencia en la frecuencia exacta en la

que se desea hacer el análisis, lo cual no se logra claramente si se mide directamente con la herramienta con que cuentan los Access Point (AP) para medir RSSI (Received Signal Strength Indicator).

Se utilizaron dos antenas whip de $\frac{1}{4}$ de onda a 900MHz con una impedancia de 50Ω , cuyas dimensiones se especifican en la figura 22; y una antena Yagi de 900MHz con impedancia de 50Ω .

En todos los casos de medición, las antenas se ubicaron a 1.2 m de altura, excepto para la caracterización de materiales, en cuyo caso se ubicaron a 1.6m.

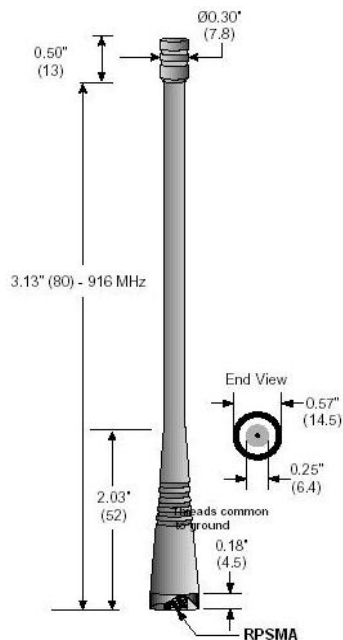


Figura 22. Antena whip $\frac{1}{4}$ de onda

Fuente: Linx Technologies

4.2 CARACTERIZACIÓN DE ANTENAS

Es importante la caracterización de las antenas debido a que en la mayoría de los casos los fabricantes no brindan información muy exacta respecto a sus características.

Se utilizó una antena **Yagi** a 900MHz para medir las pérdidas (dB) inducidas por los muros sobre la señal portadora. Por ésta razón es necesario conocer sus principales características tales como: patrón de radiación, ancho de banda, entre otras. Estos

parámetros también se midieron para las antenas **whip de $\frac{1}{4}$ de onda**, las cuales se utilizaron para medir los niveles de potencia en toda la grilla, sobre el área de estudio.

Para la toma de dichas medidas, la antena receptora se ubicó en la región de campo lejano de la antena emisora. Además, dichas pruebas se hicieron en un área lo suficientemente despejada (cancha de Fútbol UIS), con el fin de evitar al máximo efectos adicionales debido a obstáculos.

4.2.1 Medida De Patrón De Radiación

En [2] se describe la metodología empleada para hallar el patrón de radiación de una antena.

Puesto que éste estudio solo considera la propagación en 2D, es decir, propagación (horizontal) vista sobre el plano de planta; solo es necesario medir el patrón de radiación del plano horizontal, para ambas antenas. Este se obtiene ubicando la antena que se desea medir (Tx), a una distancia fija de otra antena (Rx) con la cual se mide la intensidad de señal recibida. La antena en estudio, se gira en porciones angulares iguales, registrando la intensidad de señal recibida, hasta completar un giro completo (360°)

La figura 23 muestra la configuración empleada para obtener el patrón de radiación de las antenas.

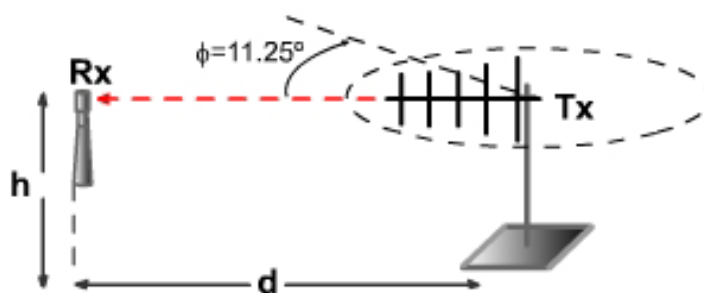


Figura 23. Esquema de medición de patrón de radiación

Fuente: Autores

En ambos casos, la antena en estudio se giró ángulos de $11,25^\circ$, y ambas antenas se polarizaron verticalmente.

Para obtener el patrón de radiación de la antena Yagi se transmitió una potencia de 13dBm, con una separación entre antenas de 4m, ambas antenas se ubicaron a 1,60 m de altura. En el anexo 1 se muestran los resultados obtenidos para dicha configuración.

El patrón de radiación obtenido con éste método para la antena Yagi se muestra en la figura 24.

Para obtener el patrón de radiación de las antenas whip de $\frac{1}{4}$ de onda, se transmitió una potencia de 0dBm, con una separación entre antenas (ambas whip) de 5m, las antenas se ubicaron a 1,60 m de altura. El anexo 2 muestra los resultados obtenidos para dicha configuración.

La figura 25 muestra el patrón de radiación obtenido para las antenas whip $\frac{1}{4}$ de onda.

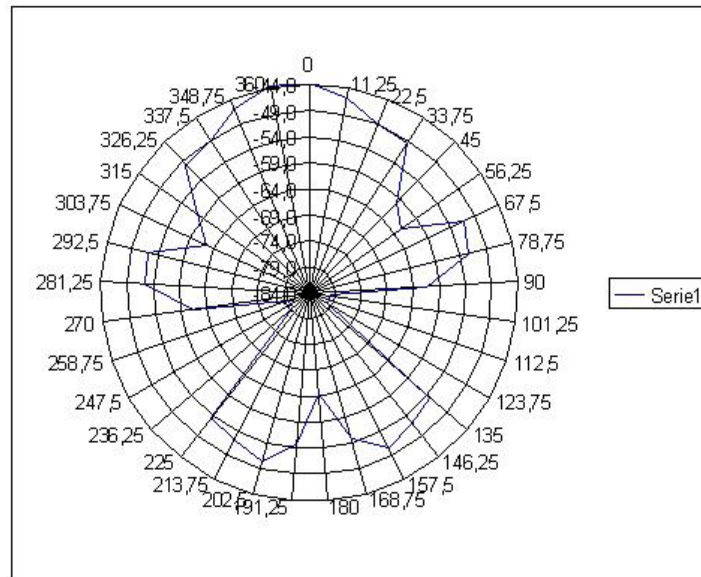


Figura 24. Patrón de radiación antena Yagi (Plano horizontal)

Fuente: Autores

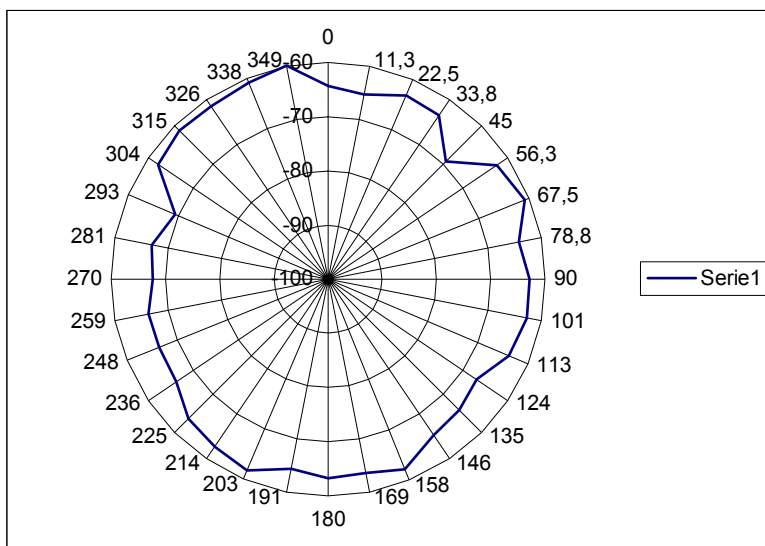


Figura 25. Patrón de radiación antenna whip (Plano horizontal)

Fuente: Autores

4.2.2 Medida de Ancho de Banda

Se midió el ancho de banda de las antenas whip, transmitiendo con una de ellas una portadora a 13dBm, cuya frecuencia se varió desde 860MHz hasta 1GHz. Dicha señal se recibió con otra antenna whip de iguales características, ubicada a una distancia de 2,2m. Las antenas se ubicaron en espacio libre, a una altura de 1,2 m, con polarización vertical. El anexo 3 muestra los resultados de dichas mediciones

La figura 26 permite calcular el ancho de banda (**BW**) de la antenna whip. La potencia máxima recibida se obtiene a 900MHz; luego ésta es la frecuencia ideal de operación de la antenna. Los cortes del **BW** se obtienen 3dB por debajo de la máxima potencia recibida. De éste modo el ancho de banda de las antenas whip es:

$$BW = 873.8 - 933.8$$

$$BW = 60 \text{ MHz}$$

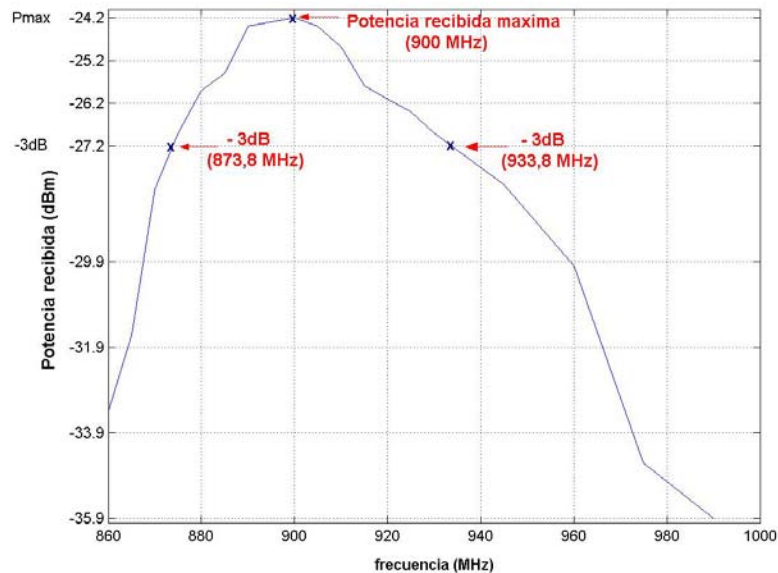


Figura 26. Ancho de Banda de Antena Whip $\frac{1}{4}$ de onda

Fuente: Autores

4.3 CARACTERIZACIÓN DE MATERIALES

Los diferentes materiales que constituyen los obstáculos presentes en el ambiente de estudio pueden caracterizarse mediante sus propiedades eléctricas (μ , σ y ϵ) [10]. Sin embargo esto resulta complicado cuando no se cuenta con información suficiente respecto a la forma en que se construyeron los muros, por ejemplo, que tipo de ladrillo fue utilizado, que espesor tiene la capa de “frisado”; tipo de estructura de las columnas (varilla), etc. Por esto, y teniendo en cuenta que este estudio se basa en medidas de potencia; resulta más práctico medir directamente la atenuación que cada obstáculo induce a la señal transmitida. Para ello se clasificaron los diferentes tipos de obstáculos en cinco grupos: puertas, muros de concreto, muros de bloque, columnas, y otros.

4.3.1 Medida de atenuación

Las pérdidas de potencia debido a muros, se estimó comparando la potencia recibida a una distancia dada sin obstáculos entre antenas, con la potencia recibida a la misma distancia cuando el muro se interpone entre las dos antenas, como se muestra en la figura 27. Para tomar dicha medida es necesario aislar el fenómeno de penetración a

través del muro, de otros fenómenos presentes. Una forma de lograrlo es hacer incidir la señal sobre el muro, lo más directivamente posible. Esto se logra transmitiendo con la antena **Yagi**.

La disposición de la antena Yagi para la toma de dichas medidas se muestra en el anexo 5

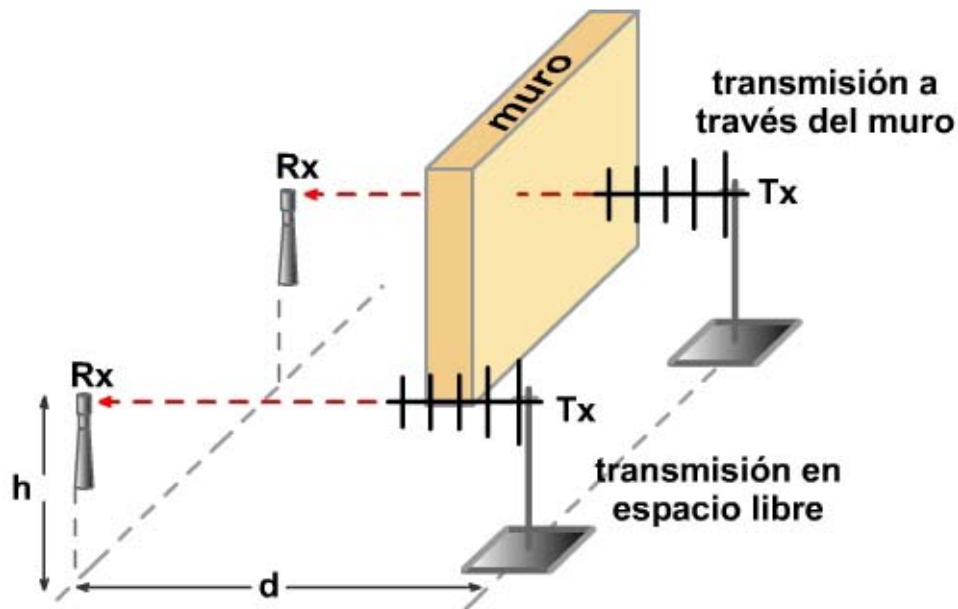


Figura 27. Método para medir atenuación de muros

Fuente: Autores

También se tomaron diferentes puntos de prueba sobre un mismo muro para luego promediarlos, esto con el fin de caracterizar cada muro con una buena exactitud.

