



**ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL**  
**Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación**

“DESARROLLO DE UNA HERRAMIENTA PARA LA  
PREDICCIÓN DE LA PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS  
DE RADIO EN AMBIENTES INTERIORES Y  
EXTERIORES MICROCELULARES BASADO EN LA  
TÉCNICA DE TRAZADO DE RAYOS EN 3D”

**TRABAJO DE TITULACIÓN**

Previo a la obtención del Título de:

**MAGISTER EN TELECOMUNICACIONES**

**STEVEN KLEBER CAICEDO MEJILLONES**

**GUAYAQUIL – ECUADOR**

**AÑO: 2017**

## **AGRADECIMIENTOS**

Mis más sinceros agradecimientos a Dios por todos sus favores. Al director del presente trabajo, por su paciencia y orientación que han sido fundamentales en este período.

## **DEDICATORIA**

El presente trabajo lo dedico principalmente a mi hija, la alegría de mi corazón. A mi esposa, compañera de vida. A mi madre quien con su esfuerzo y amor es la responsable de mis logros.

## TRIBUNAL DE EVALUACIÓN



PhD. Sixto Ernesto García Aguilar  
SUBDECANO DE LA FIEC



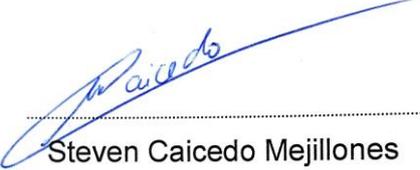
PhD. Boris Gabriel Ramos Sánchez  
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN



M.A. Edison Isaias Del Rosario Camposano  
MIEMBRO PRINCIPAL DEL TRIBUNAL

## DECLARACIÓN EXPRESA

"La responsabilidad y la autoría del contenido de este Trabajo de Titulación, me corresponde exclusivamente; y doy mi consentimiento para que la ESPOL realice la comunicación pública de la obra por cualquier medio con el fin de promover la consulta, difusión y uso público de la producción intelectual"



Steven Caicedo Mejillones

## RESUMEN

En el presente trabajo se desarrolló una herramienta para la predicción de la propagación de las ondas de radio basada en la teoría de rayos en 3 dimensiones.

Esta herramienta permite predecir la potencia de recepción que indica la cobertura de un sistema de comunicación inalámbrico, además de caracterizar el canal inalámbrico prediciendo el espectro de potencia de las componentes multipaso también conocido como Power Delay Profile y el esparcimiento de retrasos multipaso también conocido como Delay Spread.

Para el desarrollo de la herramienta se usó Matlab y la validación de la misma se la efectuó con escenarios teóricos y un escenario real, efectuando mediciones en el mismo.

Este documento está estructurado en 4 capítulos que se detallan a continuación:

En el capítulo 1, se plantea el proyecto como un problema, se propone una solución y se definen los objetivos generales y específicos, así como el alcance y las limitaciones del mismo.

El capítulo 2 muestra los fundamentos teóricos necesario para la implementación de la técnica de trazado de rayos, tales como Óptica Geométrica, intersecciones de rayos y objetos, modelo de propagación, etc.

El capítulo 3 muestra la implementación del trazado de rayos, el desarrollo de la herramienta, descripción de los algoritmos usados en cada uno de los bloques que definen el proyecto.

En el capítulo 4 como análisis y resultado se presenta la validación de la herramienta tanto en escenarios teóricos básicos, así como en un escenario real comparando con las mediciones experimentales realizadas.

## ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTOS.....	ii
DEDICATORIA.....	iii
TRIBUNAL DE EVALUACIÓN.....	iv
DECLARACIÓN EXPRESA.....	v
RESUMEN.....	vi
CAPÍTULO 1.....	1
1. MARCO REFERENCIAL.....	1
1.1. Identificación (descripción) del problema.....	1
1.2. Justificación del proyecto.....	1
1.3. Objetivos.....	2
1.3.1 Objetivo General.....	2
1.3.2 Objetivos Específicos.....	3
1.4. Alcances.....	3
1.5. Limitaciones.....	4
1.6. Metodología.....	5
1.7. Resultados esperados.....	5
1.8. Elementos diferenciadores o innovadores.....	6
CAPÍTULO 2.....	7
2. MODELOS DE PROPAGACIÓN.....	7
2.1. Modelo De Espacio Libre.....	7
2.2. Modelos Estadísticos O Empíricos.....	8
2.2.1 Modelo de Lee para Microceldas.....	8
2.2.2 Modelo de Okumura Hata.....	8
2.2.3 Modelo de Hata Cost 231.....	9
2.2.4 Modelo Modificado de Espacio Libre.....	9
2.2.5 Modelo Keenan Montley.....	10
2.2.6 Modelo Multi-pared Cost 231.....	11

2.2.7	Modelo JTC.....	11
2.2.8	Recomendación ITU-R P.1238-9 para la propagación en interiores .....	11
2.2.9	Modelo de propagación determinísticos .....	12
2.2.10	Modelo basado en la técnica de trazado de rayos.....	12
2.2.11	Modelo basado en el método de los momentos .....	13
2.2.12	Modelo basado en redes neuronales. ....	14
2.3.	Técnicas Usadas En El Trazado De Rayos .....	14
2.3.1	Trazado de rayos por fuerza bruta y la teoría de las imágenes .....	14
2.3.2	Intersecciones de rayos con objetos geométricos .....	16
2.3.3	Óptica Geométrica .....	19
2.3.4	Recepción esférica.....	27
2.3.5	Recepción basada en la geometría distribuida de fuentes de onda .....	30
2.4.	Modelado De La Propagación Basado En Teoría De Rayos.....	32
2.4.1	Modelado de las pérdidas por trayecto y cálculo de potencia de recepción .....	32
2.4.2	Modelado del espectro de potencia de las componentes multipaso .....	34
2.4.3	Modelado del esparcimiento de retrasos multipaso .....	35
CAPÍTULO 3.....		37
3.	DESARROLLO DE LA HERRAMIENTA DE PREDICCIÓN.....	37
3.1.	Definición de etapas o módulos en para el cálculo de la predicción.....	37
3.2.	Parámetros requeridos .....	38
3.3.	Módulo de Pre-procesamiento del modelo 3D del ambiente a predecir.....	39
3.3.1	Formato necesario para el Pre-Procesamiento .....	39
3.3.2	Algoritmo de Pre-Procesamiento.....	40
3.3.3	Variables de salida del Pre-Procesamiento .....	41
3.4.	Módulo de Trazado de Rayos .....	42

3.4.1	Algoritmo de trazado de rayos.....	42
3.4.2	Definición de la resolución angular deseada .....	44
3.4.3	VARIABLES de salida del trazado de rayos .....	45
3.5.	Módulo de Seguimiento de Rayos .....	45
3.5.1	Descripción de las variables de entrada de este módulo .....	46
3.5.2	Descripción del algoritmo de seguimiento de rayos.....	47
3.5.3	Cálculo de los coeficientes de reflexión y transmisión .....	48
3.5.4	Descripción de las variables de salida de este módulo.....	48
3.6.	Módulo de Recepción de Rayos .....	52
3.6.1	Definición del objetivo de predicción .....	52
3.6.2	Descripción de las variables de entrada de este módulo .....	52
3.6.3	Descripción del algoritmo de recepción de rayos .....	52
3.6.4	Descripción de las variables de salida de este módulo.....	53
3.7.	Módulo de Cálculo de la Predicción .....	54
3.7.1	Descripción de las variables de entrada de este módulo .....	54
3.7.2	Descripción del algoritmo para cálculo de las componentes multipaso .....	55
3.7.3	Descripción del algoritmo para el cálculo del espectro de potencia de las componentes multipaso .....	56
3.7.4	Descripción del algoritmo de cálculo de esparcimiento de retrasos multipaso.....	57
3.7.5	Descripción del algoritmo para cálculo de potencia y pérdidas de paso... ..	58
3.7.6	Descripción de los resultados de la predicción .....	59
CAPÍTULO 4.....		61
4.	ANÁLISIS Y RESULTADOS.....	61
4.1.	Validación de la herramienta respecto al cálculo teórico en escenarios básicos conocidos .....	61
4.1.1	Escenario de espacio libre .....	62
4.1.2	Escenario un rayo directo, un rayo reflejado .....	69
4.1.3	Escenario un rayo directo, dos o más rayos reflejados .....	75

4.1.4 Escenario 1 rayo transmitido .....	81
4.1.5 Escenario 1 rayo transmitido, 1 rayo reflejado.....	83
4.2. Validación de la herramienta respecto a mediciones y a dos modelos empíricos en escenarios reales .....	85
4.2.1 Definición del escenario .....	85
4.2.2 Resultados de mediciones en campo.....	88
4.2.3 Resultados de predicciones usando la recomendación ITU-RP.1238-9.....	89
4.2.4 Resultados de predicciones usando el Modelo Modificado de Espacio Libre .....	92
4.2.5 Resultados de predicciones usando la Herramienta de Trazado de Rayos.....	94
4.2.6 Análisis estadístico entre las predicciones y las mediciones	96
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....	105
BIBLIOGRAFÍA.....	108
ANEXOS .....	111

# CAPÍTULO 1

## 1. MARCO REFERENCIAL

En este capítulo, se plantea el presente proyecto como solución a un problema existente. Se definen los objetivos generales y específicos, así como el alcance y las limitaciones del mismo. Luego de esto se presenta la metodología usada para obtener el producto final de este estudio que es la herramienta de predicción.

### 1.1. Identificación (descripción) del problema

Una de las consideraciones iniciales al momento de planificar la instalación de un nuevo nodo en una red de comunicación inalámbrica es definir cuál va a ser el objetivo de cobertura del mismo, en base a esto se necesita estimar los parámetros con los que se configurará el nodo tales como ubicación del transmisor, potencia de transmisión, altura de la antena, inclinación de la antena, y tipo de antena.

Esta estimación se la realiza con una herramienta de predicción para asegurar que las condiciones de radiofrecuencia en el objetivo de cobertura sean las adecuadas para una correcta comunicación.

En la actualidad existen herramientas para la predicción de la propagación en ambientes exteriores tales como Atoll de Forsk y U-NET de HUAWEI, en menor número existen para la predicción en ambientes interiores como WinProP, sin embargo, el costo de las licencias de estas herramientas es elevado, por otra parte, al ser de código cerrado imposibilita la modificación de la herramienta para efectuar cálculos específicos en el caso que se requiera efectuar ajustes a los modelos de propagación.

### 1.2. Justificación del proyecto

El aumento del tráfico de datos a nivel mundial indica que la capacidad de los futuros sistemas de comunicación necesitará incrementar significativamente, lo que marca una tendencia hacia las Microceldas para manejar estos requerimientos de capacidad [1].

Esta tendencia crea la necesidad de tener herramientas precisas para el análisis de la propagación de las ondas electromagnéticas en este tipo de ambientes.

Los modelos de propagación determinísticos tienen una mejor precisión en la estimación de los niveles de potencia que los empíricos y además permiten la predicción de parámetros adicionales tales como las componentes multipasos y el esparcimiento de los retrasos multipaso, el cual ayuda a determinar el tiempo de símbolo adecuado para evitar la interferencia inter-simbólica en el sistema de comunicación que se esté diseñando, la importancia de esta determinación radica en que esta tasa es directamente proporcional a la máxima tasa de transmisión de datos en el sistema, también nos permite determinar el máximo ancho de banda que debería tener nuestro sistema de comunicación para que este sea considerado plano en frecuencia. En sistemas OFDM nos permite determinar la longitud del Prefijo Cíclico.

Si bien el tiempo de procesamiento usando modelos de predicción determinísticos es mayor que en el uso de modelos empíricos, la capacidad de procesamiento computacional ha ido en aumento a través del tiempo, lo que estaría debilitando esta ventaja de la predicción con modelos empíricos.

Diseñadores de sistemas de comunicaciones, estudiantes de telecomunicaciones e investigadores necesitan un conocimiento adecuado de la propagación de las ondas de radio, esta herramienta servirá para que estudiantes de ESPOL complementen sus conocimientos en el área de radiofrecuencia y a su vez pueda ser usada como herramienta de investigación y diseño de proyectos relacionados con esta área de las telecomunicaciones.

### **1.3. Objetivos**

#### **1.3.1 Objetivo General**

Desarrollar una herramienta íntegramente en MATLAB para la predicción de la propagación de las ondas de radio en ambientes interiores y exteriores microcelulares basado en la técnica del trazado de rayos 3D.

### 1.3.2 Objetivos Específicos

- Caracterizar la propagación de las ondas de radio en ambientes interiores y exteriores microcelulares.
- Analizar la afectación de las componentes multipasos a la potencia de recepción en canales de banda angosta en ambientes interiores y exteriores microcelulares.
- Estudiar la influencia de parámetros tales como frecuencia de operación, potencia de transmisión, patrón de radiación de antena, altura de la antena en las predicciones de:
  - Potencia de recepción.
  - Pérdidas de propagación o trayectorias.
  - Espectro de potencia de las componentes multipaso.
  - Esparcimiento de retrasos multipaso.
  - Respuesta al impulso del canal.
- Analizar cómo afectan las propiedades electromagnéticas de los materiales en la propagación de las ondas electromagnéticas.
- Uso de la óptica geométrica para modelar fenómenos ópticos en las ondas de radio tales como:
  - Reflexión
  - Trasmisión
- Implementación del algoritmo de trazado de rayos en 3D para la predicción de la propagación de las ondas de radio.

### 1.4. Alcances

El enfoque de este trabajo es el desarrollo de una herramienta computacional desarrollada íntegramente en MATLAB para la predicción de la propagación de las ondas de radio usando la técnica de trazado de rayos en 3D, la cual cumple con las siguientes características:

- El uso de esta herramienta será exclusivamente para el cálculo de predicciones en ambientes interiores y/o exteriores microcelulares.
- Para determinar todas las posibles rutas de propagación se usará la técnica denominada "Fuerza Bruta".

- Para efectuar la predicción en un ambiente haciendo uso de esta herramienta se debe disponer del diseño 3D del ambiente a evaluar y las propiedades electromagnéticas de sus componentes.
- Los fenómenos ópticos que se tomarán en cuenta para el trazado de rayos serán únicamente la reflexión y la transmisión.
- El resultado de la predicción será visualizado usando del módulo de realidad virtual de MATLAB.
- Se efectuará la validación de la herramienta en escenarios teóricos, así como en un escenario real haciendo uso de mediciones experimentales.
- Las mediciones experimentales serán exclusivamente de potencia de recepción en decibeles.

### **1.5. Limitaciones**

Una de las desventajas de los modelos de propagación determinísticos es que se requiere una mayor capacidad de procesamiento que los modelos experimentales, esto se debe a que en el cálculo de las predicciones se usan los diseños 2D o 3D del ambiente a predecir.

Es importante que el diseño 3D sea lo más preciso posible, ya que, si este tiene errores, este será trasladado a la predicción. Mientras más preciso, complejo o extenso sea este diseño se requerirá más capacidad de procesamiento y el tiempo de predicción será mayor.

Otro punto importante que revisar es la resolución angular, es decir la separación entre rayos adyacentes en el proceso de trazado de rayos. Para una predicción de mayor precisión se requerirá que la separación angular entre rayos adyacentes sea lo menor posible, esto implica más rayos por procesar y por consiguiente al igual que el ítem anterior se requerirá más capacidad y tiempo de procesamiento.

Esto implica que la precisión de la herramienta estará limitada por la capacidad de procesamiento de la computadora en donde esta se ejecute, así como de lo cercano a lo real que este el diseño 3D del ambiente a predecir.

## 1.6. Metodología

En la parte inicial de este trabajo se presentará un estudio comparativo entre los diversos modelos de propagación empíricos y determinísticos, marcando diferencias, ventajas y desventajas entre estos. Se indicará la razón por la que se decidió implementar esta herramienta usando la técnica de trazado de rayos.

Luego nos enfocaremos en los distintos algoritmos que se usan en el trazado de rayos y sus implementaciones en nuestra herramienta de predicción.

Una vez enfocados en el trazado de rayos, se presentará la forma modular en que se desarrolló la herramienta:

Finalmente se efectuará la validación de la herramienta haciendo uso de escenarios teóricos y mediciones experimentales en un escenario real.

## 1.7. Resultados esperados

Al final de este estudio se espera tener una herramienta capaz de efectuar predicciones confiables de potencia de recepción, pérdidas por trayectoria, espectro de potencia de las componentes multipaso y esparcimiento de retrasos multipaso en ambientes interiores y exteriores microcelulares.

En la Tabla 1 se resume lo que se pretende obtener al finalizar el trabajo:

Resultado esperado	Entregable	Grupos de interés
Identificación de las ventajas y desventajas de la utilización de modelos determinísticos para la predicción de la propagación en ambientes interiores y exteriores microcelulares.	Capítulo 2 de este documento.	Comunidad universitaria de la ESPOL. Investigadores. Diseñadores de sistemas de comunicación inalámbrica.
Herramienta de predicción	Código en Matlab listo para ejecución en CD adjunto.	
Determinación del error cuadrático medio entre las predicciones y mediciones en campo.	Capítulo 4 de este documento.	
Interpretación de predicciones para la implementación de sistema de comunicaciones	Capítulo 4 de este documento.	
Diseño de una práctica de laboratorio para la enseñanza de la técnica de trazado de rayos y el uso de esta herramienta a estudiantes de la ESPOL.	Documento en CD adjunto.	

**Tabla 1:** Resultados Esperados.

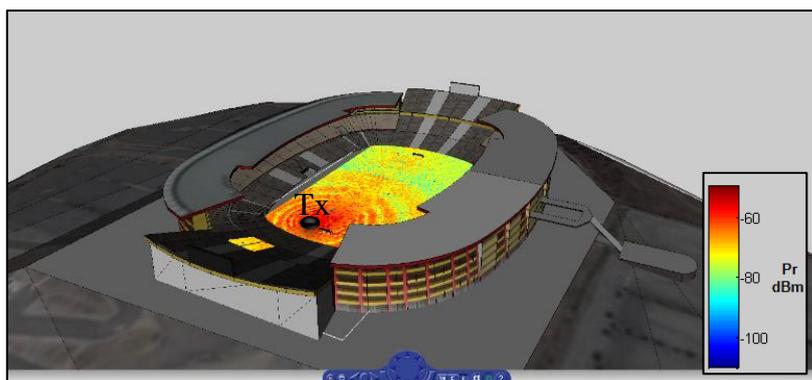
### 1.8. Elementos diferenciadores o innovadores

En el medio existen diversas herramientas para la predicción de la cobertura de un nodo o estación, sin embargo, cuando se trata de ambientes microcelulares existe una limitante en cuanto al precio de las herramientas, la visualización de los resultados y su esquema cerrado impidiendo modificaciones para usos más específicos.

En este estudio se propone realizar una herramienta de fácil acceso, de código abierto y sobre todo modular para futuras actualizaciones y adaptaciones para otros tipos de ambientes tales como ambientes rurales y macro celulares.

El uso de esta herramienta para la enseñanza de la técnica de trazado de rayos y su uso en la predicción de la propagación de las ondas de radio ayudará a fortalecer el conocimiento de modelos de propagación para ambientes interiores y exteriores microcelulares a los estudiantes de la ESPOL, esto va de la mano con el diseño de una práctica de laboratorio.

La presentación de los resultados de predicción se los realizará en un ambiente de realidad virtual, usando el módulo de "Virtual Reality" provisto en Matlab, un ejemplo se muestra en la Figura 1.1.



**Figura 1.1:** Ejemplo de presentación de la potencia de recepción

## CAPÍTULO 2

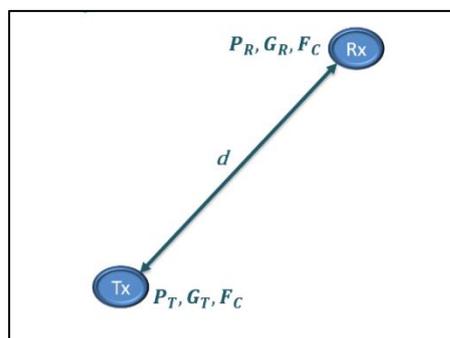
### 2. MODELOS DE PROPAGACIÓN

Los modelos de predicción son herramientas que nos ayudan al momento de planificar o diseñar un sistema de comunicación inalámbrico, nos permite tener una idea clara de la cobertura que se tendrá dada la configuración del sistema radiante del sistema.

Los modelos de propagación generalmente están enfocados en predecir la potencia de la señal recibida a una distancia determinada desde el transmisor.

En este capítulo se efectuará un análisis comparativo entre modelos estadísticos y determinísticos estableciendo ventajas y desventajas, así como la razón por la que se decidió implementar en este trabajo la técnica de trazado de rayos.

#### 2.1. Modelo De Espacio Libre



**Figura 2.1:** Gráfico Propagación en Espacio Libre

El modelo de propagación en Espacio Libre es utilizado para predecir la potencia de la señal cuando existe línea de vista entre el transmisor y el receptor tal como lo muestra la Figura 2.1. Este modelo es la base de todos los modelos de propagación y puede ser deducido a partir de las ecuaciones de Maxwell, la ecuación 2.1 describe este modelo.

$$P_r(d) = P_t G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad [2] \quad (2.1)$$

Donde  $P_t$  es la potencia transmitida en *watios*,  $P_r(d)$  es la potencia recibida en *watios* en función de la separación entre el transmisor y el receptor,  $G_t$  es la ganancia de la antena transmisora,  $G_r$  es la ganancia de la antena receptora,  $d$  es la distancia en *metros* de separación entre el transmisor y el receptor,  $\lambda$  es la longitud de onda.

## 2.2. Modelos Estadísticos O Empíricos

Modelos estadísticos son aquellos que se derivan de un análisis estadístico de mediciones experimentales realizadas en un determinado ambiente.

La precisión de estos modelos depende de las mediciones realizadas, la similitud entre el entorno analizado y el entorno en el que se efectuaron las mediciones.

### 2.2.1 Modelo de Lee para Microceldas

Este modelo de Lee se usa para la predicción de propagación en ambientes urbanos cuando el radio de la celda no supera el 1km de cobertura, es decir para ambientes microcelulares. La ecuación que describe el modelo es:

$$P_r(A) = P_t - L_{LOS}(d_A) - L_b(B) \quad [3] \quad (2.2)$$

Donde  $P_r(A)$  es la potencia de recepción en dBm en un punto A cualquiera,  $P_t$  es la potencia de transmisión en dBm de la antena,  $L_{LOS}(d_A)$  es la pérdida en dB por espacio libre a una distancia  $d_A$  entre la antena y el punto A,  $L_b(B)$  es un valor de pérdidas en dBm basado en el total B de obstrucciones. Es necesario indicar que la relación  $L_b, B$  es propia de cada entorno de predicción. [3]

### 2.2.2 Modelo de Okumura Hata

Este modelo se basa en fórmulas matemáticas que se usan para describir los datos de pérdidas dados por Okumura, toma en cuenta las siguientes restricciones: [3]

$$\begin{aligned} 150\text{MHz} < f_c < 1500\text{MHz} \\ 30\text{m} < h_t < 200\text{m} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Para áreas urbanas las perdidas serán calculadas mediante la ecuación 2.4 [3].

$$L_{\text{urbana}}(\text{dB}) = 69.55 + 26.16 \log(f_c) - 13.82 \text{Log}(h_t) - a(h_t) \\ + (44.9 - 6.55 \log(h_t)) \log(d) \quad (2.4)$$

$a(h_t)$  Es el factor de corrección que depende de la altura del móvil y la frecuencia. [3]

$$a(h_t) = \begin{cases} ((1.1 \text{Log}(f_c) - 0.7)h_r - (1.56 \text{Log}(f_c) - 0.8) & \text{ciudades pequeñas} \\ 8.29(\text{Log}(1.54h_r))^2 - 1.1 & \text{ciudades grandes \& } f_c < 400\text{MHz} \\ 3.2(\text{Log}(11.754h_r))^2 - 4.97 & \text{ciudades grandes \& } f_c \geq 400\text{MHz} \end{cases}$$

Para áreas suburbanas las perdidas serán calculadas mediante la ecuación 2.5.

$$L_{\text{suburbana}}(\text{dB}) = L_{\text{urbana}}(\text{dB}) - 2 \left( \log\left(\frac{f_c}{28}\right) \right)^2 - 5.4 \quad (2.5)$$

Finalmente, para áreas rurales el cálculo es dado por la expresión 2.6 [3].

$$L_{\text{rural}}(\text{dB}) = L_{\text{urbana}}(\text{dB}) - 4.78(\log(f_c))^2 + 18.33 \log(f_c) - 40.94 \quad (2.6)$$

### 2.2.3 Modelo de Hata Cost 231

Este modelo es una ampliación del Okumura Hata, puesto que este último estaba restringido a frecuencias entre 150-1500MHz, este modelo esta adecuado para su funcionalidad entre las frecuencias de 1500MHz y 1900MHz [3]. La ecuación que rige el modelo es la expresión 2.7.

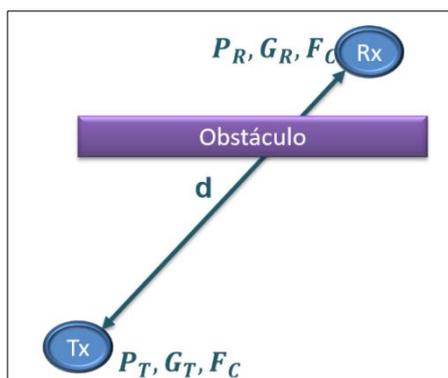
$$L_{50}(\text{dB}) = 46.3 + 33.9 \text{Log}(f_c) - 13.82 \log(h_t) - a(h_r) \\ + (44.9 - 6.55 \text{Log}(h_t)) \log(d) + C \quad (2.7)$$

### 2.2.4 Modelo Modificado de Espacio Libre

Este es un modelo basado en el modelo teórico de espacio libre, sin embargo, este puede ser calibrado para un ambiente particular con obstáculos entre el transmisor y receptor tal como lo muestra la Figura

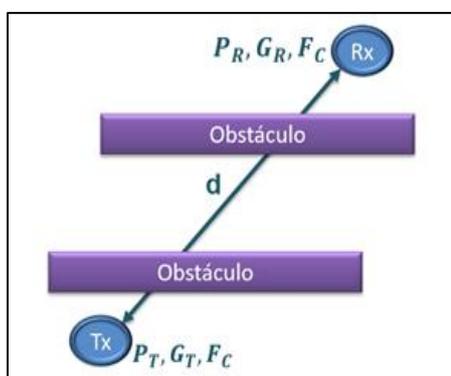
2.2, esto basado en mediciones realizadas en dicho ambiente. La ecuación 2.8 representa el modelo matemático y los parámetros para calibrar son  $L_c$  y  $n$ , estos parámetros pueden ser calculados mediante una regresión lineal a las mediciones realizadas. [4]

$$L_{\text{indoor}}(\text{dB}) = 20 n \text{Log} \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right) + l_c \quad (2.8)$$



**Figura 2.2:** Gráfico Propagación con 1 obstáculo

### 2.2.5 Modelo Keenan Montley



**Figura 2.3:** Gráfico Propagación con 2 obstáculos

$$L_{\text{MK}}(\text{dB}) = L_{\text{Fs}}(\text{dB}) + k_w L_w + L_c \quad (2.9)$$

En este modelo definido en la ecuación 2.9, se calcula las pérdidas de trayectos basándose en el rayo directo entre el trasmisor y receptor, a diferencia del modelo modificado de espacio libre, este considera la ubicación exacta de los obstáculos, un ejemplo de este escenario lo

muestra la Figura 2.3. Donde  $L_{FS}$  representa las pérdidas en espacio libre,  $L_w$  las pérdidas por transmisión y se considera igual para todos los obstáculos,  $k_w$  el número de obstáculos desde el transmisor al receptor, finalmente  $L_c$  representa un factor de compensación. Los valores de  $L_w$  y  $L_c$  pueden ser ajustados a partir de mediciones experimentales. [4]

### 2.2.6 Modelo Multi-pared Cost 231

$$L_{MW}(\text{dB}) = L_{FS}(\text{dB}) + k_f L_f + \sum_{i=0}^N (k_{wi} * l_{wi}) + L_c \quad (2.10)$$

En este modelo, definido en la ecuación 2.10, las pérdidas se calculan de forma similar que el modelo Keenan Montley, con la única diferencia que las pérdidas por transmisión son diferentes para cada tipo de objeto, sean estos muros o pisos. Donde  $L_{FS}$  representa las pérdidas en espacio libre,  $L_f$  las pérdidas por transmisión en pisos,  $k_f$  el número de pisos penetrados,  $l_{wi}$  es la pérdida por transmisión en el muro de tipo  $i$ ,  $k_{wi}$  es la cantidad de muros penetrados del tipo  $i$ ,  $L_c$  es un factor de compensación a ser determinado experimentalmente. [4]

### 2.2.7 Modelo JTC

$$L_{\text{indoor}}(\text{dB}) = A + N \text{Log}(d) + L_f(n) + \chi_\sigma \quad (2.11)$$

Este modelo representado por la expresión 2.11 tiene rasgos del modelo de "Okumura Hata" y del modelo de pérdidas "Log-Distance", donde  $A$  es un factor de pérdida dependiente del ambiente,  $N$  es el gradiente de la relación distancia potencia,  $d$  es la distancia entre el transmisor y receptor,  $L_f(n)$  representa las pérdidas por transmisión en pisos o muros,  $n$  es el número de pisos o muros y  $\chi_\sigma$  es una variable aleatoria Log-Normal de Media 0 en dB y desviación estándar  $\sigma$  en dB. [5]

### 2.2.8 Recomendación ITU-R P.1238-9 para la propagación en interiores

$$L_{\text{indoor}}(\text{dB}) = L(d_0) + N \text{Log}\left(\frac{d}{d_0}\right) + L_f(n) \quad (2.12)$$

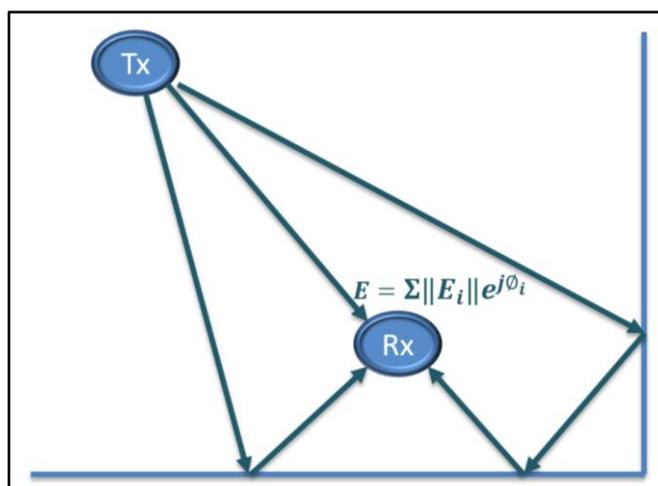
La ecuación 2.12 describe el modelo general dispuesto en la recomendación ITU-R P.1238-9, el cual requiere poca información del ambiente o escenario de predicción. Este modelo toma en cuenta la atenuación de la señal producto de múltiples pisos o paredes, donde  $L_f(n)$  representa las pérdidas por transmisión en pisos o muros,  $n$  es el número de pisos o muros,  $N$  es el coeficiente de pérdidas de potencia respecto a la distancia,  $d_0$  es la distancia de referencia 1m,  $d$  es la distancia entre el transmisor y el receptor,  $L(d_0)$  es la pérdida a la distancia de referencia. [6]

### 2.2.9 Modelo de propagación determinísticos

Modelos determinísticos son aquellos que se derivan de una base teórica, generalmente se basan en la información detallada de la estructura del ambiente a predecir, el uso de la óptica geométrica y la teoría electromagnética.

Estos modelos, adicional a la predicción de las pérdidas por trayecto y la potencia de recepción, nos permiten caracterizar el canal con información como el Espectro de Potencia de las Componentes Multipaso (PDP) y el Esparcimiento de Retrasos Multipasos (DS).

### 2.2.10 Modelo basado en la técnica de trazado de rayos



**Figura 2.4:** Grafico Modelo Trazado de Rayos.

Este modelo se fundamenta en la aplicación de la óptica geométrica (GO), la cual indica que cuando la longitud de una onda es pequeña respecto a los objetos u obstáculos que ella encuentra a su paso, se pueden despreciar los efectos de la luz como movimiento ondulatorio como las interferencias, esto implica que la trayectoria de la propagación entre un transmisor o receptor puede considerarse lineal como un rayo óptico, tal como lo muestra la Figura 2.4.

Respecto a las ondas de radiofrecuencia mientras la frecuencia sea mayor (más cercas a las ondas visibles) la aplicabilidad de la GO es mayor. Por otro lado, en un escenario real, generalmente los objetos u obstáculos tienen dimensiones muchos mayores a la longitud de la onda que se propaga, por ejemplo, para una frecuencia de 2100 MHz la longitud de onda es de 14 cm aproximadamente, entonces, paredes, edificios, y cualquier otro tipo de obstáculos tienen dimensiones mayores a esta. [7] [8]

La idea de esta técnica es determinar todos los posibles rayos que llegan al receptor desde el transmisor conociendo además el tiempo y el campo eléctrico con el que llegan. Esto es lo que nos permite calcular además de las pérdidas por trayectoria y la potencia en el receptor nos permite determinar el Espectro de Potencia de las Componentes Multipaso (PDP) y el Esparcimiento de Retrasos Multipasos (DS).

Entre los objetivos de este proyecto está el estudio de este parámetro por lo que resulta imperativo el uso de este modelo determinístico.

### **2.2.11 Modelo basado en el método de los momentos**

El método de los momentos es una técnica numérica para resolver problemas electromagnéticos complejos como dispersión o radiación.

El modelo de trazado de rayos nos permite efectuar predicciones en edificios, ambientes interiores, exteriores, sin embargo, en zonas donde existe una gran cantidad de obstáculos que son pequeños o donde hay

trayectorias que no pueden tomarse con el modelo de trazador de rayos emplearíamos el modelo basado en el Método de los Momentos o también llamado MoM. [8]

### 2.2.12 Modelo basado en redes neuronales.

Las redes neuronales son sistemas que pasan por un proceso de aprendizaje y se forman sin necesidad de ser programados de forma explícita. En el uso como modelo de propagación la entrada a las redes neuronales son mediciones de un ambiente específico, el diseño 2D/3D del ambiente a predecir y la salida son modelos de propagación, el proceso de aprendizaje puede tomar varias horas, sin embargo, una vez obtenido el modelo, la predicción puede ser obtenida en menos tiempo que en los otros modelos de propagación determinísticos. [8]

## 2.3. Técnicas Usadas En El Trazado De Rayos

En esta sección describiremos las diversas técnicas usadas en el algoritmo de trazado de rayos, la cual se basa en determinar todos los posibles rayos que van de un transmisor a un receptor.

Existen dos formas de trazado de rayos en el contexto de la propagación de las ondas de radio: Teoría de Imágenes y Fuerza Bruta.

### 2.3.1 Trazado de rayos por fuerza bruta y la teoría de las imágenes

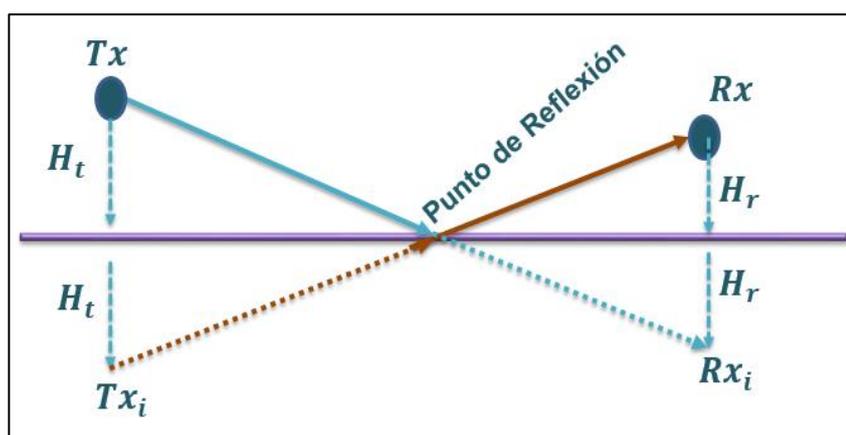


Figura 2.5: Teoría de las Imágenes

**Teoría de imágenes:**

Este método es bastante dependiente del tamaño y complejidad del ambiente, generalmente se usa en ambientes geoméricamente pequeños o básicos, solo considera el fenómeno de la reflexión, aunque algunos autores han incorporado al algoritmo el fenómeno de transmisión y difracción. [7] [9]

La Figura 2.5 nos da una idea básica de este método,  $T_{x_i}$  es la imagen de  $T_x$ , Trazando un rayo desde esta imagen  $T_{x_i}$  hacia  $R_x$  podemos saber el punto exacto de reflexión y así conocemos la distancia total recorrida por el rayo reflejado, por lo consiguiente se puede determinar el campo eléctrico de este rayo, así como su tiempo de llegada al objetivo.

**Fuerza Bruta, en ingles Shooting and Bouncing Ray (SBR):**

Este método es más recomendable para ambientes o escenarios de predicción geoméricamente complejos. Su concepto básico es el trazado de rayos desde la fuente a todas las direcciones posibles e ir encontrando todas las posibles interacciones con el ambiente a predecir, sean estas interacciones de reflexión, transmisión y difracción. [9]

Debido a que este método no tiene limitante respecto a la complejidad de la geometría del escenario o ambiente de predicción, fue el escogido para el desarrollo de este proyecto, en el capítulo 4 se presentara la validación del modelo de propagación de este proyecto respecto a un escenario real, estos generalmente son geoméricamente complejos a diferencia de escenarios teóricos que son básicos.

Este algoritmo dependiendo de la implementación consta de las siguientes etapas:

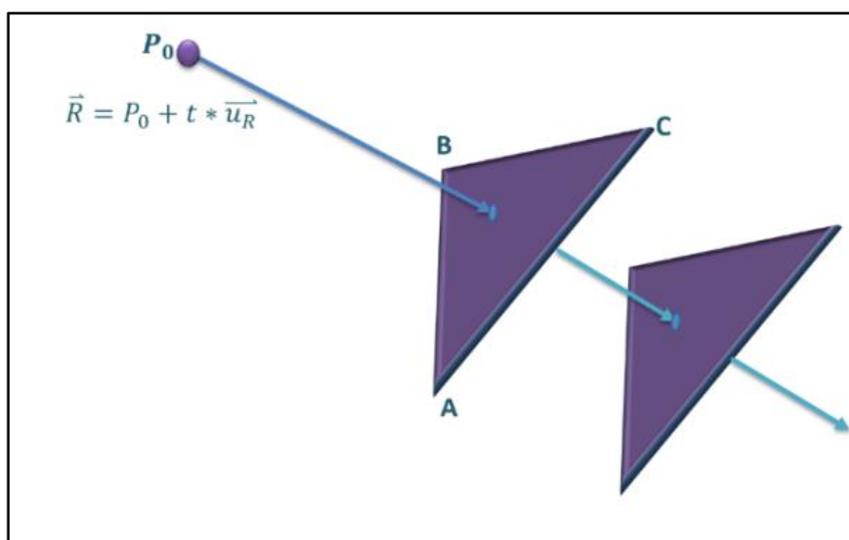
- Definición del entorno a simular (diseño 3D), ubicación y configuración del sistema radiante, ubicación del receptor.
- Trazado de rayos desde el trasmisor.
- Interacción de los rayos con el entorno haciendo uso de la óptica geométrica a través de:

- Reflexión
- Trasmisión
- Determinación de los rayos que se deben considerar en la predicción para cada punto objetivo que puede ser:
  - Recepción esférica
  - Recepción basada en la geometría distribuida de fuentes de ondas.

### 2.3.2 Intersecciones de rayos con objetos geométricos

Durante este proyecto, se usó la intersección con dos tipos de objetos geométricos:

**Triángulos:** Este algoritmo se usa para la intersección de los rayos con el ambiente a predecir (El ambiente va a estar definido como un conjunto de triángulos), se usa un algoritmo de intersección rayo-triángulo.



**Figura 2.6:** Intersección Rayo-Triángulo.

Para esto usaremos el algoritmo de intersección Rayo-Triángulo propuesto por Moller y Trumbore. [10] [11]

Todo rayo  $\vec{R}(t)$  puede ser descrito por la siguiente ecuación paramétrica:

$$\vec{R}(t) = P_0 + t * \vec{u}_R$$

Donde  $P_0$  es el origen del rayo,  $\overline{u_R}$  es un vector unitario que representa la dirección del mismo,  $t$  es un escalar que representa la variable de la ecuación paramétrica.

A su vez todo punto dentro de un triángulo  $T$  que tiene vértices  $A, B, C$  (Ver Figura 2.6) puede estar dado por sus coordenadas baricéntricas  $(u, v)$  tal como lo muestra la siguiente ecuación:

$$T(u, v) = A + u * \overline{AB} + v * \overline{AC}; \quad u \geq 0, \quad v \geq 0, \quad u + v \leq 1$$

Para calcular la intersección entre el rayo  $\overline{R}(t)$  y el punto  $T(u, v)$  igualamos las ecuaciones antes mencionadas:

$$P_0 + t * \overline{u_R} = A + u * \overline{AB} + v * \overline{AC}$$

Las incógnitas en esta ecuación son  $u, v, t$ . El rayo interseca al triángulo si  $u \geq 0, v \geq 0, u + v \leq 1, t \geq 0$ . Reordenando la ecuación encontramos lo siguiente:

$$\begin{bmatrix} -\overline{u_R} & \overline{AB} & \overline{AC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t \\ u \\ v \end{bmatrix} = P_0 - A$$

Resolviendo por Regla de Cramer:

$$\begin{bmatrix} t \\ u \\ v \end{bmatrix} = \frac{1}{\begin{vmatrix} -\overline{u_R} & \overline{AB} & \overline{AC} \end{vmatrix}} \begin{bmatrix} \begin{vmatrix} P_0 - A & \overline{AB} & \overline{AC} \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} -\overline{u_R} & P_0 - A & \overline{AC} \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} -\overline{u_R} & \overline{AB} & P_0 - A \end{vmatrix} \end{bmatrix}$$

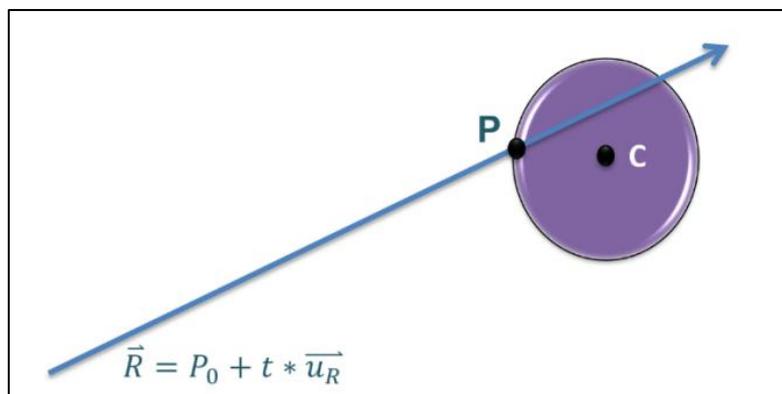
Finalmente aplicando  $[A \ B \ C] = -(A \times C) \cdot B = -(C \times B) \cdot A$

$$\begin{bmatrix} t \\ u \\ v \end{bmatrix} = \frac{1}{|(\overline{u_R} \times \overline{AC}) \cdot \overline{AB}|} \begin{bmatrix} ((A - P_0) \times \overline{AC}) \cdot \overline{AB} \\ (\overline{u_R} \times \overline{AC}) \cdot (P_0 - A) \\ (\overline{u_R} \times (P_0 - A)) \cdot \overline{AB} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

**Esfera:** Este algoritmo se usa para la recepción de los rayos en el objetivo.

Al igual que el apartado anterior, todo rayo  $\overline{R}(t)$  puede ser descrito por la siguiente ecuación paramétrica:

$$\vec{R}(t) = P_0 + t * \vec{u}_R$$



**Figura 2.7:** Intersección Rayo - Esfera

Donde  $P_0$  es el origen del rayo,  $\vec{u}_R$  es un vector unitario que representa la dirección del mismo y  $t$  es un escalar que representa la variable de la ecuación paramétrica.