La figura 28 muestra el plano de planta del área de prueba: Edificio de Alta Tensión de la Universidad Industrial de Santander en el cual se identifican cada uno de los salones

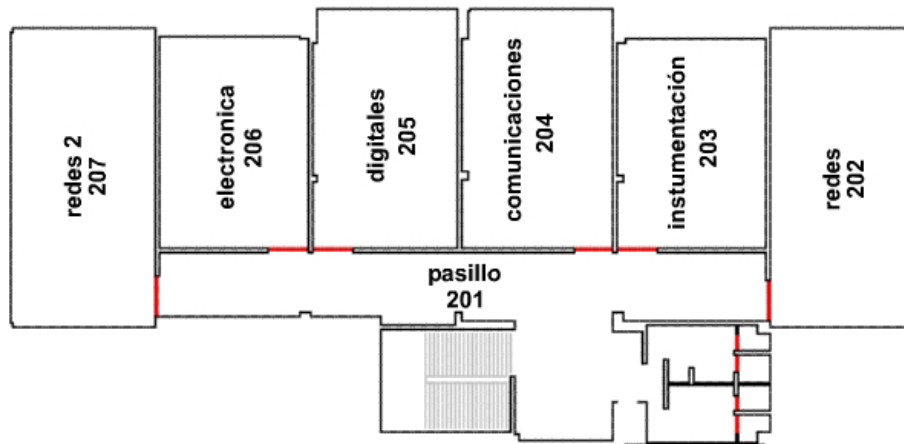


Figura 28. Plano de Planta Edificio de Alta Tensión UIS

Fuente: Autores

Se eligieron 3 muros para hacer las medidas de atenuación, dichas medidas se hicieron en porciones de muros libres de obstrucciones, en porciones obstruidas por equipos, en porciones obstruidas por armarios, y sobre las puertas. Esto con el fin de tener datos de atenuación inducida por diferentes materiales, de tal forma que los datos introducidos a los modelos sean suficientemente exactos.

El primer muro que se estudió fue el que divide el salón 201 del 204. En la figura 29 se muestran los puntos de prueba sobre el muro y la distancia de las antenas respecto a éste. Para todos los puntos de prueba se transmitió a 7dBm, se registraron tres valores de potencia recibida para luego promediarlos.

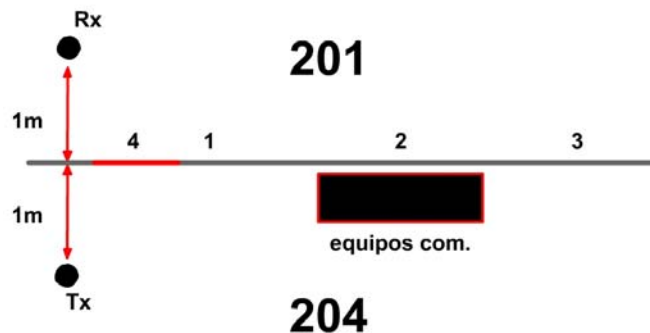


Figura 29. Mediciones sobre muro 201-204

Fuente: Autores

La tabla 4 muestra los resultados obtenidos al evaluar la atenuación inducida por el muro que separa el laboratorio de comunicaciones y el pasillo. La potencia recibida corresponde al valor promedio.

Tabla 4. Atenuación inducida por divisiones 201-204

Punto	Material	Pr (dBm)	Atenuación (dB)
1	Muro	-37,53	7,53
2	Equipos lab.	-48,83	18,83
3	Muro	-37.2	7.2
4	Puerta	-34,03	4,03

Fuente: Autores

La potencia recibida en espacio libre, con una distancia entre antenas de 2m es -30 dBm, éste valor es el que se compara con la potencia recibida media en cada uno de los puntos de prueba, para obtener la atenuación inducida por cada obstáculo.

Usando la misma metodología, se midió el muro que separa el salón 201 del 203 (pasillo – instrumentación). Estos datos se consignan en la tabla 5.

Tabla 5. Atenuación inducida por divisiones 201-203

Punto	Material	Pr (media)	Atenuación (dB)
1	muro	-37.5	7.5
2	puerta	-33.93	3.93

Fuente: Autores

Del mismo modo se midió el muro que divide el salón 204 del 205 (comunicaciones – digitales). Estos datos se consignan en la tabla 6

Tabla 6. Atenuación inducida por divisiones 204-205

punto	material	Pr (media)	Atenuación (dB)
1	columna	-38.02	8.02
2	muro	-37,47	7,47

Fuente: Autores

La tabla 7 muestra los resultados obtenidos sobre el muro que divide el salón 205 del 206 (digitales – electrónica)

Tabla 7. Atenuación inducida por divisiones 205-206

punto	material	Pr (media)	Atenuación (dB)
1	muro	-37.49	7.49
2	columna	-38.05	8.05

Fuente: Autores

Los valores de atenuación obtenidos para cada material se promediaron para obtener un valor definitivo, el cual es cargado en los modelos. Estos datos se presentan en la tabla 8

Tabla 8. Atenuación inducida por divisiones

material	atenuación (dB)
muro	7,50
puerta	3,98
columna	8.03
otros	2

Fuente: Autores

4.4 FENOMENO DE DIFRACCIÓN

Se eligió una esquina de ubicación estratégica de tal forma que el fenómeno predominante fuese la difracción. Se ubico entonces el transmisor (antena Yagi) a una distancia de 2m respecto a dicha esquina y se vario la posición del transmisor tomando medidas de potencia en 5 posiciones ubicadas a igual distancia respecto al Tx como se muestra en la figura 30.

La tabla 9 muestra los resultados de dicha medición. El fenómeno de difracción se hizo evidente en los puntos 1, 2 y 3, en los cuales la potencia recibida fue mayor que en el punto 5, el cual está en línea de vista con el transmisor, ligeramente obstruido por la esquina.

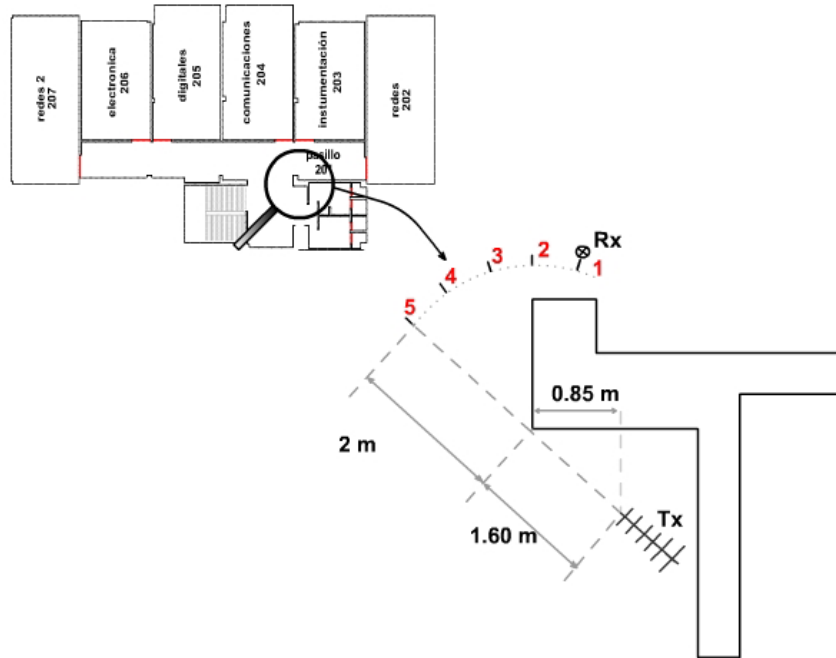


Figura 30. Fenómeno de difracción

Fuente: Autores

Tabla 9. Medida de difracción

punto	Angulo	Pr (dBm)			Pr (media)
		dato 1	dato 2	dato 3	
1	-15°	-43,9	-40,5	-41,4	-41,93
2	0°	-45,3	-44,9	-44,9	-45,03
3	15°	-46,4	-46	-46,4	-46,27
4	30°	-50,8	-51,7	-51,1	-51,20
5	LOS	-53,3	-54	-54,3	-53,87

Fuente: Autores

4.5 MEDIDAS DE POTENCIA

Se desarrollo una campaña de medidas de potencia en el segundo piso del Edificio de Alta Tensión de la Universidad Industrial de Santander, el cual constituye un área aproximada de 18 x 36 m. Se empleó una grilla de 1m (3λ) de separación entre puntos de prueba, la cual se trazó a partir del transmisor ubicado en el centro del laboratorio de comunicaciones (salón 204) como se muestra en la figura 31. Se transmitió una señal sinusoidal de 900 MHz a una potencia de 13dBm.

Las perdidas inducidas por los conectores y los cables fueron medidas conectando directamente (alámbricamente) los equipos. Se transmitió a 13 dBm y se recibió una potencia de 12.3 dBm. De éste modo las pérdidas totales del sistema como tal entre Tx y Rx son de 1.4 dB.



Figura 31. Grilla de medidas (3λ)

Fuente: Autores

La figura 32 muestra la disposición de los equipos y las antenas para la toma de medidas de potencia a lo largo de la grilla.

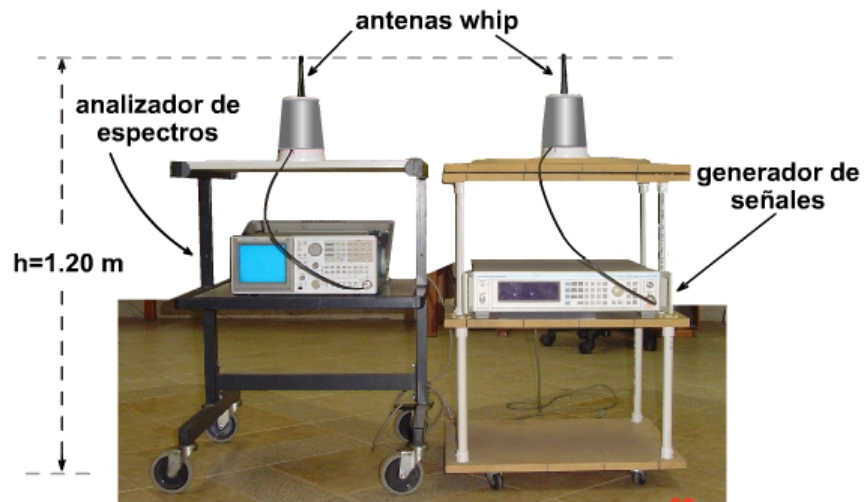


Figura 32. Equipos utilizados para la toma de medidas

Fuente: Autores

Inicialmente se hicieron medidas en horas de la tarde, contando con actividad académica normal. De éste modo se evidenció la variación de la señal recibida debido a las variaciones temporales del canal. Por esto, la campaña de medición definitiva se llevo a cabo en horas de la noche de tal forma que el edificio estuviese libre de movimiento de personas, puertas y en general de todo tipo de obstáculos.

Para la toma de medidas se empleó inicialmente el método circular [12], sin embargo, debido a la gran cantidad de puntos de prueba, se opto por tomar 5 lecturas de medida en cada punto, las cuales se promediaron para obtener un valor de potencia significativamente parecido a los resultados obtenidos por el método circular, por lo que se siguió empleando este método.

El anexo 4 muestra los resultados de ésta campaña de medición.

En algunos puntos de la grilla no fue posible tomar lecturas ya que en ellos se encuentran equipos o elementos de mobiliario pesado difíciles de mover, por ejemplo: armarios, switches de redes, entre otros.

El ambiente de propagación presenta diferencias marcadas entre salones. Algunos presentan un mayor volumen de objetos por área, tal como en el salón de especialización, digitales y redes. Donde hay una gran cantidad de mobiliario y computadores, lo cual

aumenta la presencia de mecanismos de propagación descritos en el capítulo 1 (difracción y dispersión). Los cuales no son tenidos en cuenta por los modelos desarrollados en este trabajo.

5. DISEÑO DEL SOFTWARE

Se eligió MATLAB v6.1 para el desarrollo de la herramienta software debido a la gran facilidad que éste tiene en cuanto al diseño de interfaz gráfica (Guide), también su facilidad para el procesamiento gráfico, y su gran versatilidad en cuanto a operaciones matriciales. Este también posee una gran facilidad de programación.

Se diseñó una herramienta pionera en el área de la propagación indoor (MatIndoor), a nivel del grupo de investigación RadioGis, que permite al usuario seleccionar que tipo de modelo desea utilizar, dentro de las opciones posibles (MFSM, MKM, CMWM) cuyas principales características fueron presentadas en el capítulo 3. La figura 33 muestra la presentación del menú principal de MatIndoor. También se incluye una herramienta que permite visualizar campañas de medición hechas en un área determinada.

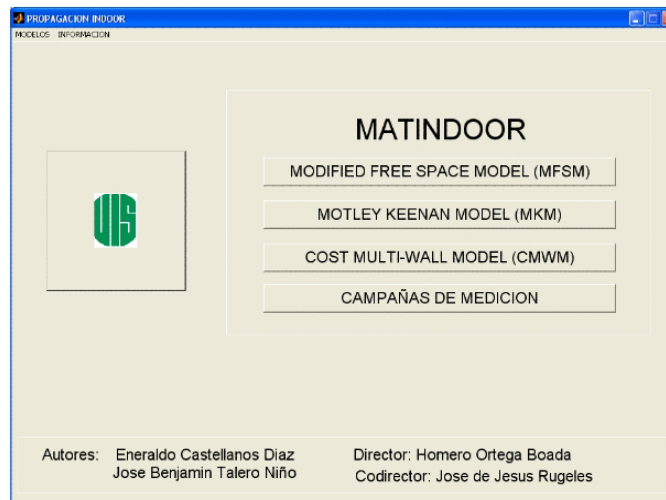


Figura 33. Presentación de MatIndoor

Fuente: Autores

Puesto que éste es el primer trabajo que se realiza en el área de propagación indoor por parte del grupo RadioGis, se optó por estudiar e implementar los modelos básicos, de los cuales es necesario entender su principio para desarrollar nuevos modelos. Por otro lado,

los modelos implementados son los mas prácticos para estudios en banda estrecha en los que solo se desea medir el nivel de potencia recibida.