Por otro lado, la ecuación vectorial de una esfera de centro  $P_C$  y radio  $R$ , tal como lo muestra la Figura 2.7 es:

$$(P - P_C) \cdot (P - P_C) = R^2$$

Para encontrar la intersección del rayo  $\vec{R}(t)$  y el punto  $P$  reemplazamos la ecuación de rayo en la ecuación de esfera:

$$(P_0 + t * \vec{u}_R - P_C) \cdot (P_0 + t * \vec{u}_R - P_C) = R^2$$

Efectuando la multiplicación:

$$((P_0 - P_C) \cdot (P_0 - P_C) - R^2) + (2\vec{u}_R \cdot (P_0 - P_C)) t + (\vec{u}_R \cdot \vec{u}_R) t^2 = 0$$

Hemos obtenido una ecuación cuadrática de la forma:

$$C + Bt + At^2 = 0$$

Dónde:

$$A = (\vec{u}_R \cdot \vec{u}_R) = 1$$

$$B = (2\vec{u}_R \cdot (P_0 - P_C))$$

$$C = ((P_0 - P_C) \cdot (P_0 - P_C) - R^2)$$

De esta forma conocemos que el discriminante es la que define la intersección o no del rayo con la esfera:

$$D = B^2 - 4A \cdot C \quad (2.14)$$

Si  $D < 0$  no existe intersección, si  $D = 0$  existe solo un punto de intersección y si  $D > 0$  existe intersección en dos puntos de la esfera. [11]

### 2.3.3 Óptica Geométrica

La óptica geométrica (GO) es una rama de la física que se ocupa de cuestiones relacionadas a la propagación de la luz, se basa en el concepto de rayo, el cual se usa para caracterizar la luz y el índice de refracción que es un coeficiente que describe la velocidad de la luz en el medio de propagación, a medida que este valor aumenta la velocidad de la luz así como la longitud de la onda en el medio son menores y viceversa, en términos generales este índice caracteriza el medio en el cual la luz se propaga. Los principios básicos son: [12]

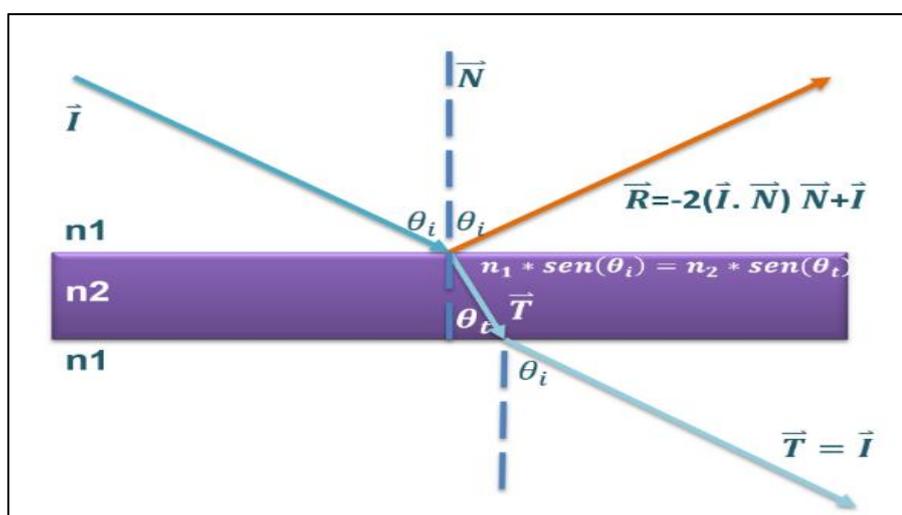
- La luz se propaga en forma de rayos.
- Un medio óptico se caracteriza por su índice de refracción dado por la velocidad de la luz en el vacío y la velocidad de la luz en el medio.  $n = c/v$
- El principio de Fermat que indica que el camino óptico de la luz es estacionario y determina que en un medio homogéneo la luz sigue una trayectoria tal que le tome el mínimo tiempo en recorrerla, es decir, rectilíneo. A partir de este principio se pueden deducir las leyes de la reflexión y refracción.

Se fundamenta la aplicación de la GO en las ondas de radiofrecuencia en que a medida que la frecuencia aumenta, la primera zona de Fresnel que es la que concentra más energía tiende a estrecharse y se puede simular como un rayo, de forma que su trayectoria tiende a la de un rayo óptico. [13]

Los fenómenos a considerar en este trabajo son la reflexión y la transmisión.

En el modelo usado en este desarrollo todos los objetos, paredes u obstáculos que conforman el escenario son considerados lisos y homogéneos de grosor  $l$  y están caracterizados por sus propiedades electromagnéticas permitividad, permeabilidad y conductividad  $(\epsilon, \mu, \sigma)$ , tal como lo muestra la Figura 2.8.

### Análisis Vectorial (a)



### Análisis Fasorial (b)

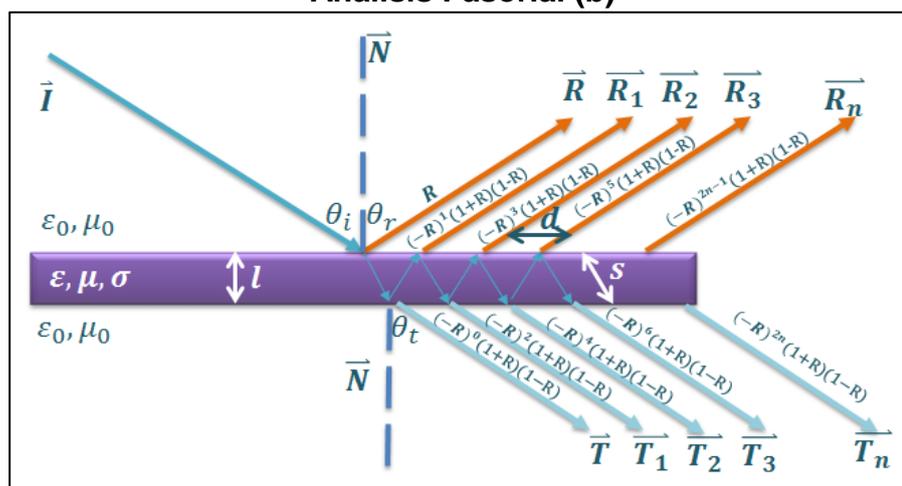


Figura 2.8: Reflexión y Trasmisión. [23]

Vectorialmente existe un rayo incidente  $\vec{I}$ , un rayo reflejado  $\vec{R}$  y un rayo transmitido  $\vec{T}$ , tal como lo muestra la Figura 2.8a, sin embargo, fasorialmente el rayo  $\vec{R}$  resultante de la reflexión es la suma de las múltiples reflexiones y transmisiones en una losa homogénea de grosor  $l$  tal como lo muestra la Figura 2.8b. Un enfoque similar es el realizado en el cálculo fasorial del rayo  $\vec{T}$  resultante en la transmisión, el cual es la suma de todos los rayos transmitidos producto de las múltiples reflexiones internas en la pared u objeto.

### Reflexión:

#### Análisis Vectorial del Rayo Reflejado.

Sean los vectores unitarios  $\vec{I}$  el rayo incidente,  $\vec{N}$  la normal del plano en el punto incidente y  $\vec{R}$  el rayo reflejado tal como lo muestra la Figura 2.8, procedemos a ordenar los vectores de tal forma que podamos encontrar la relación entre ellos tal como lo muestra la Figura 2.9 tenemos que:

$$\vec{R} + 2|x|\vec{N} = \vec{I}$$

Donde  $|x|$  es la proyección del vector incidente  $\vec{I}$  sobre el vector normal  $\vec{N}$ , Entonces:

$$\vec{R} = -2|x|\vec{N} + \vec{I}$$

Luego, calculamos  $|x|$  (ver Figura 2.9).

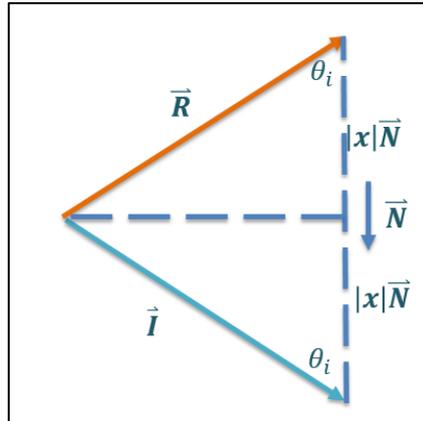
$$|x| = |\vec{I}| * \cos(\theta_i) = 1 * \cos(\theta_i) = \cos(\theta_i)$$

Donde  $\cos(\theta_i)$  puede ser calculado a partir del producto punto tal como lo muestra la siguiente ecuación:

$$|x| = \left[ \frac{(\vec{I} \cdot \vec{N})}{|\vec{I}| * |\vec{N}|} \right] = \left[ \frac{(\vec{I} \cdot \vec{N})}{1 * 1} \right] = \vec{I} \cdot \vec{N}$$

Entonces finalmente el vector unitario que dará la dirección del rayo reflejado es: [11]

$$\vec{R} = -2(\vec{I} \cdot \vec{N})\vec{N} + \vec{I} \quad (2.15)$$



**Figura 2.9:** Análisis Vectorial Reflexión.

### Análisis Fasorial del Campo Eléctrico Reflejado.

Una vez obtenido el vector directivo del rayo reflejado según la Figura 2.8 y la ecuación 2.14, es importante determinar la magnitud y la fase del campo eléctrico reflejado, el cual es la suma de múltiples reflexiones y se lo obtiene con la siguiente ecuación:

$$\vec{E}_R = \vec{E}_I * \left\{ R + \sum_{n=1}^{\infty} e^{-2ns(\alpha+j\beta)} (1+R)(1-R) (-R)^{2n-1} e^{jk_0 d n \sin(\theta)} \right\} \quad [23]$$

Donde  $\vec{E}_I$ , es el campo eléctrico incidente,  $\vec{E}_R$  es el campo eléctrico reflejado y  $R$  es el coeficiente de reflexión del primer rayo reflejado el cual es un número complejo dado por las ecuaciones de Fresnel,  $n$  es el número de reflexiones internas,  $k_0$  denota la constante de espacio libre,  $\alpha$  y  $\beta$  son las constantes de atenuación y fase del medio,  $s$  es la distancia recorrida por la onda desde una cara del objeto a la otra,  $l$  es el grosor del objeto y  $d$  es la separación entre rayos reflejados.

Al factor multiplicativo del rayo incidente se lo denomina coeficiente de reflexión efectivo, tal como lo muestra la siguiente ecuación

$$\vec{E}_R = \vec{E}_I * R_{\text{eff}}$$

$$R_{\text{eff}} = R + \sum_{n=1}^{\infty} e^{-2ns(\alpha+j\beta)} (1+R)(1-R) (-R)^{2n-1} e^{jk_0 d n \sin(\theta)}$$

Reordenando la ecuación tenemos lo siguiente:

$$R_{\text{eff}} = \left\{ R - \frac{(1 - R^2)}{R} \sum_{n=1}^{\infty} [e^{-2s(\alpha+j\beta)} (-R)^2 e^{jk_0 d \sin(\theta)}]^n \right\}$$

Luego aplicamos la siguiente sumatoria conocida:

$$\sum_{n=1}^{\infty} x^n = \frac{x}{1-x} / |x| < 1$$

Finalmente efectuando la sumatoria, se tiene el correspondiente coeficiente de reflexión efectivo:

$$R_{\text{eff}} = R * \left\{ 1 - \frac{(1 - R^2) e^{-2s(\alpha+j\beta)} e^{jk_0 d \sin(\theta)}}{1 - R^2 e^{-2s(\alpha+j\beta)} e^{jk_0 d \sin(\theta)}} \right\} \quad (2.16)$$

Los coeficientes  $\alpha$  y  $\beta$  correspondientes a las perdidas en el medio son descritos en la siguiente ecuación:

$$\alpha = 2\pi f \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2}} \sqrt{\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{2\pi f\epsilon}\right)^2} - 1} \quad (2.17)$$

$$\beta = 2\pi f \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2}} \sqrt{\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{2\pi f\epsilon}\right)^2} + 1} \quad (2.18)$$

Donde  $\epsilon, \mu, \sigma$  son la permitividad, permeabilidad y conductividad del medio respectivamente y  $f$  la frecuencia de operación.

Finalmente, el cálculo de la trayectoria  $s$  recorrida por la onda desde una cara del objeto a la otra y la separación  $d$  entre rayos reflejados están dados por las ecuaciones 2.19 y 2.20 donde  $\theta_i$  es el ángulo incidente y  $\epsilon_r$  es la permitividad relativa del medio. [23]

$$s = \frac{l}{\sqrt{1 - \frac{\sin^2(\theta_i)}{\epsilon_r} - 1}} \quad (2.19)$$

$$d = \frac{2l}{\sqrt{\frac{\epsilon_r^2}{\sin^2(\theta_i)} - 1}} \quad (2.20)$$

### Cálculo coeficiente R de reflexión Polarización S:

Polarización S nos indica que el campo eléctrico es perpendicular al plano de incidencia.

El coeficiente R de reflexión según la Figura 2.8 para esta polarización está dado por la siguiente ecuación:

$$R_{\perp} = \frac{n_1 \cos(\theta_i) - n_2 \cos(\theta_t)}{n_1 \cos(\theta_i) + n_2 \cos(\theta_t)} \quad / \quad n_1 \sin(\theta_i) = n_2 \sin(\theta_t)$$

Donde que  $\theta_i$  es el ángulo incidente,  $\theta_t$  es el ángulo transmitido,  $n_1$  es el índice de refracción del medio incidente que es el aire y es equivalente a 1,  $n_2$  es el índice de refracción del medio en el que la onda se refleja y es igual a la raíz cuadrada de la permitividad compleja  $\hat{\epsilon}_r$  del medio:

$$n = \sqrt{\hat{\epsilon}_r} \quad / \quad \hat{\epsilon}_r = \epsilon_r - \frac{j\sigma}{\epsilon_0} \quad (2.21)$$

Respecto a la ecuación 2.21:  $\epsilon_0$  representa la permitividad del vacío,  $\epsilon_r$ ,  $\sigma$  son la permitividad y conductividad del medio respectivamente.

Uniendo esta ecuación con la Ley de Snell y haciendo un artificio matemático se tiene que:

$$\cos(\theta_t) = \sqrt{\frac{\hat{\epsilon}_r - \text{sen}^2(\theta_i)}{\hat{\epsilon}_r}}$$

Finalmente haciendo uso de esta última ecuación con la del coeficiente de reflexión se tiene la ecuación final para el cálculo del coeficiente de reflexión con polarización S: [15]

$$R_{\perp} = \frac{\cos(\theta_i) - \sqrt{\hat{\epsilon}_r - \text{sen}^2(\theta_i)}}{\cos(\theta_i) + \sqrt{\hat{\epsilon}_r - \text{sen}^2(\theta_i)}} \quad (2.22)$$

### Cálculo coeficiente de reflexión Polarización P:

Polarización P nos indica que el campo eléctrico es paralelo al plano de incidencia.

El coeficiente R de reflexión según la Figura 2.8 para esta polarización está dado por la siguiente ecuación:

$$R_{\parallel} = \frac{n_1 \cos(\theta_t) - n_2 \cos(\theta_i)}{n_1 \cos(\theta_t) + n_2 \cos(\theta_i)} / n_1 \sin(\theta_i) = n_2 \sin(\theta_t)$$

Al igual que en polarización S las variables  $n_1, n_2, \theta_t, \theta_i$  representan los índices de refracción del medio incidente, índices de refracción del medio en el que refleja la onda, ángulo de incidencia y ángulo transmitido respectivamente.

Luego, efectuando un análisis análogo al realizado en polarización S se tiene finalmente la ecuación para el coeficiente de reflexión con polarización P: [15]

$$R_{\parallel} = \frac{\sqrt{\hat{\epsilon}_r - \sin^2(\theta_i)} - \hat{\epsilon}_r \cos(\theta_i)}{\sqrt{\hat{\epsilon}_r - \sin^2(\theta_i)} + \hat{\epsilon}_r \cos(\theta_i)} \quad (2.23)$$

### Trasmisión:

#### Análisis Vectorial del Campo Eléctrico Transmitido

La trasmisión según el escenario de la Figura 2.8a es producto de una doble refracción. Aplicando la Ley de Snell a la refracción del medio del índice  $n_1$  hacia el medio del índice  $n_2$  tenemos que el ángulo de trasmisión es: [15]

$$\sin(\theta_t) = \frac{n_1}{n_2} \sin(\theta_i)$$

Si:

$$\frac{n_1}{n_2} \sin(\theta_i) > 1$$

Entonces no existiría trasmisión sino reflexión total. Por otro lado, si aplicamos la Ley de Snell a la refracción del medio del índice  $n_2$  hacia el medio del índice  $n_1$  tenemos que el ángulo de trasmisión es:

$$\sin(\theta_{t2}) = \frac{n_2}{n_1} \sin(\theta_t)$$

Reemplazando se obtiene que:

$$\sin(\theta_{t2}) = \frac{n_2 n_1}{n_1 n_2} \sin(\theta_i) = \sin(\theta_i)$$

Entonces la dirección del vector transmitido es la misma dirección que el vector incidente:

$$\vec{T} = \vec{I} \quad (2.24)$$

### **Análisis Fasorial del Campo Eléctrico Transmitido.**

Analizando la Figura 2.28b notamos que el campo eléctrico  $\vec{E}_T$  transmitido es equivalente a la suma de todos los fasores transmitidos producto de la múltiple reflexión interna en el la pared, objeto u obstáculo. Con un enfoque similar al efectuado para el cálculo del campo eléctrico reflejado, el campo eléctrico transmitido a través de la pared incluyendo el efecto de pérdidas producto de las múltiples reflexiones dentro de la pared está dado por la ecuación 2.25

$$\vec{E}_R = \vec{E}_I * \{T_{eff}\}$$

Dónde el coeficiente de transmisión efectivo está dado por:

$$T_{eff} = \sum_{n=0}^{\infty} e^{-(2n+1)s(\alpha+j\beta)} (1+R)(1-R) (-R)^{2n} e^{jk_0 d n \sin(\theta)}$$

Reordenando la ecuación tenemos:

$$T_{eff} = (1-R^2) e^{-s(\alpha+j\beta)} \sum_{n=0}^{\infty} [e^{-2s(\alpha+j\beta)} (R)^2 e^{jk_0 d \sin(\theta)}]^n$$

Aplicando la siguiente sumatoria conocida

$$\sum_{n=0}^{\infty} x^n = \frac{1}{1-x} / |x| < 1$$

Se tiene el correspondiente coeficiente de transmisión efectivo:

$$T_{eff} = \frac{(1-R^2)e^{-s(\alpha+j\beta)}}{1-R^2e^{-2s(\alpha+j\beta)}e^{jk_0 d \sin(\theta)}} \quad (2.25)$$

Los parámetros  $R$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $k_0$ ,  $s$ ,  $d$ ,  $l$  fueron descritos en el análisis fasorial del campo eléctrico reflejado.

Al analizar esta ecuación notamos visualmente que el coeficiente de transmisión efectivo no depende del coeficiente de transmisión, sin embargo, debemos recordar que la relación entre coeficiente de transmisión y reflexión es la descrita en la ecuación 2.26. Debido a esto, su aporte está incluido en el cálculo.

$$T = 1 - R \quad (2.26)$$

### 2.3.4 Recepción esférica

Esta técnica se usa para determinar que rayos son los que contribuyen a un determinado objetivo de estudio. Si el rayo interseca la esfera que está centrada en el punto objetivo de estudio será tomado en cuenta para los cálculos de las predicciones. El radio de esta esfera es proporcional a la distancia  $d$  total recorrida por el rayo desde el transmisor al objetivo, así como también al espacio angular  $\alpha$  entre los rayos adyacentes tal como lo muestra la Figura 2.12.

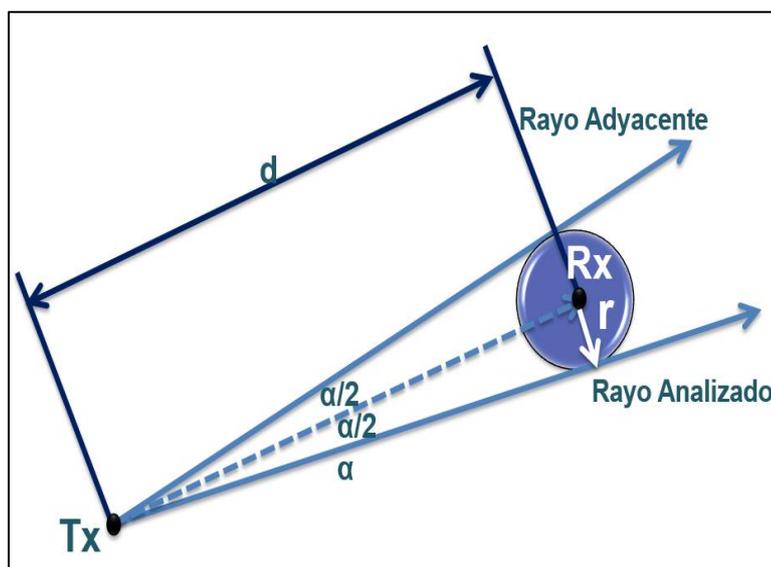


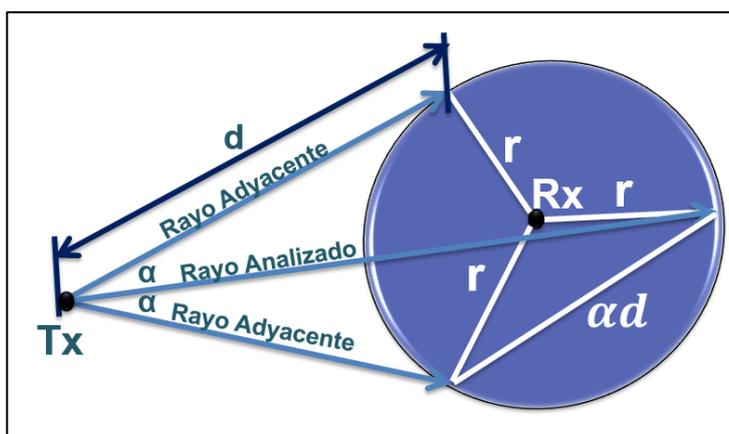
Figura 2.10: Cálculo Recepción Esférica 2D [14]

En 2D el cálculo del radio de recepción se lo puede deducir con la Figura 2.10 donde se asumen dos rayos adyacentes con separación angular  $\alpha$ :

$$\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) = \frac{r}{d} \rightarrow r = d * \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)$$

Sabiendo que  $\sin \alpha \approx \sin \alpha$  cuando  $\alpha \rightarrow 0$ , entonces el radio recepción esférica en 2D está dado por la ecuación 2.27.

$$r = \frac{d * \alpha}{2} \quad (2.27)$$



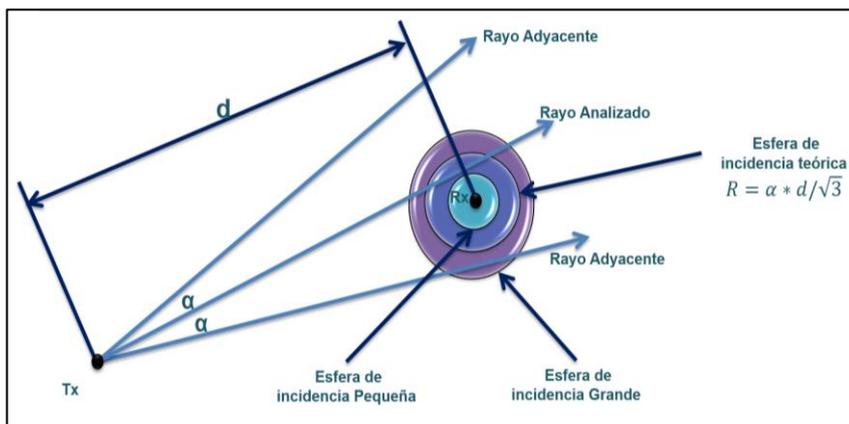
**Figura 2.11:** Cálculo Recepción Esférica 3D [14]

Una interpretación en 3D del problema lo podemos apreciar en la Figura 2.11, donde  $\alpha d$  es una aproximación haciendo uso de  $\alpha \approx \sin \alpha$  cuando  $\alpha \rightarrow 0$ , finalmente el radio lo podemos calcular con la ley del coseno:

$$(\alpha d)^2 = r^2 + r^2 - 2r^2 \cos(120^\circ) = 2r^2(1 - (-0.5)) = 3r^2$$

Por lo tanto, el radio de la recepción esférica está dado por la ecuación 2.28, también mostrada en la Figura 2.12. [14]

$$R = \frac{\alpha d}{\sqrt{3}} \quad (2.28)$$



**Figura 2.12:** Recepción Esférica [14]

El radio de la esfera de recepción es calculado para minimizar errores en el conteo de rayos. La interpretación de este radio calculado se encuentra en la Figura 2.12, donde un radio superior a este nos llevaría a problemas de doble conteo de rayos, lo que implica un sobre estimación de la potencia en el receptor de 3dB a 6dB aproximadamente, con un radio inferior a este podría pasar que ningún rayo sea tomado en cuenta y por lo consiguiente no se considere cobertura en ese punto erróneamente [14]. En [16] se calcula la probabilidad que con este radio ocurra un doble conteo y esta es equivalente a  $\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} - 1 \equiv 20.29\%$  del tiempo.

Es necesario acentuar que el cálculo del radio en la recepción esférica fue calculado bajo la premisa que los rayos están uniformemente distribuidos es decir que tienen la misma separación angular, es por esto que es imperativo que en el proceso de trazado o lanzado de rayos se tome en cuenta esta condición, de lo contrario el error podría ser mayor

Otro enfoque que nos permite tener este radio en la recepción es que a medida que el receptor se aleja del trasmisor, este radio aumenta y la precisión disminuye. Por ejemplo, analizando la Tabla 2 efectuemos el siguiente ejercicio: Asumamos que queremos una resolución de a lo más 5.78m en la predicción.

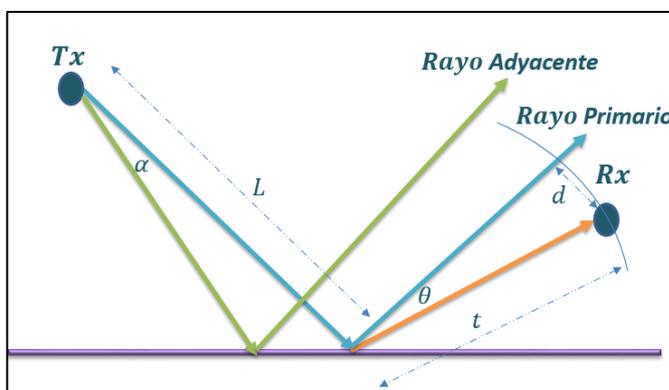
Si la máxima distancia que se requiere predecir es 1000m, se requiere al menos de una resolución angular de 0.01 rad , ahora si por procesamiento solo podemos asegurar una resolución angular de 0.1rad solo podemos realizar a lo más una predicción de 100m de distancia. Con la misma analogía si tenemos una resolución angular de 1rad podremos realizar a lo más una predicción de 10m.

Radio	d = 10m	d = 100m	d = 1000m
$\alpha = 1 \text{ rad}$	5.773m	57.73m	577.3m
$\alpha = 0.1 \text{ rad}$	0.577m	5.773m	57.73m
$\alpha = 0.01 \text{ rad}$	0.0577m	0.577m	5.773m

**Tabla 2:** Radio Recepción esférica diferentes escenarios

Es por esto que para tener una mayor precisión se necesita que el radio de la esfera sea lo menor posible, esto se puede manejar procurando una separación angular menor, lo cual implica que existen más rayos para procesar y por lo consiguiente un mayor procesamiento.

### 2.3.5 Recepción basada en la geometría distribuida de fuentes de onda



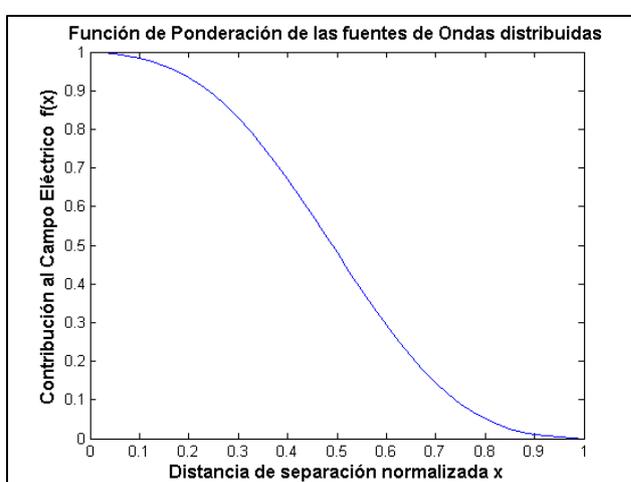
**Figura 2.13:** Recepción Basada en la geometría distribuida de las fuentes de ondas [16]

Este método graficado en la Figura 2.13, en la recepción de los rayos se remedia los errores de doble conteo que introduce la recepción esférica.

En lugar de decidir si un rayo se toma en consideración o no para el cálculo se utiliza una función de ponderación de acuerdo con la proximidad del rayo al punto objetivo.

Durgin, Patwari y Rappaport efectuaron una simulación de Montecarlo para encontrar una función de ponderación válida, la Figura 2.14 muestra esta función. [16]

Esta función  $f(x)$  deber ser multiplicada por el campo eléctrico de cada rayo, mientras el rayo circule más cercano al objetivo esta función tiende a 1, mientras más lejano tiende a 0 como lo muestra la Figura 2.14.



**Figura 2.14:** Función de Ponderación de las fuentes de Ondas distribuidas [16]

Conociendo la distancia total  $R$  recorrida por el rayo,  $x$  es la relación entre la longitud de arco desde el objetivo al rayo para la longitud de arco desde el rayo al rayo vecino más cercano. El cálculo de estas dos magnitudes está dado por las ecuaciones siguientes: [16]

$$R = \sqrt{L^2 + t^2 + 2 L t \cos(\theta)} \quad (2.29)$$

$$x = \frac{d}{\alpha R} = \frac{1}{\alpha} \tan^{-1} \left[ \frac{t \sin(\theta)}{L + t \cos(\theta)} \right] \quad (2.30)$$

La descripción de las variables se encuentra en la Tabla 3.

Variable	Definición
L	Distancia del origen a la intersección
t	Distancia de la intersección al objetivo
$\theta$	Angulo de desviación del rayo al ojetivo
d	Longitud de arco del receptor al rayo
$\alpha R$	Longitud de arco del rayo al rayo más cercano.

**Tabla 3:** Descripción Variables Recepción basada en la geometría distribuida de las fuentes de onda. [16]

## 2.4. Modelado De La Propagación Basado En Teoría De Rayos

Una vez definido los rayos a considerarse en la predicción, en esta sección se presenta el modelado de cada uno de los parámetros a predecir: Potencia de recepción, Perdidas por Trayecto, espectro de potencia de las componentes multipaso (PDP), Esparcimiento de retrasos multipasos (DS).

### 2.4.1 Modelado de las pérdidas por trayecto y potencia de recepción

El campo eléctrico en el receptor se la calcula mediante una suma fasorial de los campos eléctricos de los rayos a considerar en la predicción. Una vez se tiene el campo eléctrico resultante, se procede a calcular la potencia en el receptor, la fórmula 2.31 describe lo antes mencionado.

$$P_r = P_t * \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 * \left\| \sum_{i=1}^N G_T(\theta_{T_i}, \phi_{T_i}) * G_R(\theta_{R_i}, \phi_{R_i}) \prod_j R_{i,j} * \prod_k T_{i,k} * \frac{e^{-\frac{2\pi d_i}{\lambda}}}{d_i} \right\|^2$$

[14][17] (2.31)

Las pérdidas por trayecto no es nada más que la división entre la potencia en la recepción dividido para la potencia del transmisor.

$$P_l = \frac{P_r}{P_t} \quad [14] \quad (2.32)$$

La descripción de cada variable para estos cálculos está descrita en la Tabla 4.

Variable	Definición
$P_r$	Potencia de recepción total (Vatios)
$P_t$	Potencia de transmisión (Vatios)
$P_l$	Pérdidas por trayecto
$\lambda$	Longitud de onda (m)
$G_T(\theta T_i, \phi T_i)$	Ganancia en la transmisión
$G_R(\theta R_i, \phi R_i)$	Ganancia en la recepción
$\prod_j R_{i,j}$	Multiplicación de los j coeficientes de reflexión para el i – ésimo rayo
$\prod_k T_{i,k}$	Multiplicación de los k coeficientes de transmisión para el i – ésimo rayo
$d_i$	Distancia recorrida por el i – ésimo rayo (m)
N	Es la cantidad de rayos que llegan al receptor

**Tabla 4:** Descripción Variables Cálculo de Potencia de Recepción.

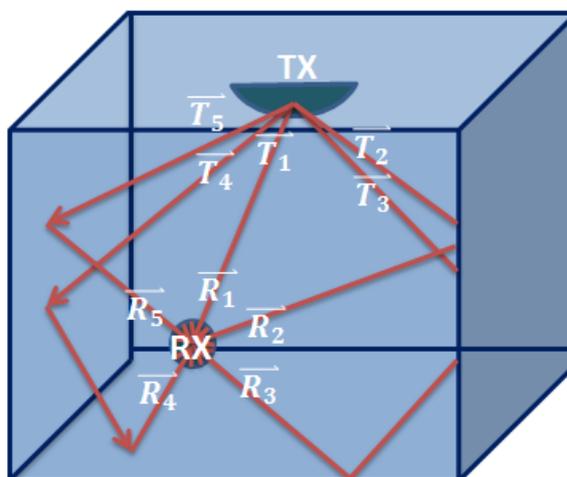
Un ejemplo descriptivo de esta ecuación se encuentra en la Figura 2.15. Asumamos que por el método de recepción esférica se determinó que en el objetivo deben ser tomados en cuenta  $N = 5$  rayos, los cuales llegaron con dirección dada por los vectores unitarios  $\vec{R}_i$   $i = 1 \rightarrow N$  recorriendo una distancia  $d_i$  desde el transmisor de donde salieron con dirección  $\vec{T}_i$   $i = 1 \rightarrow N$ .

Ahora, todo vector puede ser escrito en coordenadas polares tal que  $\vec{V}_i = (r_i, \theta_i, \phi_i)$ , adicional se conoce las funciones  $G_R$ ,  $G_T$  de ganancia en la antena transmisora y receptora, entonces  $G_T(\theta R_i, \phi R_i)$ ,  $G_T(\theta T_i, \phi T_i)$  representan las ganancias en la dirección de recepción y transmisión del rayo  $i$  que llega al receptor.

$\prod_k T_{i,k}$  Refiere a las  $k$  transmisiones que tiene el rayo  $i$  hasta llegar al receptor, en este ejemplo no llegan rayos transmitidos al receptor por lo que este valor es 1.

$\prod_j R_{i,j}$ , Refiere a las  $j$  transmisiones que tiene el rayo  $i$  hasta llegar al receptor, este valor es 1 para el rayo  $\vec{R}_1$  debido a que es el rayo que llega directo del transmisor al receptor. Para el rayo 2 y 5 este valor es equivalente al coeficiente de la única reflexión que experimenta antes de llegar al objetivo, mientras que para los rayos 3, 4 este valor es

equivalente a la multiplicación de los coeficientes de las dos reflexiones que experimenta antes de llegar al objetivo.



**Figura 2.15:** Gráfico cálculo de la potencia de recepción.

#### 2.4.2 Modelado del espectro de potencia de las componentes multipaso (PDP)

Debido a la propagación multipaso, cada rayo llega al receptor en diferentes instantes de tiempo. El PDP nos da la potencia de recepción a través de un canal multipaso en función del tiempo de retardo de propagación de los rayos. El modelado de este parámetro lo representa la ecuación 2.33 y se detallan las variables en la Tabla 5. [19]

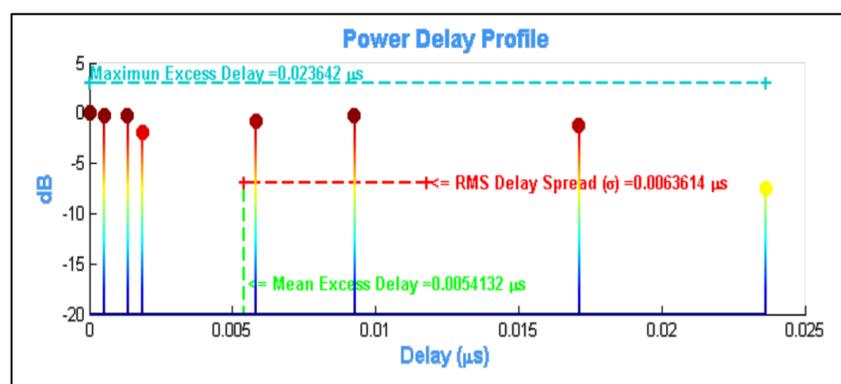
$$P_r(t) = P_t * \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 * \sum_{i=1}^N \left\{ \left\| G_T(\theta_{T_i}, \phi_{T_i}) * G_R(\theta_{R_i}, \phi_{R_i}) \prod_j R_{i,j} * \prod_k T_{i,k} * \frac{e^{-\frac{2\pi d_i}{\lambda}}}{d_i} \right\|^2 \delta(t - \tau_i) \right\}$$

[14][17] (2.33)

El PDP puede ser presentado de forma gráfica donde se evidencia la potencia vs el retardo de propagación, generalmente el gráfico PDP usa valores relativos normalizados y expresados en dB, tal como lo muestra la Figura 2.16.

Variable	Definición
$P_r(t)$	PDP (Vatios( $\mu$ s))
$P_t$	Potencia de transmisión (Vatios)
$\lambda$	Longitud de onda (m)
$G_T(\theta T_i, \phi T_i)$	Ganancia en la transmisión
$G_R(\theta R_i, \phi R_i)$	Ganancia en la recepción
$\prod_j R_{i,j}$	Multiplicación de los j coeficientes de reflexión para el i – ésimo rayo
$\prod_k T_{i,k}$	Multiplicación de los k coeficientes de transmisión para el i – ésimo rayo
$d_i$	Distancia recorrida por el i – ésimo rayo (m)
$\tau_i$	Retardo de llegada del i – ésimo rayo ( $\mu$ s)
N	Es la cantidad de rayos que llegan al receptor

**Tabla 5:** Descripción Variables Cálculo de PDP.



**Figura 2.16:** Gráfico PDP

### 2.4.3 Modelado del esparcimiento de retrasos multipaso (DS)

El DS se deriva del PDP, de hecho, el valor RMS usa el primer y el segundo momento del PDP tal como lo muestra la ecuación 2.34. La propagación multipaso provoca que al receptor lleguen señales desfasadas en tiempo, fase y escaladas en amplitud, el DS representa el esparcimiento en tiempo de estas las señales que llegan al receptor, el cálculo está dado por la ecuación 2.34 y se detallan las variables en la Tabla 6. [18] [19].

$$\sigma_{rms} = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \quad \text{donde} \quad \bar{\tau}^k = \frac{\sum_{i=1}^N P_r(\tau_i) * \tau_i^k}{\sum_{i=1}^N P_r(\tau_i)} \quad (2.34)$$

Variable	Definición
$\sigma_{rms}$	RMS DS ( $\mu s$ )
$P_r(\tau_i)$	Potencia de recepción del i – ésimo rayo (Vatios)
$\tau_i$	Retardo de llegada del i – ésimo rayo ( $\mu s$ )

**Tabla 6:** Descripción Variables Cálculo de DS.

Este parámetro en la planificación y diseño de sistemas de comunicación inalámbricos nos permite determinar la tasa de símbolo máxima que debe tener el sistema para evitar la interferencia inter-simbólica ya que el tiempo de símbolo debe ser mayor al DS.

## CAPÍTULO 3

### 3. DESARROLLO DE LA HERRAMIENTA DE PREDICCIÓN.

Una vez definido el fundamento teórico en el que se basa de este trabajo, en este capítulo se presenta la forma modular en que se desarrolló la herramienta de predicción.

#### 3.1. Definición de etapas o módulos en para el cálculo de la predicción

Para el cálculo de la predicción, la herramienta pasa por un conjunto de etapas o módulos que van desde el ingreso por el usuario de los parámetros requeridos para efectuar la predicción, hasta la presentación al mismo de los resultados.

La Figura 3.1 presenta cada uno de los módulos y la interacción entre ellos, dejando para los siguientes apartados la descripción de cada uno.

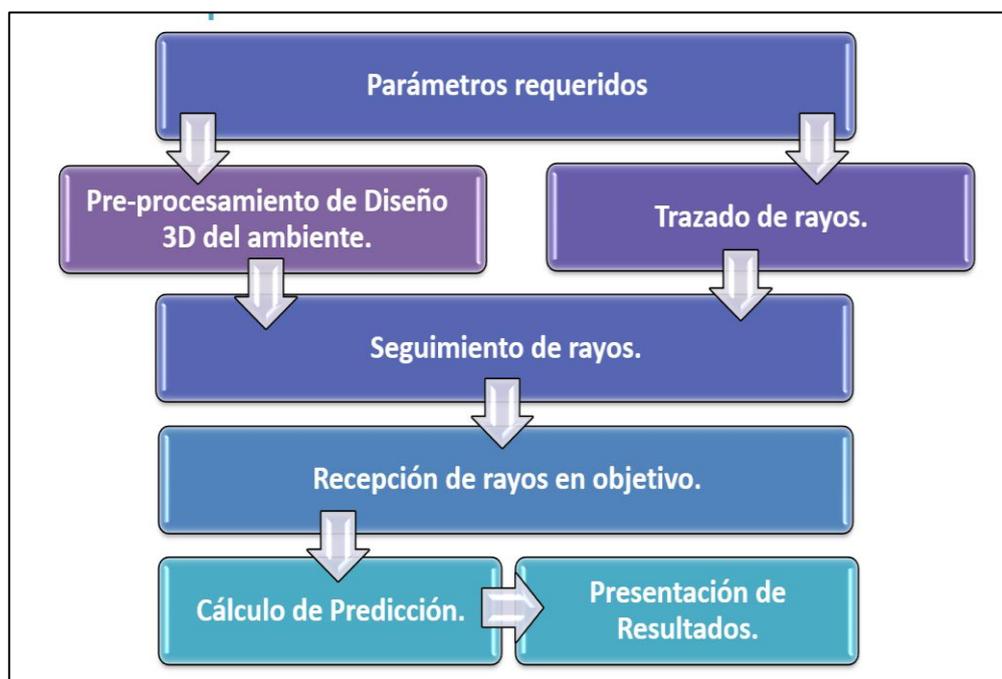
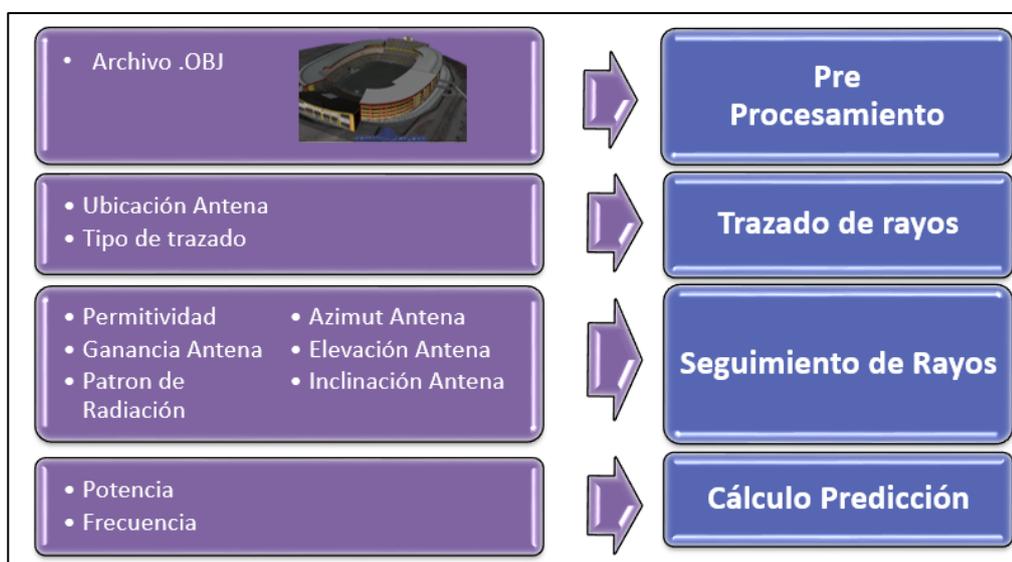


Figura 3.1: Módulos de la Herramienta de trazado de rayos.

### 3.2. Parámetros requeridos

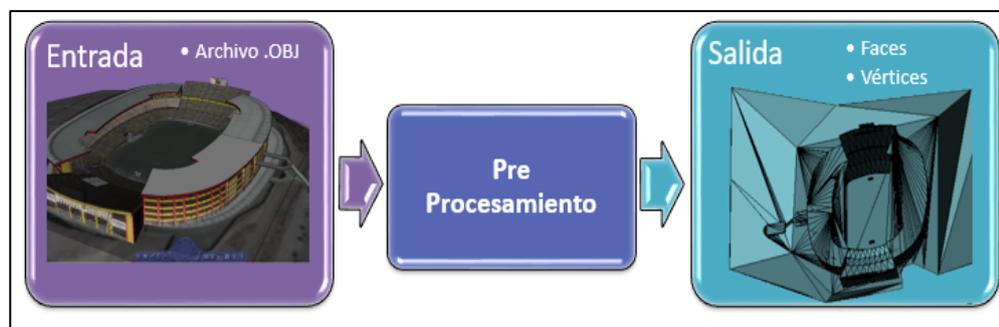


**Figura 3.2:** Parámetros requeridos para la predicción.

Los parámetros requeridos para el cálculo de la predicción son los siguientes, además alimentan a los demás módulos de acuerdo la Figura 3.2.

- Diseño 3D del ambiente a predecir propagación (archivo .OBJ /.MAT).
- Potencia de trasmisión (W).
- Frecuencia de Operación (MHz).
- Ubicación / Elevación / Inclinación/ Acimut de la antena Trasmisora.
- Ganancia de Antena / Patrón de radiación de la Antena (.ANT).
- Permitividad compleja del material a considerar en el ambiente a predecir, con el cual se calcularán los coeficientes de trasmisión y reflexión. Es necesario indicar que en esta herramienta todo el ambiente se considera de un solo material.
- Tipo de trazado (Esférico, Icosaédrico).
- Tipo de recepción de rayos (Esférica, Basada en la geometría de las fuentes de ondas).