Esta herramienta realiza predicciones de potencia y rangos de cobertura para la ubicación de un único Tx.

Una vez seleccionado el modelo que se desea aplicar, el usuario tendrá a su disposición un juego de botones para acceder a las diferentes herramientas (figura 34) que hemos denominado: introducir datos, cargar plano, ubicar transmisor, ubicar receptor, cálculo de potencia, editar plano, rango de cobertura y salvar.

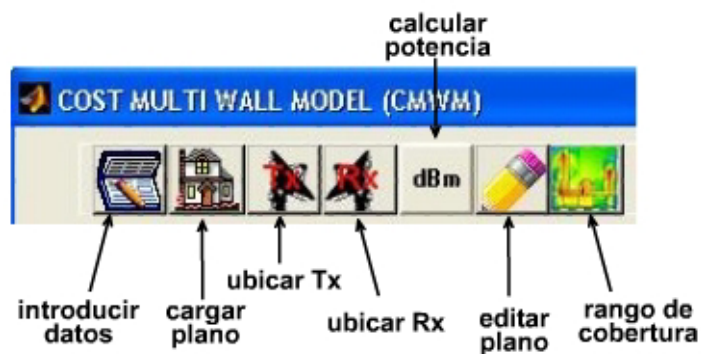


Figura 34. Herramientas disponibles

Fuente: Autores

Se cuenta también con una ventana de resultados donde se entrega: la potencia recibida, distancia entre antenas, número de intercepciones con muros, puertas, columnas y otros objetos; y pérdidas de trayecto, como se muestra en la figura 35.

potencia	-58.5273	distancia	11.6472	perdidas	71.5273	puertas	1	columnas	0
						muros	2	otros	0

Figura 35. Panel de resultados

Fuente: Autores

También se ofrecen resultados de forma gráfica en un área destinada para éste fin. Dicha área se denominó "área de trabajo", de la cual se hablará con mas detalle mas adelante.

Estas herramientas, exceptuando editar plano, son comunes en los tres modelos disponibles.

La figura 36 muestra el algoritmo general de la herramienta MatIndoor.

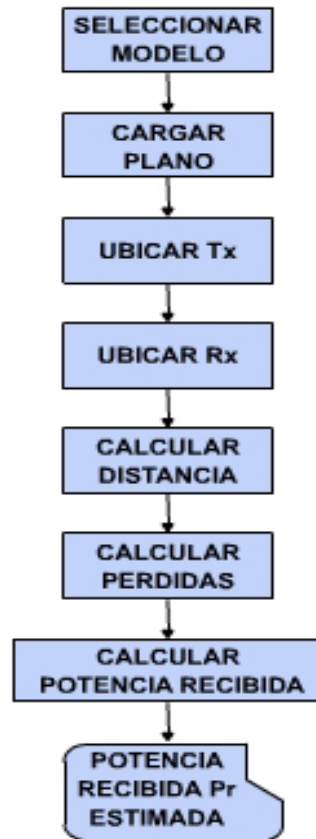


Figura 36. Algoritmo general de MatIndoor

Fuente: Autores

5.1 PRINCIPIO BÁSICO

Como se mencionó anteriormente, los modelos implementados se basan en el cálculo de potencia de trayecto directo. Los tres modelos trabajan sobre una imagen del plano de planta cargada en el *área de trabajo*.

Los modelos que lo requieren, identifican los muros y demás obstáculos identificando los respectivos colores de cada obstáculo sobre la imagen a lo largo del trayecto entre Tx y Rx, para luego asignar las pérdidas respectivas dependiendo el tipo de obstáculo.

Para el modelo CMWM se desarrolló una herramienta que permite manipular la imagen directamente desde la ventana de usuario, de tal forma, que se pueden introducir o modificar los obstáculos existentes en el área de estudio.

5.2 HERRAMIENTAS BASICAS

Este principio básico de operación se fundamenta en otras herramientas que se explican a continuación.

5.2.1 Cargar plano

Esta herramienta permite al usuario importar una imagen del plano de planta sobre el cual desea hacer el estudio. Dicha imagen debe estar en formato *bmp*, de 256 colores. Una opción es tomar el plano de planta de un archivo tipo CAD, y pasarlo a un editor de imágenes guardándolo en un formato *bmp*.

El plano de planta se guarda como una imagen indexada en Matlab, en un arreglo de tres dimensiones (m-por-n-por-3), representando la imagen original, en la que el valor de cada componente corresponde al color de dicha posición. Permitiendo así, identificar la posición y las características de dicha posición (espacio libre o tipo de material) que constituyen la imagen. El color blanco (el cual tiene un valor de 255) representa el espacio libre, el color negro (0) representa los muros, el color rojo (249) representa las puertas en madera, para el modelo CMWM se asignaron otros colores correspondientes a materiales tales como columnas (100) y otros (160). Esta matriz se despliega en el *área de trabajo* escalada en metros, con una relación de 0.08m por píxel. Lo cual da una buena precisión espacial en las simulaciones.

5.2.2 Cargar datos

Al ejecutarlo, se despliega una ventana como la que se muestra en la figura 37 que permite al usuario introducir parámetros característicos del estudio que realiza, tales como: ganancia de las antenas, la potencia transmitida, frecuencia de operación y el tipo de edificio.



Figura 37. Interfaz para introducir datos de transmisión

Fuente: Autores

Estos datos se cargan en variables globales, para ser utilizadas posteriormente en el desarrollo de cada modelo.

La directividad de las antenas no es un parámetro tenido en cuenta por el software, las antenas siempre se asumen omnidireccionales ideales, esto debido a que los sistemas que se pretenden simular tales como: WLAN's, ISM, entre otros; en general utilizan antenas de tipo omnidireccional.

5.2.3 Ubicar Tx y Rx

La herramienta definida como *ubicar transmisor*. Está disponible en dos modalidades. Ubicar transmisor en forma manual o por defecto como se muestra en la figura 38. En la forma manual, se ubica el Tx en el punto deseado por el usuario mediante un click sencillo con el *mouse* sobre el área de trabajo, estas coordenadas se cargan en un variable local, la cual permite más adelante realizar los cálculos de distancia. El mismo procedimiento se aplica para ubicar el Rx.

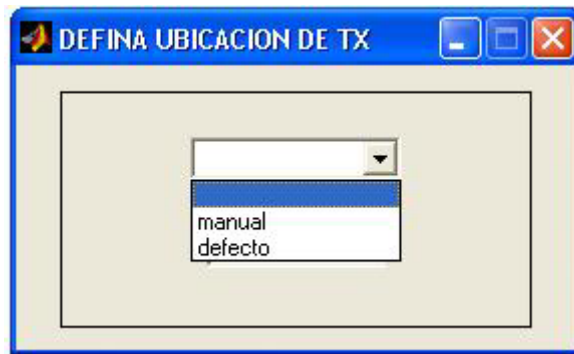


Figura 38. Ubicar Transmisor

Fuente: Autores

En el modo por defecto, las coordenadas se encuentran preestablecidas por el software o cargadas por el usuario, las cuales pueden ser cambiadas cuando este lo desee.

Se debe tener en cuenta que el Guide en Matlab no se limita solo al área denominada *área de trabajo*, por lo que fue necesario limitar esta área a los límites de la imagen cargada. Si el usuario ubica el Tx o el Rx fuera del área de trabajo, aparece un mensaje de error como el que se muestra en la figura 39.

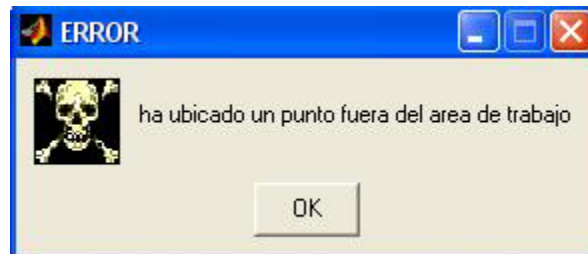


Figura 39. Mensaje de Error

Fuente: Autores

5.2.4 Calcular potencia

Una vez cargado el plano, los datos de transmisión, y ubicados el Tx y el Rx, se procede a calcular la potencia recibida en el punto indicado por el usuario. Esta potencia se calcula según el algoritmo de cada modelo.

En general, para calcular la potencia se necesita conocer la distancia entre Tx-Rx, ya que los 3 modelos utilizan la ecuación (1.16) de Friss. El cálculo de la distancia se realiza a partir de la diferencia de las coordenadas entre Tx-Rx.

Para el modelo MFSM solo es necesario conocer la distancia entre Tx-Rx, y el índice de atenuación característico del edificio. Una vez calculado estos datos, se procede a calcular las pérdidas de trayecto aplicando la ecuación (3.1) del modelo, y la potencia recibida utilizando la ecuación (3.2). El diagrama de flujo se observa en la figura 40.

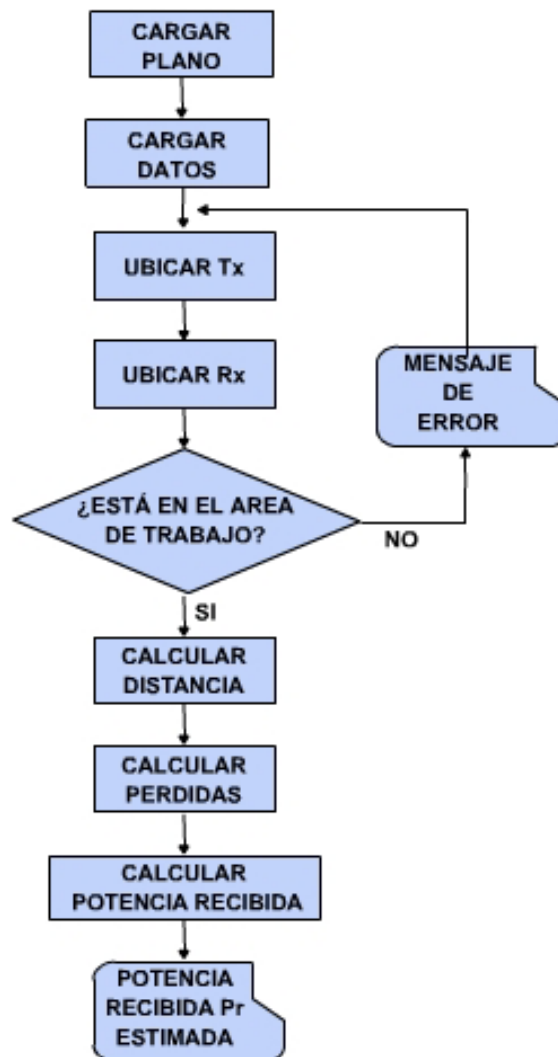


Figura 40. Diagrama de flujo de modelo MFSM

Fuente: Autores

En los modelos MKM y CMWM es necesario conocer la pendiente de la recta que une el Tx y el Rx, para desplazarse sobre esta, encuestando en cada punto si ocurrió un cambio de color en la imagen, para detectar así los obstáculos que se interponen entre el trayecto directo Tx-Rx.

Una vez recorrida toda la recta, y realizado el conteo de intersecciones con los muros y demás elementos tenidos en cuenta, y asignándole a cada uno su atenuación correspondiente, se calculan las pérdidas de trayecto aplicando la ecuación (3.5) para el modelo MKM y (3.7) para el modelo CMWM, y la potencia recibida aplicando las ecuaciones (3.6) y (3.8) respectivamente.

Los diagramas de flujo para los modelos MKM y CMWM se muestran en las figuras 41 y 42 respectivamente.

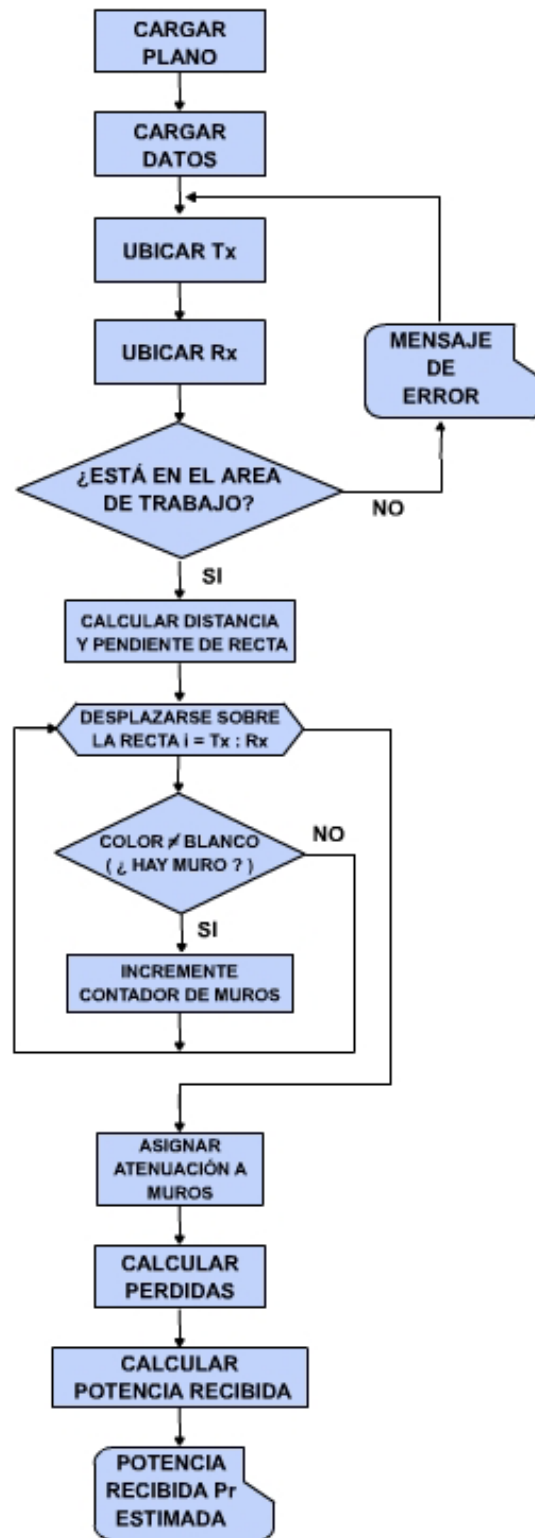


Figura 41. Diagrama de flujo de modelo MKM

Fuente: Autores

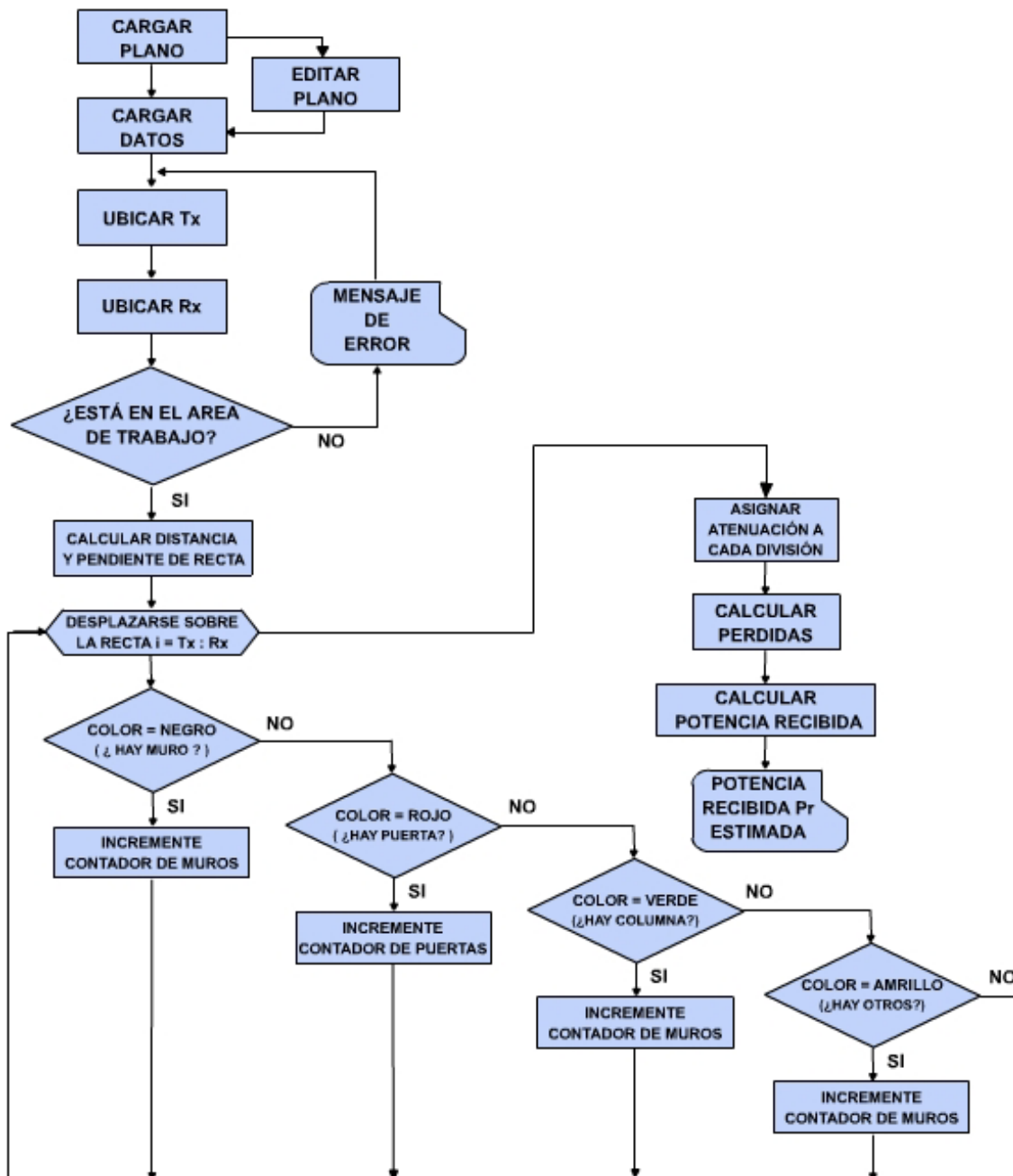


Figura 42. Diagrama de flujo del modelo CMWM

Fuente: Autores

5.2.5 Rango de cobertura

La simulación del área de cobertura se lleva a cabo calculando la potencia recibida, como se describió anteriormente, en cada uno de los puntos del área de estudio. El valor de potencia estimado en cada punto se asocia a un color que se despliega sobre el punto en cuestión. La proporción de dichos colores con la potencia recibida en dBm, se muestra en la barra de color. La figura 43 muestra el rango de cobertura obtenido con el modelo MKM a una frecuencia de 900MHz y una potencia transmitida de 13dBm.

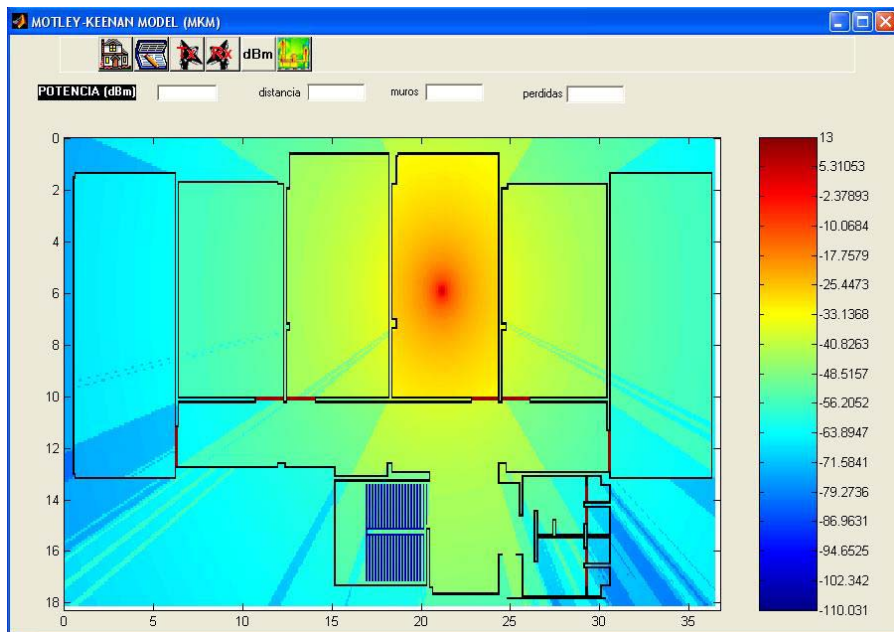


Figura 43. Simulación con MKM a alta resolución

Fuente: Autores

Para la simulación de rangos de cobertura, se cuenta con 3 opciones de resolución:

- Resolución alta, la cual hace cálculos cada dos píxeles lo que corresponde a una precisión de 0.16 metros. Esta resolución se aprecia en la figura 43.
- La resolución Media, calcula la potencia recibida cada tres píxeles lo que da una precisión de 0.24 metros.
- Resolución baja, realiza cálculos cada 6 píxeles lo cual da una precisión de 0.5 metros.

Como es de esperarse a mayor resolución, se emplean mayores tiempos de maquina. La tabla10 muestra los tiempos de máquina empleados para cada modelo a diferentes resoluciones utilizando un procesador de 1600 MHz

Tabla 10. Tiempos de cómputo MatIndoor

Resolución	Tiempos de cómputo (s)		
	MFSM	MKM	CMWM
alta	6,04	121,8	280.8
media	4,63	56,12	124.2
baja	3,52	16,04	33

Fuente: Autores

En la figura 44. Se muestra la simulación realizada con el modelo MKM a una resolución baja.

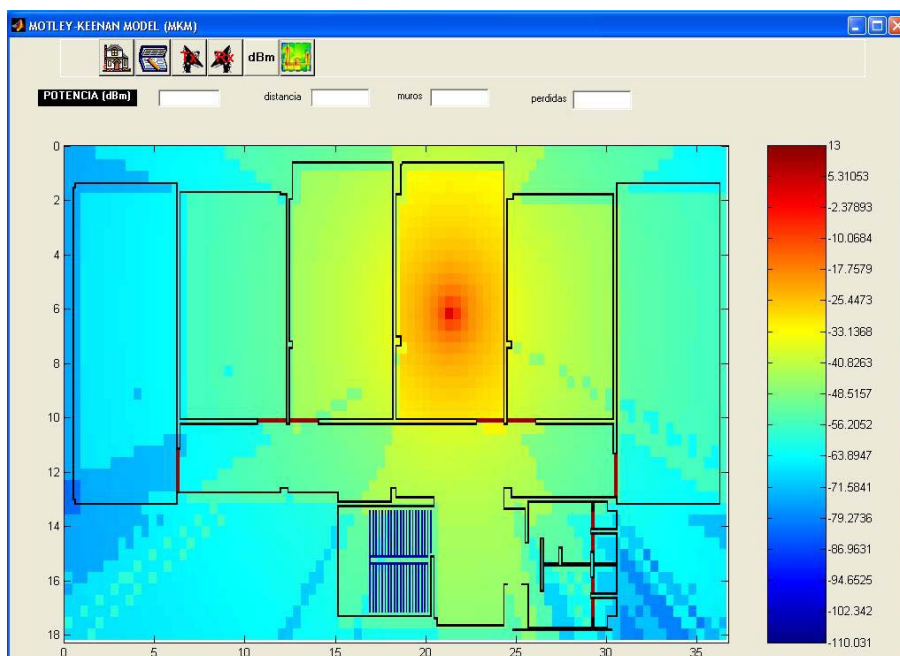


Figura 44. Simulación con MKM a baja resolución

Fuente: Autores

5.2.6 Editar Plano

Para el modelo CMWM se desarrolló una herramienta que permite manipular la imagen directamente desde la ventana de usuario, logrando así introducir nuevos elementos en la imagen especificados en la ventana de dialogo.

Para manipular la imagen, se selecciona con el mouse el área que se desea mediante 2 clicks. Un click en el punto inicial y el otro en el vértice opuesto. Una vez marcados estos puntos el software asigna el color correspondiente al área seleccionada, y una atenuación para ese nuevo elemento.

Esta herramienta cuenta con una ventana de dialogo en la cual se encuentran los diferentes elementos, los cuales tienen en la base de datos del modelo su atenuación correspondiente. También permite deshacer el cambio realizado y guardar el trabajo desarrollado hasta el momento figura 45.

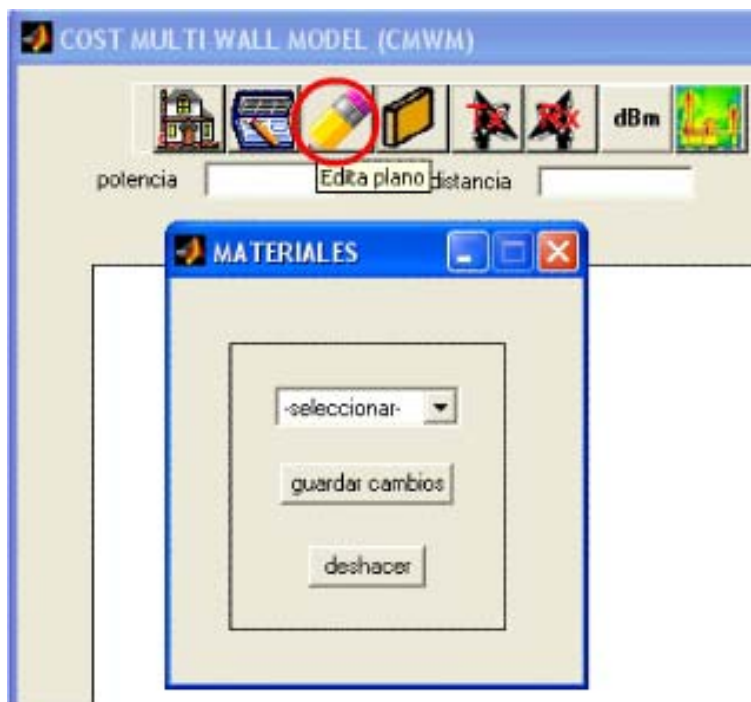


Figura 45. Herramienta para editar plano

Fuente: Autores

5.2.7 Atenuación de materiales

Esta tarea está disponible para el modelo MKM y el CMWM. Le permite al usuario definir la atenuación de cinco tipos de materiales: muros, puertas, columnas, vidrio y otros; lo que brinda una mejor caracterización de cualquier tipo de edificio que se desee estudiar. La figura 46 muestra la ventana para definir la atenuación de los diferentes materiales.