### 3.3. Módulo de Pre-procesamiento del modelo 3D del ambiente a predecir



**Figura 3.3:** Módulo de Pre-Procesamiento del Ambiente.

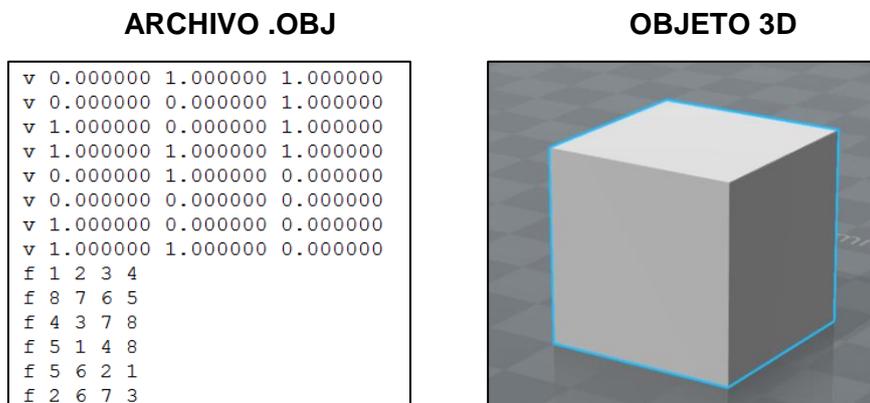
Tal como se muestra en la Figura 3.3, en esta etapa se tiene como entrada el diseño 3D del ambiente o escenario donde se va a realizar la predicción de propagación, este diseño deberá ser de una extensión .OBJ y como salida se tendrán las componentes cartesianas en tres dimensiones de los vértices y la relación entre estos para formar cada cara de los objetos que pertenecen al escenario. Todos los objetos estarán formados por caras triangulares. Es necesario indicar que el desarrollo del diseño 3D del ambiente de predicción no está en el alcance de este estudio.

#### 3.3.1 Formato necesario para el Pre-Procesamiento

Los archivos .OBJ son archivos ASCII que describen la geometría y otras propiedades de los objetos o escenarios en 3D.

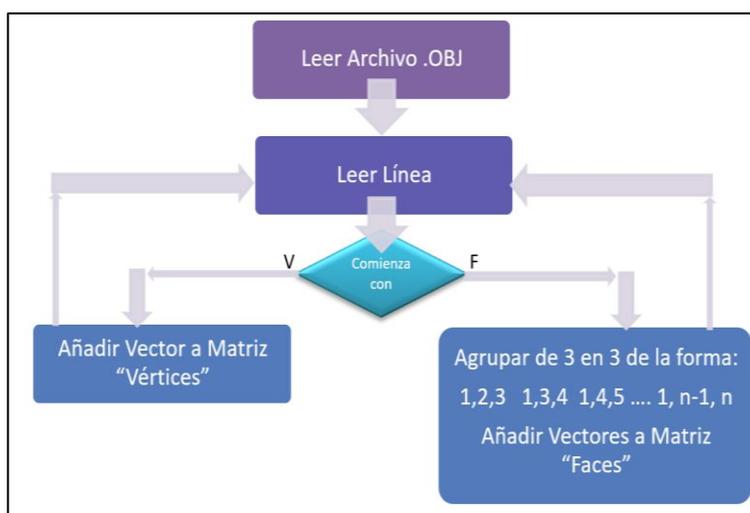
Existe una estructura definida para estos archivos, una palabra clave al inicio de cada línea identifica el tipo de dato que representa.

Las dos letras claves de nuestro interés son “v” y “f” que representan los vértices y las caras del objeto respectivamente. Un ejemplo de archivo .OBJ y su representación gráfica en 3D se muestra en la Figura 3.4, un cubo tiene 8 vértices y 6 caras, los cuales están descritos en el archivo .OBJ, las líneas etiquetadas con “v” corresponden a sus 8 vértices y las etiquetadas con “f” a sus 6 caras, por ejemplo, la primera fila con la etiqueta “f” indica que esa cara del cubo es un cuadrado está formado por los vértices “v” 1, 2, 3 y 4.



**Figura 3.4:** Ejemplo de archivo .OBJ.

### 3.3.2 Algoritmo de Pre-Procesamiento



**Figura 3.5:** Algoritmo de Pre-Procesamiento.

El proceso de lectura se basa en leer el archivo ASCII .OBJ en 2 matrices “Vértices” y “Faces”. Los vértices se traducen tal y como se los lea en el archivo, por otro lado, en este archivo las caras pueden estar formadas por más de 3 vértices, es decir por caras poligonales, mientras que en nuestro desarrollo se requiere de caras triangulares, es por eso que en este caso el polígono será dividido en triángulos, por lo tanto, los

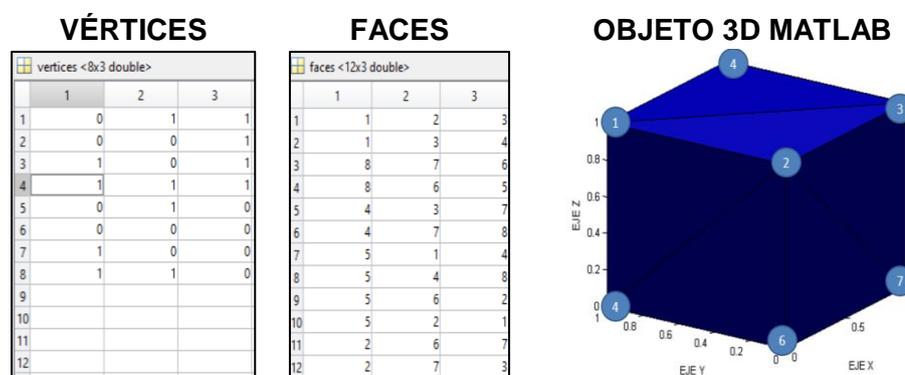
vértices serán agrupados de 3 en 3. Este algoritmo está descrito en la Figura 3.5.

### 3.3.3 Variables de salida del Pre-Procesamiento

Las variables de salida de este módulo son un par de matrices denominadas:

**VÉRTICES:** Es una matriz que contiene las coordenadas cartesianas  $x$ ,  $y$ ,  $z$  de los vértices de los objetos del ambiente o escenario a predecir. La matriz es de dimensiones  $N \times 3$  donde  $N$  representa la cantidad de vértices que tiene el escenario y 3 es la dimensión en la que se está trabajando 3D.

**FACES:** Es una matriz que contiene la relación entre los vértices para formar caras, en el desarrollo de este proyecto todas las caras son triangulares para poder usar la intersección rayo-triángulo descrita en el apartado 2.4.2. La matriz es de dimensiones  $M \times 3$  donde  $M$  representa la cantidad de caras que tiene el escenario.



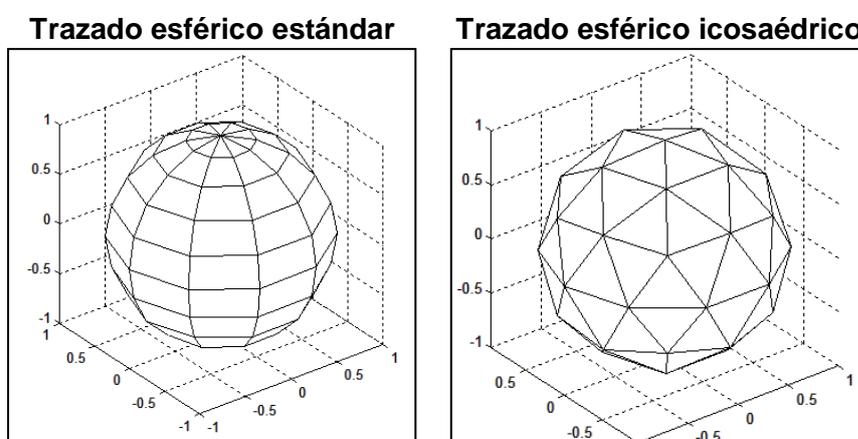
**Figura 3.6:** Salida del Módulo de Pre-Procesamiento.

Tomando como entrada el archivo .OBJ que representa el cubo de la Figura 3.4, aplicando el algoritmo descrito, tendríamos como salida las matrices Vértices y Faces de la Figura 3.6. Note que todas las caras del cubo son formadas con triángulos, por esto a pesar de que el cubo tiene 6 caras, la matriz FACES tiene 12 elementos, donde cada dos elementos forman una cara del cubo, tomando como referencia, la primera fila (1, 2, 3) y segunda (1, 3, 4) fila de la matriz FACES forman la

cara superior del cubo, donde 1, 2, 3, 4 representan los índices de los VÉRTICES que conforman la cara del cubo, tal como lo muestra la Figura 3.6.

### 3.4. Módulo de Trazado de Rayos

En esta etapa se efectuará el trazado de los rayos por el método de la fuerza bruta, se determinará la mejor forma de efectuar el trazado, sea esta en dirección de los vértices de una esfera icosaédrico o de una esfera estándar como se muestra en la Figura 3.7.



**Figura 3.7:** Tipos de Trazado de Rayos.

La dirección de cada rayo será desde el centro de la figura geométrica (que indica la posición de la antena transmisora) hasta los vértices de las mismas, ya que los rayos van a tener origen en un mismo punto y además deberán tener la misma magnitud, implícitamente estamos hablando de una esfera. Ahora, se efectuará un análisis para determinar la mejor forma de trazar los rayos (que tipo de esfera), tomando en cuenta que los rayos deben tener una separación angular igual entre todos sus rayos adyacentes [16].

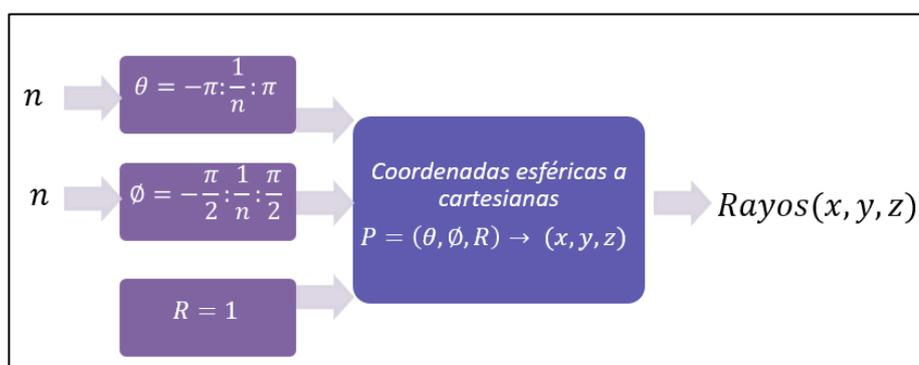
#### 3.4.1 Algoritmo de trazado de rayos

**Esfera estándar:** Este algoritmo se basa en la construcción de una esfera estándar dadas las coordenadas esféricas de los puntos  $P = (\theta, \phi, R)$ . Donde en nuestro escenario  $R = 1$ ,  $-\pi \leq \theta \leq \pi$ ,  $-\frac{\pi}{2} \leq \phi \leq \frac{\pi}{2}$ .

La Figura 3.8 nos muestra el algoritmo el cual consta de 3 pasos:

1. Definir la matriz  $\theta = -\pi: \frac{\pi}{n} : \pi$  que contiene todos los números de  $-\pi$  hasta  $\pi$  en pasos de  $\frac{\pi}{n}$ .
2. Definir la matriz  $\phi = -\frac{\pi}{2}: \frac{\pi}{2n} : \frac{\pi}{2}$  que contiene todos los números de  $-\frac{\pi}{2}$  hasta  $\frac{\pi}{2}$  en pasos de  $\frac{\pi}{2n}$ .
3. Conversión de Coordenadas esféricas a cartesianas, según la notación:  $(\theta, \phi, R = 1) \rightarrow (x, y, z)$  donde  $x, y, z$  representan las coordenadas de los vectores unitarios que dan la dirección a los rayos.

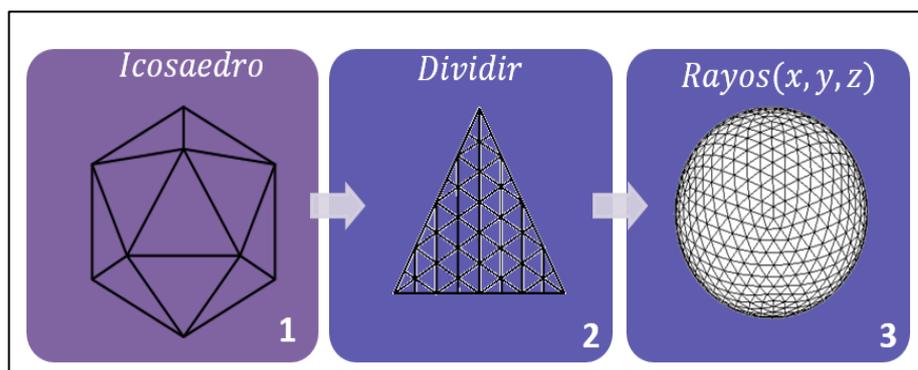
Como podemos observar en la Figura 3.7, mediante este algoritmo las caras de la esfera son cuadriláteros en el ecuador y triángulos en los polos. La primera desventaja que se evidencia mediante este algoritmo es que la separación angular entre rayos y sus vecinos es menor en los polos que en el ecuador de la esfera, es decir no están uniformemente distribuidos y para el algoritmo de trazado de rayos es necesaria esta cualidad.



**Figura 3.8:** Algoritmo trazado esfera estándar.

**Esfera icosaédrica:** Este algoritmo se basa en 3 etapas como lo define la Figura 3.9:

1. Creación Icosaedro.
2. Dividir cada cara del icosaedro en triángulos semejantes.
3. Extrapolar cada vértice a una esfera.



**Figura 3.9:** Algoritmo trazado Icosaédrico.

Como podemos observar en la Figura 3.9 todas las caras de la esfera son triangulares, además que los rayos están distribuidos uniformemente [16]. La siguiente ecuación es una aproximación del promedio de la separación angular entre los rayos:

$$\bar{\alpha} = \frac{1}{N} \sqrt{\frac{4\pi}{5\sqrt{3}}} = \frac{1.205}{N} \text{radianes} \quad [16] \quad (3.1)$$

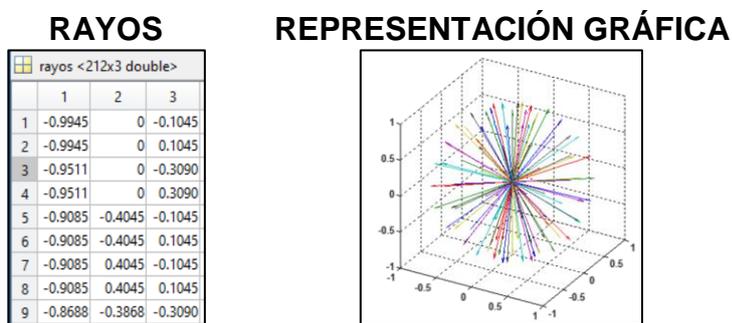
### 3.4.2 Definición de la resolución angular deseada

La resolución angular está dada por la separación angular  $\alpha$  que se tiene entre un rayo y los correspondientes rayos adyacentes. Mientras este  $\alpha$  sea lo menor posible, la precisión de la predicción será mayor. Por el contrario, si esta separación es mayor, la precisión de la predicción será menor.

Como se había mencionado en el apartado 1.5, la computadora en la que se ejecuta esta herramienta limita la resolución angular, dado que, si reducimos la separación angular para tener más precisión en la predicción, aumentará el tiempo de procesamiento.

Este parámetro está ligado a los dos métodos de recepción de rayos estudiados en los apartados 2.4.4 y 2.4.5.

### 3.4.3 Variables de salida del trazado de rayos

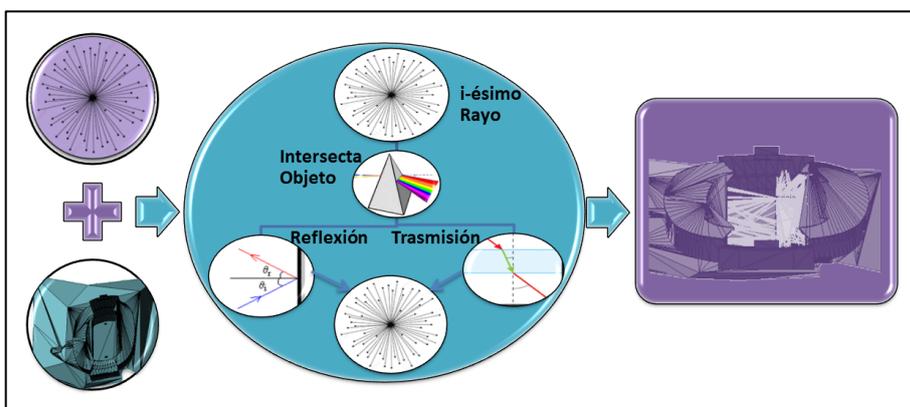


**Figura 3.10:** Salida del Módulo trazado de rayos.

Independientemente del tipo de trazado que se escoja, la salida de este módulo es una matriz de  $N \times 3$ , donde  $N$  representa el número de rayos a trazar y 3 es la dimensión 3D en la que estamos trabajando. Observando la Figura 3.10, cada fila es un vector unitario que representa la dirección de los rayos a ser trazados, en el lado derecho de la figura notamos que los rayos salen de un mismo punto en todas las direcciones posibles, es por esto que este método se denomina “fuerza bruta”.

### 3.5. Módulo de Seguimiento de Rayos

En esta etapa se realizará el seguimiento de la interacción de cada rayo trazado con cada obstáculo del ambiente o escena, para cada rayo se ejecutará un algoritmo recursivo de trazado de rayos, determinando si estos se reflejan, se transmiten o ambos.



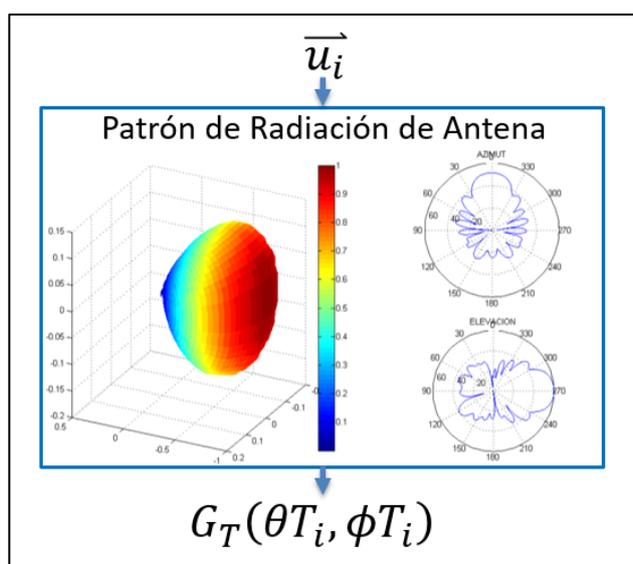
**Figura 3.11:** Algoritmo Seguimiento de rayos.

### 3.5.1 Descripción de las variables de entrada de este módulo

Las entradas de este módulo como lo describe la Figura 3.11, son las matrices RAYOS, VÉRTICES y FACES producto de los módulos “Trazado de Rayos” y “Pre-Procesamiento del ambiente 3D a predecir”.

Adicional existen entradas provenientes de los parámetros requeridos por el usuario tales como permitividad compleja  $\varepsilon$  del ambiente, la cual es necesario indicar que en este desarrollo es la misma para todos los objetos del ambiente, parámetros respecto a la antena receptora tales como: patrón de radiación, ganancia, azimut, elevación, polarización, etc.

El patrón de radiación está dado por un archivo .ANT el cual es un archivo de 720 líneas donde las primeras 360 son los valores de la ganancia del acimut empezando desde  $0^\circ$  a  $359^\circ$ , las siguientes 360 equivalen a los valores de ganancia de elevación comenzando desde  $0^\circ$  a  $359^\circ$  [21]. Estos valores se pueden combinar para formar el patrón de radiación 3D, luego como entrada la dirección de un rayo  $\vec{u}_i$ , se puede obtener la ganancia  $G_T(\theta_{T_i}, \phi_{T_i})$  correspondiente a ese rayo, tal como lo muestra la Figura 3.12.



**Figura 3.12:** Cálculo de Ganancia dado Patrón de Radiación.

### 3.5.2 Descripción del algoritmo de seguimiento de rayos

El algoritmo de seguimiento de rayos está descrito en la Figura 3.11, consiste en tomar cada rayo de la salida módulo “Trazado de Rayos” y hacerlo interactuar con el ambiente 3D.

El algoritmo se detalla a continuación:

- Se toma el primer rayo con dirección  $\overline{u_R}$  indicada en la primera fila de la variable “Rayos” descrita en el apartado 3.4.3 y origen  $P_0$  en la ubicación de la antena trasmisora”, es decir la ecuación del rayo sería:

$$\overline{R(t)} = P_0 + t * \overline{u_R}$$

- Primero se calcula la ganancia en la dirección del rayo como lo describe la Figura 3.12.
- Luego se verifica si el rayo interseca con cada una de las caras triangulares del ambiente 3D definidas por las variables “Faces” y “Vértices” descritas en el apartado 3.3.3.
- Para determinar si un rayo interseca con un objeto del ambiente, se usa el algoritmo intersección rayo - triángulo descrito en el apartado 2.4.2, este algoritmo puede ser usado ya que todos los objetos del ambiente fueron pre-procesados y están formados solamente por superficies triangulares.
- Si este no interseca con ningún objeto del ambiente, se procede a tratar al siguiente rayo.
- Si existe intersección, se determina si el rayo incidente se refleja y/o transmite y estos rayos derivados serán tratados como un nuevo rayo con punto de origen en el punto de intersección. En cada intersección se calcula el coeficiente de transmisión o reflexión según sea el caso.
- Se permite hasta 4 rayos derivados (por reflexión o transmisión) de un rayo, esta limitación se la definió debido a la capacidad limitada de procesamiento, añadido que, en cada interacción con

un objeto, sea por reflexión o transmisión el rayo pierde energía debido a que los coeficientes que multiplican a la norma del rayo derivado son menores a 1, por lo que rayos de orden de derivación mayor pueden ser despreciables. Una vez alcanzado este límite, se procede a tratar el siguiente rayo. Es necesario indicar que este parámetro puede ser modificado, en el caso que en un futuro se requieran efectuar análisis puntuales.

- En el caso que intercepte con más de un objeto, el punto de intersección elegido es el más cercano.
- Las direcciones de los rayos derivados, sean estos reflejados o transmitidos son calculados mediante el análisis vectorial descrito en el apartado 2.4.3.

### 3.5.3 Cálculo de los coeficientes de reflexión y transmisión

Los coeficientes de reflexión y transmisión en cada intersección son calculados mediante la Óptica Geométrica descrita en el apartado 2.4.3, esto dependiendo del tipo de polarización, ángulo de incidencia de los rayos en las superficies, frecuencia del sistema, material ( $\epsilon$ ,  $\sigma$ ,  $\mu$ ) y grosor el objeto en el que el rayo incide. El coeficiente de reflexión es calculado por la ecuación 2.15, mientras que el de transmisión por la 2.24.

### 3.5.4 Descripción de las variables de salida de este módulo

Las variables de salida de este módulo son un par de matrices denominadas:

**VERTICESRAYOS:** Es una matriz que contiene las coordenadas cartesianas  $x$ ,  $y$ ,  $z$  de los puntos de intersección de los rayos con el ambiente incluida la coordenada de la antena transmisora del rayo. La matriz es de dimensiones  $N \times 3$  donde  $N$  representa el número de intersecciones total de todos los rayos trazados con el ambiente, producto del algoritmo de seguimiento de rayos, y 3 es la dimensión en la que se está trabajando 3D.

**RAYOSOLOS:** Es una matriz de  $N$  filas, donde cada fila contiene información relacionada a 1 rayo, sea este derivado o no, la información contenida de acuerdo con las columnas es la siguiente:

- **Columna 1:** Número que indica la fila de la matriz VERTICESRAYOS que representa el punto de origen del rayo. Es necesario indicar que, de acuerdo con el algoritmo, el punto de intersección de un rayo con el ambiente se convierte en origen del rayo derivado que se refleja o se transmite.
- **Columna 2:** Número que indica la fila de la matriz VERTICESRAYOS que representa el punto de intersección del rayo con el ambiente o escenario 3D desde el punto de origen descrito en la Columna 1.
- **Columna 3:** Es la distancia total recorrida por el rayo desde la antena transmisora hasta el punto de origen descrito en la Columna 1.
- **Columna 4:** Contiene la multiplicación de los coeficientes de reflexión y transmisión (  $\prod_j R_j * \prod_k T_k$  ) producto de las intersecciones desde la antena transmisora hasta el punto indicado en la Columna 1.
- **Columna 5:** Es el indicador del número de rayo trazado desde la antena transmisora, es decir todos los rayos derivados de un rayo emitido desde la antena transmisora tendrán un mismo indicador, el valor máximo de esta columna será la cantidad de filas que tiene la matriz "RAYOS".
- **Columna 6:** Indica el orden del rayo, si este valor es "1" nos dice que el origen del rayo es la antena transmisora, si este valor es "2" quiere decir que es un rayo derivado que sufrió una reflexión o transmisión antes y el punto de origen es el punto de intersección del rayo transmitido desde la antena con el ambiente o escenario 3D, si el valor es 3, el rayo es derivado y ha sufrido 2 reflexiones y/o transmisiones anteriormente y así sucesivamente. El número

máximo de este valor es 4, dado que en el desarrollo de esta herramienta se permite a lo mucho 4 rayos derivados.

- **Columna 7:** Indica la ganancia de la antena en la dirección del rayo primario ( $G_T(\theta T_i, \phi T_i)$ ), el cual fue trazado desde la antena hasta el primer punto de intersección, es decir todos los rayos derivados tendrán la misma ganancia de transmisión.

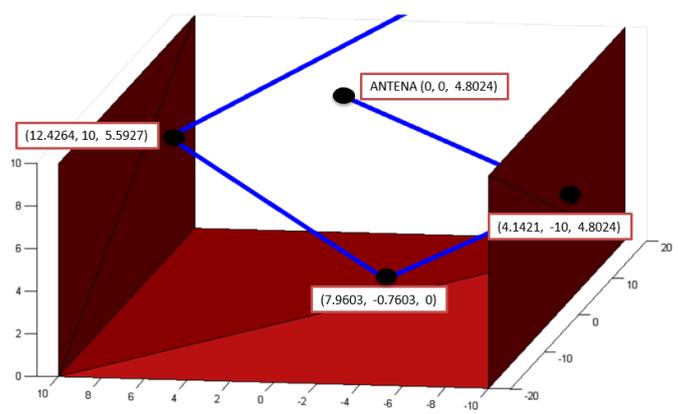
Para una mejor comprensión de estas matrices procedemos a analizar la Figura 3.13, de esto notamos que:

- La fila 151598 de la variable RAYOSOLOS es el rayo 118390 procedente de la antena trasmisora, esto lo notamos porque en la columna 6 se tiene como valor 1, por lo consiguiente la fila 269987 de la variable VERTICESRAYOS representa la posición de dicha antena, es decir (0, 0, 10), donde 10 representa la altura de la antena.
- Los rayos de las filas de 151599 a 151601 son derivados del rayo de la fila 151598.
- El rayo de la fila 151601 tiene punto de origen (12.4264, 10, 5.5927), es un rayo derivado del rayo de la fila 151598 que ha recorrido 36.0215 metros desde la ubicación de la antena (0, 0, 10) hasta el punto (12.4264, 10, 5.5927) descrito anteriormente.
- La multiplicación de todos los coeficientes de reflexión y transmisión desde la ubicación de la antena (0, 0, 10) hasta el punto (12.4264, 10, 5.5927) origen del rayo de la fila 151601 es -1. Para efectos demostrativos, en este caso se asume que todos los objetos son reflectores ideales, es decir su coeficiente de reflexión es -1, entonces como el rayo se reflejó 3 veces hasta este punto, la multiplicación final es  $(-1)(-1)(-1) = -1$ .

Finalmente, la Figura 3.14 nos muestra cómo se vería gráficamente nuestras matrices RAYOSOLOS y VERTICESRAYOS.

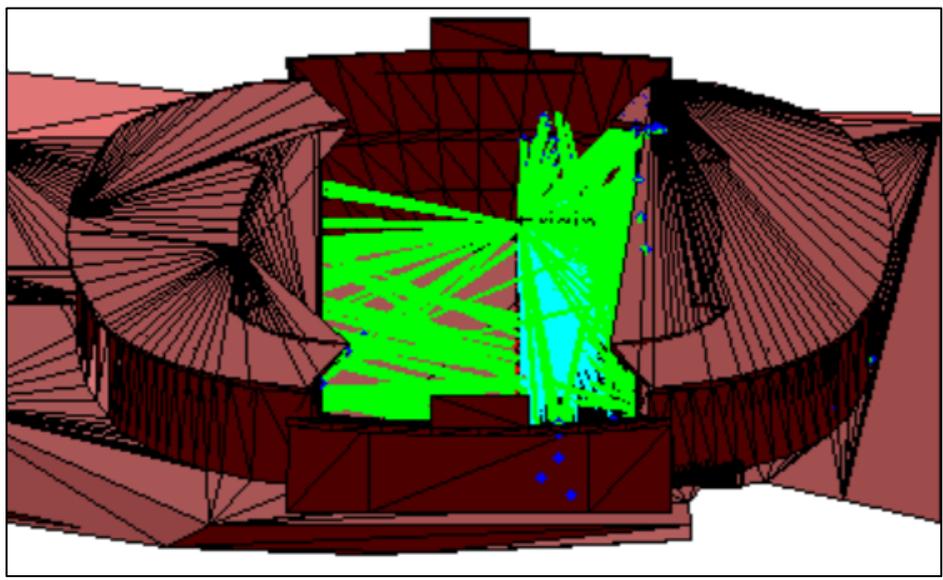
VERTICESRAYOS				RAYOSOLOS							
verticesrayos <523928x3 double>				rayosolos <234363x7 double>							
	1	2	3	1	2	3	4	5	6	7	
269987	0	0	10	151598	269987	269988	0	1	118390	1	1
269988	4.1421	-10.0000	4.8024	151599	269988	269989	12.0072	-1	118390	2	1
269989	7.9694	-0.7603	0	151600	269989	269990	23.1015	1	118390	3	1
269990	12.4264	10	5.5927	151601	269990	269991	36.0215	-1	118390	4	1
269991	3.4510e+04	-8.3274e+04	4.3293e+04	151602	269992	269993	0	1	118391	1	1

**REPRESENTACIÓN GRÁFICA 1 RAYO**



**Figura 3.13:** Matrices Producto de Módulo de Seguimiento de Rayos.

**REPRESENTACIÓN GRÁFICA TODOS LOS RAYOS**



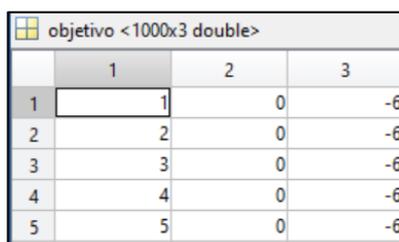
**Figura 3.14.** Gráfico Producto de Módulo de Seguimiento de Rayos.

### 3.6. Módulo de Recepción de Rayos

En esta etapa se determina que rayos contribuirán para el cálculo de la predicción en cada punto del objetivo de cobertura. Para este proceso se usará el método llamado recepción esférica, el cual fue descrito en el apartado 2.4.4.

#### 3.6.1 Definición del objetivo de predicción

El objetivo de predicción es una entrada que indica los puntos en los cuales se requiere efectuar la predicción de cobertura. En términos generales representa los puntos geográficos que se interesa garantizar cobertura en el diseño un sistema de telecomunicaciones. Para términos de este desarrollo es representado por una matriz de  $N \times 3$ , donde  $N$  es el número de puntos a predecir, y los puntos están en  $3D$ .



	1	2	3
1	1	0	-6
2	2	0	-6
3	3	0	-6
4	4	0	-6
5	5	0	-6

**Figura 3.15:** Matriz Objetivo de Cobertura.

Por ejemplo, la Figura 3.15 nos indica que se va a efectuar la predicción de cobertura en los siguientes puntos:

$$(1, 0, -6), (2, 0, -6), (3, 0, -6), (4, 0, -6) \text{ y } (5, 0, -6).$$

#### 3.6.2 Descripción de las variables de entrada de este módulo

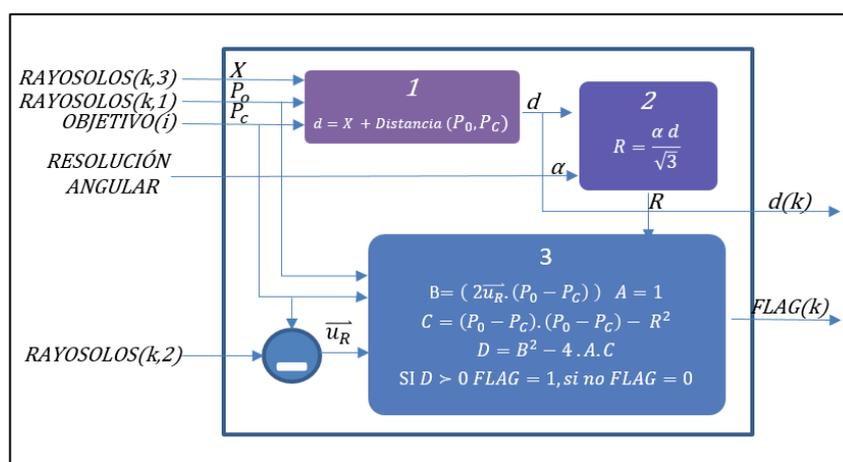
Las entradas de este módulo son las matrices producto del módulo "SEGUIMIENTO DE RAYOS", el "OBJETIVO DE PREDICCIÓN" y la "RESOLUCION ANGULAR" escogida.

#### 3.6.3 Descripción del algoritmo de recepción de rayos

Para cada punto objetivo  $i$  se calcula mediante el algoritmo de recepción esférica descrito en el apartado 2.4.4 complementado con el algoritmo de intersección Rayo-Esfera descrito en el apartado 2.4.2, cuales rayos  $k$  de la matriz "RAYOSOLOS" van a ser considerados para el cálculo de

la predicción. El algoritmo está descrito en la Figura 3.16 y se lo detalla a continuación:

1. Se calcula la distancia total recorrida  $d$  por el rayo  $k$  desde la antena transmisora hasta el objetivo  $i$  de predicción.
2. Se determina el radio  $R$  de la esfera con el algoritmo de recepción esférica, este estará centrado en el objetivo  $i$  de cobertura.
3. Se determina si el rayo  $k$  intersecciona con la esfera descrita, definiendo la salida  $FLAG$  como 1 si intersecciona y 0 si no.
4. Este algoritmo se ejecuta par cada objetivo  $i$  de cobertura  $k$  veces, donde  $k$  es la cantidad de rayos descritos en la matriz RAYOSOLOS.



**Figura 3.16:** Algoritmo de Recepción de Rayos.

### 3.6.4 Descripción de las variables de salida de este módulo

Para cada punto objetivo  $i$  de predicción se tienen dos vectores de salida:

- **FLAG:** Es un vector de dimensión  $K$ , con exactamente las mismas filas que tiene la matriz RAYOSOLOS e indica 1 si el rayo  $k$  debe ser tomado en cuenta para el cálculo de predicción.

- **DISTANCIA:** Es un vector de dimensión  $K$  al igual que el vector FLAG, e indica la distancia total recorrida del rayo  $k$  desde la antena de trasmisión hasta el objetivo de predicción  $i$ .

Por ejemplo, de la Figura 3.17 podemos decir que los rayos 232968 y 232972 de la matriz RAYOSOLOS que han recorrido 155.82  $m$  hasta el objetivo de predicción  $i$ , deben ser tomados en cuenta para el cálculo de predicción.

FLAG		DISTANCIA	
flag <234363x1 double>		distancia <234363x1	
	1	2	1
232968	1		233968 155.8236
232969	0		233969 159.1976
232970	0		233970 159.1976
232971	0		233971 155.8236
232972	1		233972 155.8236

Figura 3.17: Matrices Productos de Módulo de Recepción de Rayos.

### 3.7. Módulo de Cálculo de la Predicción

Una vez hecha la recepción de los rayos en cada punto del objetivo de predicción, se realiza el cálculo de la predicción como tal.

#### 3.7.1 Descripción de las variables de entrada de este módulo

Las variables de entrada a este módulo son las siguientes:

- Potencia de trasmisión ( $W$ ).
- Frecuencia de Operación (MHz)
- Matrices RAYOSOLOS, FLAG, DISTANCIA.

### 3.7.2 Descripción del algoritmo de cálculo de componentes multipaso

En esta sección se procede a discriminar los rayos que se tomarán en cuenta para el cálculo de la predicción para un determinado punto  $i$  del objetivo de predicción basados en la variable FLAG.

El algoritmo descrito en la Figura 3.19 lo que hace es buscar las posiciones en los que la variable FLAG sea 1, es decir las posiciones de los rayos que van a ser considerados en la predicción.

Luego de esto, obtener los valores de las variables de entradas en esas posiciones, es así como tenemos en la salida información de la distancia, multiplicación de coeficientes de reflexión y/o transmisión y ganancia de la antena, pero solamente de los rayos que se van a tomar en cuenta para el cálculo de la predicción tal como lo muestra la Figura 3.18.

$d_i$		$Coef_i$		$G_T(\theta T_i, \phi T_i)$	
d <3x1 doub		Coef <3x1 dc		Gain <3x1 dc	
	1		1		1
1	157.1025	1	-1	1	1
2	157.1025	2	-1	2	1
3	155.8236	3	1	3	1

#### REPRESENTACIÓN RAYOS EN OBJETIVO

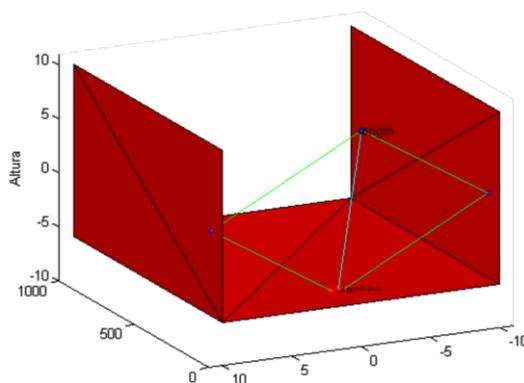
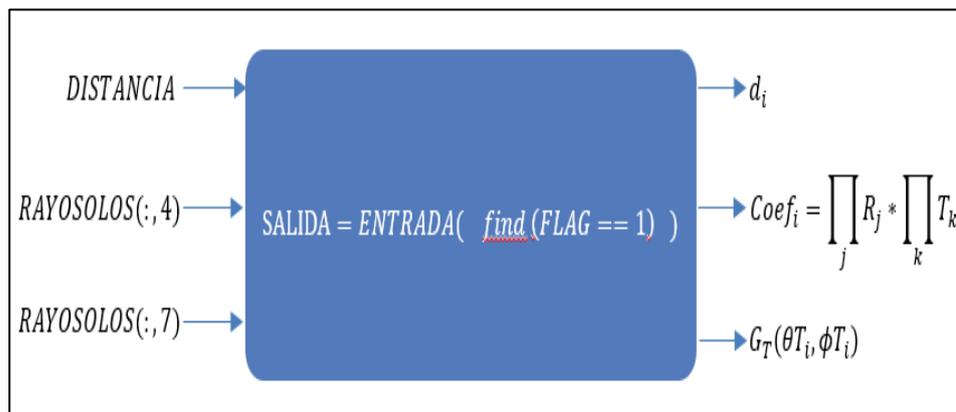


Figura 3.18: Salida del Algoritmo Cálculo de Componentes

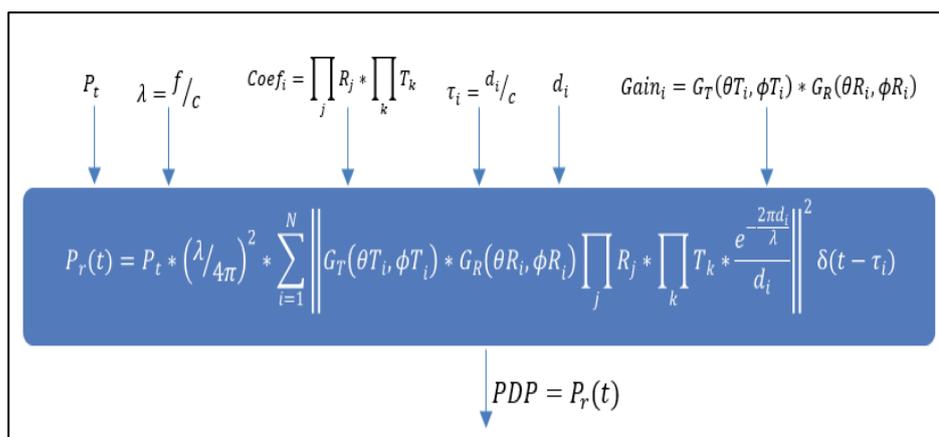


**Figura 3.19:** Algoritmo Cálculo de Componentes

### 3.7.3 Descripción del algoritmo de cálculo de espectro de potencia de las componentes multipaso

Una vez discriminado los rayos que deben ser considerados en el cálculo y definidas todas las variables necesarias, se procede a implementar el algoritmo descrito en el apartado 2.5.3 el cual está definido en el diagrama de bloques de la Figura 3.20 y descrito en la Tabla 7.

La salida PDP representa el espectro de potencia de las componentes multipaso para un punto del objetivo de predicción, es decir este cálculo es realizado para cada punto del objetivo.



**Figura 3.20:** Implementación algoritmo de cálculo de PDP.

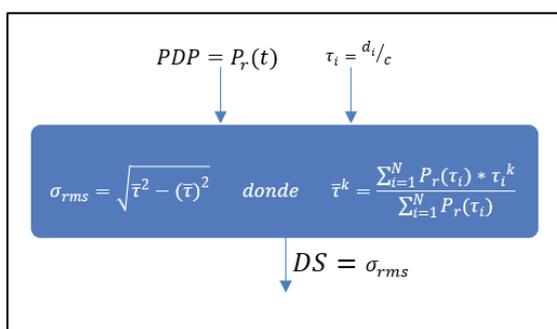
Variable	Definición	Comentarios
$P_r(t)$	PDP (Vatios( $\mu$ s))	Variable de salida
$P_t$	Potencia de transmisión (Vatios) -	Entrada por usuario
$\lambda$	Longitud de onda (m)	
$G_T(\theta T_i, \phi T_i)$	Ganancia en la transmisión	Salida apartado 3.7.2
$\prod_j R_{i,j}$	Multiplicación de los j coeficientes de reflexión para el i – ésimo rayo	
$\prod_k T_{i,k}$	Multiplicación de los k coeficientes de transmisión para el i – ésimo rayo	
$d_i$	Distancia recorrida por el i – ésimo rayo (m)	
$\tau_i$	Retardo de llegada del i – ésimo rayo ( $\mu$ s)	
$c$	Velocidad de la luz en el vacío	300000000 m/s
$N$	Es la cantidad de rayos que llegan al receptor	

**Tabla 7:** Parámetros Cálculo de PDP

### 3.7.4 Descripción del algoritmo de cálculo de esparcimiento de retrasos multipaso

Tal como en el cálculo del PDP el algoritmo definido en la Figura 3.21 y descrito en la Tabla 8, este parámetro es calculado para cada punto del objetivo de predicción.

La salida del algoritmo es DS y representa el valor RMS del esparcimiento de retrasos multipaso para un punto del objetivo, la unidad del mismo es *us*.



**Figura 3.21:** Implementación algoritmo de cálculo de DS.

Variable	Definición	Comentarios
$\sigma_{rms}$	RMS DS ( $\mu s$ )	Variable de salida
$P_r(\tau_i)$	Potencia de recepción del $i$ – ésimo rayo (Vatios)	Salida apartado 3.7.3
$\tau_i$	Retardo de llegada del $i$ – ésimo rayo ( $\mu s$ )	

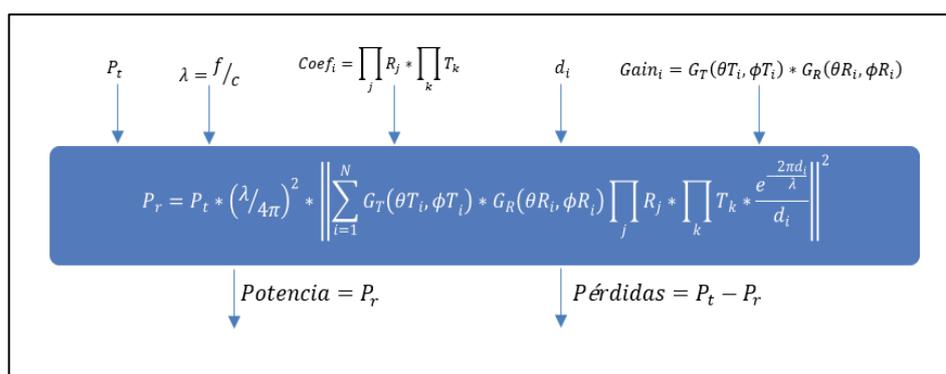
**Tabla 8:** Parámetros Cálculo de DS

### 3.7.5 Descripción del algoritmo de cálculo de potencia y pérdidas de paso

Para el cálculo de la potencia de recepción y las pérdidas por propagación se implementa el modelo descrito en la sección 2.5.1, aclarando que en este desarrollo se considera únicamente efectuar predicciones únicamente en sistemas de banda angosta.

Al igual que en cálculo del PDP y el DS este algoritmo visualizado en la Figura 3.22 debe ser calculado para cada punto del objetivo de predicción.

La unidad de la potencia de recepción es  $dBm$ , mientras que la de las pérdidas es  $dB$ .

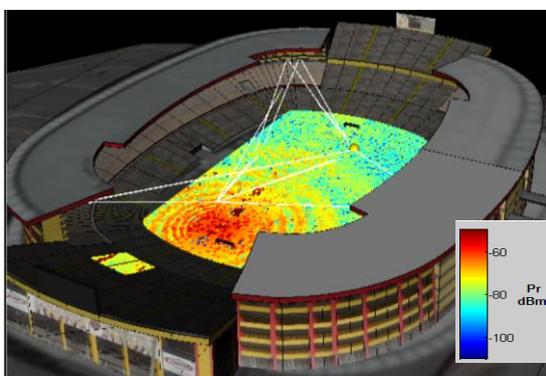


**Figura 3.22:** Implementación algoritmo de cálculo de Potencia y Pérdidas.

Los parámetros de entrada de este módulo son los mismos del cálculo del PDP y por lo consiguiente están descritos en la Tabla 7. La salida de este módulo es la potencia de recepción y las pérdidas por propagación.