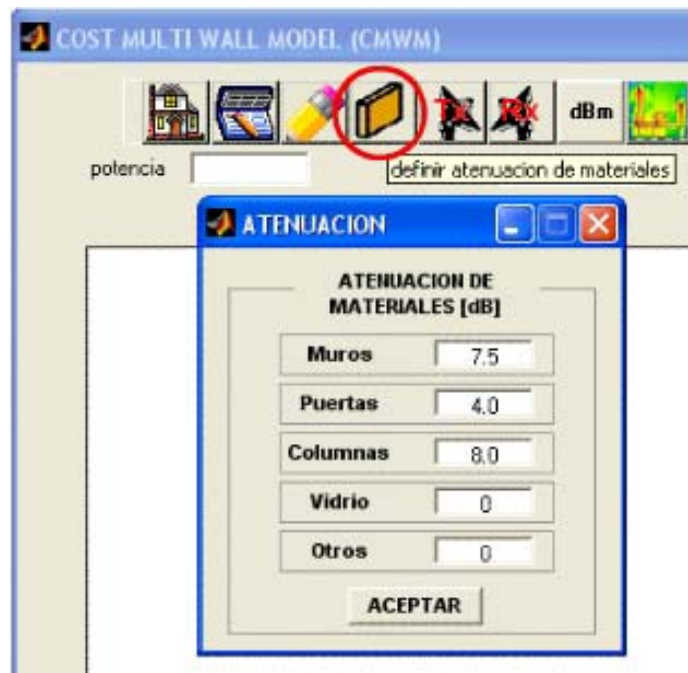


Figura 46. Herramienta para definir atenuación de materiales

Fuente: Autores

5.3 VISUALIZADOR DE CAMPAÑAS DE MEDICIÓN

Este software cuenta con una herramienta mediante la cual se puede calcular el *índice de atenuación n*. En esta herramienta, se puede cargar el plano de planta del área de estudio, desplegar la grilla de la campaña medidas sobre el plano de planta, desplegar los valores de potencia obtenidos en la campaña de medidas, ubicar el transmisor y guardar el trabajo desarrollado hasta el momento como se muestra en la figura 47. Dicha simulación emplea cuatro segundos en llevarse a cabo.

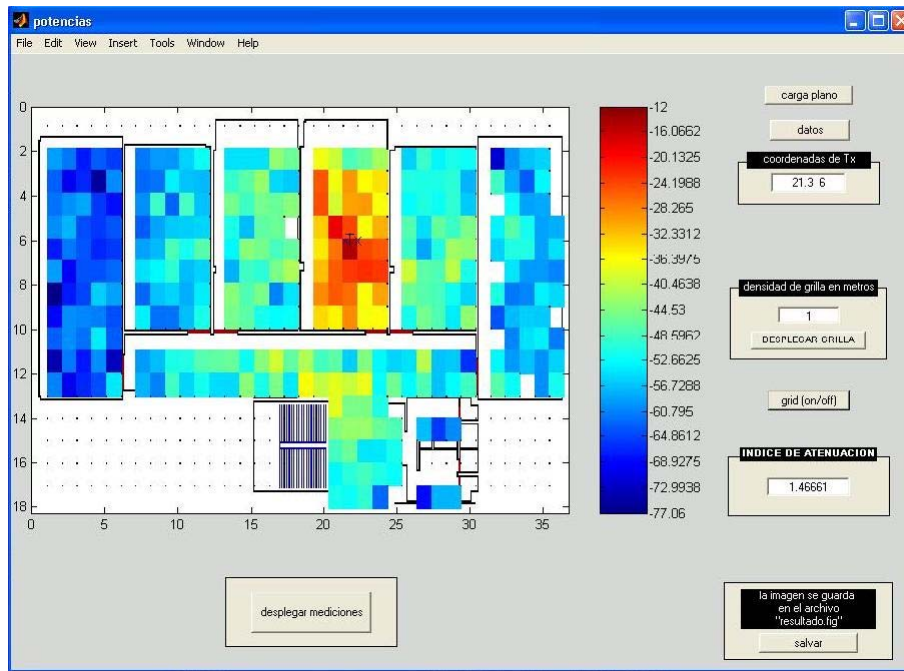


Figura 47. Visualización de la campaña de medidas

Fuente: Autores

La grilla se puede desplegar para cualquier valor en metros o en múltiplos de λ definido por el usuario, ésta grilla tiene el origen en el punto de ubicación del Tx, y se representa sobre el plano de planta por puntos separados entre sí, por distancias iguales de acuerdo al valor de la grilla. El diagrama de flujo se observa en la figura 48. Los valores de potencia obtenidos de la campaña de medidas, se importan desde un archivo de formato x/s (Excel). Los puntos en los cuales no hay valores, o no corresponden al área de interés se dejan en blanco. Las medidas de potencia se guardan en este archivo en un orden definido por el software. El orden es el siguiente:

La primera medida o primera componente de la matriz corresponde al primer punto sobre la parte superior izquierda de la grilla sobre el plano de planta. Ver figura 47, el siguiente punto corresponde al segundo punto de la grilla de la parte superior izquierda, y así sucesivamente hasta completar la primera fila de la grilla. Se procede de igual manera con la fila siguiente, hasta barrer toda la grilla. Una vez introducida la matriz en Excel, se carga esta matriz en Matlab, se procede a realizar la regresión lineal de las medidas, obteniendo el índice de atenuación y después se despliega su valor en la pantalla de usuario.

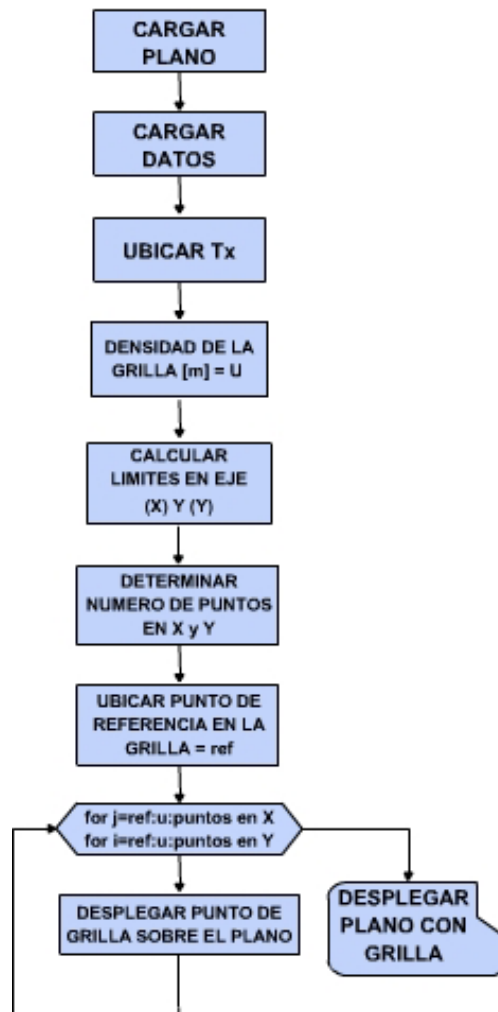


Figura 48. Diagrama de flujo para generar grilla

Fuente: Autores

6 VALIDACIÓN DE MATINDOOR

Para llevar a cabo la validación de la herramienta software MatIndoor desarrollada, se hizo la comparación de las medidas obtenidas en la campaña de medición explicada en el capítulo 4, con los datos de potencia estimada obtenidos por los tres modelos de propagación indoor aplicados en ésta herramienta. En la campaña de medidas, se tomaron datos de potencia para 326 posiciones del Rx.

Cabe destacar, que el ambiente de propagación presenta un alto porcentaje de equipos (computadores, equipos de medida, equipos de comunicaciones) y mobiliario (escritorios, mesas, armarios) por salón. Los cuales tienen una incidencia directa sobre los fenómenos de propagación expuestos en el capítulo 1. Dichos efectos no se consideraron en este estudio, donde la información necesaria para las simulaciones descarta el tipo de mobiliario y su localización dentro del edificio.

Se determinaron las desviaciones estándar, las diferencias entre los valores reales obtenidos mediante mediciones (error en dB) y los simulados con cada uno de los modelos.

6.1 PRIMERA VALIDACIÓN: PUNTOS ALEATORIOS

Como primera instancia para la validación, se tomó el 10% (32 puntos) del total de puntos de muestras de manera aleatoria, como se muestra en la tabla 11 y su ubicación en la figura 48. Para este conjunto de datos se calculó el error, el error promedio, los errores porcentuales y desviación estándar para cada modelo como se ilustra en la tabla 12.

Tabla 11. Puntos de muestra para la validación y sus respectivos errores

Punto	Medida Real (dBm)	Medida modelo MFSM (dBm)	Error (dB)	Medida modelo MKM (dBm)	Error (dB)	Medida modelo CMWM (dBm)	Error (dB)
1	-37.42	-50	12.58	-31.46	5.96	-31.46	5.96
2	-44.5	-57.14	12.64	-44.13	0.37	-44.08	0.42
3	-51.76	-61.35	9.59	-54.11	2.35	-58.1	6.34
4	-64	-66.4	2.40	-64.89	0.89	-68.88	4.88
5	-64.32	-67.62	3.30	-65.91	1.59	-69.68	5.36
6	-46.98	-54.36	7.38	-49.33	2.35	-49.33	2.35
7	-57.1	-64.02	6.92	-63.64	6.54	-64.14	7.04
8	-46.04	-50	3.96	-38.88	7.16	-50.74	4.70
9	-30.14	-41.65	11.51	-26.61	3.53	-25.58	4.56
10	-55.42	-53.43	1.99	-41.17	14.25	-45.18	10.24
11	-62.4	-63.82	1.42	-55.79	6.61	-55.77	6.63
12	-65.18	-67.69	2.51	-65.95	0.77	-65.94	0.76
13	-73.75	-66.66	7.09	-72.76	0.99	-76.77	3.02
14	-41.72	-53.15	11.43	-41	0.72	-40.98	0.74
15	-48.42	-54.57	6.15	-41.84	6.58	-41.78	6.64
16	-53.56	-60.22	6.66	-53.34	0.22	-53.34	0.22
17	-29	-45.27	16.27	-28.11	0.89	-28.11	0.89
18	-45.06	-54.37	9.31	-41.84	3.22	-41.77	3.29
19	-57.04	-60.48	3.44	-53.47	3.57	-57.44	0.40
20	-62.16	-69	6.84	-66.85	4.69	-70.85	8.69
21	-51.86	-62.05	10.19	-54.59	2.73	-54.58	2.72
22	-43.26	-57.58	14.32	-47.84	4.58	-43.83	0.57
23	-50.84	-52.38	1.54	-40.47	10.37	-40.5	10.34
24	-56.16	-62.86	6.70	-55.14	1.02	-57.12	0.96
25	-34.26	-47.51	13.25	-29.62	4.64	-29.26	5.00
26	-47.24	-56.75	9.51	-43.96	3.28	-43.88	3.36
27	-59.74	-63.14	3.40	-55.34	4.4	-59.35	0.39
28	-75.64	-67.05	8.59	-65.53	10.11	-69.54	6.10
29	-61.06	-64.66	3.60	-63.88	2.82	-60.89	0.17
30	-41.12	-55.65	14.53	-50.2	9.08	-46.7	5.58
31	-45.18	-57.42	12.24	-43.93	1.25	-43.93	1.25
32	-58.32	-64.45	6.13	-56.24	2.08	-56.24	2.08

Fuente: Autores

Tabla 12. Resultado de los tres modelos aplicados en los puntos prueba

	MFSM	MKM	CMWM
Desviación Estándar (dB)	4.26	3.37	2.98
Error medio %	17.22	8.09	7.6
Error medio (dB)	7.72	4.04	3.8
Error máximo %	56.1	25.71	20.33
	Punto 17	Punto 10	Punto 23
Error máximo (dB)	16.27	14.25	10.34
	Punto 17	Punto 10	Punto 23

Fuente: Autores

La ubicación de los puntos de prueba sobre el plano, se muestra en la figura 49. Los puntos de la grilla corresponden a las posiciones a las cuales se desplazó el Rx en la campaña de medición, y los cuadros marrones corresponden a los puntos elegidos aleatoriamente para la validación.



Figura 49. Visualización de los puntos de muestra y el trayecto

Fuente: Autores

Análisis de los resultados.

Los resultados obtenidos con los modelos difieren de las mediciones por varias razones, en primer lugar no se tienen en cuenta los factores tales como reflexiones, difracción y dispersión que están presentes en todos los salones, debido al choque de las señales RF con el mobiliario y equipos, que da lugar al fenómeno de multitrajecto, provocando en algunos puntos del Rx interferencia constructiva o destructiva, la cual se ve reflejada en la potencia recibida. Además el canal inalámbrico es dinámico y presenta variaciones instantáneas en la potencia, lo cual repercute en las mediciones realizadas. Por esta razón la predicción de un valor de potencia instantáneo debería tener en cuenta el modelo estadístico y aleatorio del canal. Se considera entonces que los valores obtenidos en las campañas de medida son valores de potencia promedio al igual que los resultados que se alcanzan mediante las simulaciones con la herramienta MATINDOOR.

En la tabla 12 se observa que el mayor error para el modelo MFSM se encuentra en el salón en el cual se ubicó el Tx (punto 17), En el anexo 4, se aprecia que para este punto se presenta una gran diferencia con la potencia estimada de los 3 modelos. Esto era de esperarse debido a que los modelos están basados en la ecuación de Friss, la cual por su naturaleza tiene una variación con el inverso del cuadrado de la distancia, así puntos cercanos al Tx presentan una mayor caída de potencia.

Para el modelo MFSM la ecuación de Friss se multiplica por el índice de atenuación el cual es un valor positivo; esta constante agrega mayores pérdidas de trayecto en los puntos cercanos al Tx; Para distancias lejanas del Tx este modelo, presenta mayor ajuste a las medidas reales.

El máximo error encontrado para el modelo MKM, se encuentra en el punto de prueba número 10 en el figura 49. Haciendo referencia al anexo 4, se puede observar que en ese salón, existen puntos en los cuales la señal presenta pérdidas de trayecto marcadas con respecto a sus puntos circundantes, como es el caso del punto en estudio el cual presenta una caída de casi 10 dBm con respecto a sus vecinos.

En general, en primera instancia para la validación del software, los errores y desviación estándar, están dentro de los valores aceptables, correspondientes con los modelos

aplicados. Al contrastar estos resultados con los obtenidos en el trabajo [5] los cuales se muestran en la tabla 13, se observa que los resultados están dentro de los rangos propios de cada modelo.

Tabla 13. Comparación de modelos en diferentes escenarios

		Scenario 1	Scenario 2	Scenario 3
multi-wall	mean err. (dB)	12,4	5,1	16,3
	std-dev (dB)	16,8	11,5	20,3
dominant path	mean err. (dB)	0,6	1,2	2,5
	std-dev (dB)	4,6	3,7	3,8
ray tracing	mean err. (dB)	0,1	-2,4	2
	std-dev (dB)	6,5	7,3	11,9

Fuente: Autores

De la tabla 12, se observa que el modelo que más se ajusta a las medidas reales es el modelo CMWM. Seguido por el modelo MKM.

Es apenas, esperado que el modelo MFSM, presente la mayor desviación estándar, ya que la potencia recibida decrece en círculos concéntricos alrededor del Tx sin importar la distribución espacial del edificio. Aunque en el caso del salón 203 es el que se ajusta mejor a las medidas reales.

6.2 SEGUNDA VALIDACIÓN: TRAYECTORIA ALEATORIA

En segunda instancia para la validación, se tomó un trayecto aleatorio desde el Tx hacia la parte izquierda y derecha del mismo, éste trayecto corresponde a la línea verde en la figura 48. Los valores de medida para los trayectos están consignados en la tabla 14. Se compararon los valores de potencia real del trayecto, con las medidas estimadas por Matlndoor, los resultados obtenidos se muestran en la tabla 15.

Tabla 14. Medidas del trayecto y cálculos de error

Distancia (m)	medidas (dBm)	MFSM (dBm)	Error MFSM (dB)	MKM (dBm)	Error MKM (dB)	CMWM (dBm)	Error CMWM (dB)
-1	-27.22	-32.08	4.86	-18.24	8.98	-18.24	8.98
-2	-32.28	-41.54	9.26	-25.46	6.82	-25.46	6.82
-4	-46.82	-48.51	1.69	-37.81	9.01	-41.81	5.01
-5.09	-46.3	-51.63	5.33	-39.96	6.34	-43.95	2.35
-6.08	-46.84	-53.03	6.19	-41.97	4.87	-45.50	1.34
-7	-44.5	-55.60	11.10	-42.89	1.61	-46.70	2.2
-8.06	-57.92	-57.42	0.50	-43.93	13.99	-43.88	14.04
-10.04	-55.66	-60.22	4.56	-53.34	2.32	-57.33	1.67
-11.04	-56.16	-61.40	5.24	-54.15	2.01	-58.14	1.98
-12.04	-56.38	-62.50	6.12	-54.90	1.48	-58.92	2.54
-13	-57.34	-63.47	6.13	-55.27	2.07	-59.56	2.22
-14	-59.12	-64.41	5.29	-56.22	2.9	-60.21	1.09
-16.12	-68.8	-66.21	2.59	-64.94	3.86	-68.93	0.13
-17.26	-75.64	-67.05	8.59	-65.53	10.11	-69.54	6.1
-19.23	-70.22	-67.91	2.31	-66.11	4.11	-70.13	0.09
1	-24.32	-38.02	13.70	-18.24	6.08	-18.24	6.08
2	-25.72	-40.33	14.61	-25.46	0.26	-25.46	0.26
4	-49.28	-48.51	0.77	-37.81	11.47	-37.83	11.45
5.09	-47.32	-51.63	4.31	-39.96	7.36	-39.93	7.39
6	-51.06	-53.64	2.58	-41.35	9.71	-41.37	9.69
7	-42.78	-55.60	12.82	-42.89	0.11	-42.67	0.11
8	-43.92	-57.31	13.39	-43.85	0.07	-43.86	0.06
10	-55.94	-60.30	4.36	-53.28	2.66	-53.29	2.65
11.04	-54.7	-61.40	6.70	-54.15	0.55	-54.15	0.55
12.16	-60.8	-62.65	1.85	-55.00	5.8	-54.99	5.81
13.15	-53.86	-63.63	9.77	-55.67	1.81	-55.67	1.81
14.14	-55.42	-64.56	9.14	-56.30	0.88	-56.30	0.88

Fuente: Autores

Tabla 15. Resultado de la simulación del trayecto

	MFSM	MKM	CMWM
Desviación Estándar (dB)	3.95	3.87	4.1
Error medio (dB)	6.13	4.67	4.42
Error máximo (dB)	14.61	13.99	14.04

Fuente: Autores

Análisis de los resultados.

De la tabla 15, se observa, que el modelo que presenta menor desviación estándar es el modelo MFSM, pero presenta un mayor error medio, a diferencia del modelo CMWM. En general para el trayecto, los tres modelos están dentro del límite de aceptación para la validación de MatIndoor. Las desviaciones estándar están dentro del rango tolerable en los modelos empíricos de trayecto directo. Como se puede apreciar en el trabajo desarrollado en [5]. En la figura 50, se presenta las curvas de los valores calculados por la herramienta y la potencia real, contra distancia.

Se observa la simetría de las medidas obtenidas por el modelo MFSM alrededor del TX, debido a lo que se mencionó anteriormente, se puede notar que la potencia estimada por este modelo esta por debajo de los valores reales en la gran mayoría de puntos, por lo que este modelo permite hacer una estimación de potencia con la cual se puede asegurar, que en el peor de los casos la potencia recibida real, será la estimada por el modelo. También se observa, que para el trayecto hacia la parte derecha del receptor, los valores del modelo MFSM presentan una mayor similitud a los datos reales, en parte debido a que en el salón 203 los datos reales están aproximadamente 10 dBm por encima de los valores obtenidos por los modelos MKM y CMWM.

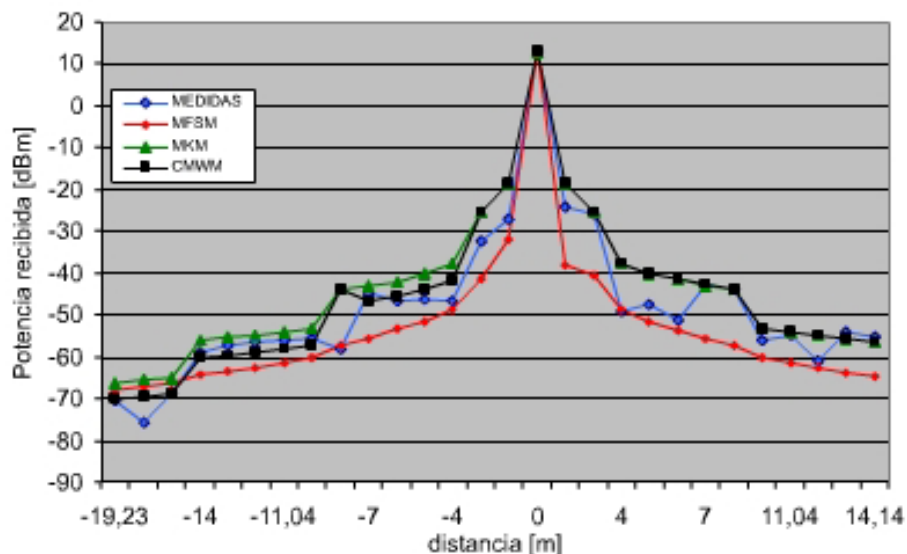


Figura 50. Medidas Vs Distancia

Fuente: Autores

Se aprecia también, como la exactitud de los modelos se ve incrementada al incrementar la distancia, y viceversa.

6.3 RESULTADOS GENERALES

A continuación se presentan datos desviación estándar y errores medios para los diferentes salones que comprenden el área de estudio consignados en la tabla 16. Así como para el total de puntos en todo el edificio.

Tabla 16. Resultados por salones y del edificio total.

	MFSM		MKM		CMWM	
	Desviación estándar (dB)	Error medio (dB)	Desviación estándar (dB)	Error medio (dB)	Desviación estándar (dB)	Error medio (dB)
Salón 207	4.93	3.56	5.45	2.74	5.7	5.32
Salón 206	3.84	6.13	2.11	3.68	3.06	3.72
Salón 205	3.61	6.21	4.9	7.46	4.13	5.48
Salón 204	5.01	10.45	4.28	6.45	4.28	6.45
Salón 203	3.89	5.21	4.35	8.25	4.3	8.11
Salón 202	3.66	6.84	3.73	4.27	3.68	4.15
Pasillo 201	4.76	8.7	4.07	5.68	4.99	6.88
Edificio	4.43	6.94	4.42	5.58	4.45	5.87

Fuente: Autores

De la tabla 16, se puede concluir que en la gran mayoría de los salones, el modelo MFSM es el que presenta una mejor desviación estándar, pero a su vez este tiene un error medio mayor que los otros modelos. Comparando con la campaña de medidas, los modelos MKM y CMWM se ajustan más a los valores reales, por lo que obtuvieron menores errores medios.

Se concluye que los tres modelos aplicados en la herramienta software MatIndoor, brindan una buena y primera ayuda en el diseño y planificación de sistemas inalámbricos en cuanto a rangos de cobertura y predicción de potencia en un ambiente cerrado. Que los valores de la tabla 16, están dentro de los límites aceptables para este tipo de modelos, por tanto, la herramienta software MatIndoor queda validada ya que brinda

valores de predicción y rangos de cobertura dentro de los límites dados por los modelos ejecutados en ella.

Las figuras 51, 52, 53 y 54 muestran los resultados gráficos de las mediciones y de los tres modelos implementados. La visualización de las mediciones permite encontrar puntos donde los fenómenos de reflexión y difracción se hacen más notorios causando un cambio brusco de potencia en un punto con respecto a puntos vecinos, lo cual se evidencia por los cambios bruscos de color en la figura 51. También se observa que la mayor atenuación de la señal a lo largo de toda el área de prueba, se produce debido a la intersección con muros

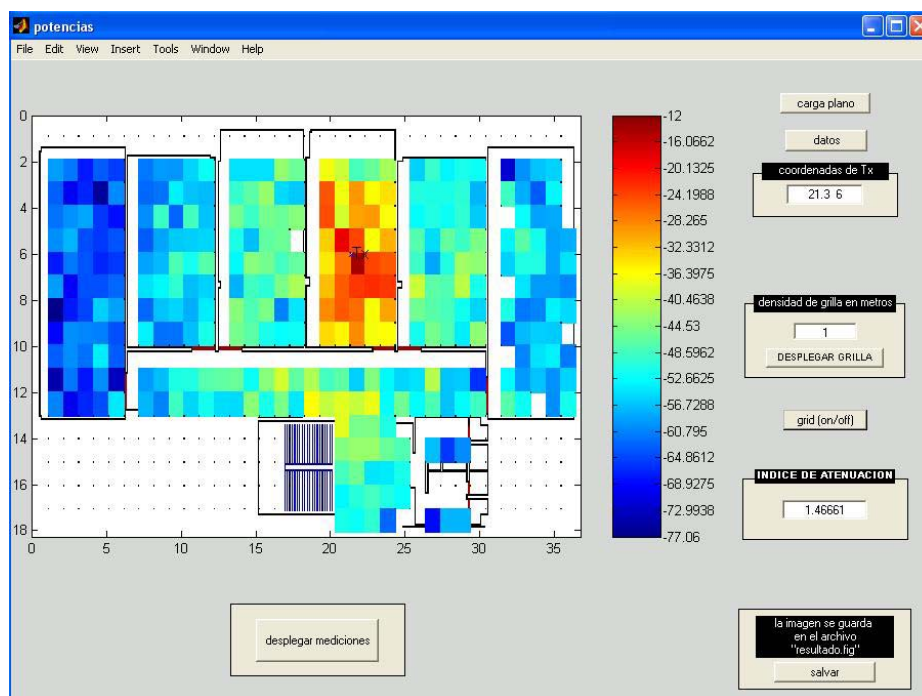


Figura 51. Visualización de Campañas de medición

Fuente: Autores

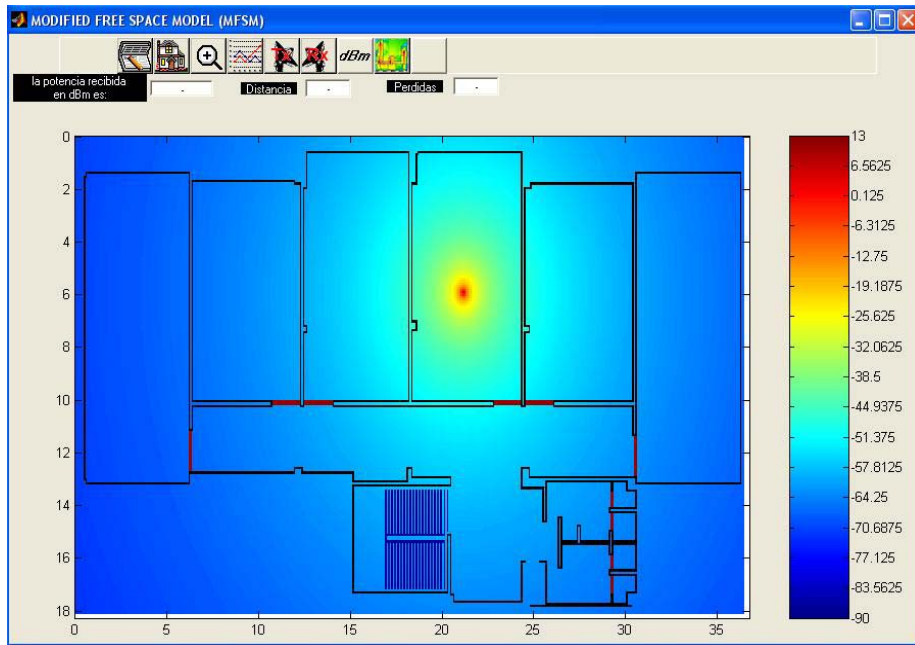


Figura 52. Simulación con MFSM a 900MHz, Pt=13dBm

Fuente: Autores

La figura 52 permite ver la atenuación de la señal en círculos concéntricos respecto al Tx, también se observa que el modelo solo es dependiente de la distancia, y que su comportamiento es indiferente de la ubicación de los muros. Debido a su estrecha relación con la ecuación de Friis, las variaciones de color y por consiguiente de potencia mas fuertes, se producen en los puntos más cercanos al transmisor, y a mayores distancias las variaciones se hacen más leves.