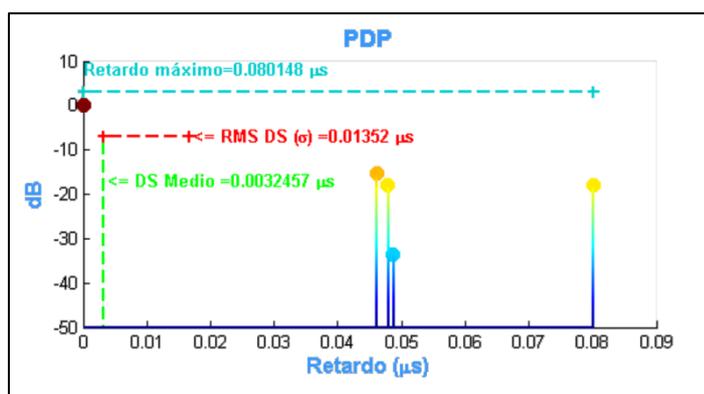
### 3.7.6 Descripción de los resultados de la predicción

La presentación de los resultados de predicción se las realizará en un ambiente de realidad virtual, usando el módulo de “Virtual Reality” provisto en Matlab. Parámetros como Potencia, Perdidas por propagación, DS pueden ser visualizados en el ambiente VRML, en la Figura 3.23 se muestra una predicción de potencia de recepción.



**Figura 3.23:** Visualización de Resultados de Predicción.

Por cada punto objetivo se puede visualizar los rayos que aportan en el cálculo de la predicción, así como el PDP y el DS tal como lo muestra la Figura 3.24.



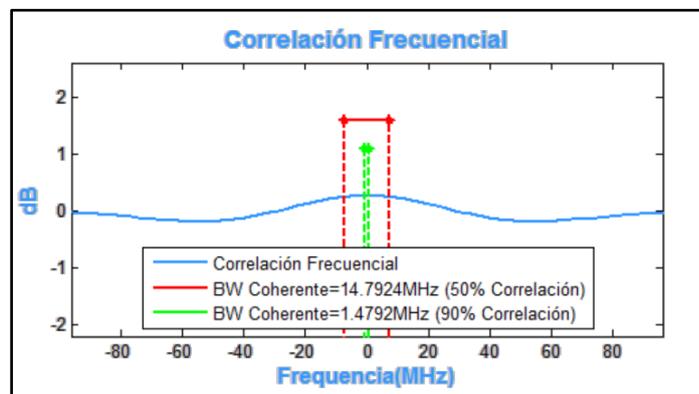
**Figura 3.24:** Visualización de Resultados de PDP.

Efectuando la transformada de Fourier (FFT) al PDP obtenemos la correlación en frecuencia del canal permitiendo así verificar gráficamente el ancho de banda coherente, que es el máximo ancho de banda que puede tener el sistema de comunicación para que este se considere un sistema de banda angosta. El ancho de banda coherente  $BW_c$  de acuerdo con su correlación se lo puede calcular con las siguientes ecuaciones [25]:

$$BW_c = \frac{1}{5\sigma} / 50\% \text{ correlación} \quad (3.2)$$

$$BW_c = \frac{1}{50\sigma} / 90\% \text{ correlación} \quad (3.3)$$

Este parámetro también es mostrado como resultado de la predicción por cada punto objetivo de predicción, tal como lo muestra la Figura 3.25 que es la FFT de la Figura 3.24 ( $\sigma_{RMS} = 0.01352\mu s$ ).



**Figura 3.25:** Visualización de Resultados de Correlación Frecuencial.

## CAPÍTULO 4

### 4. ANÁLISIS Y RESULTADOS

En este capítulo presentaremos algunos escenarios para poder validar la herramienta de predicción, en la primera parte se efectuará un análisis comparativo con escenarios teóricos para luego finalmente proceder con la comparación con mediciones de potencia en un escenario real.

#### 4.1. Validación de la herramienta respecto al cálculo teórico en escenarios básicos conocidos

Los escenarios presentados en este apartado son fundamentales, teóricos y estudiados en algunos libros de propagación tales como los descritos en las referencias [2] y [23].

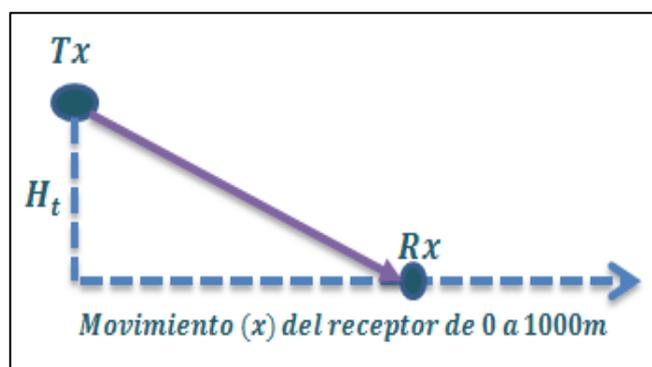
Las predicciones se ejecutarán haciendo uso de las técnicas estudiadas en el apartado 2.4 tales como: trazado esférico estándar, trazado esférico icosaédrico, recepción esférica, recepción basada en la geometría distribuida de las fuentes de onda, comparándolas entre sí para determinar que combinación de técnicas es la que nos ofrece una mejor precisión en la herramienta respecto a los valores teóricos del escenario. En [16] se efectuó una comparación de la recepción esférica y la basada en la geometría distribuida de las fuentes de ondas en comparación con mediciones experimentales en un escenario geoméricamente simple a una frecuencia de 900Mhz, en este trabajo se presentará una comparación con dos escenarios teóricos como los son el modelo de espacio libre y el modelo de tierra plana validando el rendimiento en varias frecuencias desde los 700 MHz hasta los 5000 MHz, para luego validar en escenarios teóricos geoméricamente más complejos con la técnica que mejor rendimiento presente. Se usará la raíz del error cuadrático medio (RMSE) para determinar la precisión de la predicción.

En términos de validación de modelos de propagación no existen modelos válidos o inválidos, sino más bien modelos que se ajustan o describen con mayor o menor precisión la propagación de las ondas de radio respecto a otros

modelos en un escenario determinado, cuando el RMSE aumenta la precisión de la predicción disminuye, por otro lado, un RMSE tendiendo a 0 indica una precisión mayor.

#### 4.1.1 Escenario de espacio libre

Este es el escenario más básico de todos, el cual fue descrito en la sección 2.1. La gráfica de este escenario es la definida en la Figura 4.1



**Figura 4.1:** Escenario Espacio Libre.

La descripción de parámetros se encuentra en la Tabla 9.

Parámetro	Valor
$P_t$	1mW
$f_c$	700, 850, 1900, 2100, 5000 MHz
Antena $T_x$	Omnidireccional( $G_T(\theta_{T_i}, \phi_{T_i}) = 1$ ) $H_t = 10m$
Antena $R_x$	Omnidireccional( $G_R(\theta_{R_i}, \phi_{R_i}) = 1$ ) $x = 0 m \rightarrow 1000$ $H_r = 0m$

**Tabla 9:** Parámetros Escenario Espacio Libre.

#### Análisis de los resultados:

Para este escenario se ha efectuado una comparación entre las distintas técnicas de trazado de rayos estudiados en el capítulo 2.4 de este trabajo, las cuales se han agrupado de la siguiente manera:

1. Trazado esférico estándar + recepción esférica.
2. Trazado esférico icosaédrico + recepción esférica.

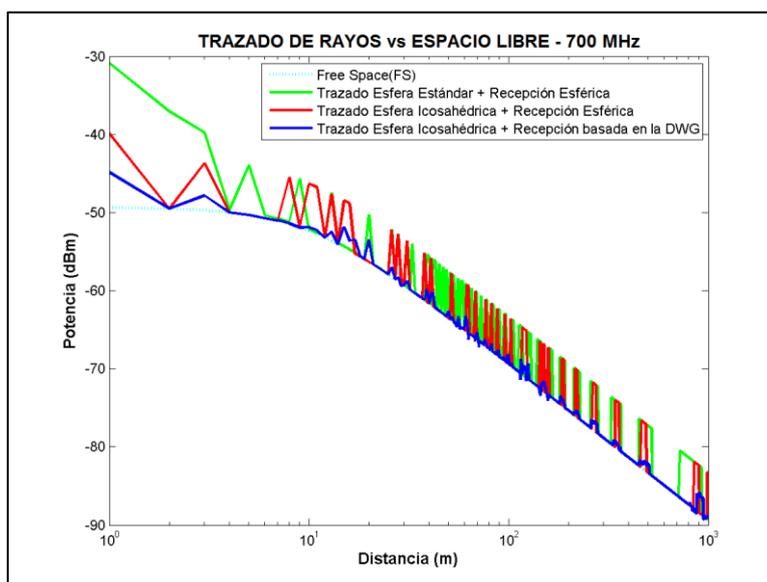
3. Trazado esférico icosaédrico + recepción basada en la geometría distribuida de las fuentes de onda.

De lo que podemos observar en las Figuras 4.2 a 4.11 la tercera combinación es la que más se ajusta al modelo de espacio libre, los resultados de RMSE en dB según la frecuencia de evaluación los podemos encontrar en la Tabla 10.

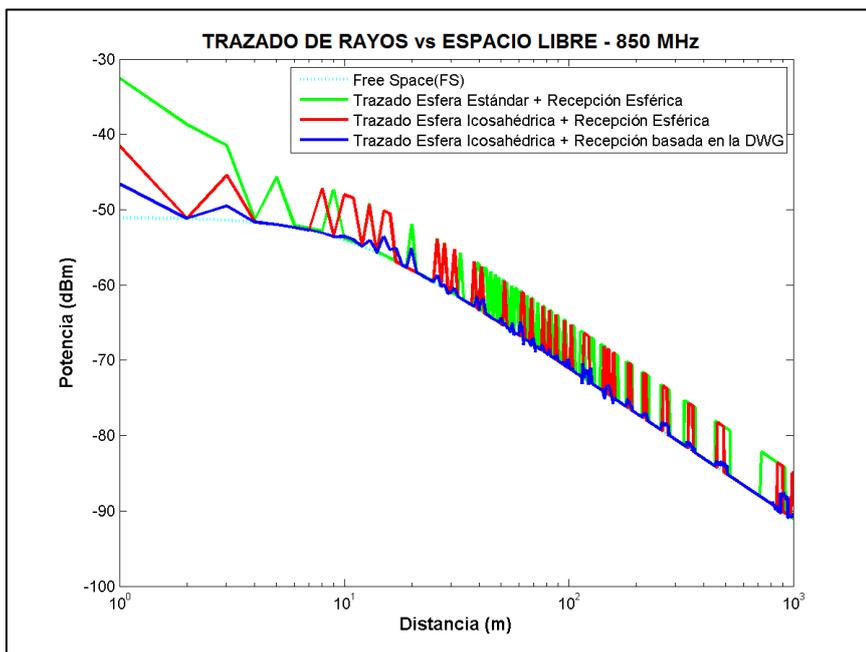
<b>RMSE(dB)</b>	<b>700 MHz</b>	<b>850 MHz</b>	<b>1900 MHz</b>	<b>2100 MHz</b>	<b>5000 MHz</b>
Técnica 1	4.0386	4.0386	4.0386	4.0386	4.0386
Técnica 2	2.4715	2.4715	2.4715	2.4715	2.4715
Técnica 3	0.7077	0.7077	0.7077	0.7077	0.7077

**Tabla 10:** RMSE Trazado de Rayos vs Escenario Espacio Libre.

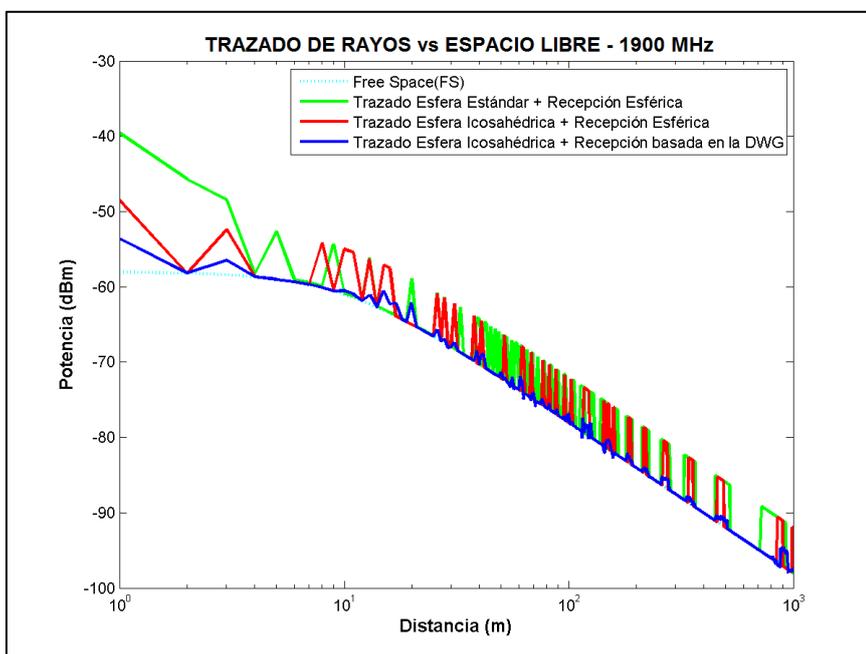
En las Figuras 4.2, 4.3, 4.4, 4.5, 4.6 de potencia vs distancia se pueden observar 4 líneas, la primera es el modelo teórico de espacio libre y las siguientes son a partir del uso de la herramienta desarrollada en este proyecto haciendo uso de las diversas técnicas etiquetadas con 1, 2 y 3.



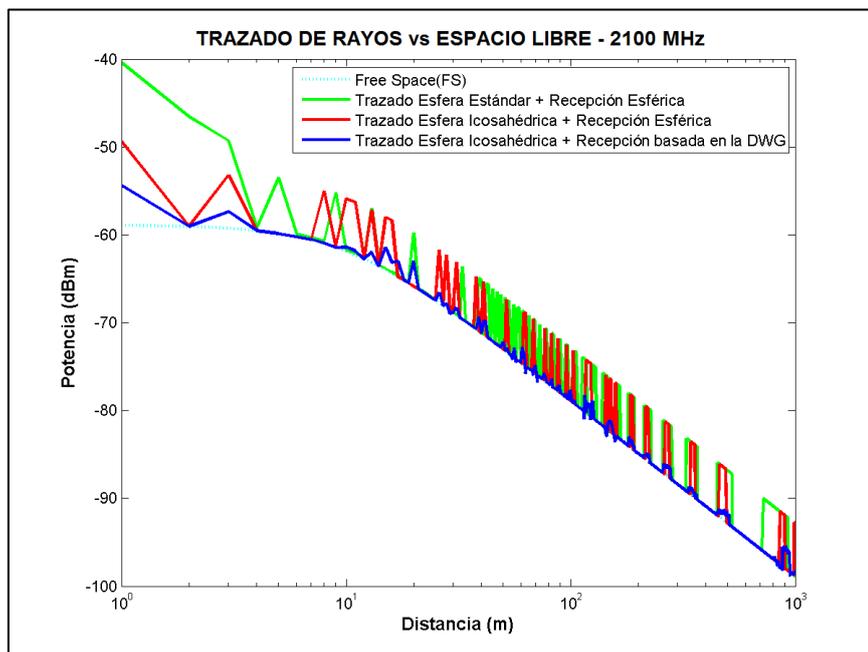
**Figura 4.2:** Potencia Espacio Libre (FS) vs Técnicas de Trazado de rayos - 700MHz.



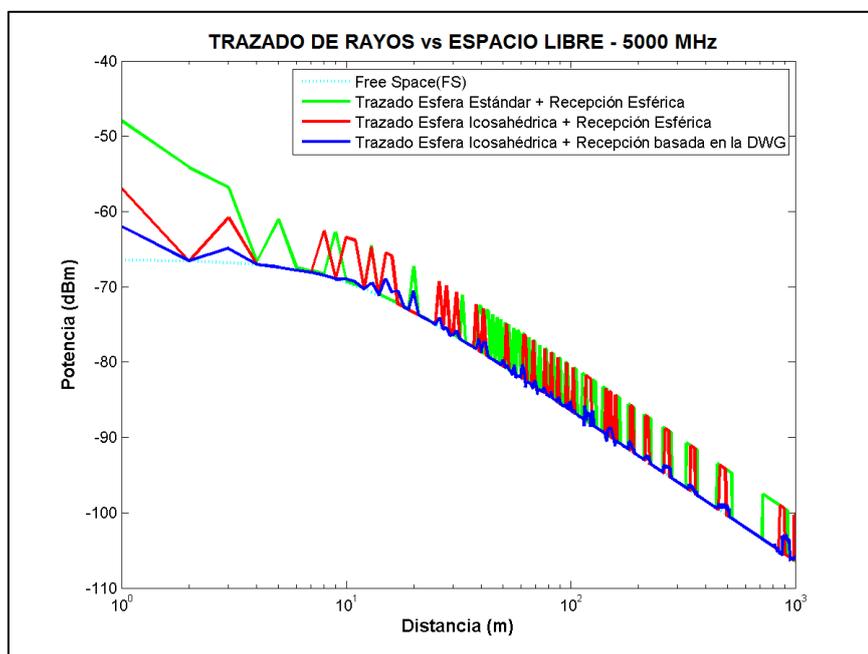
**Figura 4.3:** Potencia Espacio Libre (FS) vs Técnicas de Trazado de rayos -850MHz.



**Figura 4.4:** Potencia Espacio Libre (FS) vs Técnicas de Trazado de rayos - 1900MHz.

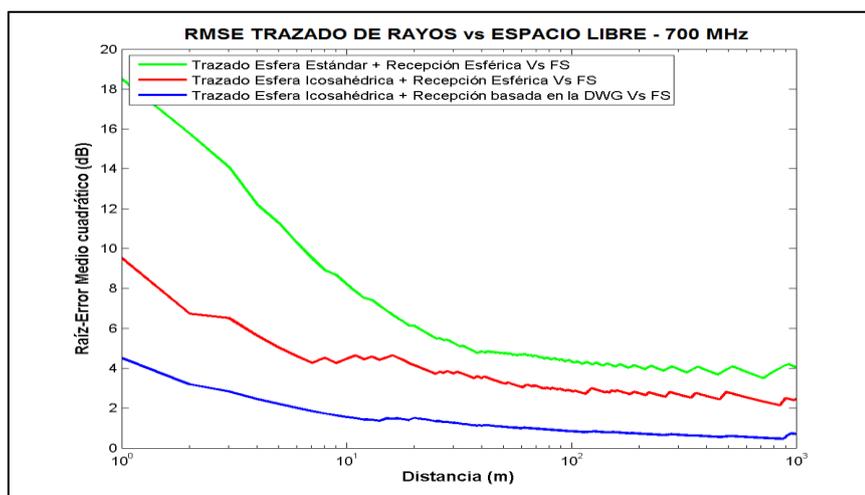


**Figura 4.5:** Potencia Espacio Libre (FS) vs Técnicas de Trazado de rayos - 2100MHz.

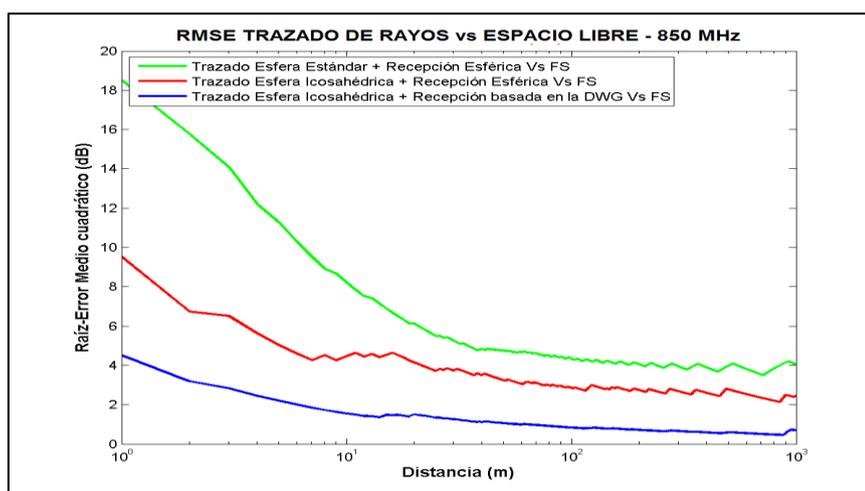


**Figura 4.6:** Potencia Espacio Libre (FS) vs Técnicas de Trazado de rayos - 5000MHz.

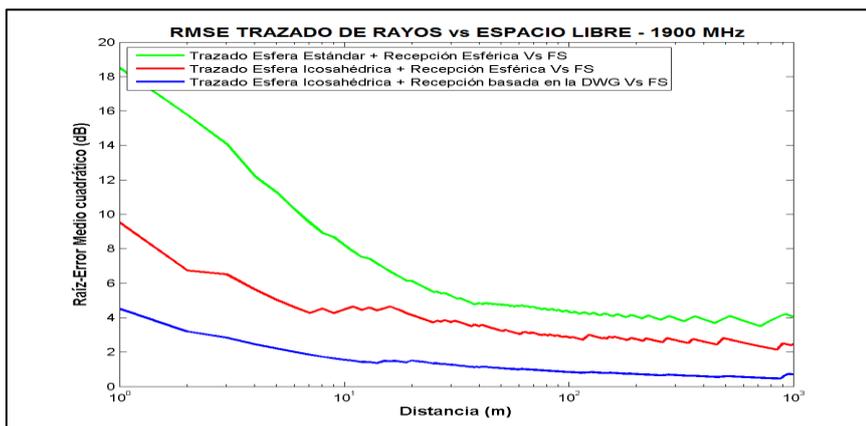
Las gráficas de RMSE representan la raíz cuadrada del error cuadrático medio acumulado (se usa de esta manera para observar la tendencia del error a medida que la distancia aumenta) hasta una distancia  $x$  recorrida por el móvil de la predicción haciendo uso de cada una de las técnicas implementadas con el valor teórico, siendo el último valor el RMSE de toda la muestra, es con este parámetro que medimos la precisión de cada una de las técnicas implementadas.



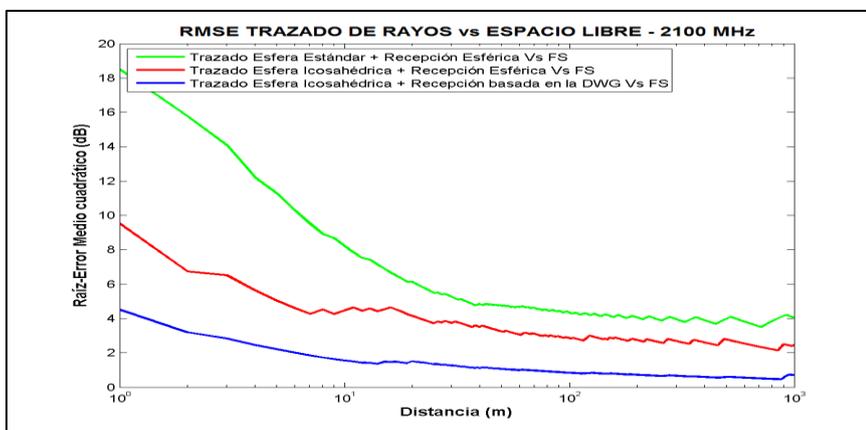
**Figura 4.7:** RMSE Espacio Libre (FS) vs Técnicas de Trazado de rayos - 700MHz.



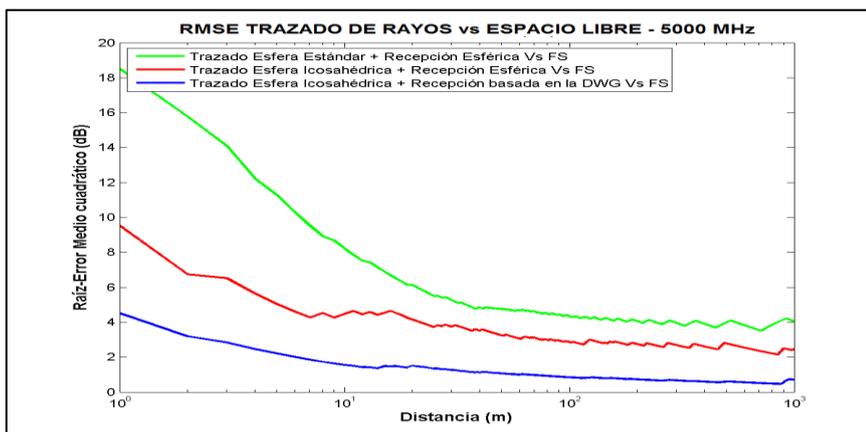
**Figura 4.8:** RMSE Espacio Libre (FS) vs Técnicas de Trazado de rayos -850MHz.



**Figura 4.9:** RMSE Espacio Libre (FS) vs Técnicas de Trazado de rayos - 1900MHz.



**Figura 4.10:** RMSE Espacio Libre (FS) vs Técnicas de Trazado de rayos - 2100MHz.



**Figura 4.11:** RMSE Espacio Libre (FS) vs Técnicas de Trazado de rayos - 5000MHz.

De las gráficas de las Figuras 4.7, 4.8, 4.9, 4.10, 4.11 observamos que en este escenario el RMSE para cada técnica es el mismo en toda las frecuencias, esto sucede debido a que en el espacio libre la potencia de recepción es calculada considerando un solo rayo, entonces al efectuar la resta entre el valor predicho y el valor real, el valor de la frecuencia es reducida ya que el cálculo es en dB, además en la tendencia RMS vs distancia se observa que a medida que la distancia aumenta el RMS tiende a disminuir, para analizar este comportamiento es necesario recordar que cada punto tiene el error acumulado de toda la muestra anterior o precedente, es decir por ejemplo la muestra a una distancia de 10 metros contiene el RMSE de toda la muestra hasta esa distancia (1m, 2m, ... ,10m), entonces a una distancia de 1 m se tuvo un error atípico en la predicción de 20, 10 y 5dB para las técnicas 1, 2 y 3 respectivamente, este fue el máximo error en este escenario y a medida que el tamaño de la muestra va aumentando el impacto de este valor atípico se reduce y el RMSE va en dirección de su tendencia, es por esto que la Tabla 10 indica los valores finales hasta una distancia de 1000 m, el cual contiene el RMSE de toda la muestra.

Haciendo uso de estas gráficas, notamos que la técnica que usa el trazado esférico estándar es la que tiene la menor precisión, mientras la que usa el trazado icosaédrico + recepción basada en la geometría distribuida de las fuentes de onda es la que tiene el mejor rendimiento.

De la Figura 4.2 notamos que haciendo uso de la recepción esférica a pesar de que la curva mantiene la tendencia existen picos que se van por encima de la curva teórica, esto se debe al error intrínseco de esta técnica que es el doble conteo de rayos. Este problema es solucionado con la recepción basada en la geometría de las fuentes de onda, ya que para cada rayo que se toma en cuenta para la predicción se multiplica por un factor de ponderación de acuerdo con la distancia que el rayo pasa del punto objetivo de predicción, mientras el rayo este pase más cerca del objetivo este factor tiende a 1, mientras pase más lejos a 0 tal como lo muestra la Figura 2.14. En el doble conteo generalmente un

rayo pasa más lejos que otro, por lo que el aporte erróneo del rayo en el cálculo de potencia es minimizado por este factor, en el apartado 2.4.5 se presenta como mayor detalle este tema.

Luego de estas observaciones y haciendo uso de las Figuras 4.2 a 4.11 se puede decir que la herramienta de trazado de rayos desarrollada en este trabajo, haciendo uso de las técnicas de trazado icosaédrico + recepción basada en la geometría distribuida de las fuentes de onda se ajusta con mayor precisión al modelo de propagación de espacio libre.

#### 4.1.2 Escenario un rayo directo, un rayo reflejado

Este escenario es de 2 rayos, el rayo directo desde el transmisor al receptor y el rayo reflejado en la tierra tal como lo muestra la Figura 4.12. Este escenario es también conocido “Plane Earth Model” en español: Modelo de Tierra Plana. La descripción de parámetros de predicción los encontramos en la Tabla 11.

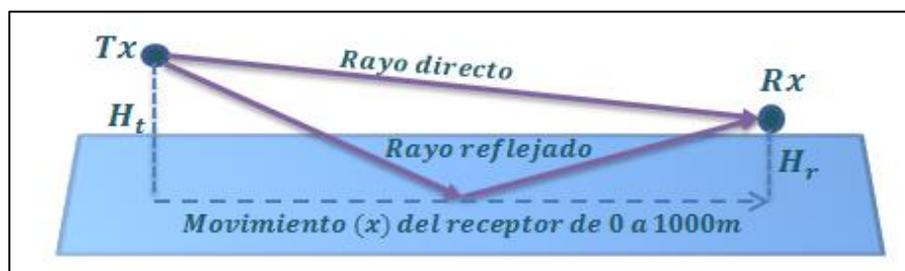


Figura 4.12: Escenario Tierra Plana.

Parámetro	Valor
$P_t$	1mW
$f_c$	700, 850, 1900, 2100, 5000 Mhz
Antena $T_x$	Omnidireccional( $G_T(\theta_{T_i}, \phi_{T_i}) = 1$ ) $H_t = 10m$
Antena $R_x$	Omnidireccional( $G_R(\theta_{R_i}, \phi_{R_i}) = 1$ ) $H_r = 0.5m$ $x = 0 m \rightarrow 1000m$
Coefficiente de Reflexión	$C_r = -1$

Tabla 11: Parámetros Escenario Tierra Plana.

La comparación será efectuada entre la herramienta desarrollada en este trabajo que usa la técnica de trazado de rayos por fuerza bruta con

la implementación del modelo de Tierra Plana en el capítulo 8 del libro descrito en la referencia [23] que se basa en la teoría de las imágenes.

#### Análisis de resultados:

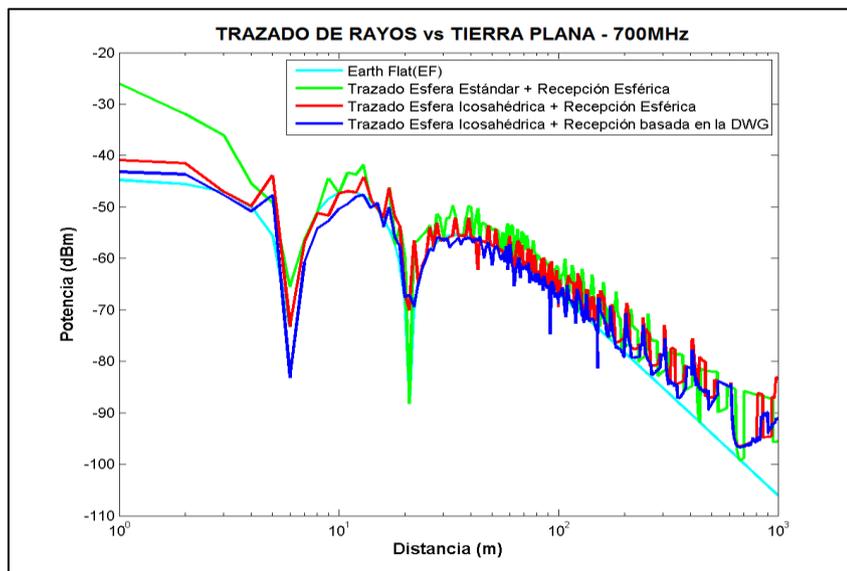


Figura 4.13: Potencia Tierra Plana (EF) vs Técnicas de Trazado de rayos - 700 MHz.

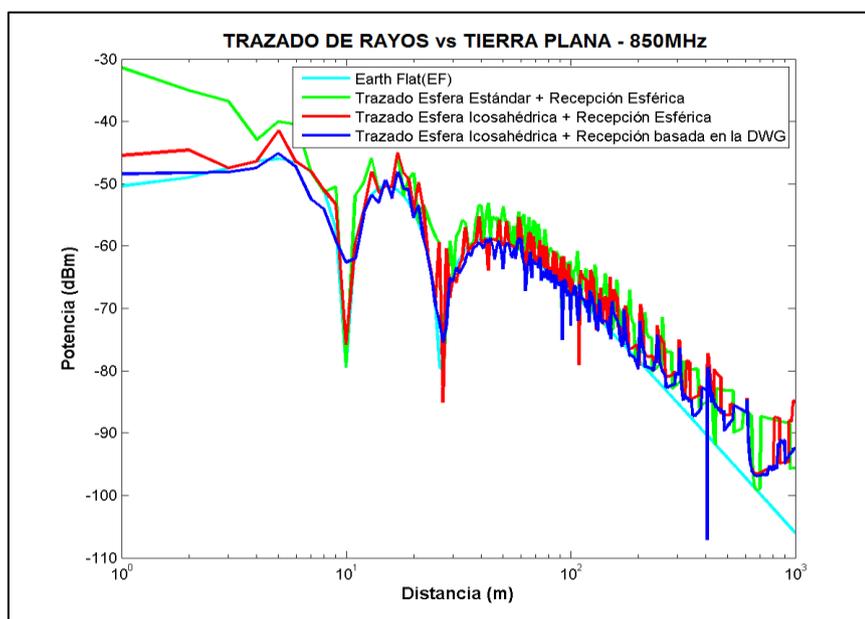
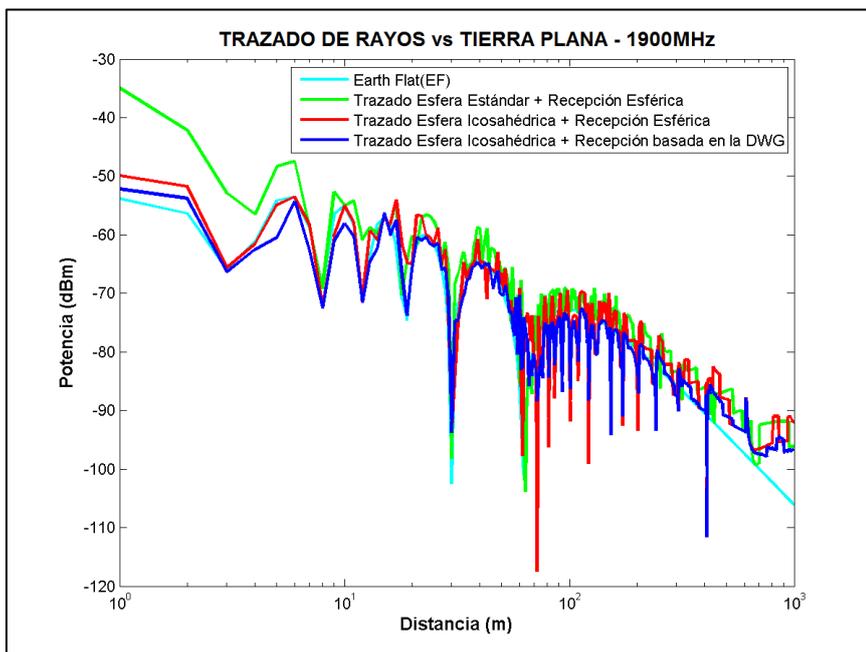
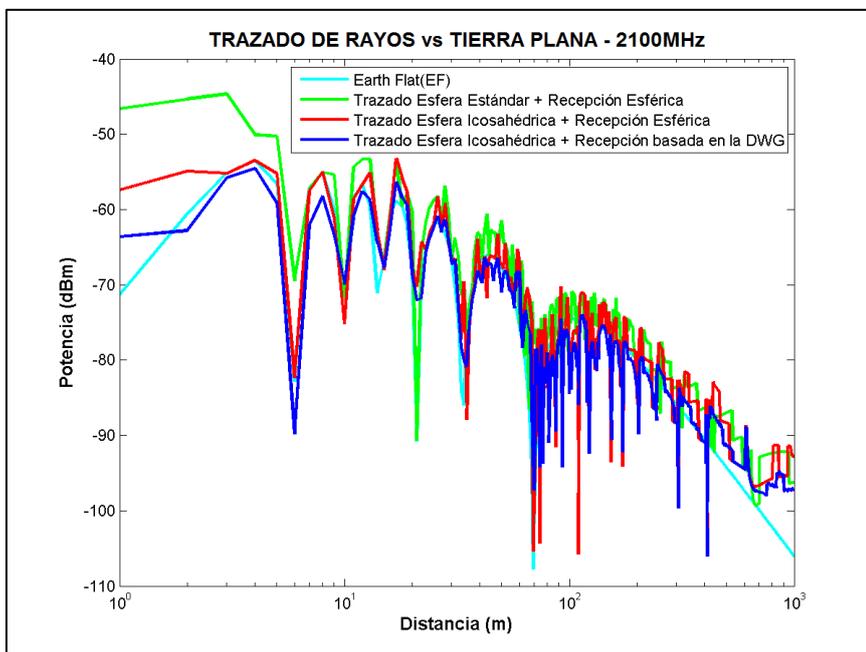


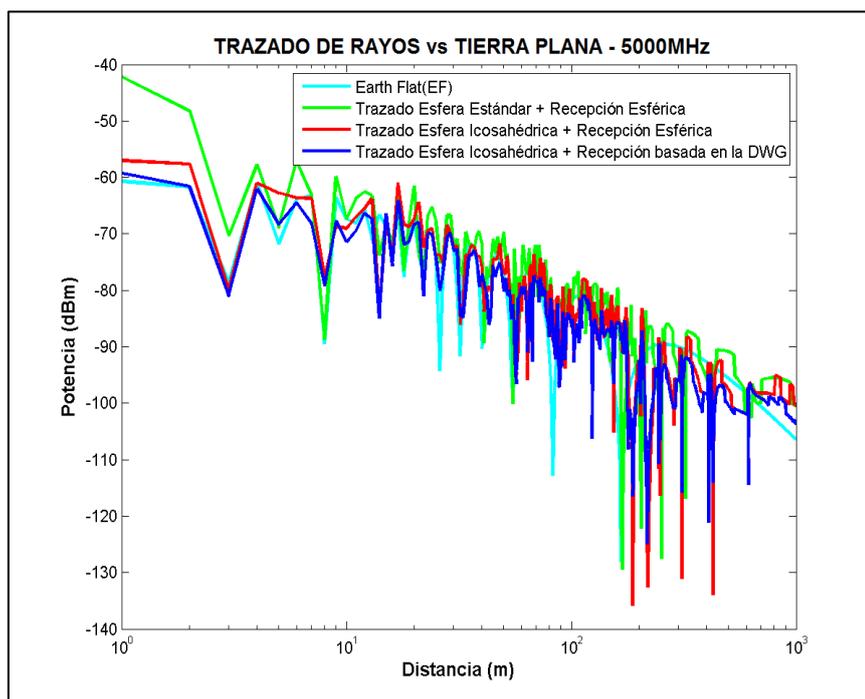
Figura 4.14: Potencia Tierra Plana (EF) vs Técnicas de Trazado de rayos -850 MHz.



**Figura 4.15:** Potencia Tierra Plana (EF) vs Técnicas de Trazado de rayos -1900 MHz.



**Figura 4.16:** Potencia Tierra Plana (EF) vs Técnicas de Trazado de rayos -2100 MHz.



**Figura 4.17:** Potencia Tierra Plana (EF) vs Técnicas de Trazado de rayos -5000 MHz.

Al igual que en el escenario de espacio libre, en este escenario también se ha efectuado una comparación entre las distintas técnicas de trazado de rayos.

De lo que podemos observar en las Figuras 4.13, 4.14, 4.15, 4.16, 4.17, en la Tabla 12 y al igual que en el escenario espacio libre, la combinación “Trazado esférico icosaédrico + Recepción basada en la geometría distribuida de las fuentes de onda” es la que se ajusta al modelo con mayor precisión.

Los resultados de RMSE observados en las Figuras 4.18, 4.19, 4.20, 4.21 y 4.22 representan la raíz cuadrada del error cuadrático medio acumulado hasta una distancia  $x$  recorrida por el móvil de la predicción entre cada una de las técnicas implementadas en la herramienta y los valores teóricos para cada una de las pruebas realizadas en este escenario los encontramos en la Tabla 12.

RMSE (dB)	700 MHz	850 MHz	1900 MHz	2100 MHz	5000 MHz
Técnica 1	10.2686	9.4369	6.953	6.8780	6.6833
Técnica 2	9.1928	8.5396	6.8221	6.5391	7.6664
Técnica 3	7.5115	6.7853	4.9944	4.8537	6.6359

Tabla 12: RMSE Trazado de Rayos vs Escenario Tierra Plana.

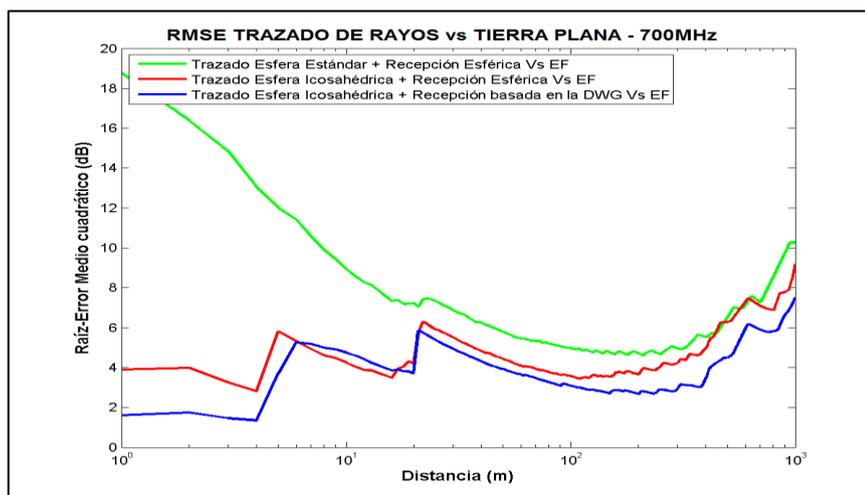


Figura 4.18: RMSE Tierra Plana (EF) vs Técnicas de Trazado de rayos - 700MHz.

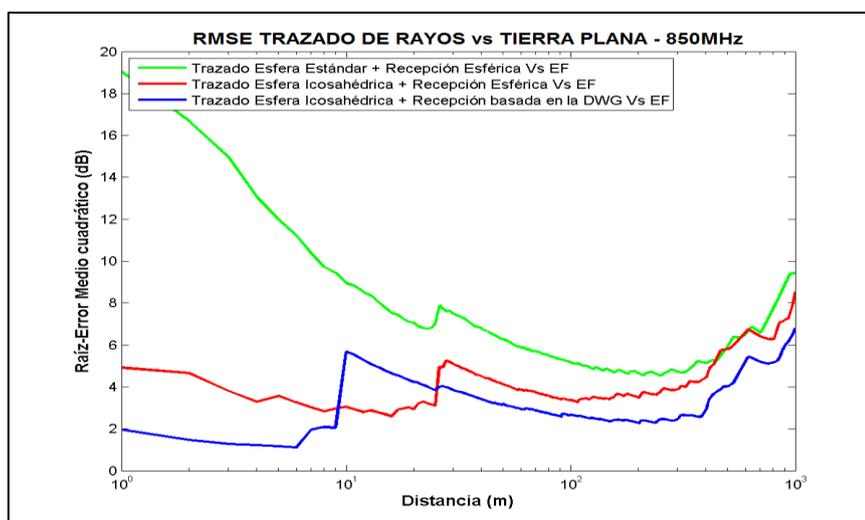


Figura 4.19: RMSE Tierra Plana (EF) vs Técnicas de Trazado de rayos - 850MHz.

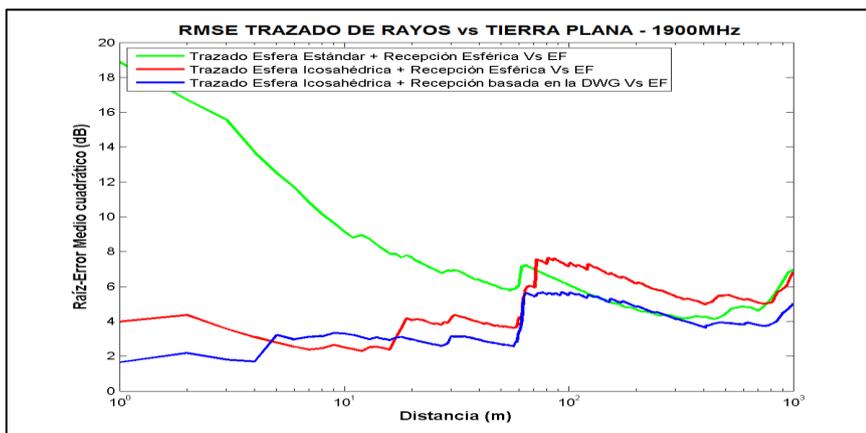


Figura 4.20: RMSE Tierra Plana (EF) vs Técnicas de Trazado de rayos - 1900 MHz.

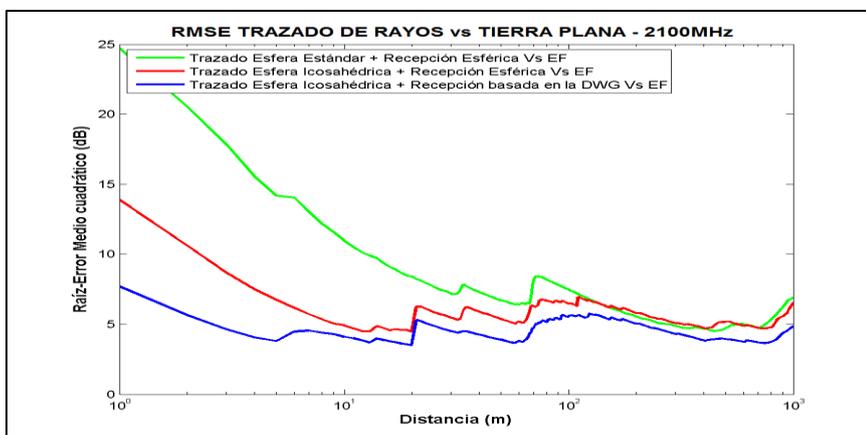


Figura 4.21: RMSE Tierra Plana (EF) vs Técnicas de Trazado de rayos - 2100 MHz.