En la figura 53 se aprecia claramente que en áreas con LOS el comportamiento del modelo obedece a la ecuación de Friis. Se observan la atenuación inducida por los muros representada en los cambios bruscos de color. También se observa como los muros y puertas producen igual atenuación, lo cual es propio del modelo, ya que éste asigna un único valor de atenuación para todas las divisiones.

La figura 54 muestra como el CMWM guarda cierta similitud con el comportamiento del MKM, la diferencia se aprecia en las intersecciones con obstáculos a los cuales se les asignó diferente atenuación, tales como: columnas, puertas, y otros.

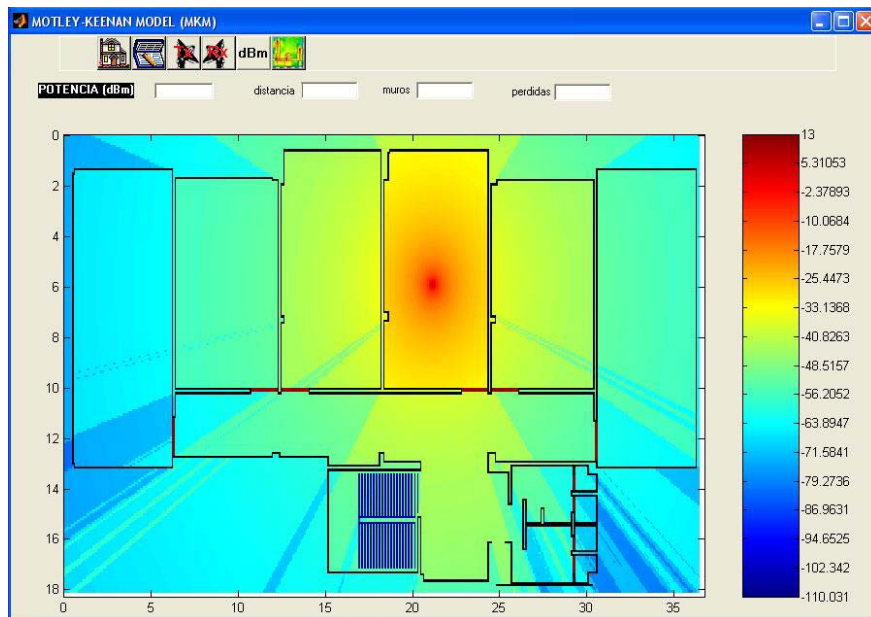


Figura 53. Simulación con MKM a 900MHz, Pt=13dBm

Fuente: Autores

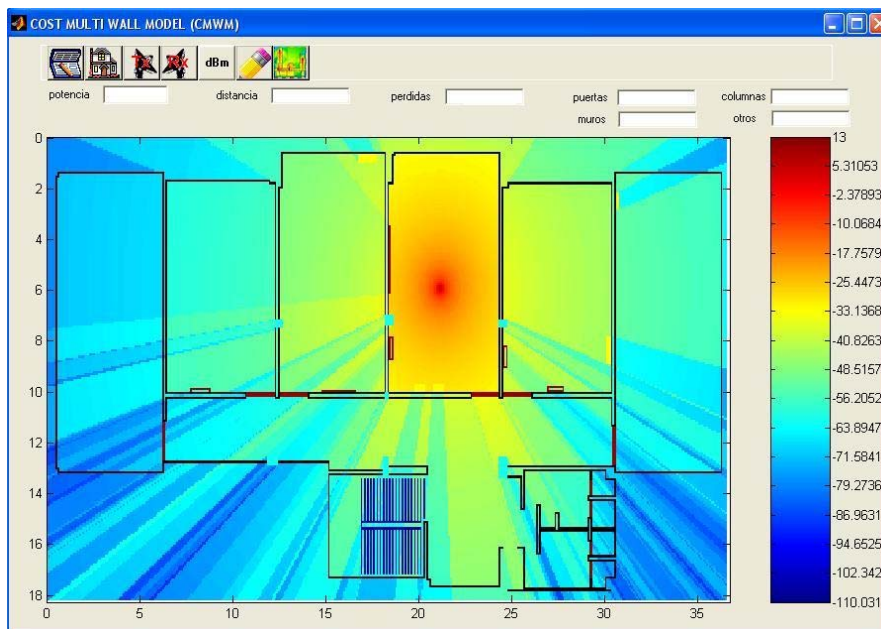


Figura 54. Simulación con CMWM a 900MHz, Pt=13dBm

Fuente: Autores

6.4 OTRAS PRUEBAS

En el proyecto *STIM 315* [1] como prueba final se hizo una campaña de medidas de potencia recibida para evaluar el rango de cobertura del sistema. Dichas medidas se tomaron sobre una grilla de 3.8m (4λ).

Durante el desarrollo de *MatIndoor* y ya que no se contaba con medidas a 900MHz, se usaron como referencia las medidas obtenidas en *STIM 315*, las cuales se compararon con resultados de simulación.

La figura 55 muestra los puntos sobre los cuales se tomaron medidas, y su respectivo valor de potencia recibida. El transmisor se mantuvo fijo en el salón 204 transmitiendo a una potencia de -7dBm.

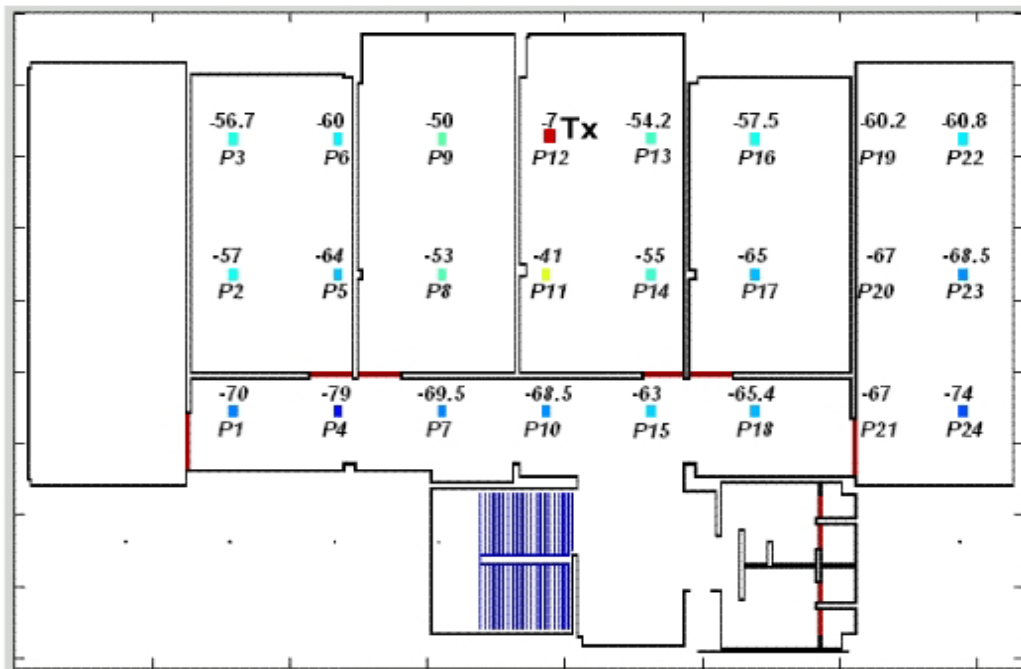


Figura 55. Grilla y medidas del proyecto STIM-315.

Fuente: Autores

La figura 56 muestra curvas comparativas de los valores de potencia medidos y los valores de potencia simulados con cada uno de los modelos de MatIndoor.

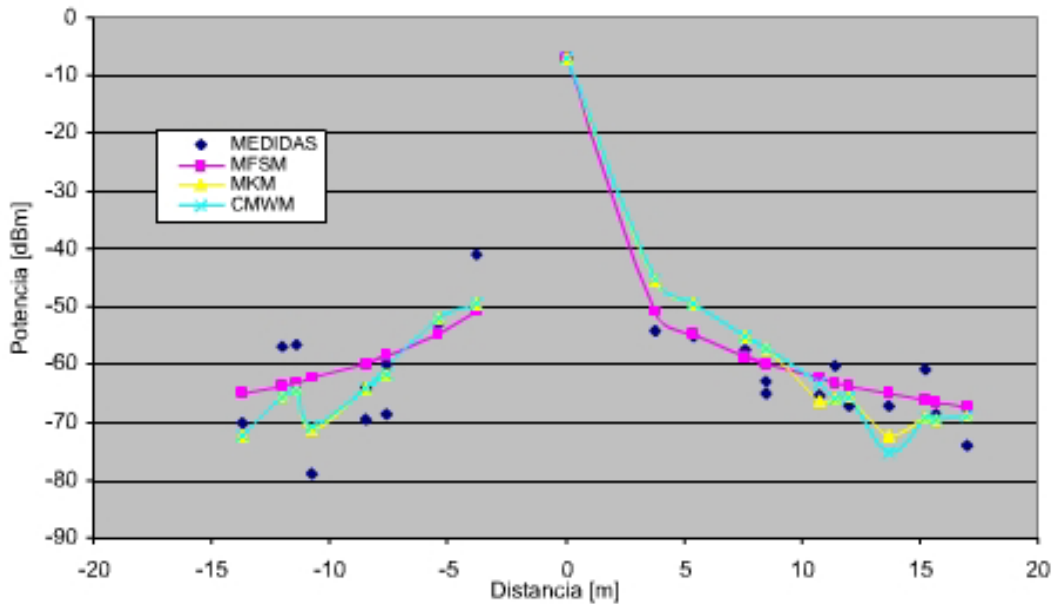


Figura 56. Medidas Vs Distancia proyecto STIM-315

Fuente: Autores

La tabla 17 muestra los errores obtenidos con simulaciones respecto a los valores de potencia medidos. Es importante resaltar que para dichas simulaciones no se contaba con valores medidos de atenuación de muros y puertas, por lo que dichos valores fueron tomados de la literatura. Por otra parte, la ganancia de las antenas omnidireccionales tampoco se conocía por lo que se asumió igual a uno para la simulación.

Tabla 17. Resultados de simulación a 315MHz

Punto	MEDIDAS		MFSM		MKM		CMWM	
	Distancia [m]	P. Recibida [dBm]	P. Recibida [dBm]	error	P. Recibida [dBm]	error	P. Recibida [dBm]	error
1	-13,7	-70	-65,16	4,84	-72,1	2,1	-72,1	2,1
2	-12,02	-57	-63,7	6,7	-65,5	8,5	-65,5	8,5
3	-11,4	-56,7	-63,1	6,4	-64,5	7,8	-64,5	7,8
4	-10,75	-79	-62,45	16,55	-71,45	7,55	-70,59	8,41
5	-8,49	-64	-59,82	4,18	-64,1	0,1	-64,1	0,1
6	-7,6	-60	-58,5	1,5	-61,62	1,62	-61,62	1,62
7	-8,49	-69,5	-59,8	9,7	-64,1	5,4	-64,1	5,4
8	-5,37	-53	-54,7	1,7	-52,15	0,85	-52,15	0,85
9	-3,8	-50	-50,8	0,8	-49,22	0,78	-49,22	0,78
10	-7,6	-68,5						
11	-3,8	-41						
12	0	-7	-7	0	-7	0	-7	0
13	3,8	-54,2	-50,83	3,37	-45,5	8,7	-45,15	9,05
14	5,37	-55	-54,71	0,29	-49,5	5,5	-49,5	5,5
15	8,49	-63	-59,82	3,18	-57,2	5,8	-57,2	5,8
16	7,6	-57,5	-58,58	1,08	-55,17	2,33	-55,17	2,33
17	8,49	-65	-59,82	5,18	-57,2	7,8	-57,2	7,8
18	10,75	-65,4	-62,45	2,95	-66,2	0,8	-63,18	2,22
19	11,4	-60,2	-63,11	2,91	-66	5,8	-66	5,8
20	12,02	-67	-63,7	3,3	-65,5	1,5	-65,5	1,5
21	13,7	-67	-65,16	1,84	-72,1	5,1	-75,2	8,2
22	15,2	-60,8	-66,32	5,52	-69,13	8,33	-69,13	8,33
23	15,67	-68,5	-66,66	1,84	-69,4	0,9	-69,4	0,9
24	16,99	-74	-67,57	6,43	-69	5	-69	5

Fuente: Autores

La tabla 18 muestra el error medio, error medio porcentual y desviación estándar obtenidos para cada uno de los modelos.

Tabla 18. Resultados de la simulación para STIM-315

	Error medio [dB]	% error medio	Desviación estándar
MFSM	4,10	6,26	3,69
MKM	4,19	6,76	3,12
CMWM	4,45	7,15	3,24

Fuente: Autores

Se puede observar que en general los modelos brindan una buena aproximación a las medidas reales.