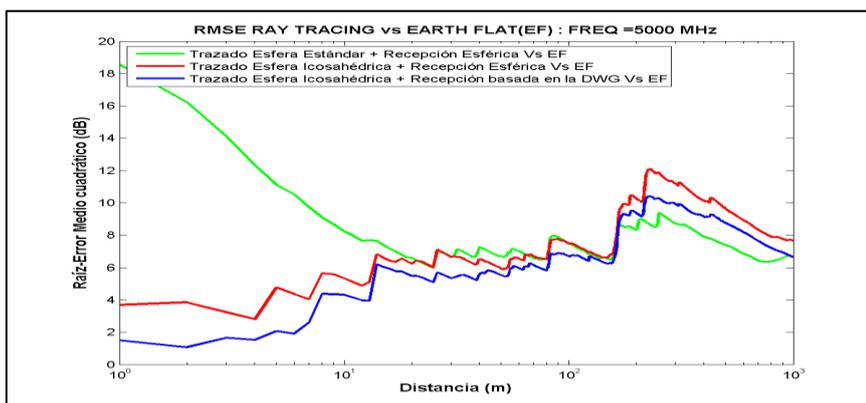
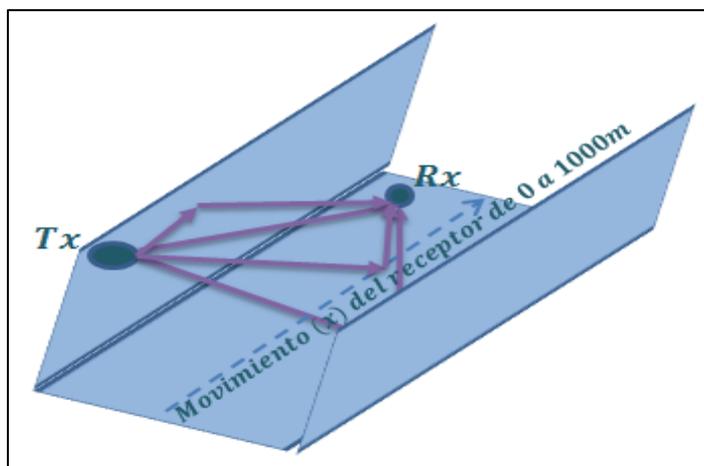


Figura 4.22: RMSE Tierra Plana (EF) vs Técnicas de Trazado de rayos - 5000 MHz.

Se puede observar un comportamiento que a medida que la frecuencia aumenta la precisión también con la excepción de la prueba con la técnica 2, 3 y frecuencia 5 GHz, esto se debe a que la aplicabilidad de la óptica geométrica en ondas de radio aumenta al aumentar la frecuencia y acercarse al espectro de luz visible, adicional se observa que la diferencia del RMSE entre la técnica 2 y 3 se mantiene respecto al escenario anterior, sin embargo es menos marcada si las comparamos con la técnica 1, esto es a raíz que a partir de la muestra de 100m, la predicción comenzó a distar más de lo teórico producto de los desvanecimientos rápidos estimados erróneamente por la herramienta y por lo consiguiente el error aumentó en todas las técnicas.

Puesto que la técnica 3 es la que se ha demostrado mayor precisión, en los escenarios posteriores usaremos solo ésta para concentrarnos en la predicción de otros parámetros tales como el DS y PDP.

#### 4.1.3 Escenario un rayo directo, dos o más rayos reflejados



**Figura 4.23:** Escenario Calles Urbanas.

Este escenario es lo más parecido a las calles en entornos urbanos, se define el escenario como un plano en la parte inferior representando una calle, y a los lados de igual manera como planos se modelan los edificios o casas. En la parte inferior existe la reflexión por tierra plana y a ambos lados existen reflexiones producto de las interacciones con los edificios.

Al receptor llegan  $N$  rayos: el rayo directo desde el transmisor al receptor y los rayos reflejados mostrados en la Figura 4.23. Este escenario es también conocido “Urban/Street Canyon Model” en español: Modelo de Calles Urbanas. Los parámetros de predicción los podemos encontrar en la Tabla 13.

Parámetro	Valor
Ambiente o Escenario	Ancho de Calle: 20m Coef. Reflexión Calle: $-1$ Altura de Edificios: 10m Coef. Reflexión Edificio: $-1$
$P_t / f_c$	1W / 1900MHz
Antena $T_x$	Omnidireccional( $G_T(\theta_{T_i}, \phi_{T_i}) = 1$ ) $T_x$ posición = ( 0 , 0 , $H_t = 10$ )
Antena $R_x$	Omnidireccional( $G_R(\theta_{R_i}, \phi_{R_i}) = 1$ ) $R_x$ posición = ( $x = 0 \text{ m} \rightarrow 1000$ , $-4$ , $H_r = 0.5$ )
Técnica de trazado	Trazado esférico icosaédrico+ recepción basada en las fuentes distribuidas de ondas. Máximo 3 reflexiones permitidas

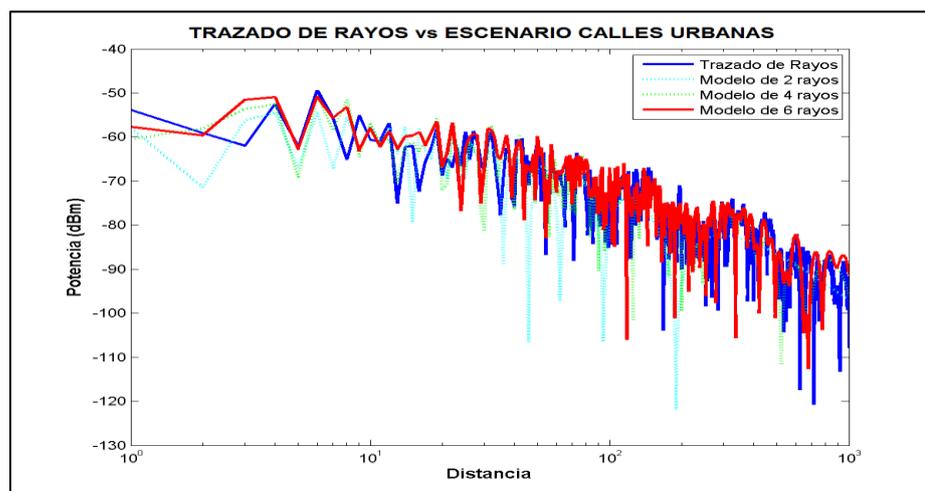
**Tabla 13:** Parámetros Escenario Calles Urbanas

Al igual que el modelo anterior, la comparación será efectuada entre la herramienta desarrollada en este trabajo y las implementaciones de este modelo en el capítulo 8 del libro descrito en la referencia [23] que se basa en la teoría de las imágenes. Las implementaciones en la referencia son las siguientes:

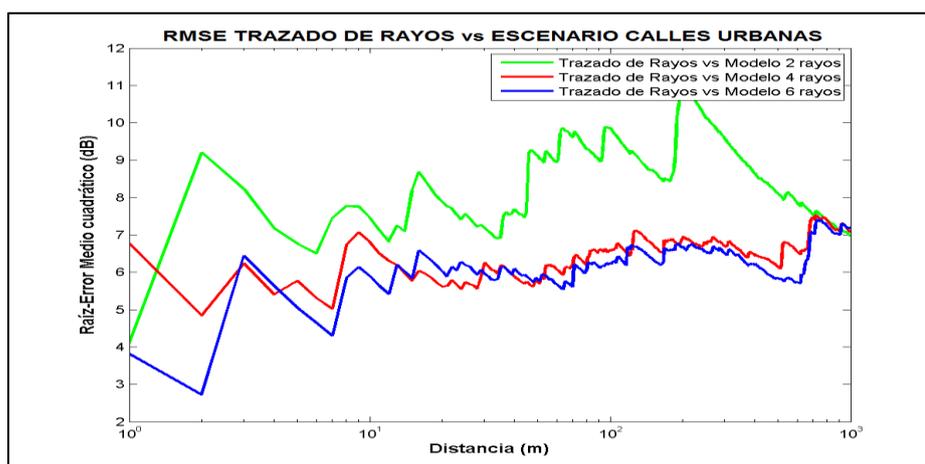
- 2 Rayos: Rayo directo, reflexión solo en el suelo.
- 4 Rayos: Rayo directo, reflexión en el suelo, reflexión en las dos paredes de edificios.
- 6 Rayos: Rayo directo, Reflexión en el suelo, doble reflexión en las dos paredes de edificios.

#### **Análisis y resultados:**

Para este escenario además de la predicción de potencia de recepción, se ha presentado la predicción del esparcimiento de las componentes multipaso o también conocido “Delay Spread”.



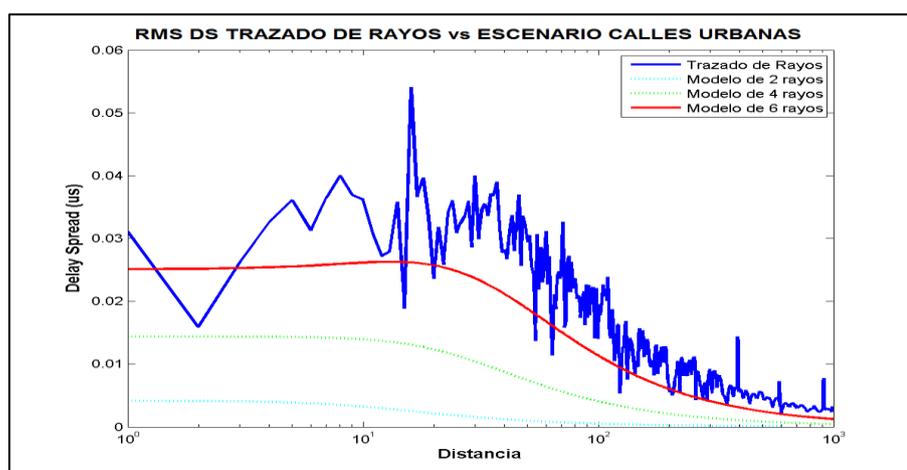
**Figura 4.24:** Resultado Potencia Trazado de rayos Escenario Calles urbanas.



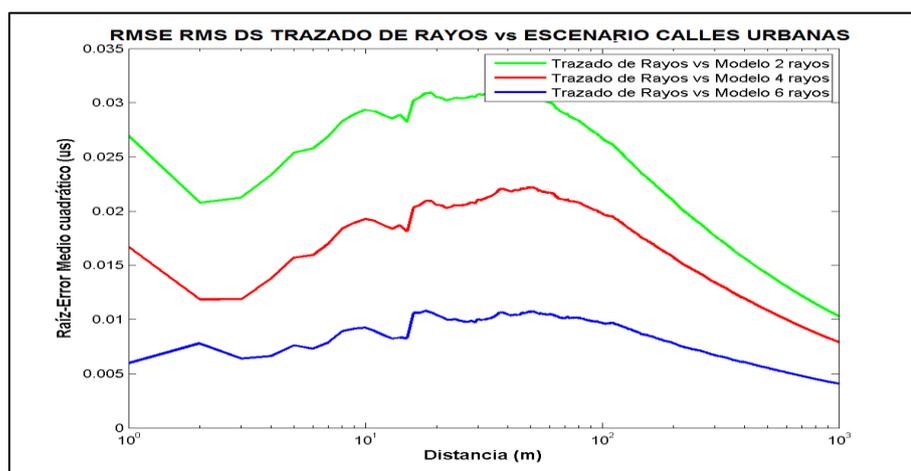
**Figura 4.25:** RMSE Potencia Trazado de rayos Escenario Calles urbanas.

La comparación se ha efectuado con modelos de 2, 4 y 6 rayos. De la Figura 4.24 y 4.25 notamos que la potencia predicha por nuestra herramienta está ajustada más al modelo de 6 rayos, este resultado es el esperado, dado que nuestra herramienta en este escenario sería un modelo de 8 rayos, ya que la cantidad de reflexiones máximas permitidas por rayo es 3 (configuración de la herramienta), es decir al objetivo llegarían: el rayo directo + rayo reflejado en el suelo + el rayo

reflejado una sola vez + el rayo reflejado 2 veces (el cual se reflejó previamente en la otra pared y finalmente en la pared actual) + el rayo reflejado 3 veces (el cual se reflejó previamente primero en la pared actual, luego en la otra y finalmente en la actual) este análisis para cada una de las dos paredes de edificios, tal como lo muestra la Figura 4.28, ahora esto es lo que teóricamente debería hacer la herramienta, sin embargo se pueden producir errores por consideraciones incorrectas de rayos, pudiendo ser más o quizá menos los considerados.



**Figura 4.26:** Resultado RMS DS Trazado de rayos Escenario Calles urbanas.



**Figura 4.27:** RMSE RMS DS Trazado de rayos vs Escenario Calles urbanas.

De igual forma sucede en la predicción del RMS DS puesto que nuestro resultado es más próximo al resultado teórico de 6 rayos, tal como lo muestra la Figura 4.26 y se corrobora en gráfico de RMSE de la Figura 4.27.

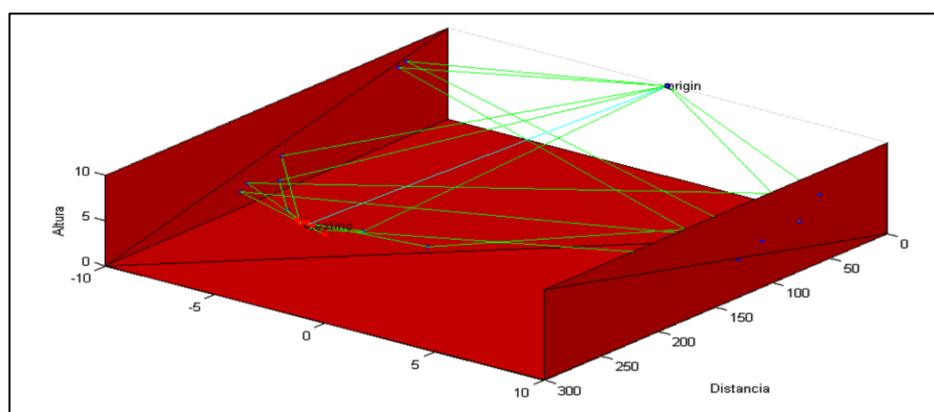
Para una mejor comprensión de esto tomemos como referencia el punto en el cual el móvil recorrió 200m. La Figura 4.28 nos muestra que son 8 rayos los tomados en cuenta calcular las predicciones en ese punto.

Al analizar las Figuras 4.29, 4.30, 4.31 y 4.32 en conjunto, notamos que en este punto la predicción del PDP y RMS DS está ajustada con mayor precisión al modelo teórico de 6 rayos.

Finalmente, la Tabla 14 nos muestra el retardo máximo, el DS promedio y el RMS DS en este punto, donde podemos constatar lo antes mencionado.

Parámetro	Retardo Máximo ( $\mu\text{s}$ )	AVG DS ( $\mu\text{s}$ )	RMS DS ( $\mu\text{s}$ )
Trazado de Rayos	0.0236	0.0054	0.0064
Modelo de 6 rayos	0.0171	0.0060	0.0055
Modelo de 4 rayos	0.0054	0.0021	0.0018
Modelo de 2 rayos	0.0005	0.0002	0.0002

**Tabla 14:** Resultado Escenario Calles Urbanas.



**Figura 4.28:** Gráfico Trazado de rayos Escenario Calles urbanas.

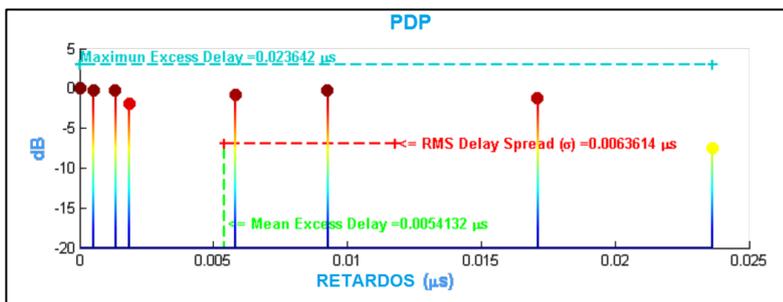


Figura 4.29: PDP Herramienta Trazado de Rayos.

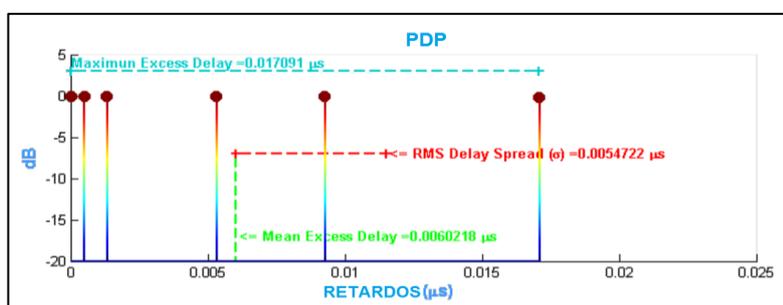


Figura 4.30: PDP Modelo 6 rayos.

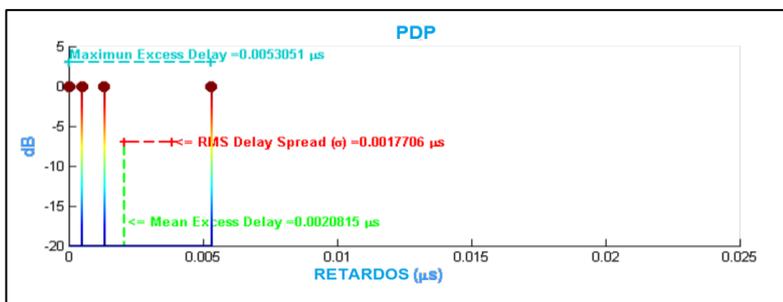


Figura 4.31: PDP Modelo 4 rayos.

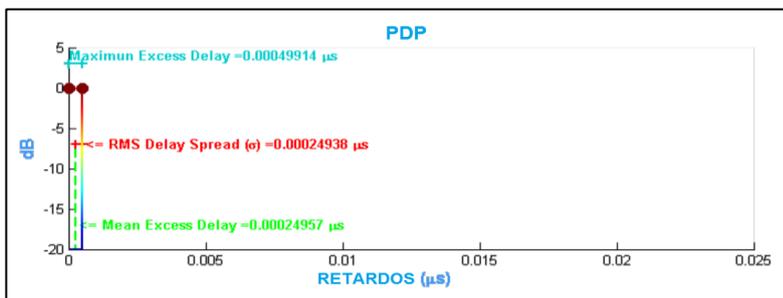


Figura 4.32: PDP Modelo 2 rayos.

#### 4.1.4 Escenario 1 rayo transmitido

Este escenario es considerando una pared entre el transmisor y el receptor tal como lo muestra la Figura 4.33. Teóricamente la potencia en el receptor sería:

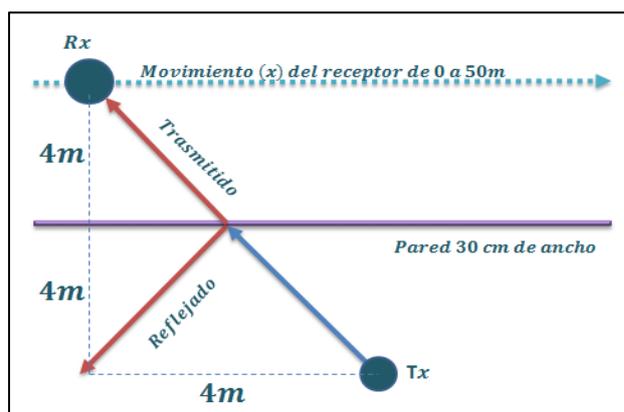
$$P_r(d) = P_t G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} * \text{Coef}_{\text{Trasmisión}} \right)^2 \quad (4.1)$$

Donde el coeficiente de transmisión es calculado mediante las ecuaciones descritas en el apartado 2.4.3, los parámetros de predicción los encontramos en la Tabla 15.

Parámetro	Valor
Ambiente o Escenario	Ver figura 4.33 Permitividad Compleja: 2.5+0.1j
$P_t$	1mW
$f_c$	1900 Mhz
Antena $T_x$	Omnidireccional( $G_T(\theta_{T_i}, \phi_{T_i}) = 1$ ) $H_t = 1.5\text{m}$ . Polarización P.
Antena $R_x$	Omnidireccional( $G_R(\theta_{R_i}, \phi_{R_i}) = 1$ ) $x = 0\text{ m} \rightarrow 1000$ $H_r = 1.5\text{m}$ .
Técnica de trazado	Trazado esférico icosaédrico+ recepción basada en las fuentes distribuidas de ondas.

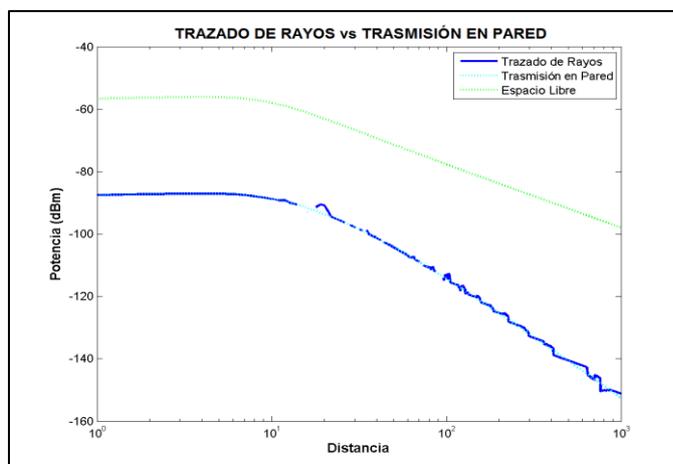
**Tabla 15:** Parámetros Escenario Trasmisión en Pared.

Se va efectuar una comparación entre el resultado de la predicción y el resultado del cálculo teórico de la ecuación 4.1.

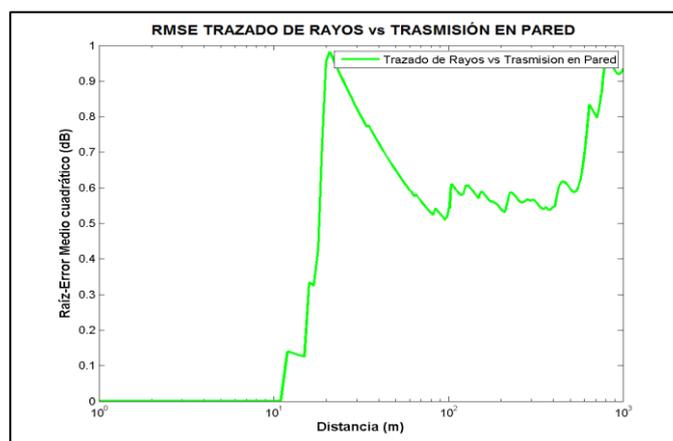


**Figura 4.33:** Escenario 1 Transmisión en pared.

### Análisis y resultados:



**Figura 4.34:** Resultado Trazado de rayos vs Trasmisión en Pared.



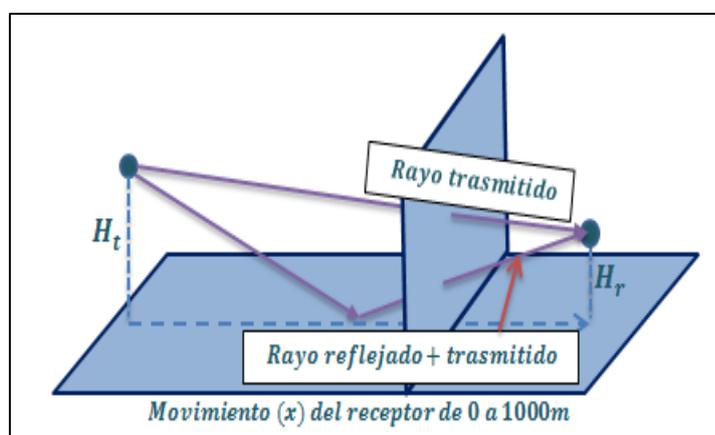
**Figura 4.35:** Resultado RMS Trazado de rayos vs Trasmisión en Pared.

De lo observado en las Figuras 4.34 y 4.35 en este escenario la herramienta de trazado de rayos se ajusta con una precisión de 0.9348 dB al modelo teórico lo que indica la validez del modelo en escenarios de transmisión en paredes, sean estos escenarios interiores o exteriores, ya que el escenario validado es genérico. Hasta los 10m el RMSE era de 0 dB, luego de esto gráficamente se observa que la predicción se aleja ligeramente de este valor, esto es producto de que la herramienta de trazado rayos es menos precisa a medida que la distancia aumenta, en

este escenario se evidencia más debido a que no existieron valores atípicos en las mediciones cercanas al trasmisor.

#### 4.1.5 Escenario 1 rayo transmitido, 1 rayo reflejado

Este escenario es semejante al de Tierra Plana, con la diferencia que existe una pared entre el trasmisor y receptor, propio de escenarios interiores, tal como lo muestra la Figura A1 igual que en el modelo de Tierra Plana llegan dos rayos al receptor, sin embargo, tanto el rayo directo como el reflejado es afectado por una pared como obstáculo, tal como lo muestra la Figura 4.36, lo que implica mayores pérdidas, los parámetros de predicción se encuentran en la Tabla 16.

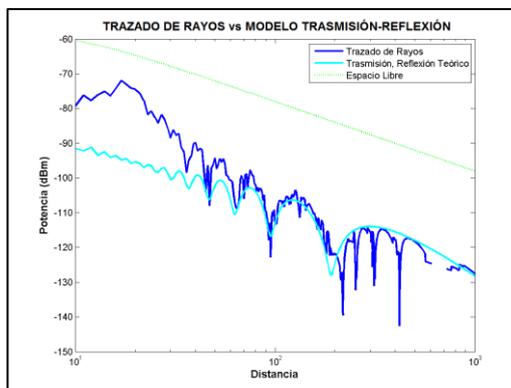


**Figura 4.36:** Escenario Reflexión + Trasmisión.

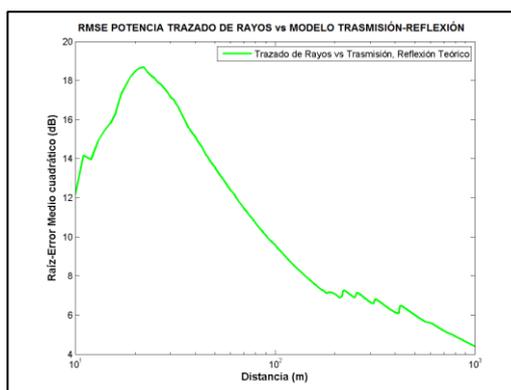
Parámetro	Valor
Ambiente o Escenario	Ver figura 4.36 Permitividad Compleja: $2.5+0.1j$
$P_t$	1mW
$f_c$	1900 Mhz
Antena $T_x$	Omnidireccional( $G_T(\theta_{T_i}, \phi_{T_i}) = 1$ ) Polarización P. $T_x$ posición = (0 ,0 , $H_t = 10$ )
Antena $R_x$	Omnidireccional( $G_R(\theta_{R_i}, \phi_{R_i}) = 1$ ) $R_x$ posición = (x ,0 , $H_r = 1.5$ ) $x = 0 \text{ m} \rightarrow 100 \text{ m}$

**Tabla 16:** Parámetros Escenario Reflexión + Trasmisión.

### Análisis y resultados:



**Figura 4.37:** Resultado Trazado de rayos vs Modelo Trasmisión reflexión.



**Figura 4.38:** Resultado RMSE Trazado de rayos vs Modelo Trasmisión reflexión.

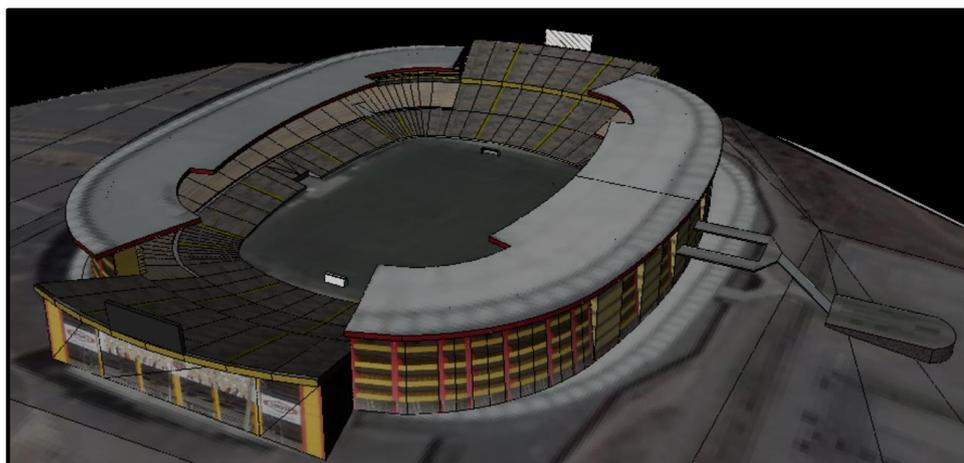
Analizando las Figuras 4.37 y 4.38 notamos que en las primeras muestras la predicción de los valores teóricos distan unos 10 dB lo que produce que en la curva de RMSE al inicio se obtengan valores hasta 18 dB, sin embargo a partir de la muestra  $x = 30m$  las curvas se juntan y la tendencia de RMSE comienza a bajar para finalmente tener una raíz de error medio cuadrático de 4.4031 dB, finalmente se puede concluir que la herramienta de trazado de rayos se ajusta al modelo teórico de este escenario con un RMSE de 4.4031 dB.

## 4.2. Validación de la herramienta respecto a mediciones y a dos modelos empíricos en escenarios reales

En esta sección definiremos la precisión de la herramienta de predicción basándonos en un análisis estadístico con mediciones de potencia de recepción en un escenario real, el cual definiremos a continuación, así como también con otros modelos de propagación.

### 4.2.1 Definición del escenario

El ambiente escogido es un escenario deportivo en la ciudad de Guayaquil. Las celdas que dan cobertura celular a este escenario deportivo pueden considerarse Microceldas pues estas tienen una cobertura menor a 1 Km.



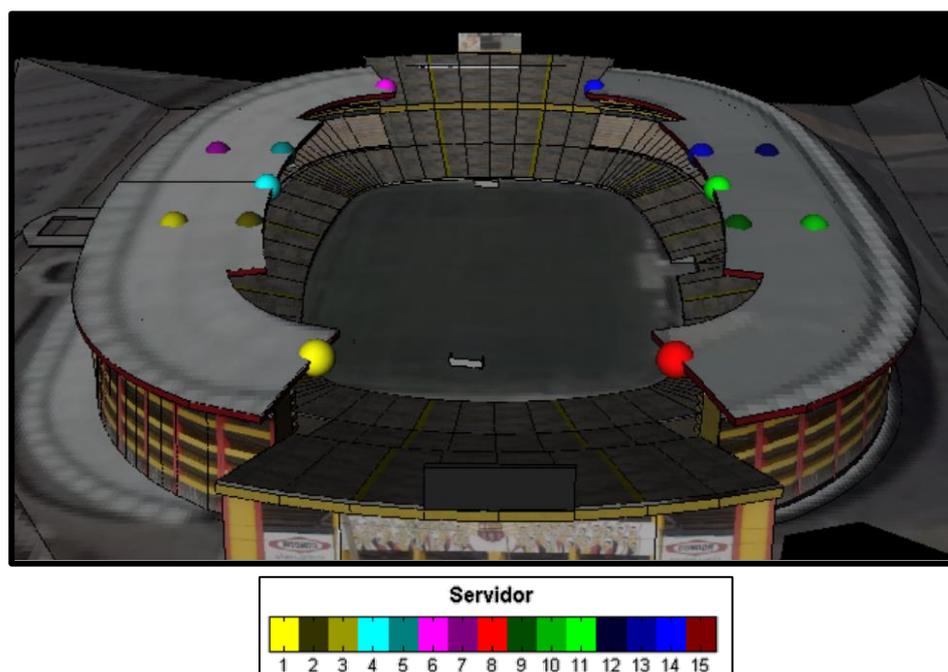
**Figura 4.39:** Escenario Real - Escenario deportivo.

El diseño 3D del ambiente de predicción está disponible en formato “.SKP” en la página 3dwarehouse de la herramienta Sketchup [24], en la cual se pueden encontrar un sin número de modelos 3D, sean de escenarios deportivos, teatros, edificios, etc. El diseño se visualiza en la Figura 4.39. Mediante la Herramienta Sketchup se hace la conversión a extensión .OBJ requerida en nuestra herramienta, es necesario indicar que este proceso no es parte del interés del presente trabajo.

La descripción de parámetros para efectuar predicción se encuentra en la Tabla 17.

Parámetro	Valor
Tipo de trazado	Esférico Icosaédrico
Recepción	Basada en la geometría distribuida de fuentes de onda
Ambiente o Escenario	Archivo .OBJ, figura 3.39 Permitividad Compleja: $5 + 0j$ (Concreto)
$f_c$	850, 1900 MHz
$P_{tx}$	316 mW (Todas las celdas)
Antena $T_x$	Kathrein 742264. Ubicación Antenas dada en la figura 4.40
Antena $R_x$	Omnidireccional( $G_R(\theta R_i, \phi R_i) = 1$ ) Objetivo de Cobertura en la figura 4.5

**Tabla 17:** Parámetros de Predicción Escenario Real.



**Figura 4.40:** Ubicación Antenas Escenario Real.

La ubicación de las antenas se las puede observar como esferas en la Figura 4.40 donde la relación color-número servirá para diferenciar el mejor servidor en las predicciones, en este escenario la cobertura de cada antena la denominaremos celda. El objetivo de predicción son

todas las localidades del escenario (Generales, Tribunas, Palcos, Suites) adicionando la cancha. La Figura 4.41 muestra la vista superior de lo mencionado, donde se ubican geográficamente las localidades mencionadas como objetivo de predicción.



**Figura 4.41:** Objetivo de Predicción.

Los resultados son presentados gráficamente. Las mediciones son presentadas como una esfera centrada en cada punto objetivo en donde se efectuó la medición y de color indicado en la leyenda de cada gráfico, mientras que las predicciones son presentadas como una malla que abarca todo el objetivo de predicción y también el color indicado en cada gráfico estará dado por la leyenda correspondiente.

Tanto las mediciones como las predicciones tienen en común dos resultados:

- **Mejor Servidor:** Indica por cada punto objetivo la antena o servidora que tiene la potencia mayor. En este gráfico como ayuda visual se presentará la ubicación de las antenas trasmisoras tal como se mostró en la Figura 4.40. La visualización geográfica de esta predicción se las encuentra en la sección Anexos.

- Potencia de recepción: Indica por cada punto objetivo la potencia de la antena que es mejor servidora.

En la predicción de la herramienta de trazado de rayos se presenta de manera adicional:

- Esparcimiento de las componentes multipaso: Indica por cada punto objetivo el DS considerando la antena que es mejor servidora.

Con el objetivo de efectuar comparación en cada predicción de potencia de recepción se ha incluido la gráfica de las mediciones según corresponda.

Para efectos de comparación también se presenta los gráficos de densidad de probabilidad (PDF) y función de distribución acumulada (CDF) de las mediciones y de cada predicción en los puntos equivalentes a dichas mediciones.

#### 4.2.2 Resultados de mediciones en campo

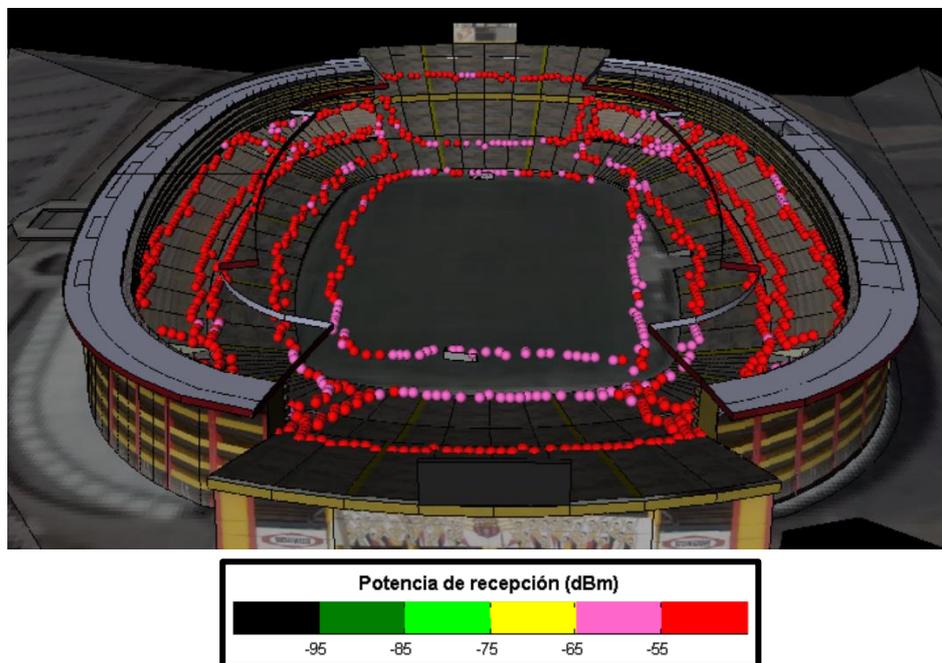


Figura 4.42: Mediciones Potencia de recepción 850 MHz.

Las mediciones fueron efectuadas en las localidades del escenario mencionadas como objetivo de predicción, las mismas fueron realizadas con un equipo celular comercial Samsung S4 el cual tiene instalada en él una aplicación especializada en mediciones de radiofrecuencia para redes celulares. Los resultados se los presenta en las Figura 4.42 para las mediciones efectuadas en 850 MHz y en la Figura 4.43 para 1900 MHz, cada figura cuenta con su respectiva leyenda.

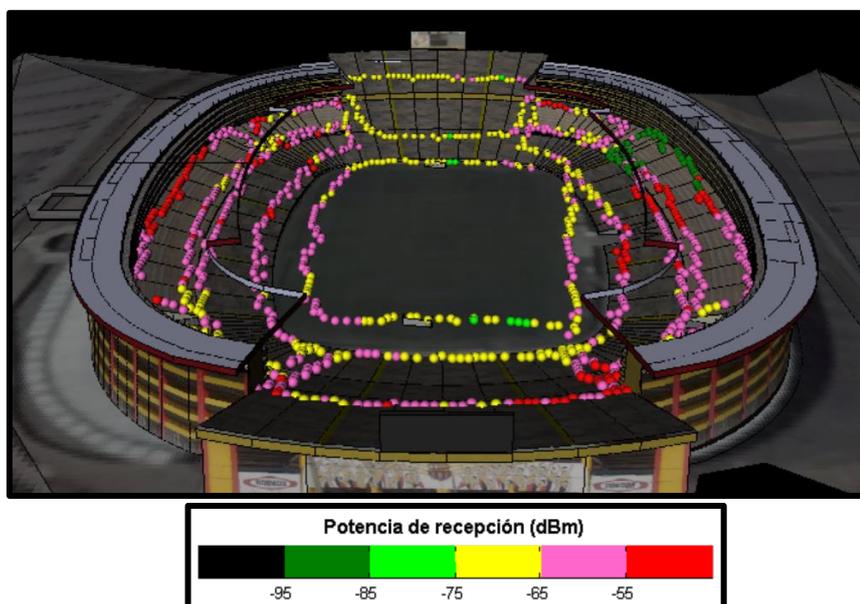
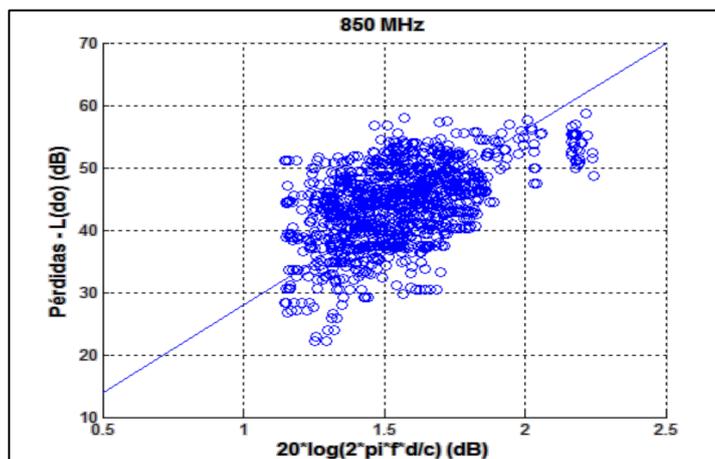


Figura 4.43: Mediciones Potencia de recepción 1900 MHz.

#### 4.2.3 Resultados de predicciones usando la recomendación ITU-RP.1238-9

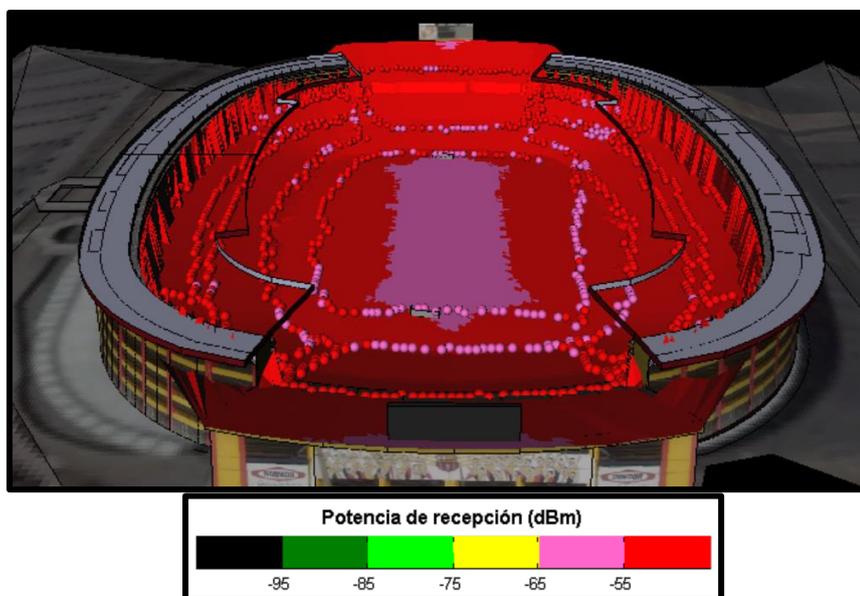
Las pérdidas haciendo uso de la recomendación ITU-RP.1238-9 están dadas por la ecuación 2.12, el coeficiente de pérdidas de potencia debido a la distancia según la recomendación en un edificio comercial es 20 y 22 para 850 y 1900 MHz en un escenario comercial, ahora en este apartado se efectuó un ajuste lineal con ayuda de las mediciones realizadas y se obtuvieron los valores 28 y 31 respectivamente. Adicional en este escenario la mayoría de los puntos son con línea de vista, entonces el factor  $L_f(n)$  es 0. Finalmente, el modelo queda según las ecuaciones 4.1 y 4.2.

$$L_{\text{ESTADIO}}(\text{dB}) = 20 \text{ Log } f - 28 + 28 \text{ Log} \left( \frac{d}{d_0} \right) \text{ para } f = 850 \text{ MHz} \quad (4.2)$$



**Figura 4.44:** Ajuste Lineal Modelo ITU-RP.1238-9 850 MHz.

La Figura 4.44 representa gráficamente el ajuste lineal realizado con las mediciones realizadas en la frecuencia de 850 MHz para obtener el modelo representado por la ecuación 4.2, mientras que el resultado de predecir la potencia de recepción haciendo uso de este modelo lo podemos observar en la Figura 4.45



**Figura 4.45:** Resultado predicción ITU-TRP.1238-9 Potencia de recepción 850 MHz.

Un enfoque similar se efectuó para 1900MHz, donde la Figura 4.46 representa gráficamente el ajuste lineal para obtener el modelo representado por la ecuación 4.3, el resultado de predecir la potencia de recepción haciendo uso de este modelo se lo observa en la Figura 4.47.

$$L_{\text{ESTADIO}}(\text{dB}) = 20 \text{ Log } f - 28 + 31 \text{ Log} \left( \frac{d}{d_0} \right) \text{ para } f = 1900 \text{ MHz} \quad (4.3)$$

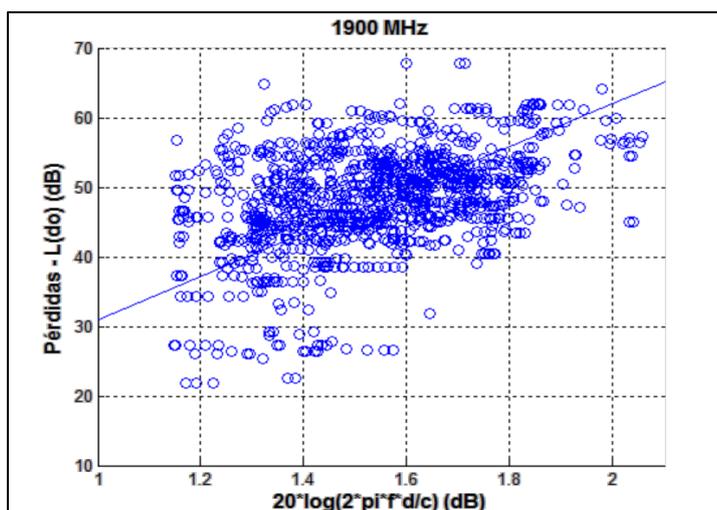


Figura 4.46: Ajuste Lineal Modelo ITU-RP.1238-9 1900 MHz.

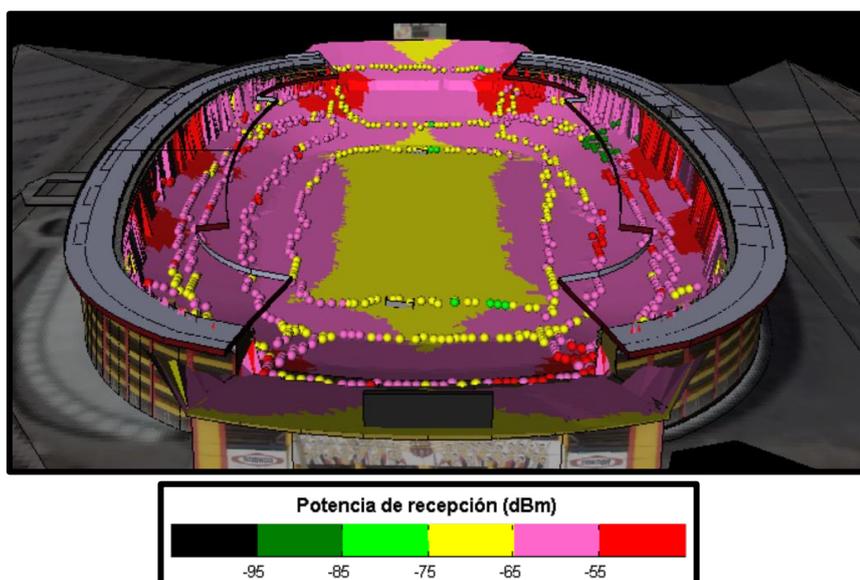


Figura 4.47: Resultado predicción ITU-TRP.1238-9 Potencia de recepción 1900 MHz.

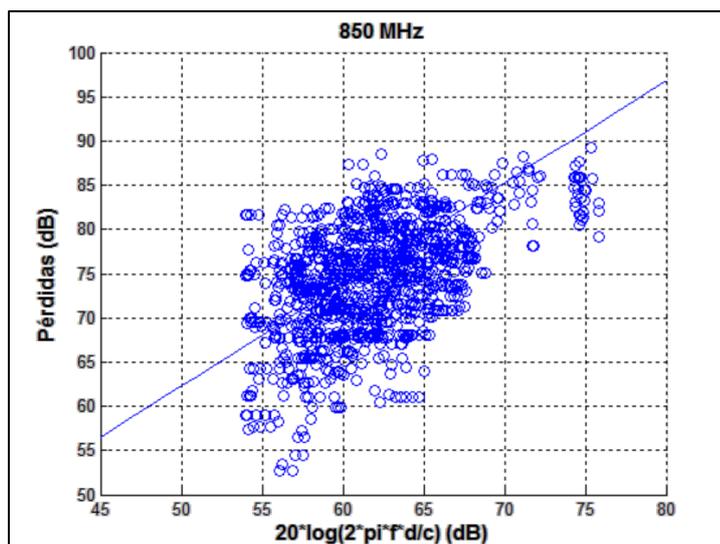
#### 4.2.4 Resultados de predicciones usando el Modelo Modificado de Espacio Libre (MMEL)

Las pérdidas por propagación en el modelo modificado de espacio libre están definidas por la ecuación 2.8.

Haciendo un ajuste con las mediciones obtenemos los valores de  $n$  y  $l_c$  (ver ecuación 2.8), lo cual se puede apreciar en la Figura 4.48 para 850 MHz y Figura 4.50 para 1900 MHz.

La ecuación 4.4 representa el modelo para 850 MHz luego de efectuar el ajuste lineal representado por la Figura 4.48, el resultado de efectuar la predicción en el escenario planteado haciendo uso de este modelo se lo puede observar en la Figura 4.49.

$$L_{\text{ESTADIO}}(\text{dB}) = 23 \text{ Log} \left( \frac{4\pi f d}{c} \right) + 4.8 \text{ para } f = 850 \text{ MHz} \quad (4.4)$$



**Figura 4.48:** Ajuste Lineal Modelo Modificado de espacio libre 850MHz.

Un enfoque similar se efectuó para 1900MHz, donde la Figura 4.50 representa gráficamente el ajuste lineal para obtener el modelo representado por la ecuación 4.5, el resultado de predecir la potencia de recepción haciendo uso de este modelo se lo observa en la Figura 4.51.

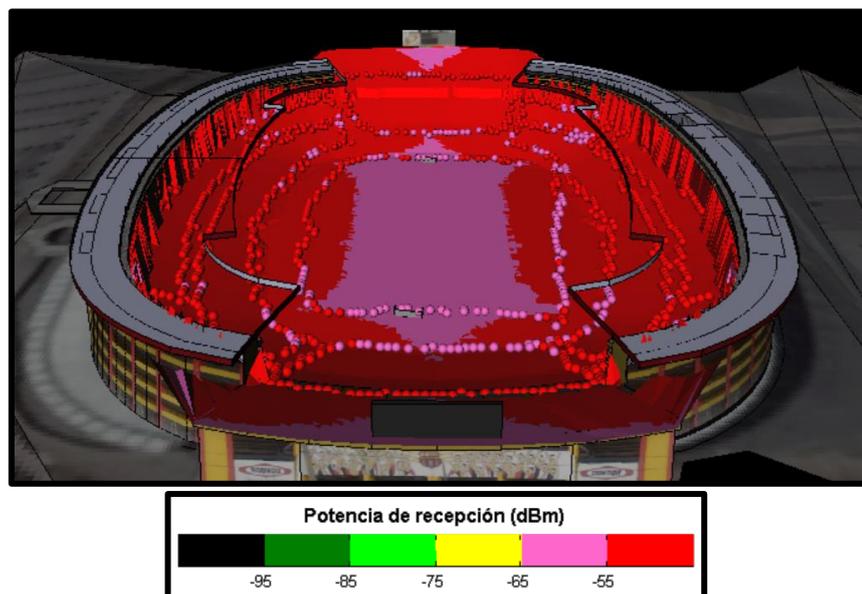


Figura 4.49: Resultado predicción MVEL Potencia de recepción 1900MHz.

$$L_{\text{ESTADIO}}(\text{dB}) = 24 \text{ Log} \left( \frac{4\pi f d}{c} \right) + 5.0 \text{ para } f = 1900 \text{ MHz} \quad (4.5)$$

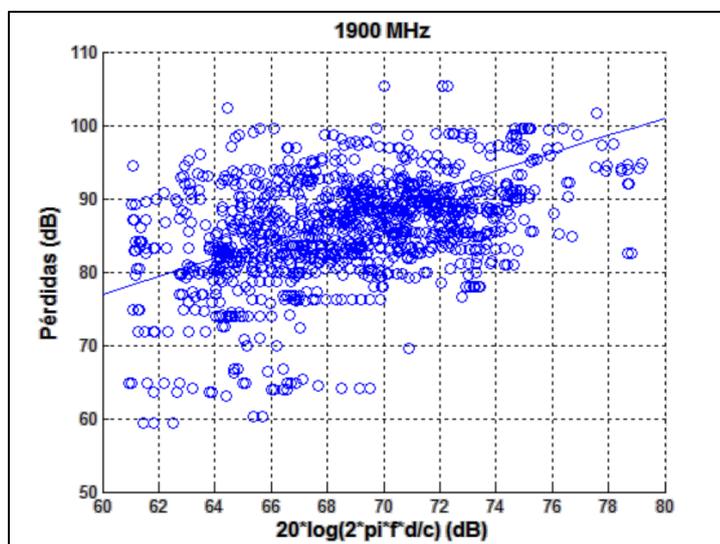
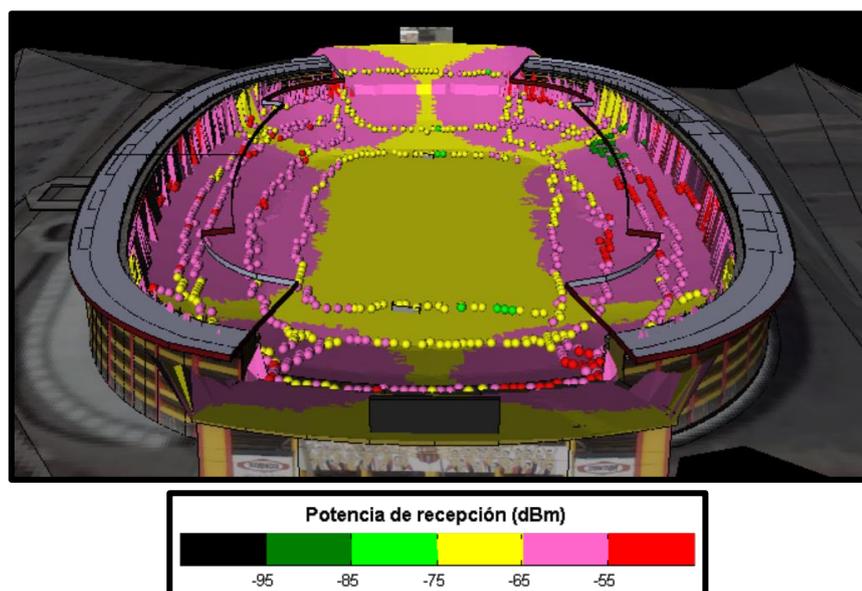


Figura 4.50: Ajuste Lineal Modelo Modificado de espacio libre 1900MHz.



**Figura 4.51:** Resultado predicción MMEL Potencia de recepción 1900MHz.

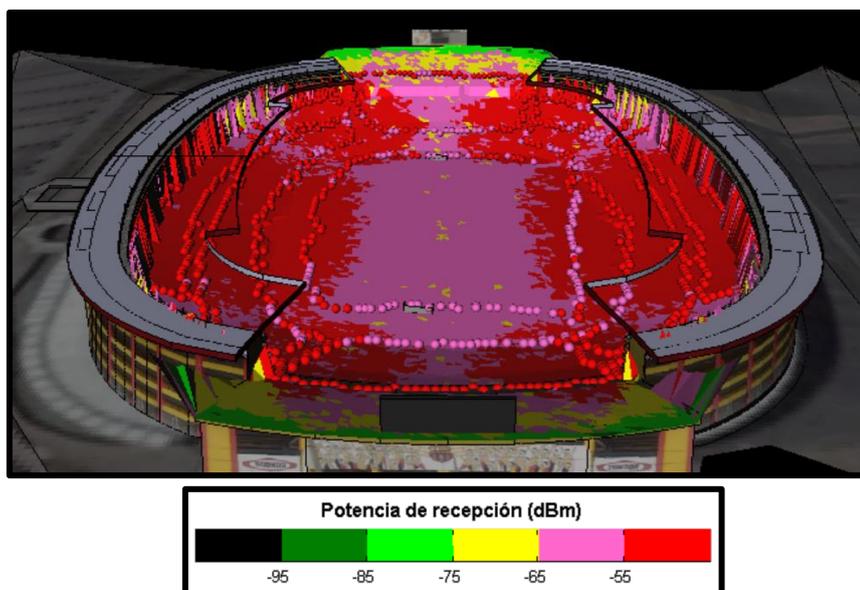
#### 4.2.5 Resultados de predicciones usando la Herramienta de Trazado de Rayos.

En esta sección se presentará el producto de las predicciones realizadas en el escenario de validación haciendo uso de la herramienta de predicción desarrollada en este trabajo. La Figura 4.52 representa el resultado de la predicción de la potencia de recepción para la frecuencia de 850 MHz, mientras que la Figura 4.53 para 1900 MHz.

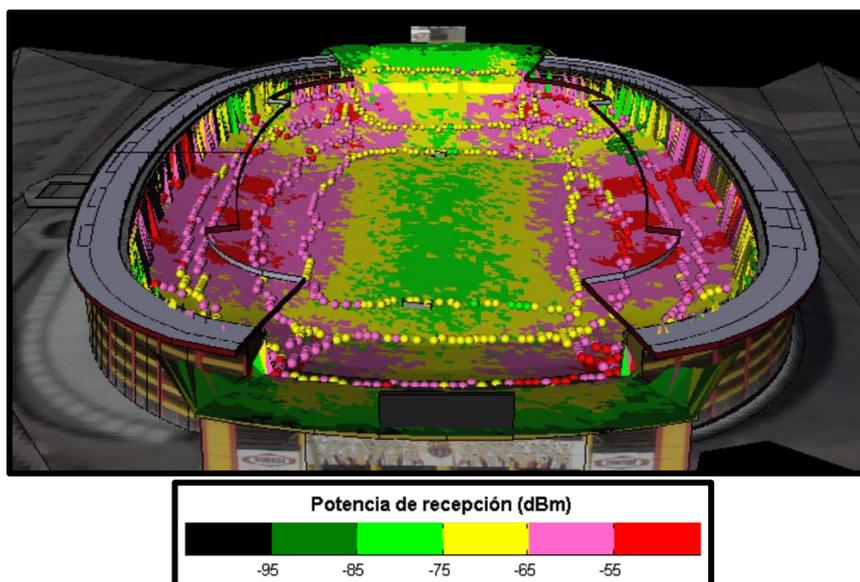
Adicional a las predicciones de potencia y mejor servidor realizadas con los modelos experimentales en esta sección se presenta la predicción del Esparcimiento de las componentes multipasos y el Ancho de Banda Coherente, Figura 4.55 para 850 MHz y 4.61 para 1900 MHz, que es el valor agregado que tiene la técnica de trazado de rayos respecto a otros modelos.

Para cada punto objetivo se puede verificar los rayos que inciden en el punto, sean estos directos o producto del multipaso, el espectro de potencia de las componentes multipaso y el esparcimiento de dichas componentes, el valor máximo, RMS y el promedio, así como la

correlación frecuencial. Para validar la funcionalidad se escogió un punto en particular y el resultado se encuentra en las Figuras 4.57, 4.58 y 4.59, un análisis detallado de estas gráficas se encuentra en la siguiente sección.



**Figura 4.52:** Resultado predicción Trazado de rayos Potencia de recepción 850 MHz.



**Figura 4.53:** Resultado predicción Trazado de rayos Potencia de recepción 1900 MHz.

#### 4.2.6 Análisis estadístico entre las predicciones y las mediciones

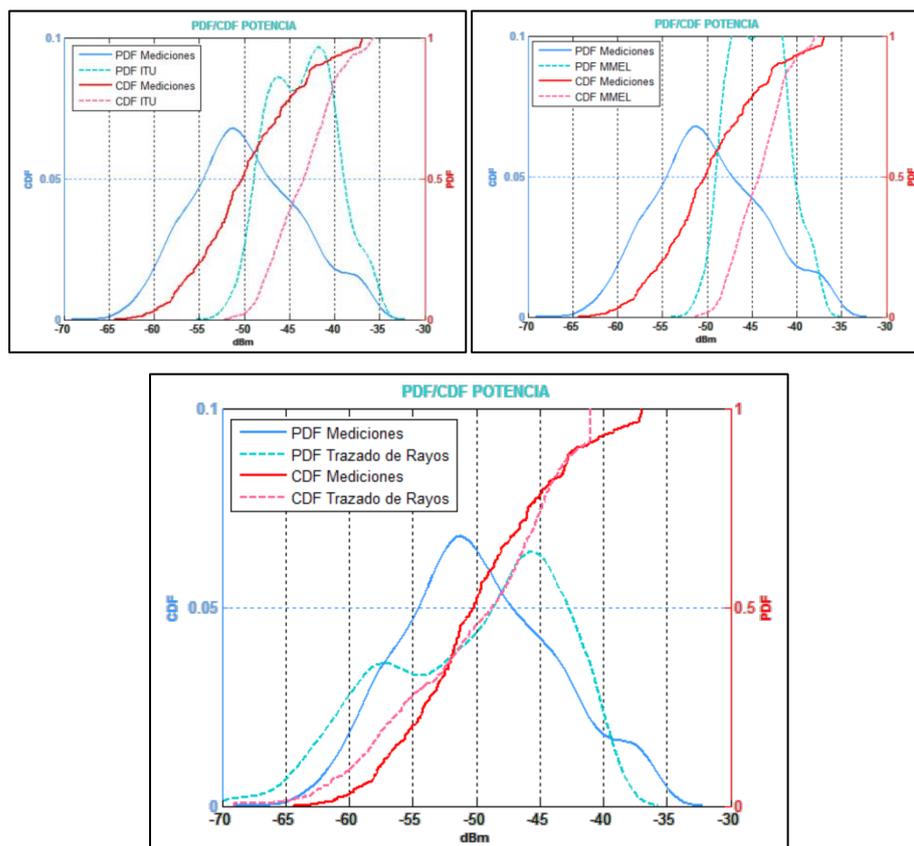
En esta sección procederemos a efectuar un análisis descriptivo de los resultados de las mediciones vs los resultados de los modelos de propagación indicados en los apartados.

##### **Análisis 850 MHz:**

Analizando las Figuras 4.42, 4.45, 4.49, 4.52 correspondientes a las gráficas de potencia de las mediciones, predicción usando la recomendación ITU-RP.1238-9, Modelo Modificado de Espacio Libre y Herramienta de Trazado de rayos respectivamente podemos observar que en las predicciones de los modelos experimentales se presenta una homogeneidad en distancia, es decir no predicen con facilidad fenómenos de desvanecimiento, un claro ejemplo está en las plateas altas de las generales, donde existe obstrucción de la línea de vista de los transmisores, por lo consiguiente existe atenuación, la herramienta de trazado de rayos predice este fenómeno al observarse una atenuación en la potencia, mientras en los otros modelos se observa que no existe cambio en la tendencia de potencia en estas zonas.

Estadísticamente, analizamos parámetros descriptivos como media, desviación estándar y coeficiente de variación en la Tabla 18, observamos que la predicción de la herramienta de trazado de rayos tiene una media comparable con las mediciones, mientras que las predicciones de los modelos experimentales están de 5 a 6 dB por encima de la media de las mediciones, por otro lado al observar la dispersión (desviación estándar/ coeficiente de variación) de los valores, existe una equivalencia en las mediciones y la predicción de trazado de rayos ya que ambas tienen una dispersión cercana al 12%, mientras que en las otras predicciones es menor la dispersión, esto también se puede observar al comparar las curvas de función de densidad de probabilidad (PDF) en la Figura 4.54, donde se observa que para el Modelo de Modificado de Espacio Libre y la recomendación ITU-RP.1238-9 estas curvas tienen una anchura menor respecto a las mediciones y a la

herramienta de trazado de rayos. Adicionalmente, se puede observar que la curva de función de distribución acumulada (CDF) entre las mediciones y la predicción de la herramienta de trazado de rayos están próximas, mientras que si comparamos las mediciones con las otras predicciones las curvas están más distantes.



**Figura 4.54:** PDF CDF Mediciones vs Trazado de Rayos vs Recomendación ITU-RP.1238-9 vs Modelo Modificado de Espacio Libre. (850 MHz).

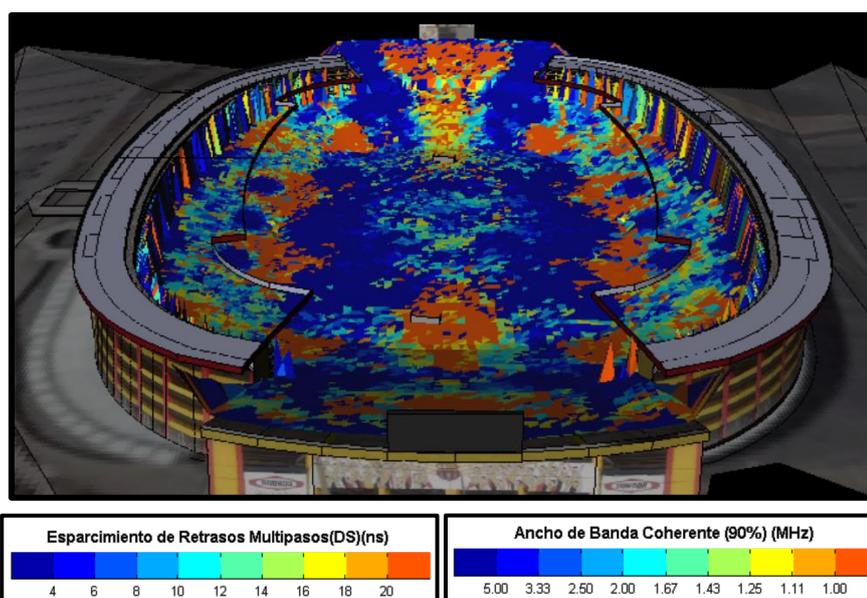
Método	Media (dBm)	Desviación Estándar(dB)	Coficiente de variación
Medición	-49.7999	5.9371	11.92%
Trazado de Rayos	-50.2366	6.6520	13.24%
MMEL	-43.5733	2.9653	6.69%
ITU	-44.5733	3.6099	8.28%

**Tabla 18:** Estadística Mediciones vs Trazado de Rayos vs Recomendación ITU-RP.1238-9 vs Modelo Modificado de Espacio Libre (850 MHz).

Procedemos igual que en casos anteriores a efectuar el cálculo del error, en este caso respecto a las mediciones tomadas, se procede a calcular el error medio y en RMSE, el resultado lo podemos observar en la Tabla 19 donde se observa que respecto al error medio la herramienta de trazado de rayos tiene el mejor rendimiento, mientras que al observar el RSME notamos que el error de la herramienta de trazado de rayos tiene un rendimiento semejante al Modelo Modificado de Espacio Libre (MMEL) y con una precisión mayor a la recomendación ITU.

Método	Media (dB)	RMSE(dB)
Trazado de Rayos	0.413	7.73
MMEL	-5.4	7.69
ITU	-6.22	8.21

**Tabla 19:** Error medio y RMS: Trazado de Rayos, Recomendación ITU-RP.1238-9, Modelo Modificado de Espacio Libre vs Mediciones. (850 MHz).

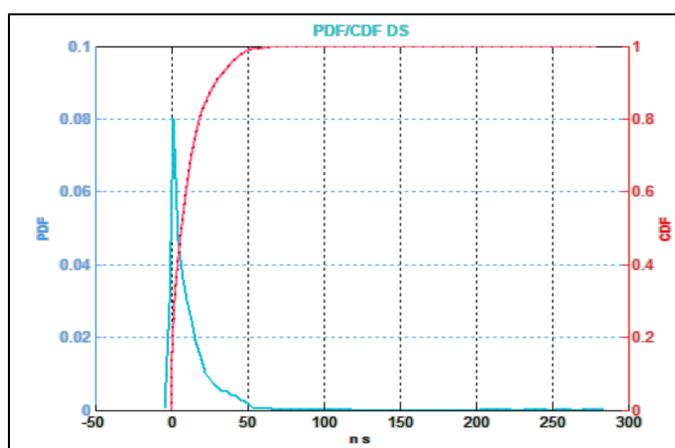


**Figura 4.55:** Resultado predicción Trazado de rayos RMS DS 850MHz.

Una de las características de la herramienta desarrollada en este trabajo es la facultad de predecir el Esporcimiento de las componentes Multipaso (DS), la cual es mostrada en la Figura 4.55 en la cual podemos observar geográficamente la distribución del DS. De la Figura

4.56 notamos que la distribución del DS está sesgada hacia la izquierda, es decir hacia 0 segundos, también observamos que prácticamente el 100% de las muestras son menores a 50 nanosegundos, sin embargo, como podemos observar en la Tabla 20, el valor máximo que se obtuvo de DS fue de 279.71 ns el cual fue un valor atípico en la muestra.

Analizando la Tabla 20 notamos que el valor esperado del RMS DS fue de  $11.2\text{ ns}$ , equivalente a un ancho de banda de  $1.78\text{ MHz}$  con el 90% de coherencia, ahora si queremos asegurar un sistema sea angosto en frecuencia en todo el escenario deportivo (100% de las muestras) con  $400\text{ KHz}$  sería suficiente. Los sistemas celulares GSM con  $200\text{ KHz}$  de ancho de banda y LTE con  $15\text{ KHz}$  de ancho de banda de una sub-portadora serían angosto en el 100% en este escenario deportivo.

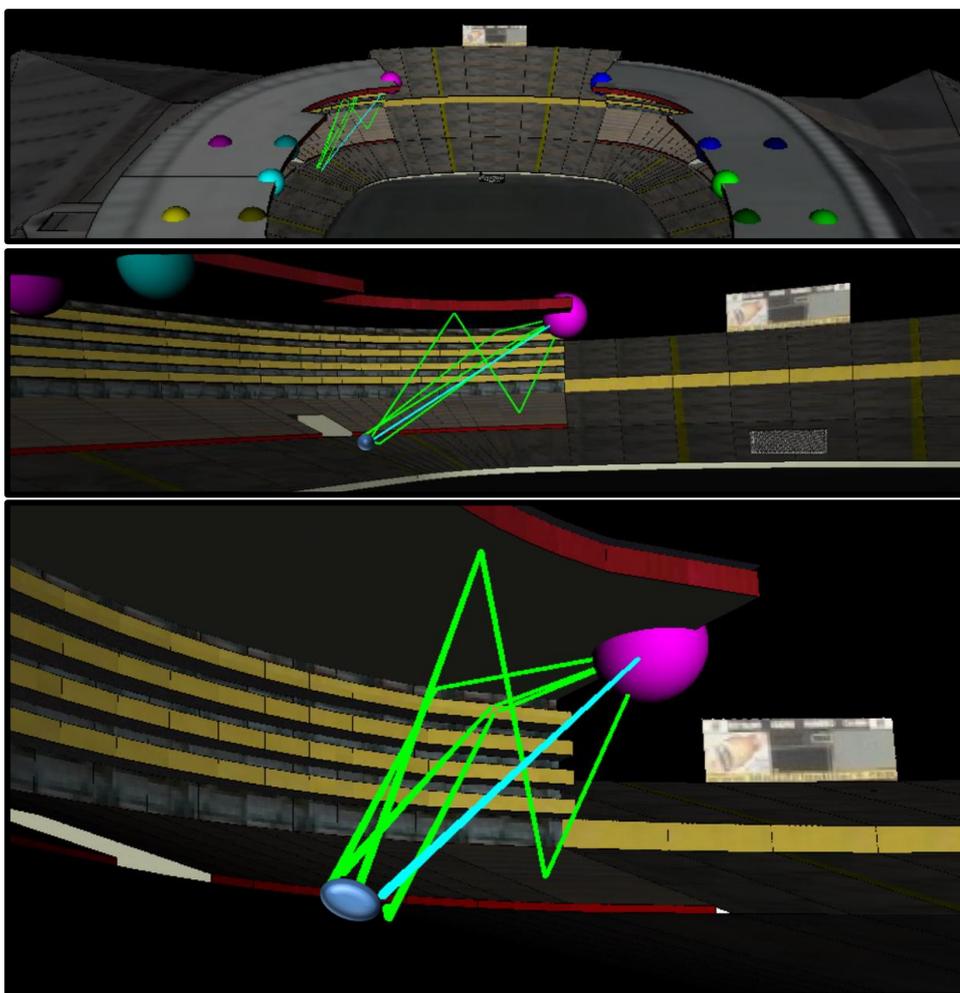


**Figura 4.56:** PDF CDF Predicción Esparcimiento de Componentes Multipaso. (850 MHz)

Parámetro	$\overline{\sigma_{RMS}}$	~100% Muestras	Máximo
Esparcimiento de las componentes multipasos	11.2 ns	50 ns	279.71 ns
Ancho de Banda Coherente 90% Correlación	1.78 MHz	400 KHz	70 KHz

**Tabla 20.** RMS DS y Ancho de Banda Coherente. (850MHz).

Para validar la predicción del PDP, DS y la correlación frecuencial hemos escogido el punto que se observa en la Figura 4.57, a este punto llegan 5 rayos, el espectro de potencia de las componentes multipaseo de tal punto se muestra en la Figura 4.58, la potencia de recepción predicha en el punto es  $-48\text{dBm}$ , en la misma figura se observa que el DS en ese punto es de  $0.01796\mu\text{s} = 17.96\text{ns}$ , efectuando la FFT al PDP, se obtiene la correlación frecuencial en el punto, la Figura 4.59 muestra esta correlación en donde se grafica el ancho de banda coherente de  $14.79\text{MHz}$  y  $1.479\text{MHz}$  con una correlación del  $50\%$  y  $90\%$  respectivamente y gráficamente se evidencia que efectivamente estos anchos de bandas hacen que el sistema sea delgado en frecuencia.



**Figura 4.57:** Vistas de Rayos que llegan a un objetivo - 850 MHz

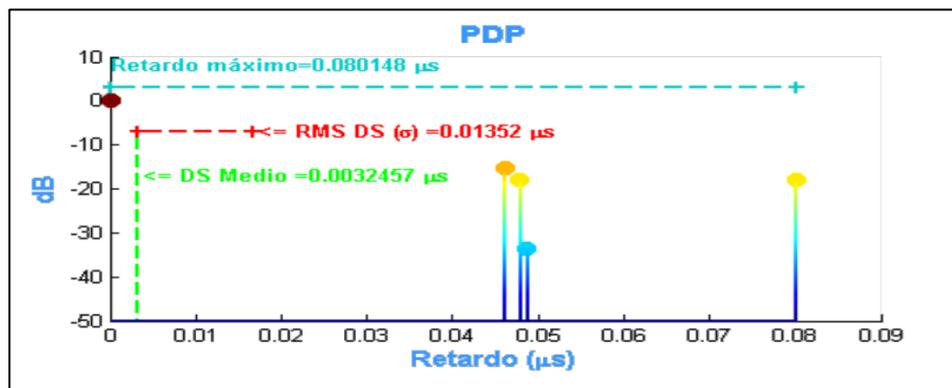


Figura 4.58: PDP en un punto objetivo - 850 MHz

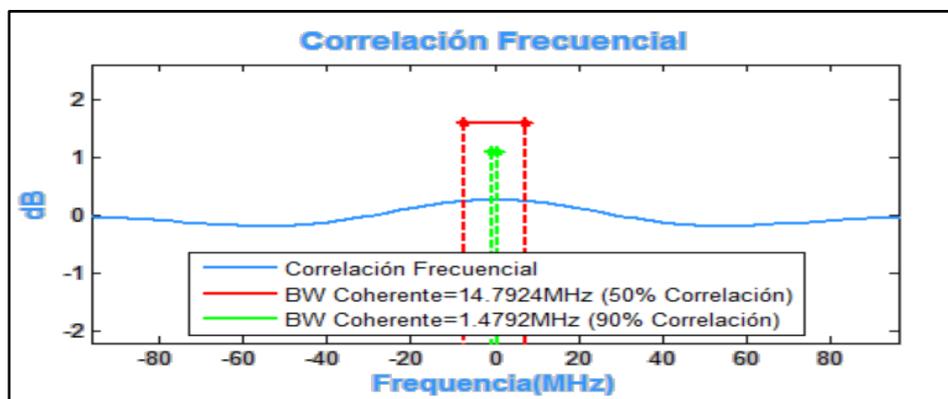


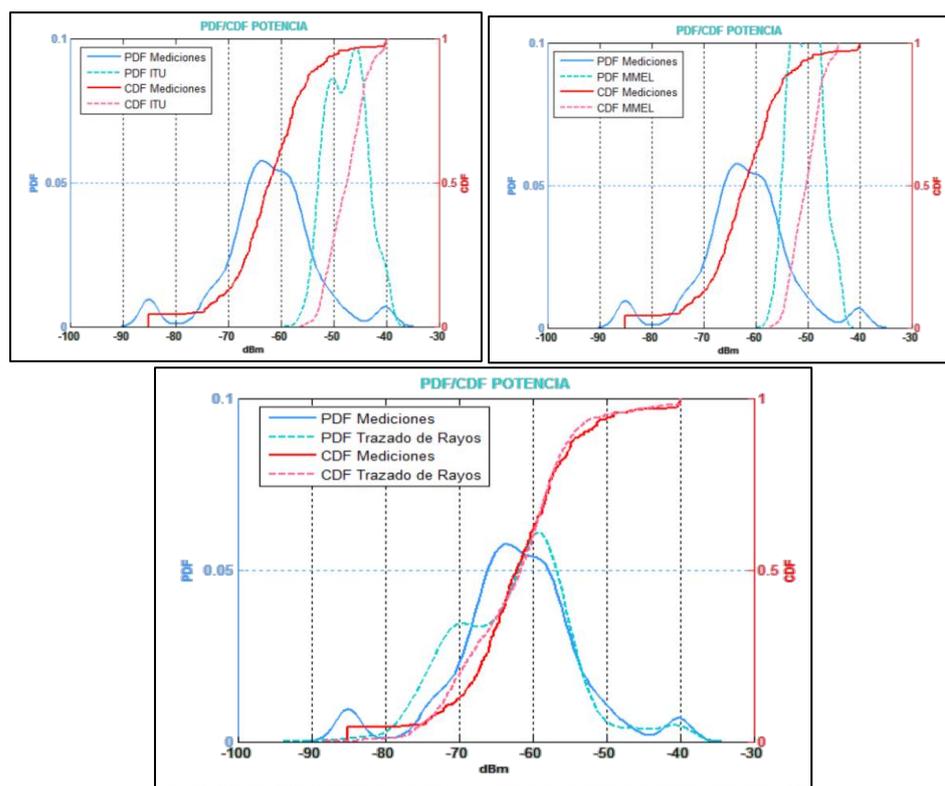
Figura 4.59: Correlación Frecuencial en un punto objetivo - 850 MHz.

Es importante indicar que estos gráficos pueden observarse para cada punto de la muestra, permitiendo efectuar un análisis detallado de las razones por las que existen variaciones en los niveles de potencia, en el esparcimiento de las componentes multipasos y el ancho de banda coherente.

#### Análisis 1900 MHz:

Un análisis similar al efectuado en 850 MHz se realizó para la banda de 1900 MHz. Analizando las Figuras 4.43, 4.47, 4.51, 4.53 correspondientes a las mediciones, predicciones haciendo uso de la recomendación ITU, del modelo modificado de espacio libre (MMEL) y de la herramienta de trazado de rayos respectivamente, notamos que la predicciones según recomendación ITU y MMEL están sobreestimadas respecto a las mediciones, esto se lo puede confirmar verificando la

distribución PDF y CDF de la Figura 4.60, donde se aprecia que la predicción de la herramienta de trazado de rayos se ajusta más a las curvas de distribución de probabilidad de las mediciones, adicional se verifica en la Tabla 21 que estadísticamente que la desviación estándar, coeficiente de variación y la media son comparables, mientras que las predicciones con modelo ITU y MMEL difieren con mayor holgura.



**Figura 4.60:** PDF CDF Mediciones vs Trazado de Rayos vs Recomendación ITU-RP.1238-9 vs Modelo Modificado de Espacio Libre. (1900 MHz).

Método	Media (dBm)	Desviación Estándar (dB)	Coefficiente de variación
Medición	-62.1540	8.4310	13.56%
Trazado de Rayos	-62.4794	7.8669	12.59%
MMEL	-61.8930	3.0942	5.00%
ITU	-58.8441	3.9967	6.79%

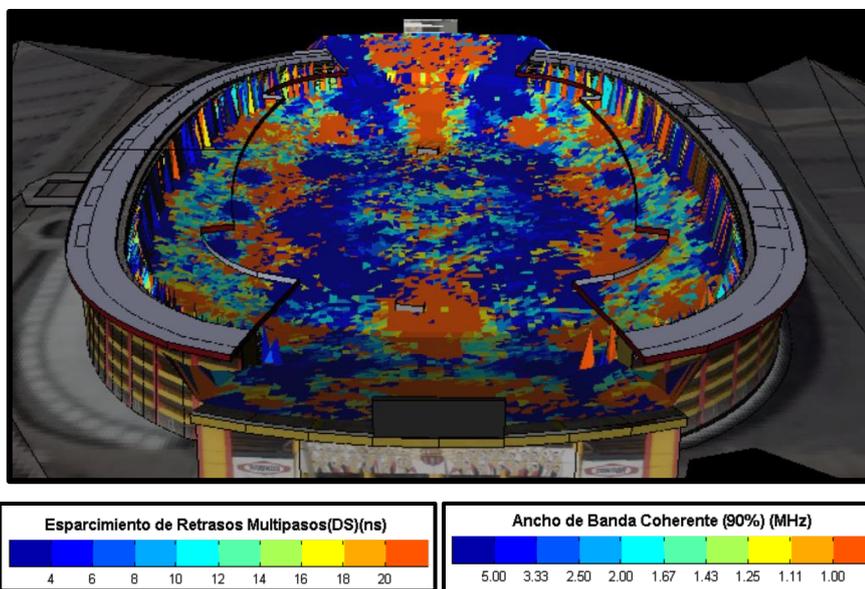
**Tabla 21:** Estadística Mediciones vs Trazado de Rayos vs Recomendación ITU-RP.1238-9 vs Modelo Modificado de Espacio Libre (1900 MHz).

Respecto al error, la Tabla 22 nos muestra que la predicción de la herramienta de trazado de rayos es la que menor RMSE presenta, confirmando aún más que es el modelo que mejor se ajusta a la medición.

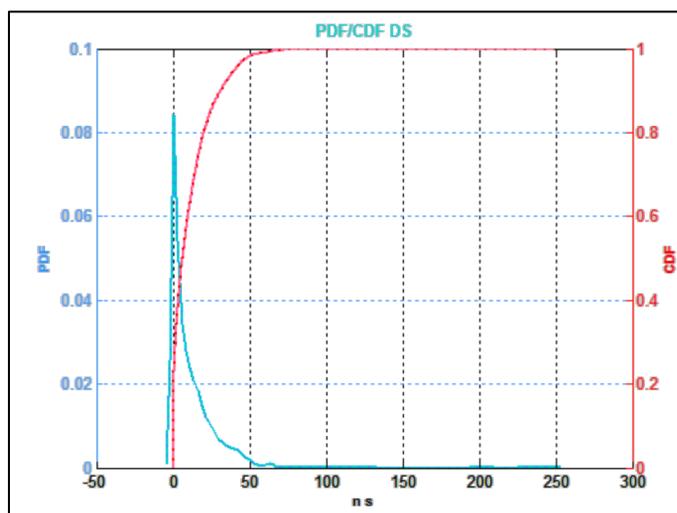
Método	Media (dB)	RMSE(dB)
Trazado de Rayos	0.3254	9.83
MMEL	-11.82	14.34
ITU	-14.58	16.72

**Tabla 22:** Error medio y RMS: Trazado de Rayos, Recomendación ITU-RP.1238-9, Modelo Modificado de Espacio Libre vs Mediciones. (1900MHz).

Observando la Figura 4.61 notamos que el DS de 1900MHz no difiere considerablemente del de 850MHz, estadísticamente en la Figura 4.62 y la Tabla 23 verificamos que su PDF, CDF, media, valor máximo, se mantienen en el mismo orden por lo que se tienen las mismas conclusiones que en la banda de 850 MHz.



**Figura 4.61:** Resultado predicción Trazado de rayos RMS DS 1900MHz.



**Figura 4.62:** PDF CDF Predicción Esparcimiento de Componentes Multipaso (1900MHz)

Parámetro	$\overline{\sigma_{RMS}}$	~100% Muestras	Máximo
Esparcimiento de las componentes multipasos	13.2 ns	50 ns	249.22 ns
Ancho de Banda Coherente 90% Correlación	1.51MHz	400KHz	80KHz

**Tabla 23:** DS y Ancho de Banda Coherente. (1900MHz).

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En este trabajo se desarrolló una herramienta de predicción basada en la teoría de rayos que permite caracterizar la propagación de las ondas de radio en ambientes interiores y exteriores microcelulares que permite la predicción de la potencia de recepción, pérdidas por propagación, esparcimiento de las componentes multipasos, espectro de potencia de las componentes multipasos, en la cual se implementaron dos técnicas diferentes de trazado o lanzamiento de rayos que son esférico estándar y esférico icosaédrico, obteniendo resultados más precisos con el segundo mencionado en cada uno de los escenarios evaluados, este es el resultado esperado debido a que en el trazado icosaédrico los rayos están geoméricamente distribuidos de forma más uniforme que en el estándar. Así mismo se implementaron dos técnicas de recepción de rayos en el objetivo que son la recepción esférica y la recepción basada en la geometría uniforme de las fuentes de onda obteniendo una mejor precisión con esta última ya que reduce el doble conteo de rayos producto de la recepción esférica.

La predicción de potencia de recepción haciendo uso de la herramienta desarrollada en este trabajo se ajustó con una precisión RMSE de 0.707 dB al modelo teórico de espacio libre, entre 4,8 y 7.5 dB para el modelo teórico de 2 rayos, 7 dB al modelo de 6 rayos en calles urbanas, 1 dB al modelo teórico de transmisión y 4.4 dB al modelo teórico de rayos transmitidos+ reflejados, respecto a las mediciones experimentales se obtuvo un RMSE de 7.73 dB en 850 MHz y RMSE de 9.83 dB para 1900 MHz.

Comparando las predicciones del escenario de espacio libre con las predicciones de los escenarios de múltiples rayos se puede concluir que las componentes multipasos pueden aportar positivamente o negativamente al cálculo de potencia, esto se puede evidenciar en los cambios en la tendencia de la potencia producto de los desvanecimientos o mejoramientos de los niveles y que dependen de la suma factorial de los rayos que llegan al objetivo. Estos cambios de tendencia son más acentuados a medida que la frecuencia aumenta, especialmente los desvanecimientos.

En el escenario de calles urbanas se pudo validar la predicción del esparcimiento de los retrasos multipasos (DS) con una precisión de  $RMSE = 0.005\mu s$  en comparación con un modelo de 6 rayos,  $RMSE = 0.008\mu s$  en comparación con un modelo de 4 rayos,  $RMSE = 0.011\mu s$  en comparación con un modelo de 2 rayos. Es notable que la predicción se ajuste más al modelo de 6 rayos, esto debido a que nuestra predicción es un modelo de 8 rayos, lo cual fue explicado en el apartado 4.1.3. Adicional se verificó que la tendencia de la predicción del DS es comparable con la tendencia del modelo teórico de 6 rayos. En el mismo escenario se validó la predicción del espectro de potencia de las componentes multipaso (PDP) en un punto particular en el cual se pudo comprobar gráficamente que la predicción del PDP está ajustada al modelo de 6 rayos, en este punto también se validó el DS, donde se tuvo una predicción de  $0.0064\mu s$ , mientras que en el modelo de 6 rayos se obtuvo  $0.0054\mu s$ .

En la comparación con las mediciones en el escenario deportivo, gráfica y estadísticamente la herramienta de trazado de rayos desarrollada en este trabajo se ajustó con mayor precisión a dichas mediciones que las predicciones realizadas por los modelos experimentales.

En el escenario deportivo usado para validar la herramienta de predicción en 850 MHz se obtuvo un promedio esparcimiento de las componentes multipaso (DS) de  $11.2\text{ns}$  correspondiente a  $1.78\text{ MHz}$  de ancho de banda coherente con un 90% de correlación, sin embargo para garantizar que en todo el estadio un determinado sistema de comunicación sea angosto en frecuencia con un 90% de correlación se requiere que este tenga un ancho de banda menor o igual a  $400\text{ KHz}$  ya que aproximadamente el 100% de las muestras de DS están por debajo de los  $50\text{ns}$ . EN  $1900\text{MHz}$  el promedio del DS es de  $11.5\text{ns}$ , mientras que el ancho de banda coherente es de  $17.3\text{ MHz}$ , efectuando un análisis semejante que al de  $850\text{MHz}$  se requiere que un sistema de comunicación que opera en esta banda tenga un ancho de banda menor o igual a  $400\text{KHz}$  para que este sea considerado angosto en frecuencia en todo el escenario deportivo con una correlación del 90%.

La importancia de este desarrollo radica en que permite caracterizar la propagación de las ondas de radio en escenarios microcelulares específicos, predecir cobertura y estimar el canal con parámetros como el PDP y DS, esto lo convierte en una herramienta potente para el aprendizaje, estudio e incluso suficiente para un uso comercial, por esto se sugiere incluir el uso en los programas de estudio de materias afines tales como Comunicaciones Inalámbricas o Comunicaciones Móviles.

Adicional a los parámetros estudiados en este trabajo existen otros que adicionan más información respecto al canal, tales como el Esparcimiento por efecto Doppler, Ángulos de Arribos de Rayos y Espectro Directivo de Potencia de las componentes multipaso (PDDP), Función de Esparcimiento, etc., los cuales pueden ser incluidos para robustecer aún más la herramienta.

Añadir un módulo para predecir parámetros de calidad propios de los estándares de tecnologías inalámbricas conocidas, tales como RxQual para GSM, EcIo para UMTS, SINR para LTE, etc.

Se recomienda adicional añadir modelos de tráfico, esto sería importante porque permitiría además de estimar el canal, dimensionar la capacidad que se requería en un determinado escenario para el correcto funcionamiento de un sistema de comunicación.

Expandir la herramienta para la predicción en escenarios Macro-Celulares, esto implicaría un mayor procesamiento por lo que la herramienta debería estar instalada en una computadora con las características de un Servidor.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] Takehiro Nakamura, Satoshi Nagata, Anass Benjebbour and Yoshikisa Kishiyama, "Trends in Small Cell Enhancements in LTE Advanced", IEEE Communications Magazine, vol. 51, Febrero, 2013.
- [2] J. D. Parsons, The Mobile Radio Propagation Channel. USA: Willey, 2000.
- [3] Angelo Vera, Alfredo Nuñez, David Espinoza, Boris Ramos, "Desarrollo de un modelo de propagación de señal de una antena GSM ubicada en la ESPOL, para que sea utilizada como herramienta didáctica en actividades académicas", Abril, 2011.
- [4] José Antonio Martínez Cano, José María Molina García-Pardo Martínez Cano, "Estudio Teórico Experimental de un Sistema Distribuido MIMO en la Banda de Frecuencias de WIFI", Proyecto de fin de carrera, Departamento de Tecnologías de la Información y Telecomunicaciones, Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, Colombia, 2006
- [5] R. F. Safna, E. J. N. Manoshantha, S. A. T. S. Suraweera y M. B. Dissanayake, "Optimization of Wireless Pathloss Model JTC for Access Point Placement in Wireless Local Area Network" en "International Research Symposium on Engineering Advancements 2015", Malabe, Sri Lanka, 2015.
- [6] ITU. "Recommendation ITU-R P.1238-9. Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz". ITU-R, Junio, 2017.
- [7] José Luis Camargo Olivares, JSusana Hornillo Mellado, "Modelo de Cobertura para Redes Inalámbricas de Interiores", Proyecto de fin de carrera, Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universidad de Sevilla, Sevilla, España, 2009.
- [8] Tapan K. Sarkar, Zhong Ji, Kyungjung Kim, Abdellatif Medour, Magdalena Salazar-Palma. "A survey of various propagation models for mobile communication", IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 45, no. 3, Junio, 2003.