CONCLUSIONES

Se logró demostrar, mediante las campañas de medición que las señales RF, en espacios cerrados experimentan con mayor rigor los diferentes fenómenos de propagación. Por lo que se hace necesario crear herramientas que permitan hacer estimaciones de potencia en un área indoor, las cuales ayuden a un mejor diseño y planeamiento en sistemas inalámbricos.

Se desarrolló una herramienta software para simulación de radio propagación indoor, denominada MatIndoor. Dicha herramienta pone a disposición del usuario un modelo estadístico: Modelo modificado de espacio libre (MFSM); y dos modelos empíricos de trayecto directo: modelo Motley-Keenan (MKM) y modelo Cost multi-wall (CMWM). Además, cuenta con una herramienta que permite la visualización de campañas de medición.

Los modelos de propagación aplicados en la herramienta MatIndoor presentan errores a distancias cercanas al Tx, esto debido a los fenómenos de reflexión y difracción que están presentes dentro del salón con LOS y que no son tenidos en cuenta por los modelos.

Se concluyó que a distancias lejanas al Tx, los modelos presentan un mejor ajuste a las medidas reales. Esto obedece a la estrecha relación de los modelos con la ecuación de Friss, donde la potencia recibida es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia.

Las mayores atenuaciones en la señal son debidas a los muros y puertas. También se aprecia como intervienen los diferentes elementos que se encuentran en los salones, en la potencia recibida, creando el fenómeno de multitrayecto, el cual interviene constructiva o destructivamente en la señal recibida.

El CMWM tiene un mejor comportamiento en edificios que presentan divisiones de muchos tipos de tal forma que el usuario pueda caracterizar con mayor precisión cada una de estas divisiones. Por otro lado, el MKM se comporta mejor cuando el edificio presenta en general un mismo tipo de divisiones; como es el caso de la segunda planta del edificio de alta tensión de la UIS.

Se notó durante las campañas de medida la influencia directa del movimiento de personas sobre el nivel de potencia recibida, causando variaciones apreciables entre lecturas. Sumadas a las variaciones temporales del canal.

Se dio un primer paso por parte del grupo investigativo RadioGis en el estudio de propagación indoor. Este trabajo sirve como base para futuras investigaciones con el fin de llegar a una herramienta de simulación más compacta y confiable.

Se logró, mediante las campañas de medidas recopilar información de las atenuaciones inducidas por muros, puertas y columnas así como una campaña de medidas de potencia a través de toda el área de estudio. Que sirven de inicio y comparación para la aplicación de nuevos modelos dentro de la herramienta MatIndoor en trabajos futuros.

Se demostró como influye el fenómeno de difracción en la señal recibida, durante la ejecución de las campañas de medidas.

La herramienta Software implementada, resulta de gran utilidad en la planificación y diseño de sistemas inalámbricos, permitiendo al usuario obtener una primera aproximación de los rangos de cobertura y niveles de potencia en un área específica, empleando tiempos de cómputo lo suficientemente buenos, teniendo en cuenta que con esto se reduce el costo y el tiempo empleado en tediosas campañas de medición; lo que reitera la utilidad de MatIndoor.

El software fue estructurado de tal forma que cada una de las tareas que realiza tales como: cargar plano, ubicar Tx y Rx, definir datos de transmisión, etc. se diseñaron en subprogramas, los cuales se pueden incorporar fácilmente a nuevos modelos que se deseen implementar dentro de MatIndoor.

La herramienta MatIndoor tiene un gran valor académico, brindando apoyo en cursos donde se estudien los fenómenos de radio propagación y antenas, permitiendo a los estudiantes afianzar los conceptos teóricos mediante el análisis de las simulaciones, estimar los efectos de la variación de parámetros como la potencia de transmisión, la frecuencia de operación, los materiales, la ganancia de las antenas, en la propagación de las señales al interior de edificaciones.

RECOMENDACIONES

De acuerdo a la experiencia obtenida con este trabajo y con miras a futuras investigaciones que mejoren la herramienta software desarrollada, se hacen las siguientes recomendaciones:

- Evaluar la eficiencia de MatIndoor en un área de prueba distinta.
- Realizar estudios de cómo influye el ángulo de incidencia de la señal sobre los muros, en el fenómeno de reflexión y penetración.
- Llevar a cabo estudios entre pisos, es decir en 3D.
- Desarrollar algoritmos que permitan simular fenómenos de reflexión y difracción
- Evaluar fenómenos debidos al multitrayecto tales como: delay spread, fast fading, interferencia intersímbolos, entre otros.
- Implementar un sistema automatizado de toma de medidas de potencia, que permita hacer más ágil y eficiente dicho proceso.
- Adquirir un kit de antenas que permita realizar prácticas de laboratorio de propagación electromagnética.

ANEXOS

ANEXO 1 DATOS PARA PATRON DE RADIACION DE ANTENA YAGI

ángulo	Potencia recibida			Pr (promedio)
	dato 1	dato 2	dato 3	
0	-43,7	-43,8	-44	-43,8
11,25	-45	-46,7	-46	-45,9
22,5	-49,2	-48	-49	-48,7
33,75	-48,7	-51	-50	-49,9
45	-60,5	-59,7	-60	-60,1
56,25	-63,5	-61,2	-62,9	-62,5
67,5	-51,2	-51,2	-51,4	-51,3
78,75	-53,5	-53,2	-50,9	-52,5
90	-62,4	-60,4	-61,2	-61,3
101,25	-80	-80	-80	-80
112,5	-80	-80	-80	-80
123,75	-80	-80	-80	-80
135	-55	-54,8	-50,7	-53,5
146,25	-51,5	-52	-53	-52,2
157,5	-50	-52	-49,8	-50,6
168,75	-56	-54	-55	-55,0
180	-64	-64,8	-65	-64,6
191,25	-56	-54	-55	-55,0
202,5	-50	-52	-49,8	-50,6
213,75	-51,5	-52	-53	-52,2
225	-55	-54,8	-50,7	-53,5
236,25	-80	-80	-80	-80,0
247,5	-80	-80	-80	-80,0
258,75	-80	-80	-80	-80,0
270	-62,4	-60,4	-61,2	-61,3
281,25	-53,5	-53,2	-50,9	-52,5
292,5	-51,1	-51,5	-53,5	-52,0
303,75	-63,5	-61,2	-62,9	-62,5
315	-60,7	-59,6	-52,4	-57,6
326,25	-48,7	-51	-50	-49,9
337,5	-49	-49,2	-49	-49,1
348,75	-45	-46,7	-46	-45,9
360	-43,7	-43,8	-44	-43,8

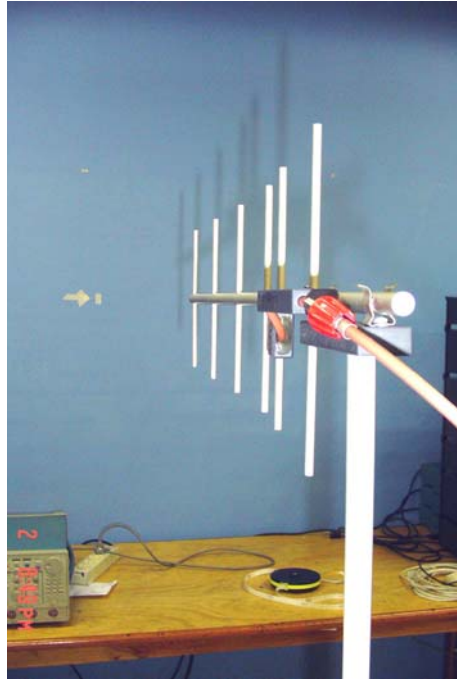
ANEXO 2
DATOS PARA PATRON DE RADIACION DE ANTENAS WHIP

ángulo	dato 1	dato 2	dato 3	Pr (promedio)
0	-64,3	-64,3	-64,3	-64,3
11,25	-63,9	-63,3	-68,8	-65,33
22,5	-62,5	-63,9	-62,9	-63,10
33,75	-63,2	-63,6	-63,6	-63,47
45	-68,8	-69,5	-69,5	-69,27
56,25	-62,5	-63,2	-61,8	-62,50
67,5	-61,8	-59,8	-61,1	-60,90
78,75	-64,6	-63,9	-63,9	-64,13
90	-62,2	-63,2	-63,2	-62,87
101,25	-62,2	-63,6	-62,2	-62,67
112,5	-65	-63,8	-62,6	-63,80
123,75	-67,7	-66,4	-66,4	-66,83
135	-66,4	-64,4	-66,7	-65,83
146,25	-65,3	-65	-65,3	-65,20
157,5	-62,9	-61,4	-62,2	-62,17
168,75	-62,5	-63,9	-64,3	-63,57
180	-64,6	-63,2	-61,8	-63,20
191,25	-64,3	-64,3	-64,3	-64,30
202,5	-61,8	-62,2	-61,1	-61,70
213,75	-63,3	-62,5	-62,2	-62,67
225	-62,9	-63,3	-64,6	-63,60
236,25	-65,5	-66,7	-66,4	-66,20
247,5	-66,7	-66	-66,4	-66,37
258,75	-68,8	-65,7	-64,3	-66,27
270	-65,7	-68,8	-68,4	-67,63
281,25	-66	-67,4	-67,1	-66,83
292,5	-69,1	-69,5	-69,4	-69,33
303,75	-61,8	-62,2	-62,5	-62,17
315	-61,4	-61,1	-61,1	-61,20
326,25	-61,4	-61,1	-61,8	-61,43
337,5	-62,5	-60,1	-60,1	-60,90
348,75	-59,8	-59,5	-60,1	-59,80

ANEXO 3
DATOS PARA MEDIR ANCHO DE BANDA DE ANTENAS WHIP

frecuencia	potencia recibida Pr (dBm)			Pr (promedio)
	dato 1	dato2	dato 3	
860	-33	-36,5	-30,6	-33,4
865	-32,5	-32,3	-30	-31,6
870	-29	-27,9	-27,8	-28,2
875	-26,8	-26,6	-27,4	-26,9
880	-25,9	-26	-25,7	-25,9
885	-25,2	-25,6	-25,6	-25,5
890	-24,4	-24,3	-24,6	-24,4
895	-24	-24,4	-24,6	-24,3
900	-23,8	-24,4	-24,3	-24,2
905	-24	-24,8	-24,4	-24,4
910	-25,1	-24,8	-24,9	-24,9
915	-25,9	-26,4	-25,2	-25,8
920	-26,1	-25,6	-26,6	-26,1
925	-26,3	-27,1	-25,9	-26,4
930	-27,6	-26,4	-26,6	-26,9
945	-27,6	-28,7	-27,9	-28,1
960	-28,7	-31,4	-30	-30,0
975	-36,5	-33,7	-33,7	-34,6
990	-35,8	-36,3	-35,7	-35,9

ANEXO 5
DISPOSICIÓN DE LA ANTENA YAGI PARA MEDIR ATENUACION EN DIVISIONES



REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. Prada, G. L. Salazar, "Sistema de telemetría inalámbrica móvil de corto alcance aplicado a la medición de temperatura. Diseño y construcción", Proyecto de Grado para optar el título de Ingeniero Electrónico, Universidad Industrial de Santander, Noviembre 2003
- [2] Cardama A, Jofre L, Rius J, Romeo R, Blanch S, **Antenas**, Alfaomega, Ediciones UPC, México, 2000
- [3] David I. Laurenson, "Indoor Radio Channel Propagation Modelling by Ray Tracing Techniques", The University of Edinburgh, 1994
- [4] G. Wölfle, F. M. Landstorfer, "Dominant paths for the field strength prediction", Institut für Hochfrequenztechnik, University of Stuttgart.
- [5] G. Wölfle, P. Wertz, F.M. Landstorfer, "Performance, Accuracy and Generalization Capability of Indoor Propagation Models in Different Types of Buildings", Institut für Hochfrequenztechnik, University of Stuttgart, Pfaffenwaldring 47, D-70550 Stuttgart, Germany
- [6] García Domínguez A, *Calculo de Antenas*, 2ª edición, Marcombo S.A. Barcelona, España, 2000
- [7] Harry R. Anderson, "Building corner diffraction measurements and predictions using UTD", IEEE, Transaction on antennas and propagation, vol. 46, No 2, Febrero 1998.
- [8] Marconi Instruments , "Signal generador 2023 Manual de Usuario"
- [9] Matthias Lott, Ingo Forkel, "A multi wall and floor model for indoor radio propagation"
- [10] R. Feick, D. Peña, H.D. Hristo, W. Grote, "Measurement and Modeling of Propagation Losses in Brick and Concrete Walls for the 900-MHz Band", IEEE, Transaction on antennas and propagation, vol. 51, No 1, junio 2003
- [11] RECOMENDACIÓN UIT-R P.1238-2, "Datos de propagación y métodos de predicción para la planificación de sistemas de radiocomunicaciones de interiores y redes de radiocomunicaciones de área local en la gama de frecuencias de 900 MHz a 100 GHz", Cuestión UIT-R 211/3, (1997-1999-2001)
- [12] T.S. Rappaport, "*Wireless Communications, Principles & Practice*", Prentice Hall, New York, 1996
- [13] Tektronix 2712 Manual de Usuario

- [14] Zhong Ji, Bin-Hong Li, Hao-Xing Wang Hsing-Yi Chen, Tapan K. Sarkar, "Efficient Ray-Tracing Methods for Propagation Prediction for Indoor Wireless Communications"
- [15] R. Feick, W. Grote, & H. Hristov, "Criterios y procedimientos para mediciones de propagación electromagnética en ambientes confinados", Senacitel 2000.
- [16] Les Bartley, "Propagation of radio waves", IEE 2003 2ª edición.