- [9] Andre Mendes Cavalcante, Marco Jose de Sousa, Joao Crisostomo Weyl Albuquerque Costa, Carlos Renato Lisboa Frances, Gervasio Protasio dos Santos Cavalcante, Claudomiro de Souza Sales J, "3D Ray-Tracing Parallel Model for Radio-Propagation Prediction" en VI International Telecommunications Symposium, Fortaleza-Ce, Brasil, 2016.
- [10] Möller y Trumbore, "Fast, minimum storage ray/triangle intersection" en Journal of Graphics Tools, vol. 2 Issue 1, pp 21-28, 1997.
- [11] Peter Shirley, "Ray Tracing" en Fundamentals of Computer Graphics. Massachusetts: A K Peters, 2000.
- [12] Augusto Beléndez Vásquez, Fundamentos de Óptica para Ingeniería Informática. Alicante: Universidad de Alicante, 1996.
- [13] Valeriano Campillo y José María Molina, "Programación de una herramienta de trazado de rayos 3D basada en GO y UTD", Proyecto de fin de carrera, Departamento de Tecnologías de la Información y Telecomunicaciones, Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, Colombia, 2008.
- [14] Theodore S. Rappaport, Scott Y. Seidel and Kurt R. Shaubach, "Site-specific propagation prediction for PCS system designs". Blacksburg: Virginia Polytechnic Institute and State University, Junio, 1992.
- [15] Zoya Popovic, Branko D. Popovic. Introductory Electromagnetics. USA: Prentice-Hall, 2012.
- [16] Greg Durgin, Neal Patwari, Theodore S. Rappaport, "An Advanced 3D Ray Launching Method for Wireless Propagation Prediction" en IEEE 47th Vehicular Technology Conference, 1997. © IEEE. doi: 10.1109/VETEC.1997.600436.
- [17] Kaveh Pahlavan, Prashant Krishnamurthy, Principles of Wireless Access and Localization. USA: Willey, 2013.
- [18] Konstantinos Tzimeas and Ramjee Prasad, "A deterministic indoor propagation prediction technique using ray tracing and field measurement at 60 GHz", Telecommunications and Traffic-Control Systems Group, Delft University of Technology Delft, The Netherlands.

- [19] Nektarios Moraitis, Athanasios Kanatas, George Pantos, Philip Constantinou, "Delay spread measurements and characterization in a special propagation environment for PCS microcells" en The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. © IEEE. doi: 10.1109/PIMRC.2002.1045216.
- [20] Navarro, A., Guevara, D. & Africano, M., "Calibración basada en Medidas para Modelos de trazado de Rayos en 3D para Ambiente Exteriores Urbanos andinos", "Revista S&T", 10(21), pp. 43-63, Junio, 2012.
- [21] CloudRF online radio planning. Antenna patterns. [Online]. Disponible en: <https://cloudf.com/antenna%20patterns>
- [23] F. Pérez Fontán, P. Mariño Espiñeira, "Propagation in Microcells and Picocells" en Modeling the Wireless Propagation Channel, A Simulation Approach with Matlab. USA: Wiley, 2008, pp. 187-209.
- [24] Santis. (2014, Marzo 20). Estadio Banco Pichincha, 3D Warehouse. [Online]. Disponible en: <https://3dwarehouse.sketchup.com/model/c345e445b133f699359b16c190f4196/Estadio-Banco-Pichincha-Guayaquil>.
- [25] Leonhard Korowajczuk, "RF Channel Analysis" en LTE, WiMAX and WLAN network design, optimization and performance analysis. USA: Wiley, 2011, pp. 107-114.

## ANEXOS

### Abreviaturas

<b>C</b>	Velocidad de la Luz.
<b>CDF</b>	Función de densidad de probabilidad acumulada.
<b>DS</b>	Esparcimiento de retrasos multipaso (Delay Spread).
<b>DB</b>	Decibeles
<b>DBM</b>	Mili – Decibeles
<b>FFT</b>	Rápida Transformada de Fourier.
<b>GO</b>	Óptica Geométrica.
<b>MMEL</b>	Modelo Modificado De Espacio Libre.
<b>PDF</b>	Función de densidad de probabilidad.
<b>PDP</b>	Espectro de potencia de las componentes multipaso.
<b>RMS</b>	Media Cuadrática.
<b>RMSE</b>	Raíz Cuadrada del Error Medio Cuadrático.
<b>Rx</b>	Receptor.
<b>Tx</b>	Trasmisor.
<b>3D</b>	Espacio Tridimensional.
<b>2D</b>	Espacio Bidimensional.

## Glosario

- Fasor:** Es un número complejo representado por su magnitud y fase. La ventaja de usar fasores es que obedecen al principio de superposición y se pueden sumar fasorialmente, lo cual es una suma similar a una vectorial.
- Decibeles:** Es una magnitud escalar y adimensional que representa la relación logarítmica que existe entre una magnitud estudiada y una de referencia, esto se usa cuando las magnitudes estudiadas son muy pequeñas o muy grandes como por ejemplo en los valores de potencia de recepción, se usa como referencia 1mW por lo que la magnitud toma el nombre de dBm.
- Acimut:** Angulo medido sobre la superficie de la tierra, desde el norte magnético y en el sentido de las agujas del reloj.
- Elevación:** Angulo medido perpendicular a la superficie de la tierra, desde el horizonte y en el sentido de las agujas del reloj.
- Polarización:** Desde el punto de vista electromagnético, la polarización indica que el campo eléctrico oscila solamente en un determinado plano, el cual es llamado plano de polarización.
- Permitividad:** Es una constante física que caracteriza a un medio e indica como este medio afecta a un campo eléctrico. Su símbolo es  $\epsilon$  y su unidad  $F * m^{-1}$ .
- Conductividad:** Es una constante física que caracteriza a un medio e indica la capacidad de dicho medio a permitir el paso de la corriente eléctrica a través de él. Su símbolo es  $\sigma$  y su unidad  $S * m^{-1}$ .
- Permeabilidad:** Es una constante física que caracteriza a un medio e indica como este medio afecta el medio a los campos magnéticos. Su símbolo es  $\mu$  y su unidad  $H * m^{-1}$ .

# Hoja de datos antenna 742264



742 264

65° Dualband Directional Antenna

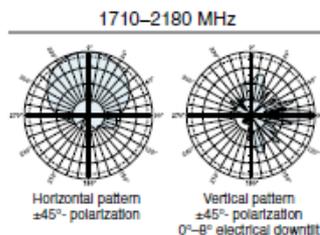
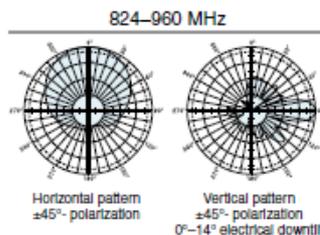
Kathrein's dual band antennas are ready for 3G applications, covering all existing wireless bands as well as all spectrum under consideration for future systems, AMPS, PCS and 3G/UMTS. These cross-polarized antennas offer diversity operation in the same space as a conventional 800 MHz antenna, and are mountable on our compact sector brackets.

- Wide band operation.
- Exceptional intermodulation characteristics.
- Remote control ready.
- Various gain, beamwidth and downtilt ranges.
- AISG compatible.
- High strength pultruded fiberglass radome.

**General specifications:**

Frequency range	824-960 MHz 1710-2180 MHz
Impedance	50 ohms
VSWR	<1.5:1
Intermodulation (2x20w)	IM3: -150 dBc
Polarization	±45° and -45°
Connector	4 x 7/16 DIN female
Isolation	Intrasystem >30 dB Intersystem >50 dB (824-960 // 1710-2180 MHz)
Weight	36.4 lb (16.5 kg)
Dimensions	51.8 x 10.3 x 5.5 inches (1316 x 262 x 139 mm)
Equivalent flat plate area	4.13 ft² (0.384 m²)
Wind survival rating*	120 mph (200 kph) sustained 150 mph (240 kph) in a 3 second burst
Shipping dimensions	64 x 11.9 x 7.6 inches (1626 x 302 x 192 mm)
Shipping weight	45 lb (20.4 kg)
Mounting	Fixed mount options are available for 2 to 4.6 inch (50 to 115 mm) OD masts.

See reverse for order information.



Specifications:	824-894 MHz	870-960 MHz	1710-1880 MHz	1850-1990 MHz	1920-2180 MHz
Gain	14 dBi	14 dBi	16.5 dBi	16.8 dBi	17 dBi
Front-to-back ratio	>26 dB (co-polar)	>26 dB (co-polar)	>25 dB (co-polar)	>25 dB (co-polar)	>25 dB (co-polar)
Maximum input power per input total power	400 watts (at 50°C) 800 watts (at 50°C)	400 watts (at 50°C)	250 watts (at 50°C)	250 watts (at 50°C) 500 watts (at 50°C)	250 watts (at 50°C)
±45° and -45° polarization horizontal beamwidth	68° (half-power)	65° (half-power)	65° (half-power)	65° (half-power)	63° (half-power)
±45° and -45° polarization vertical beamwidth	16° (half-power)	14.5° (half-power)	7.8° (half-power)	7.3° (half-power)	6.8° (half-power)
Electrical downtilt continuously adjustable	0°-14°	0°-14°	0°-8°	0°-8°	0°-8°
Sidelobe suppression for first sidelobe above horizon	0° 7° 14° T 14 14 13 dB	0° 7° 14° T 14 14 13 dB	0° 4° 8° T 14 14 14 dB	0° 4° 8° T 16 16 15 dB	0° 4° 8° T 15 16 15 dB
Cross polar ratio					
Main direction	0°	20 dB (typical)	16 dB (typical)	18 dB (typical)	20 dB (typical)
Sector	±60°	>10 dB	>10 dB	>10 dB	>10 dB

\*Mechanical design is based on environmental conditions as stipulated in EIA-222-F (June 1996) and/or ETS 300 019-1-4 which include the static mechanical load imposed on an antenna by wind at maximum velocity. See the Engineering Section of the catalog for further details.



Kathrein Inc., Scala Division Post Office Box 4580 Medford, OR 97501 (USA) Phone: (541) 779-6500 Fax: (541) 779-3991  
Email: communications@kathrein.com Internet: www.kathrein-scala.com

Figura A.1: Anexo Hoja de datos Antena 742264.

## Resultado Mediciones en Campo 850 MHz.

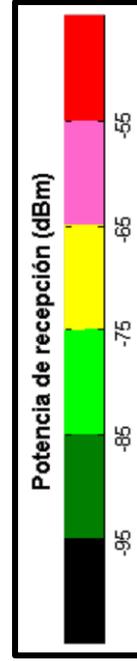
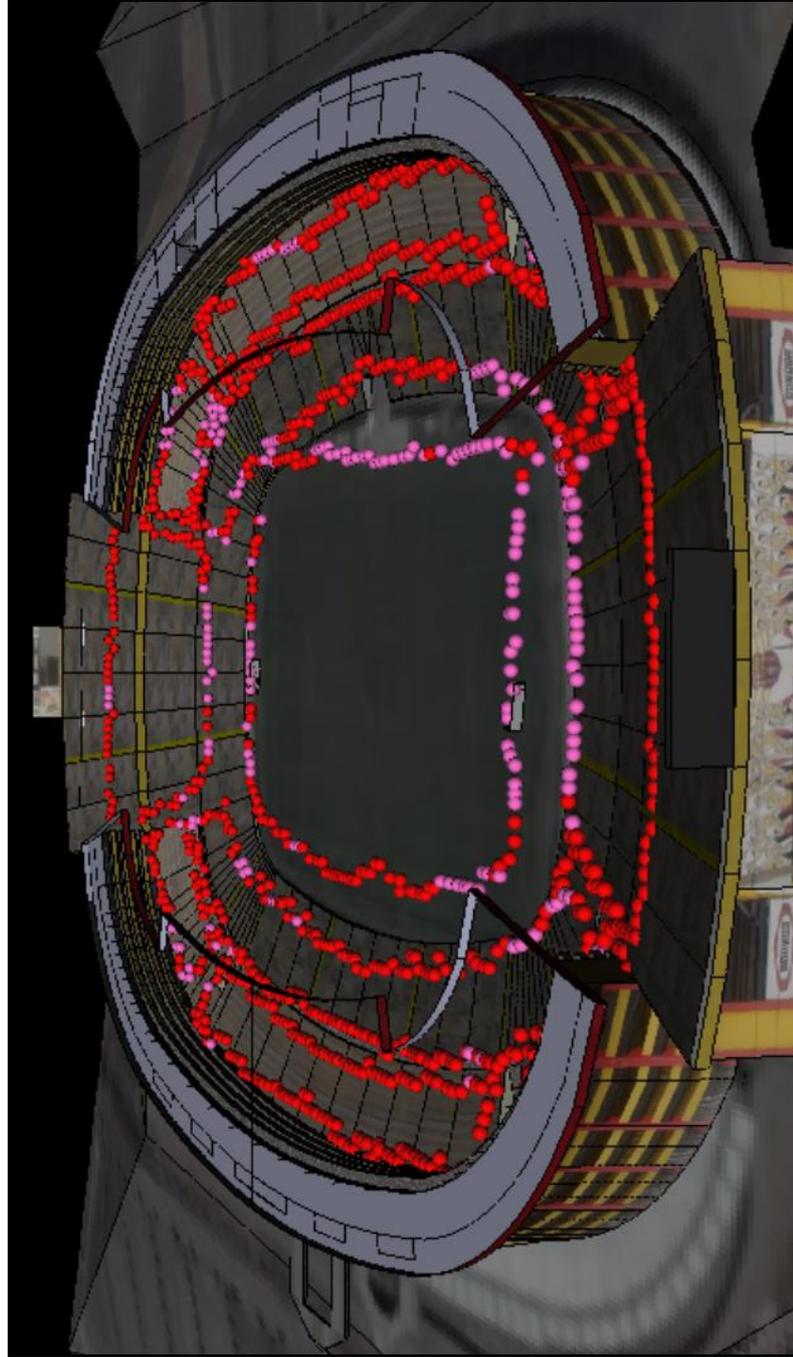


Figura B.1: Anexo Mediciones Potencia de recepción 850 MHz.

## Resultado Mediciones en Campo 850 MHz.

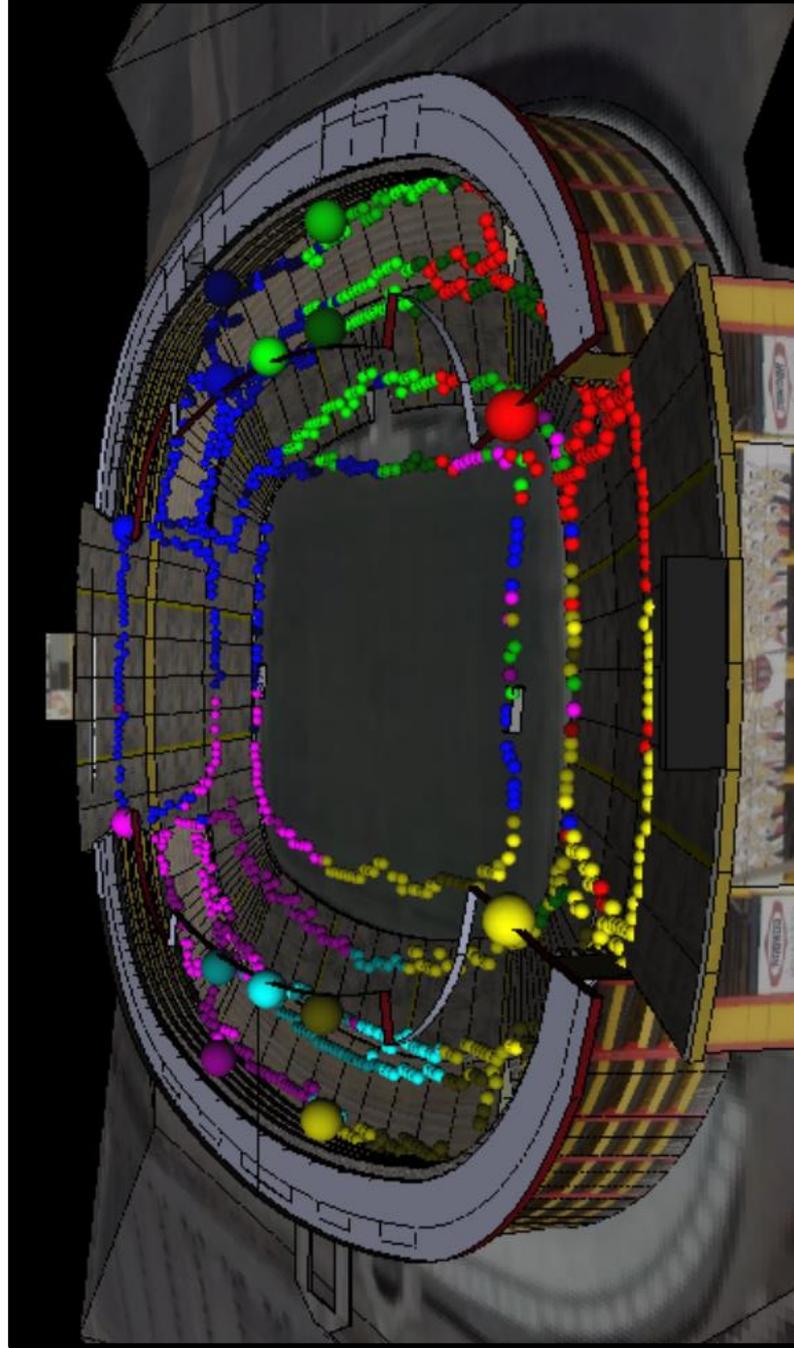


Figura B.2: Anexo Mediciones Mejor Servidor 850 MHz.

### Resultado Mediciones en Campo 1900 MHz.

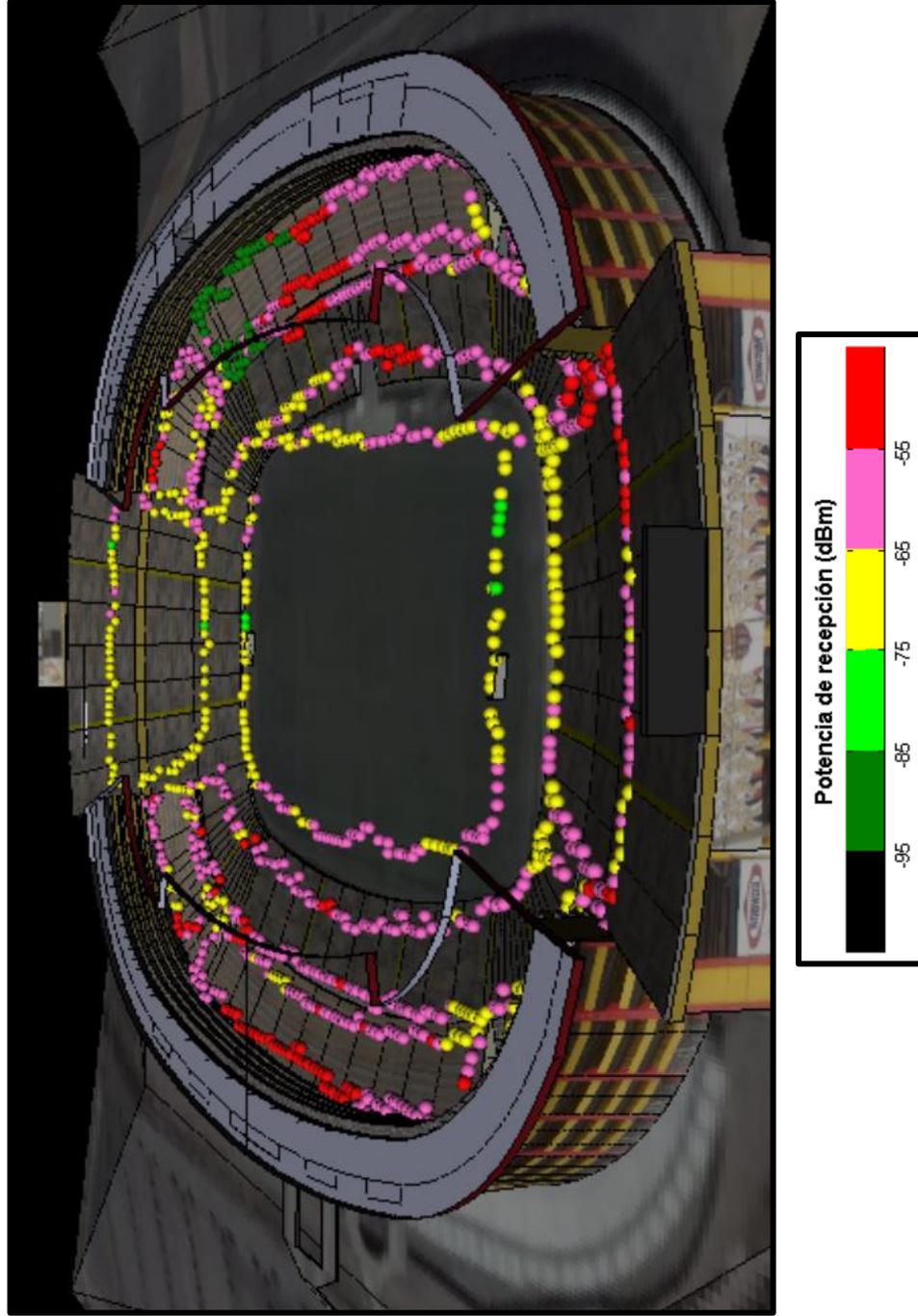


Figura B.3: Anexo Mediciones Potencia de recepción 1900 MHz.

## Resultado Mediciones en Campo 1900 MHz.

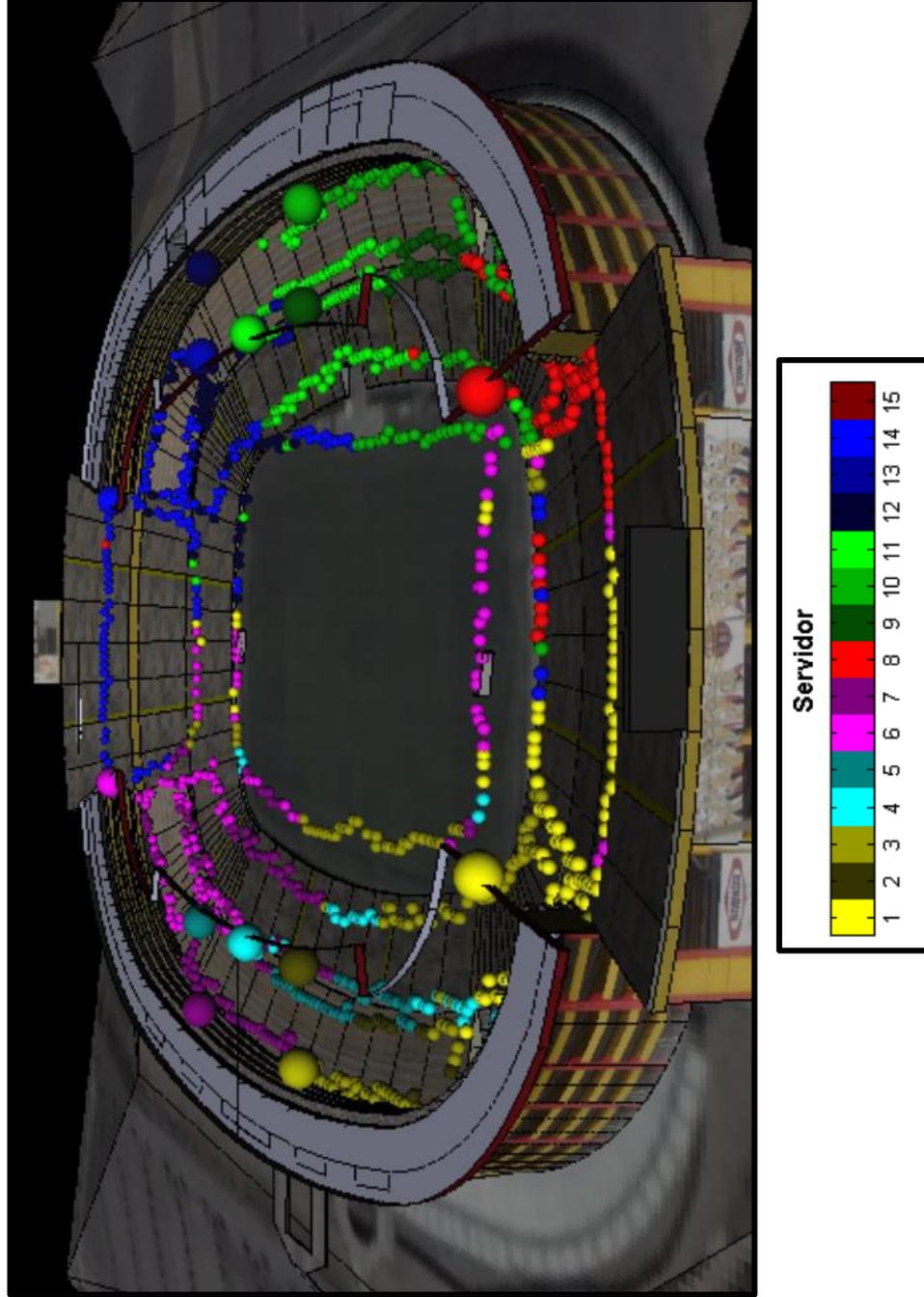


Figura B.4: Anexo Mediciones Mejor Servidor 1900 MHz.

## Resultado Predicciones ITU-TRP.1238-9 850 MHz.

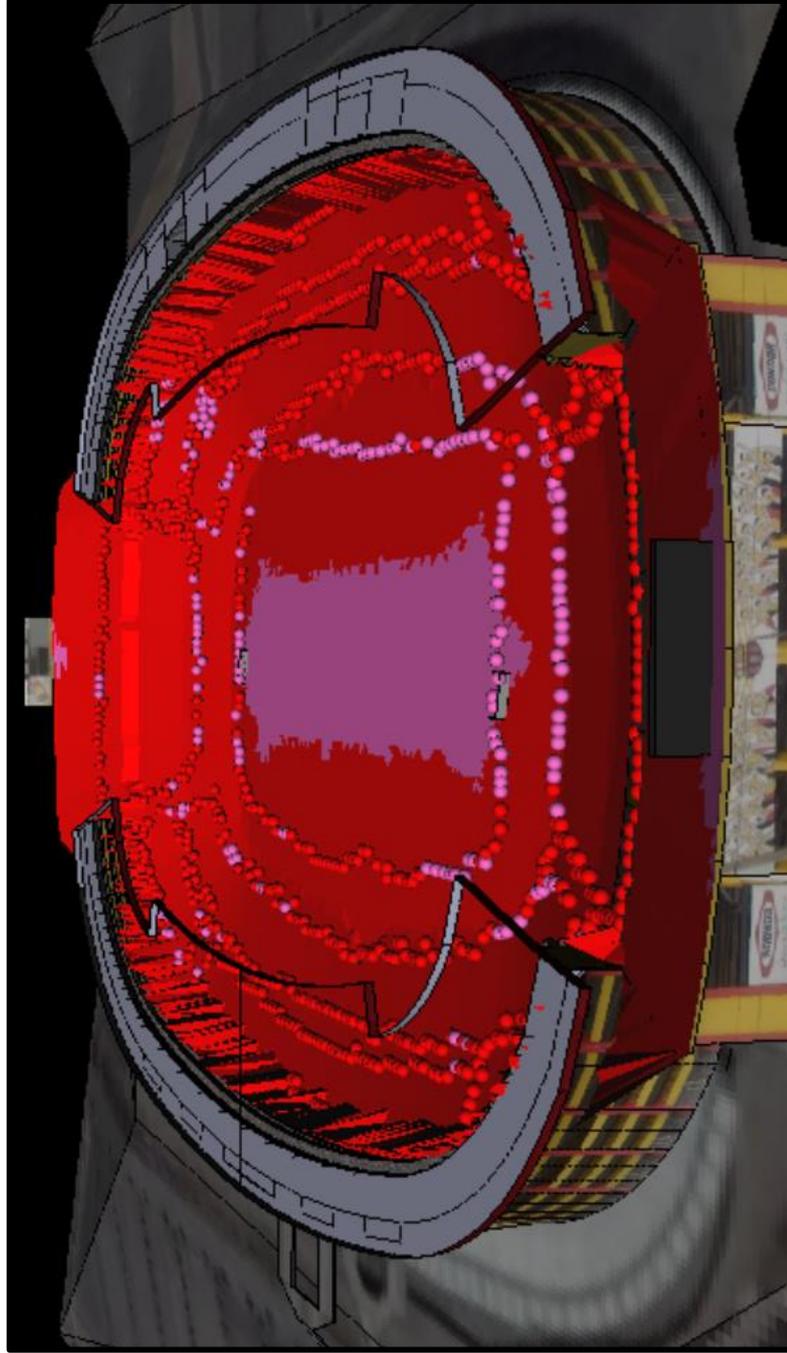


Figura B.5: Anexo Resultado Predicción ITU-TRP.1238-9 Potencia de recepción 850 MHz.

## Resultado Predicciones ITU-TRP.1238-9 850 MHz.

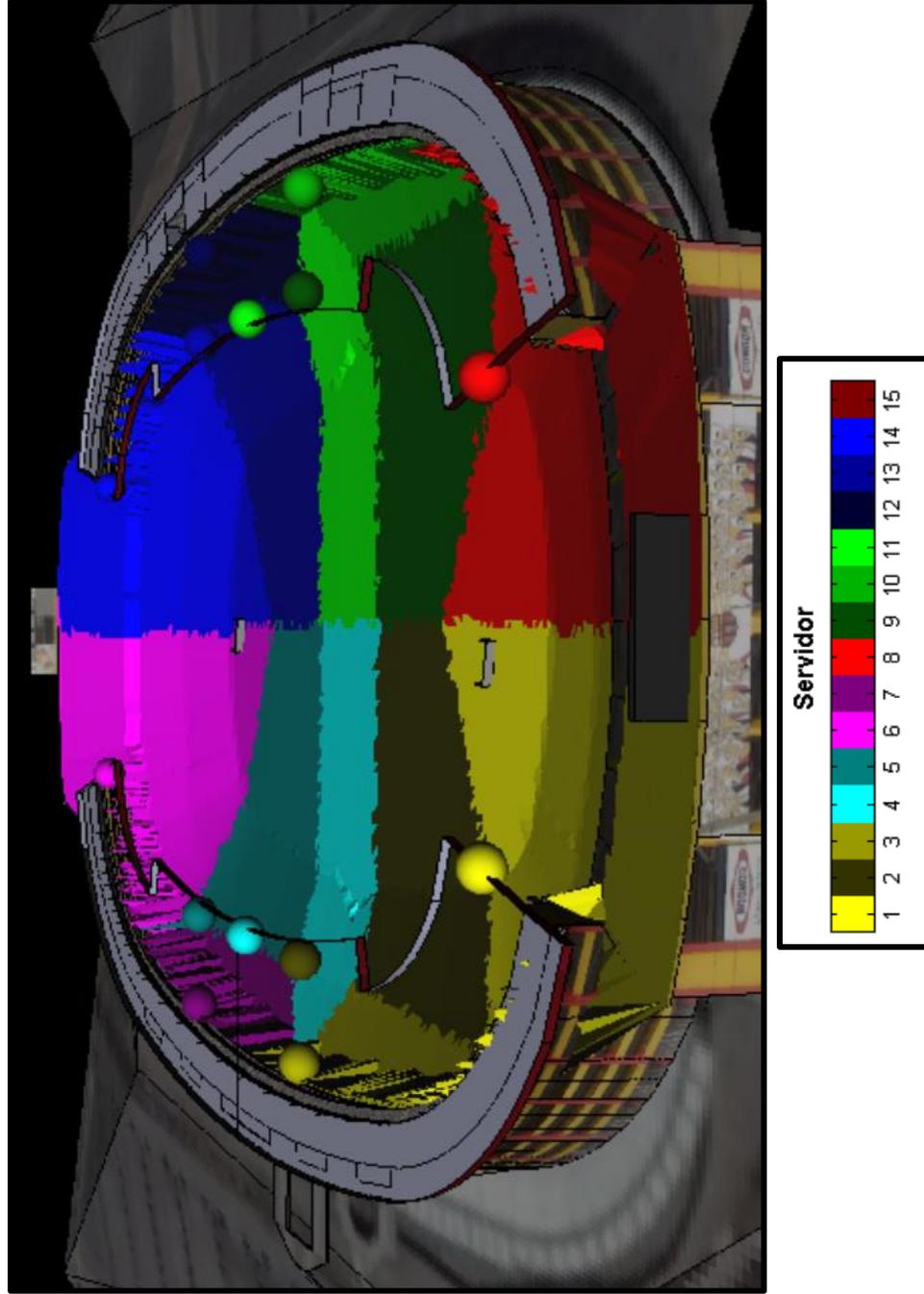


Figura B.6: Anexo Resultado Predicción ITU-RP.1238-9 Mejor Servidor 850 MHz.

## Resultado Predicciones ITU-TRP.1238-91900 MHz.

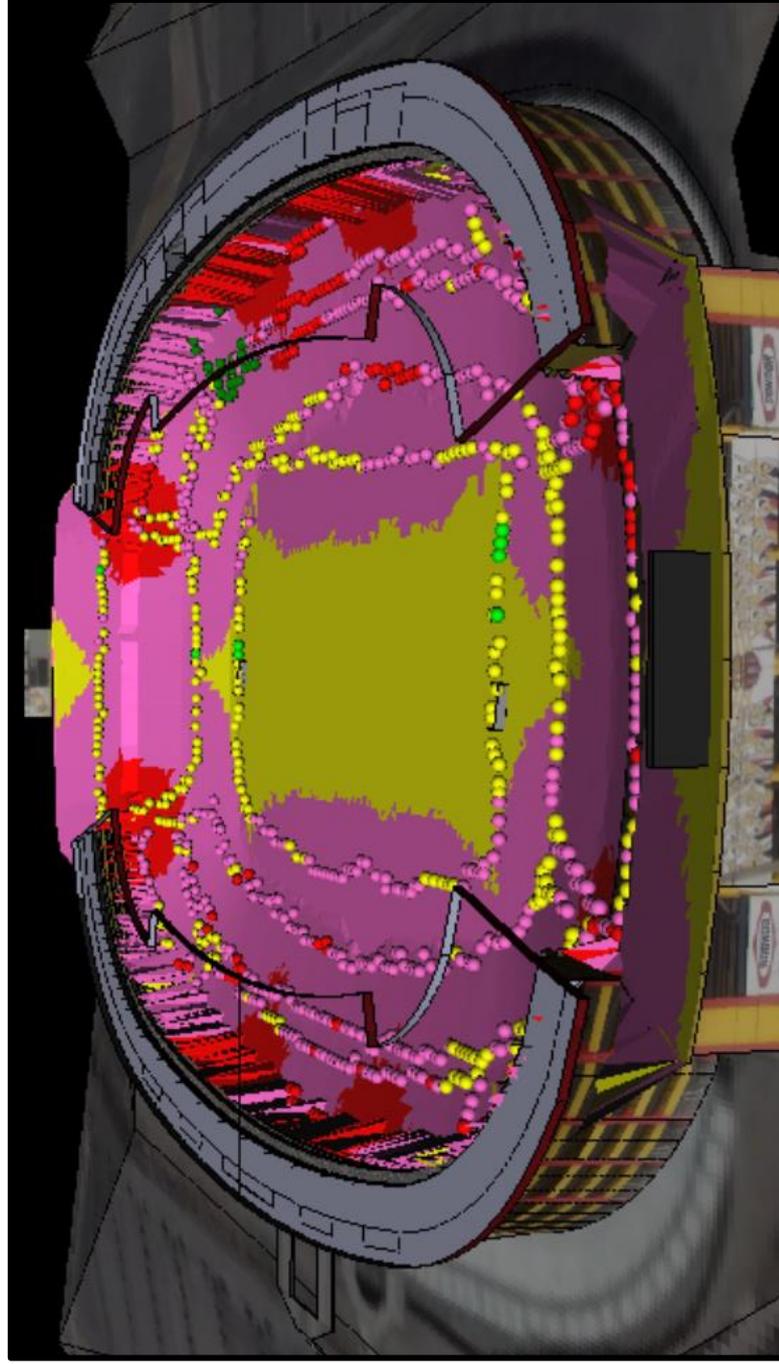
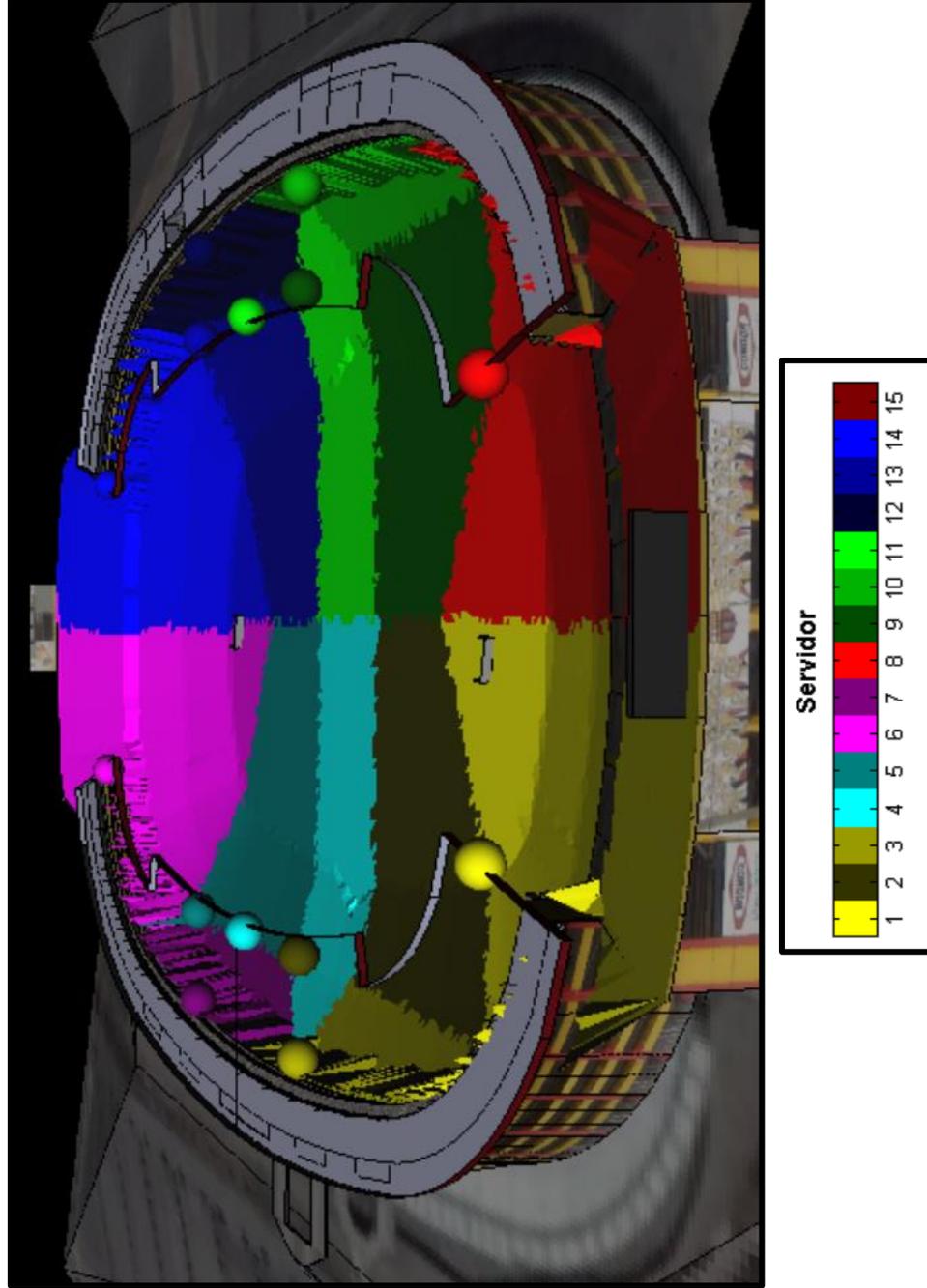


Figura B.7: Anexo Resultado Predicción ITU-RP.1238-9 Potencia de recepción 1900 MHz.

**Resultado Predicciones ITU-TRP.1238-9 1900 MHz.**



**Figura B.8:** Anexo Resultado Predicción ITU-RP.1238-9 Mejor Servidor 1900 MHz.

## Resultado Predicciones MMEL 850 MHz.

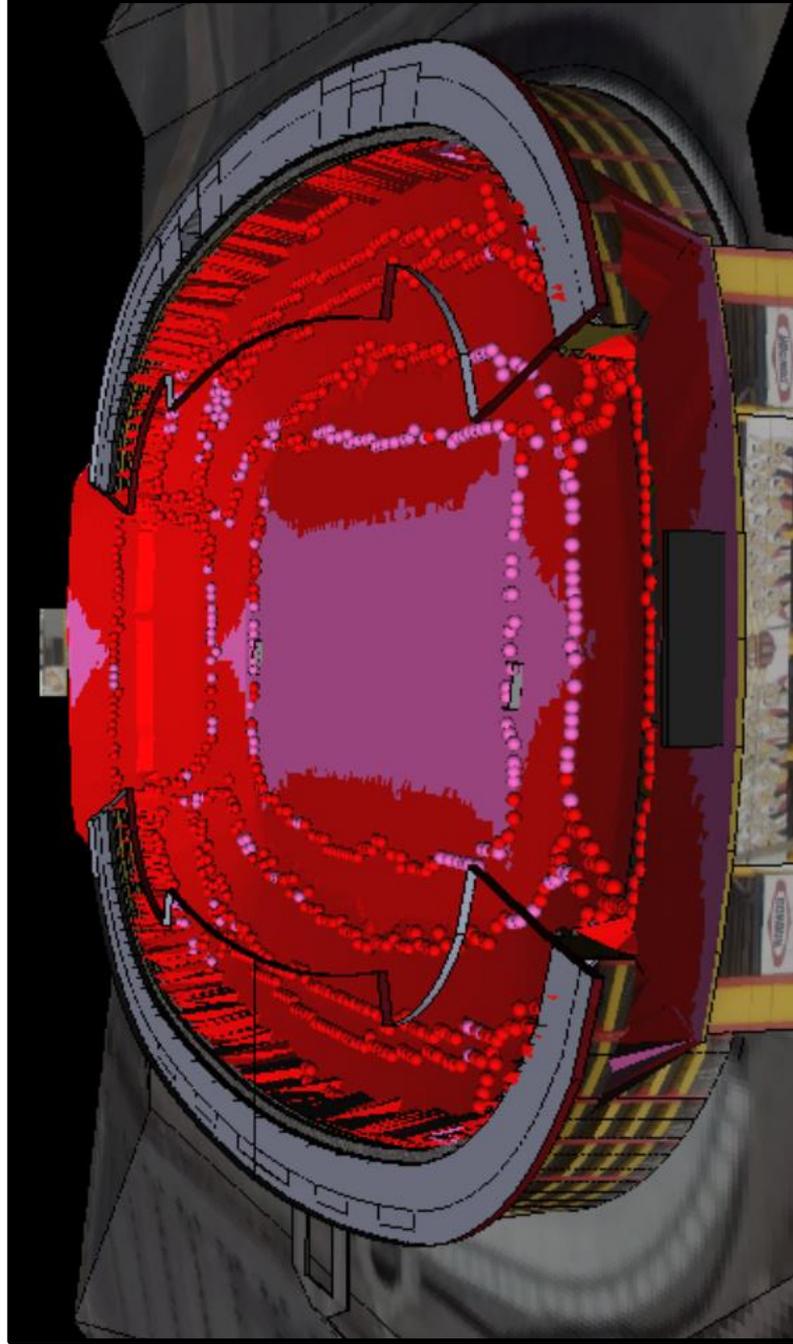
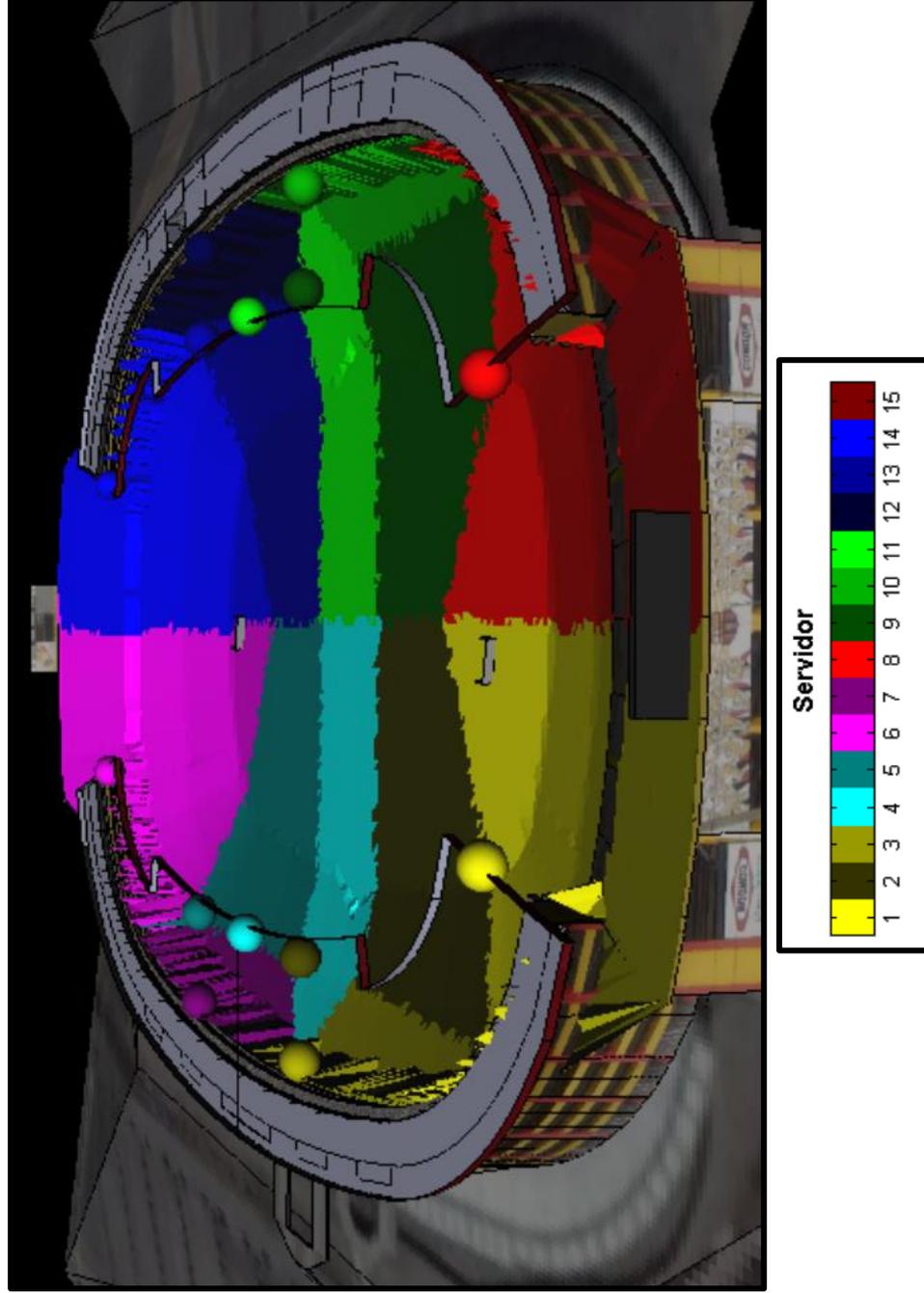


Figura B.9: Anexo Resultado predicción MMEL Potencia de recepción 850 MHz.

**Resultado Predicciones MMEL 850 MHz.**



**Figura B.10:** Anexo Resultado predicción MMEL Mejor Servidor 850 MHz.

## Resultado Predicciones MMEL 1900 MHz.

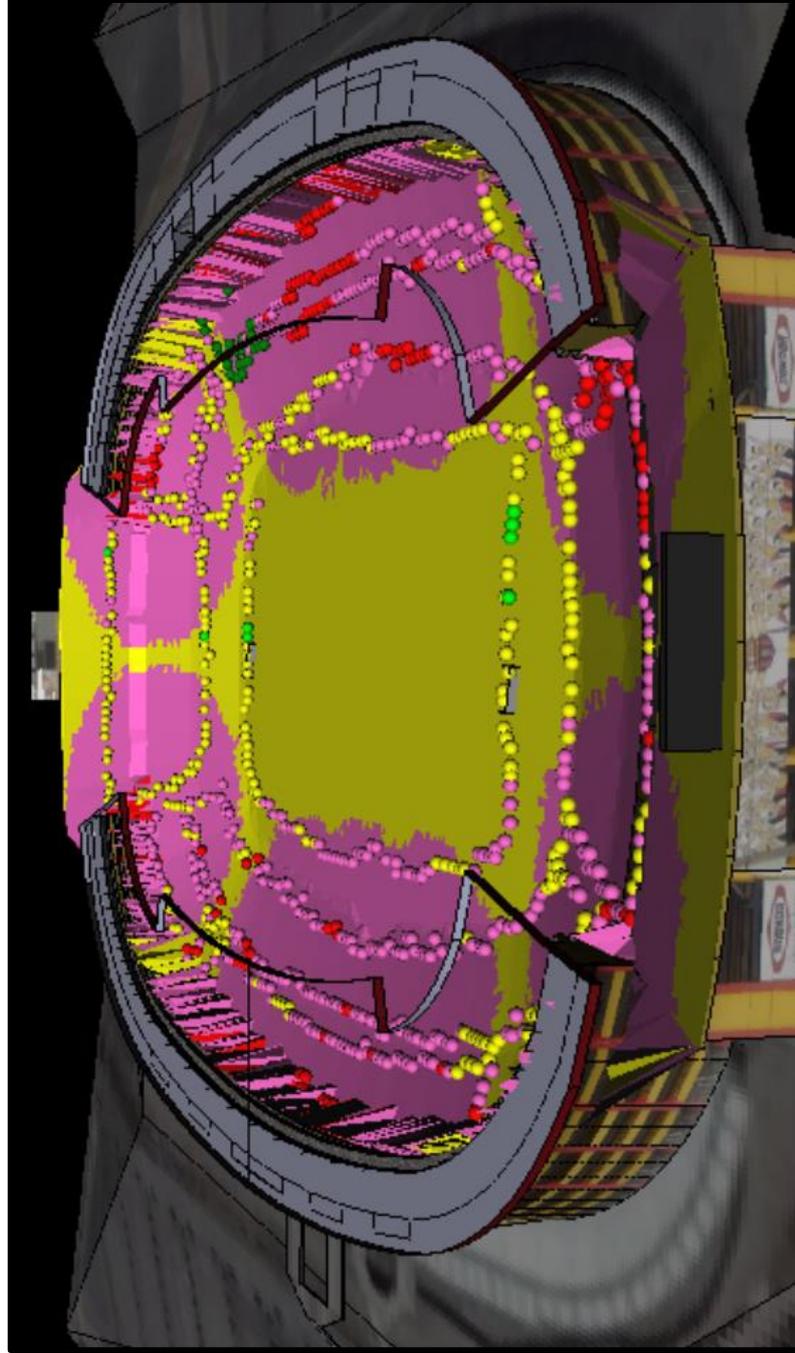


Figura B.11: Anexo Resultado predicción MMEL Potencia de recepción 1900 MHz.

## Resultado Predicciones MMEL 1900 MHz.

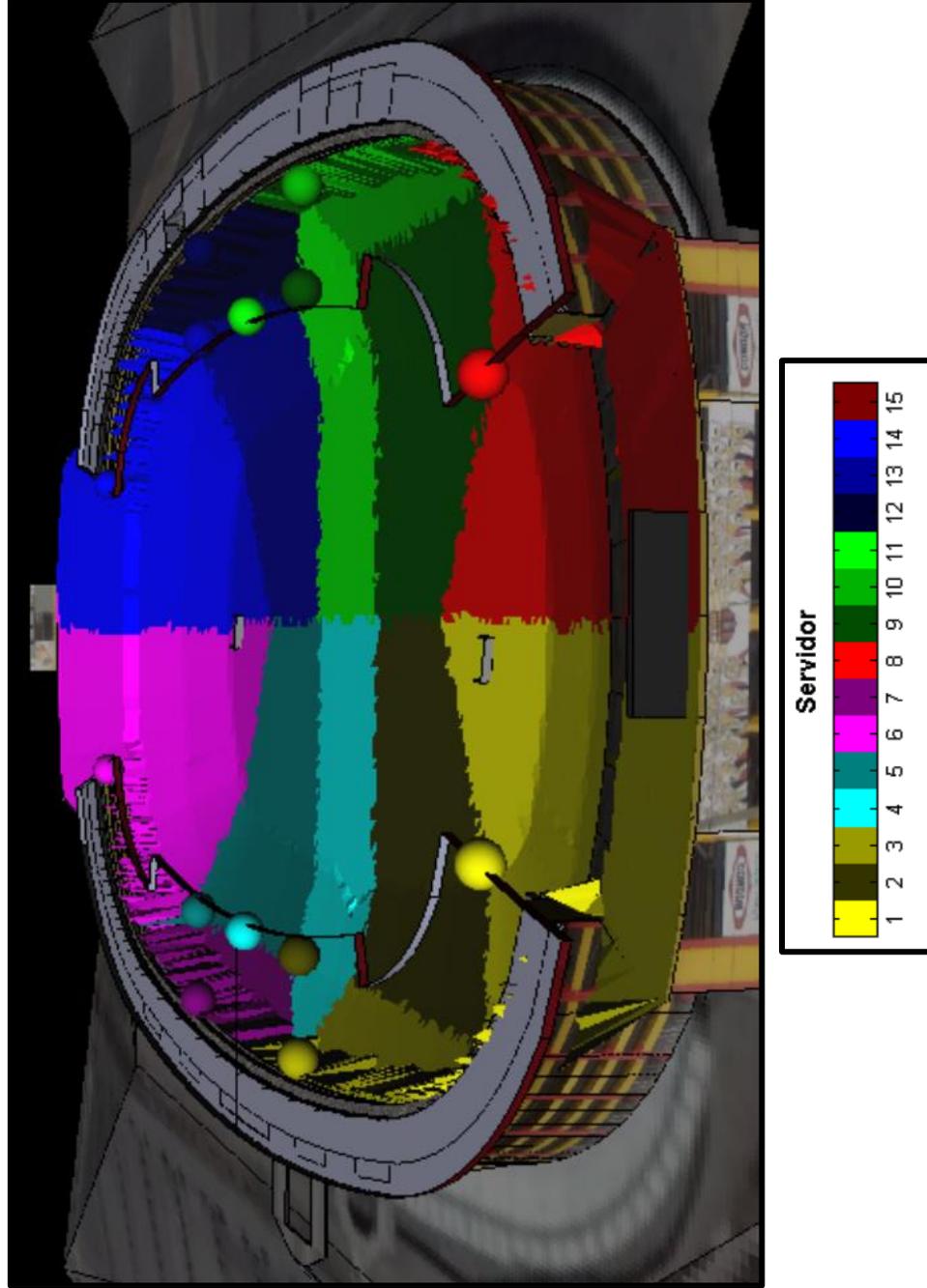


Figura B.12: Anexo Resultado predicción MMEL Mejor Servidor 1900 MHz.

## Resultado Predicciones Trazado de Rayos 850 MHz.

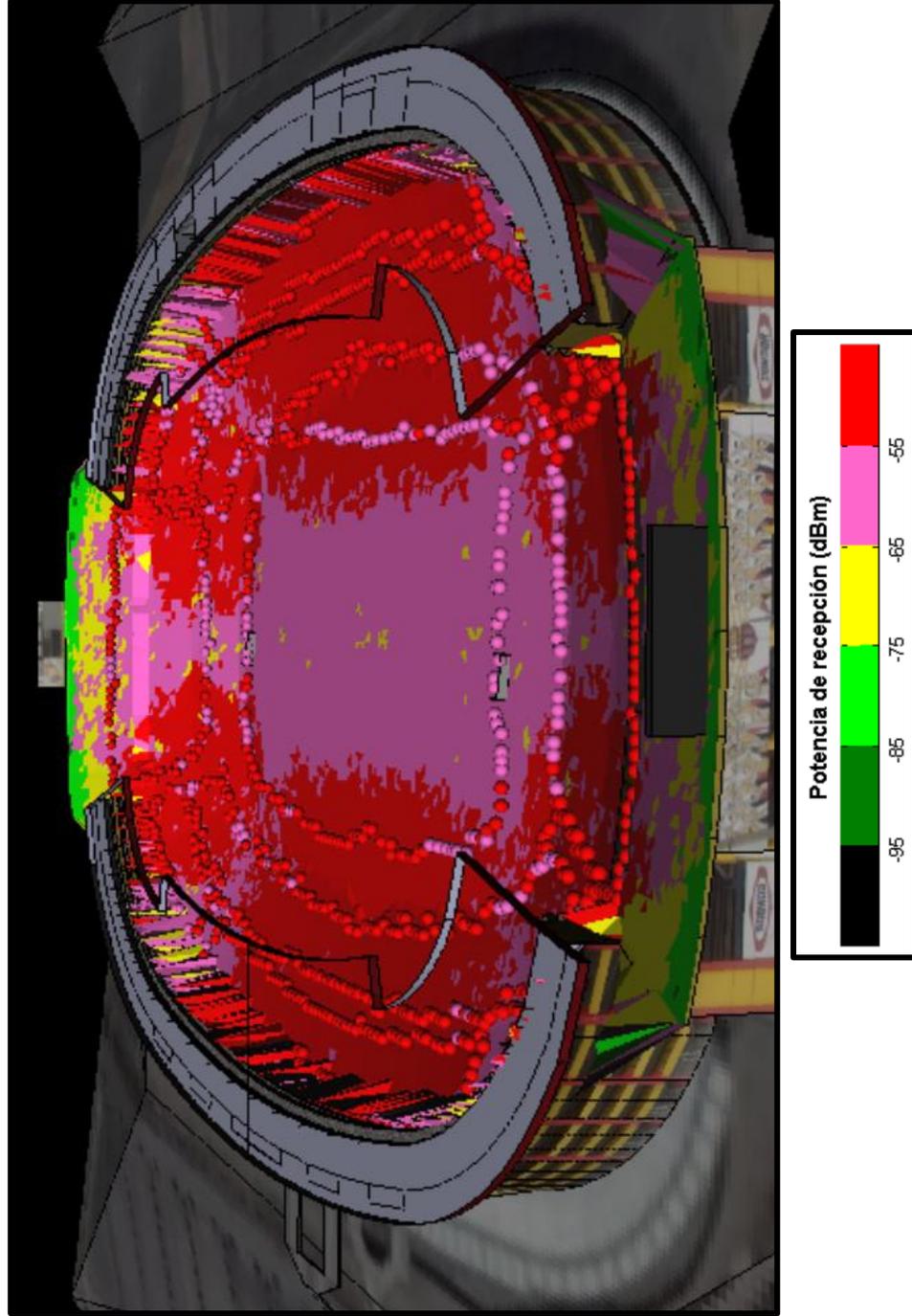


Figura B.13: Anexo Resultado predicción Trazado de rayos Potencia de recepción 850 MHz.

## Resultado Predicciones Trazado de Rayos 850 MHz.

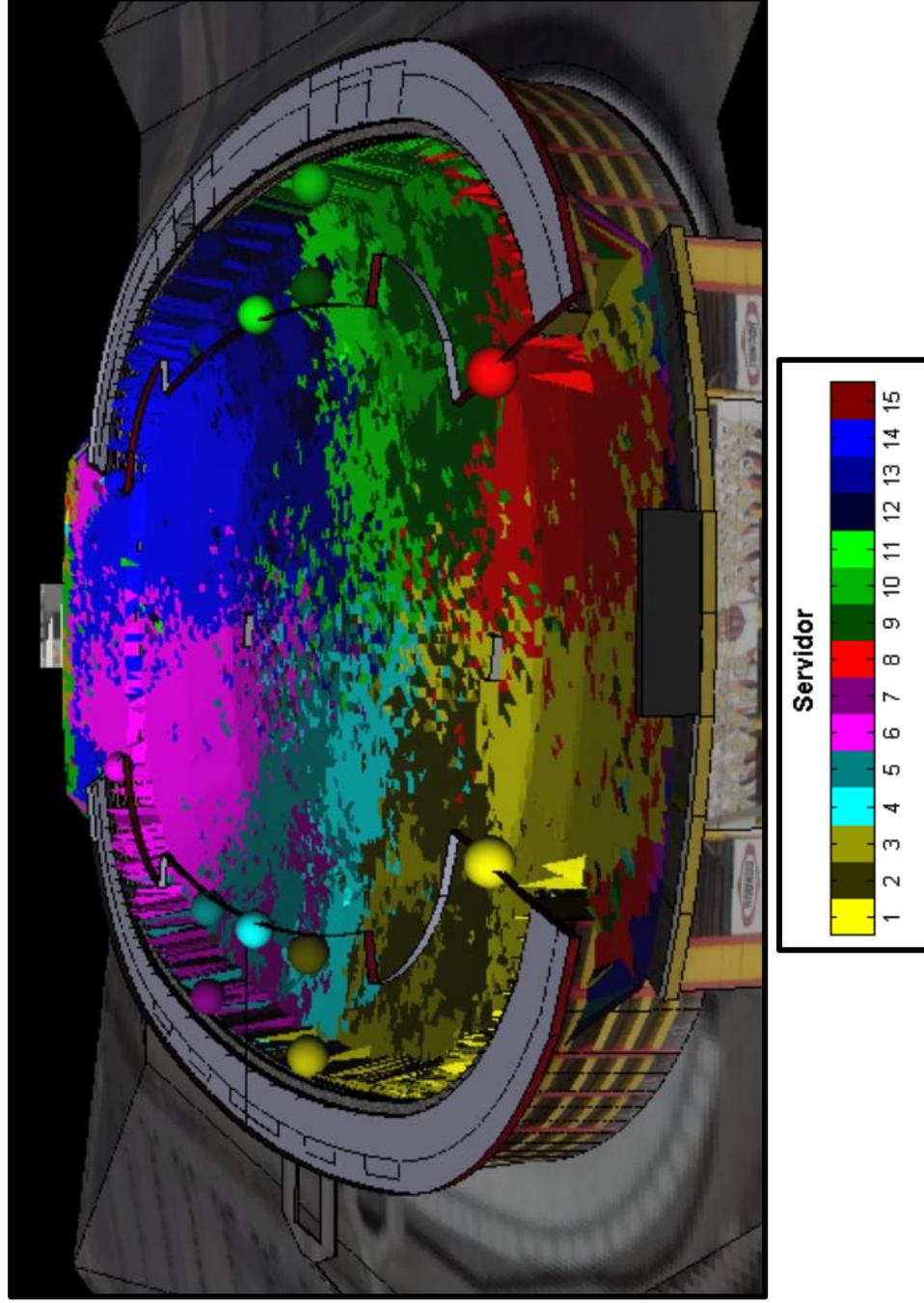


Figura B.14: Anexo Resultado Predicción Trazado de rayos Mejor Servidor 850 MHz.

## Resultado Predicciones Trazado de Rayos 850 MHz.

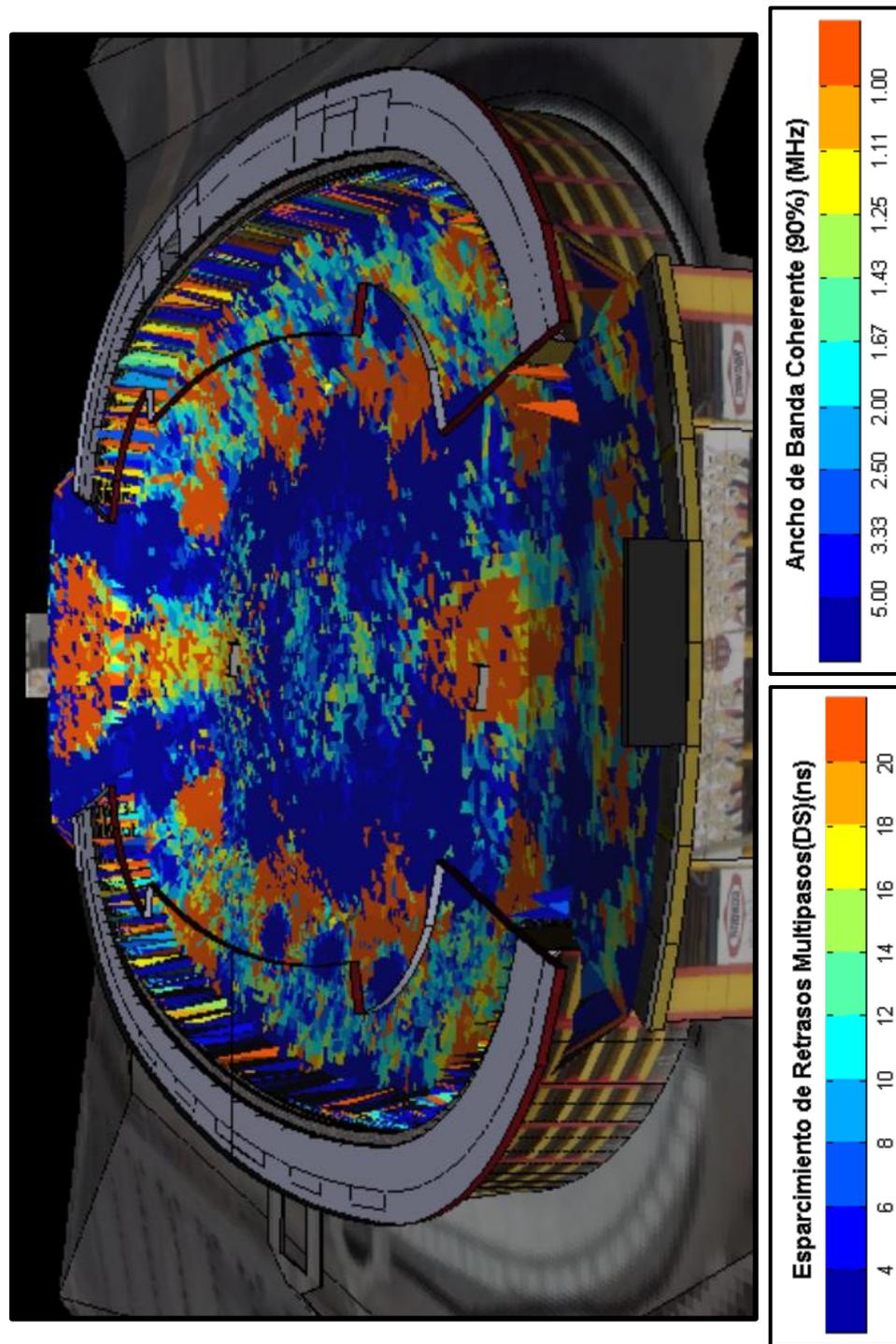


Figura B.15: Anexo Resultado predicción Trazado de rayos DS 850 MHz.

## Resultado Predicciones Trazado de Rayos 1900 MHz.

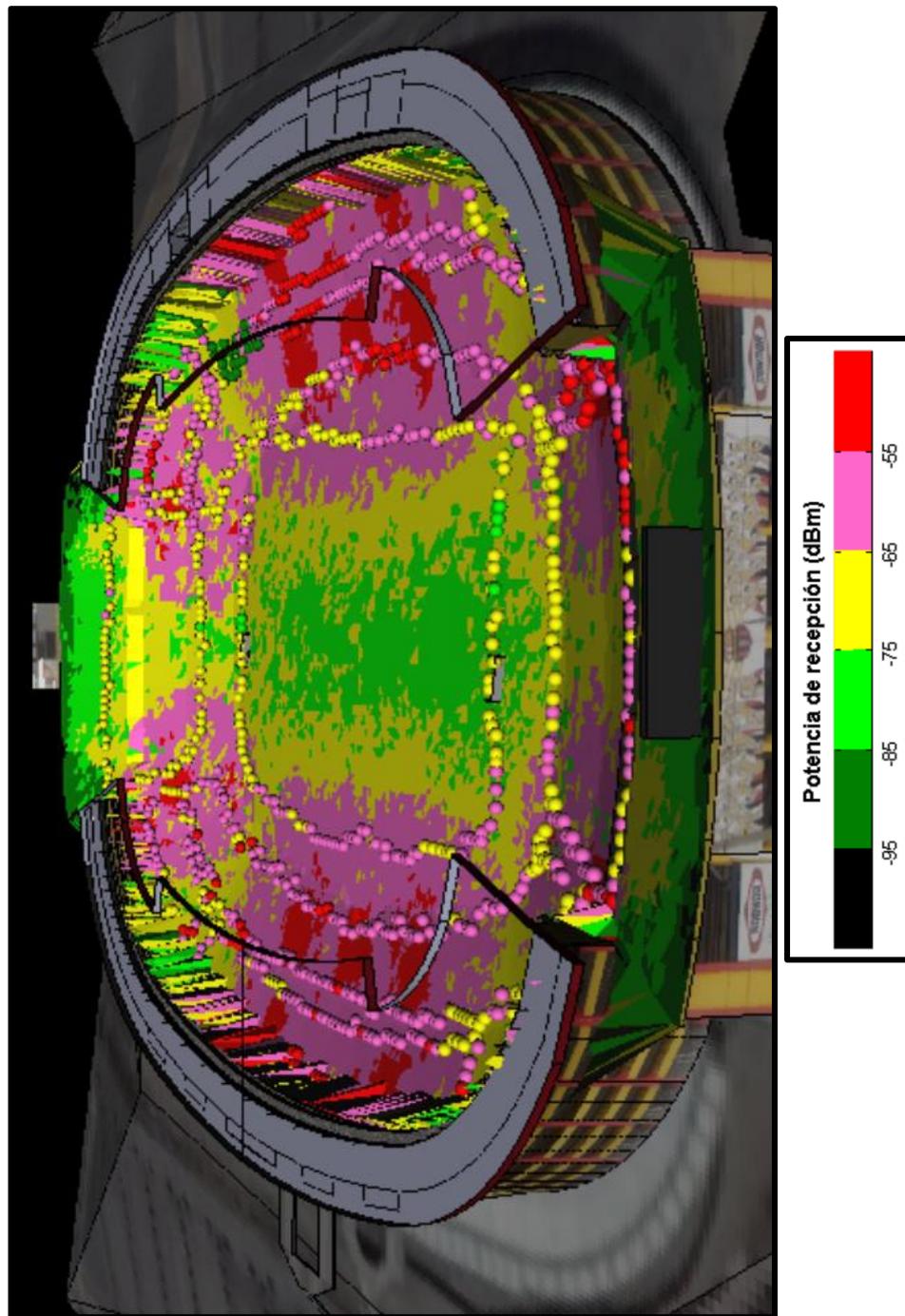


Figura B.16: Anexo Resultado predicción Trazado de rayos Potencia de recepción 1900 MHz.

## Resultado Predicciones Trazado de Rayos 1900 MHz.

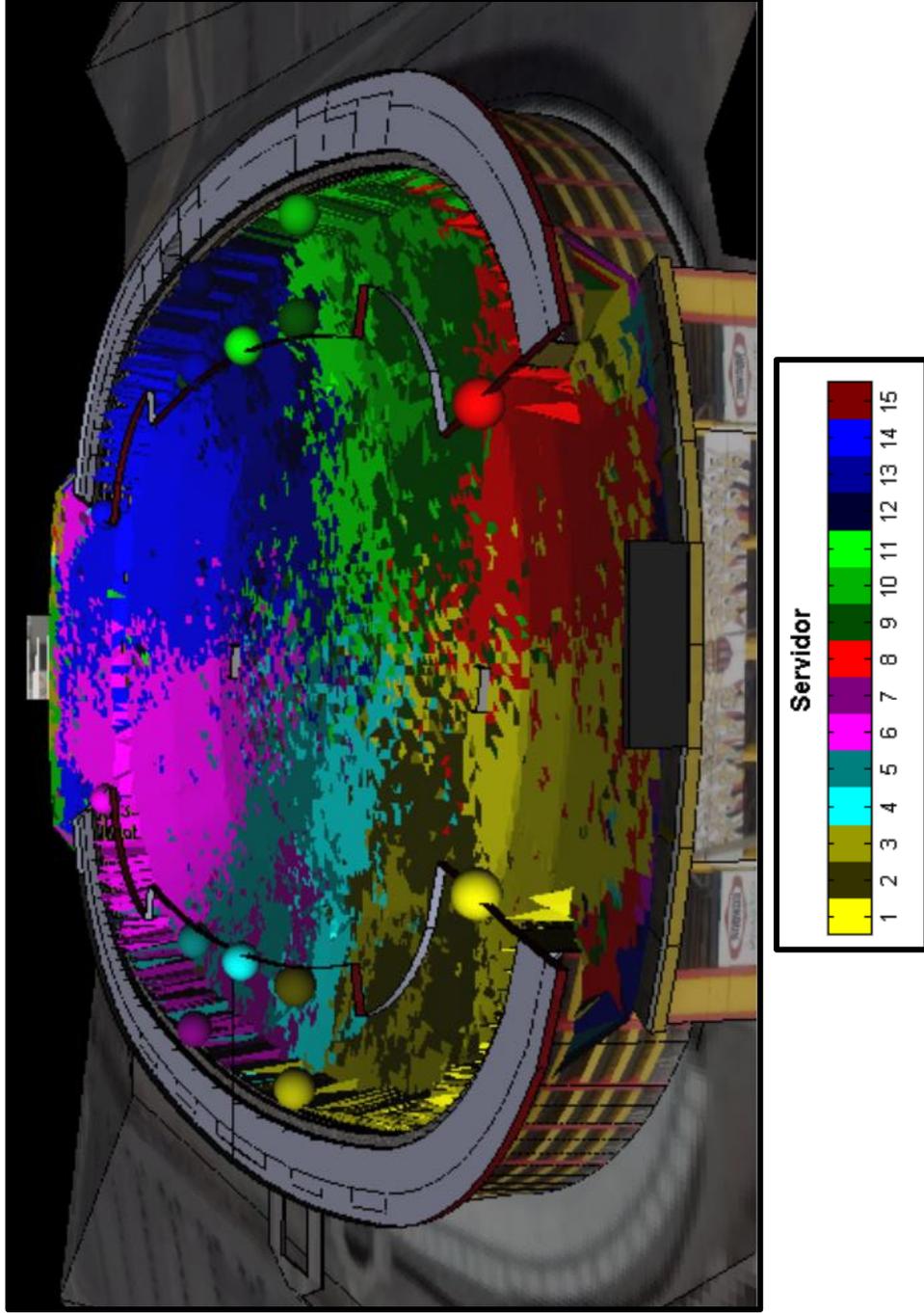


Figura B.17: Anexo Resultado Predicción Trazado de rayos Mejor Servidor 1900 MHz.

## Resultado Predicciones Trazado de Rayos 1900 MHz.

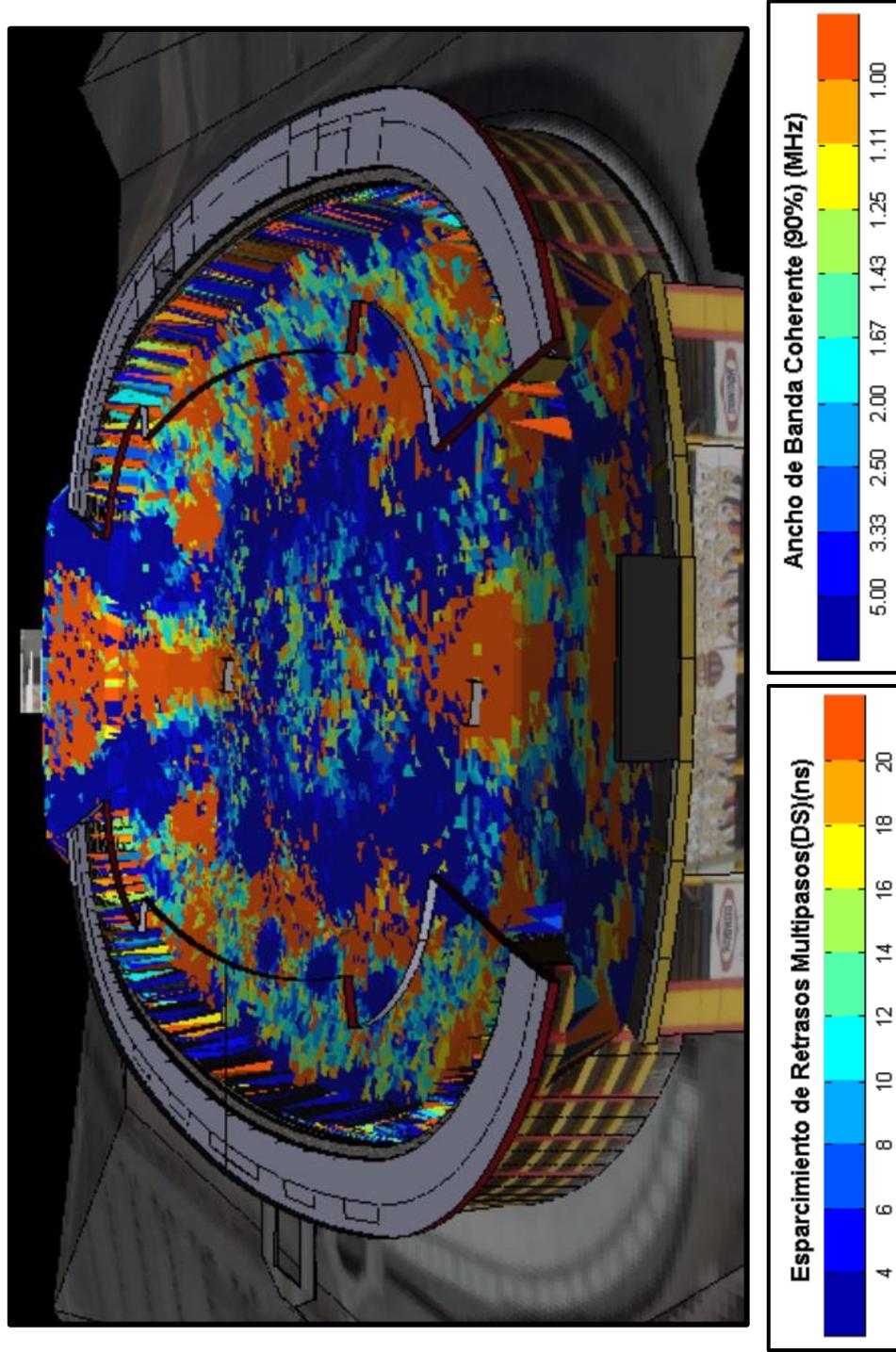


Figura B.18: Anexo Resultado predicción Trazado de rayos DS 1900 MHz.

## Pantallas de la Herramienta

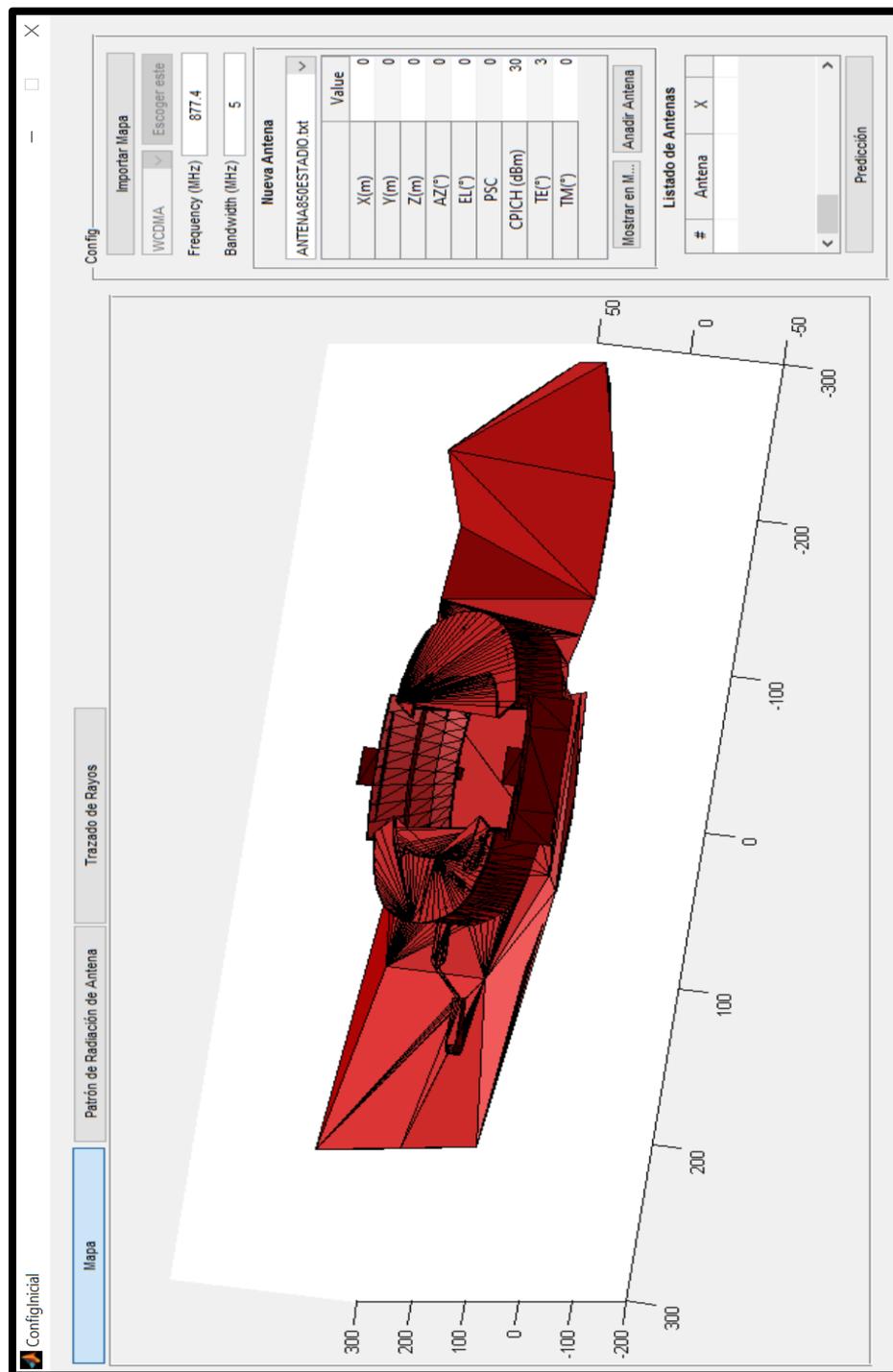
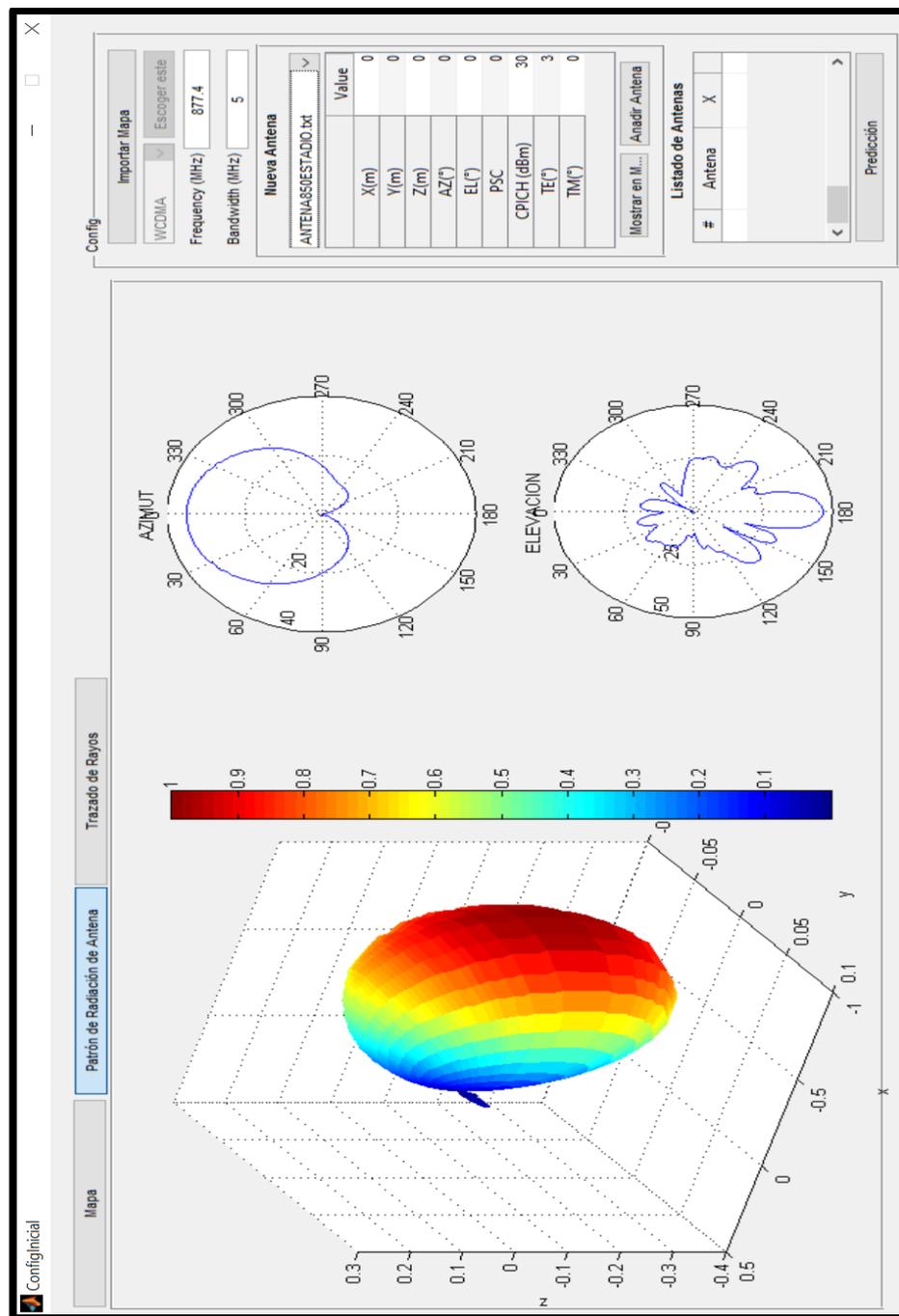


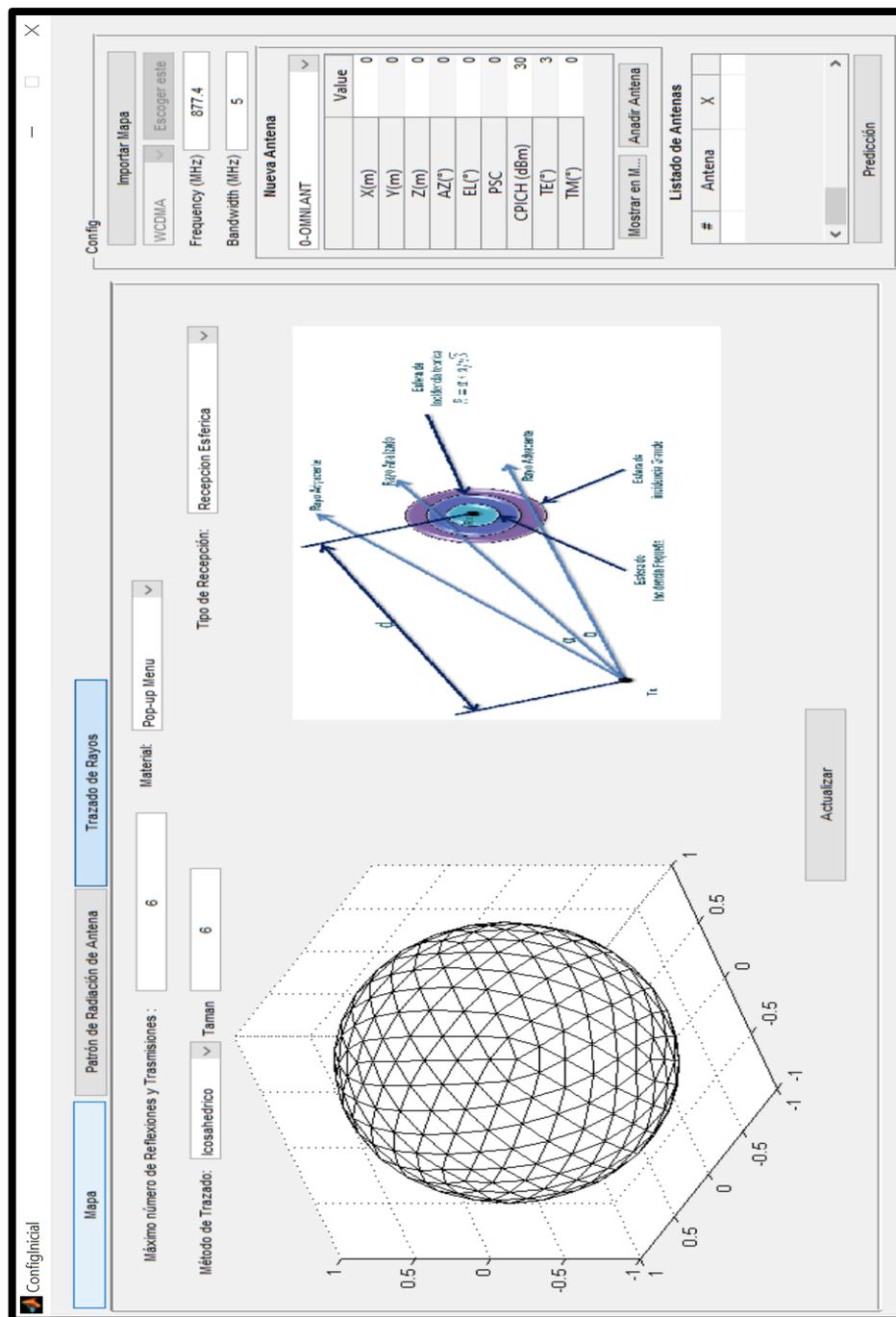
Figura C.1: Anexo Pantalla Mapa - Configuración Inicial de la Herramienta de Trazado de Rayos.

## Pantallas de la Herramienta



**Figura C.2:** Anexo Pantalla Patrón de Radiación de Antena - Configuración Inicial de la Herramienta de Trazado de Rayos.

## Pantallas de la Herramienta



**Figura C.3:** Anexo Pantalla Configuración Trazado de Rayos- Configuración Inicial de la Herramienta de Trazado de Rayos.

## Pantallas de la Herramienta

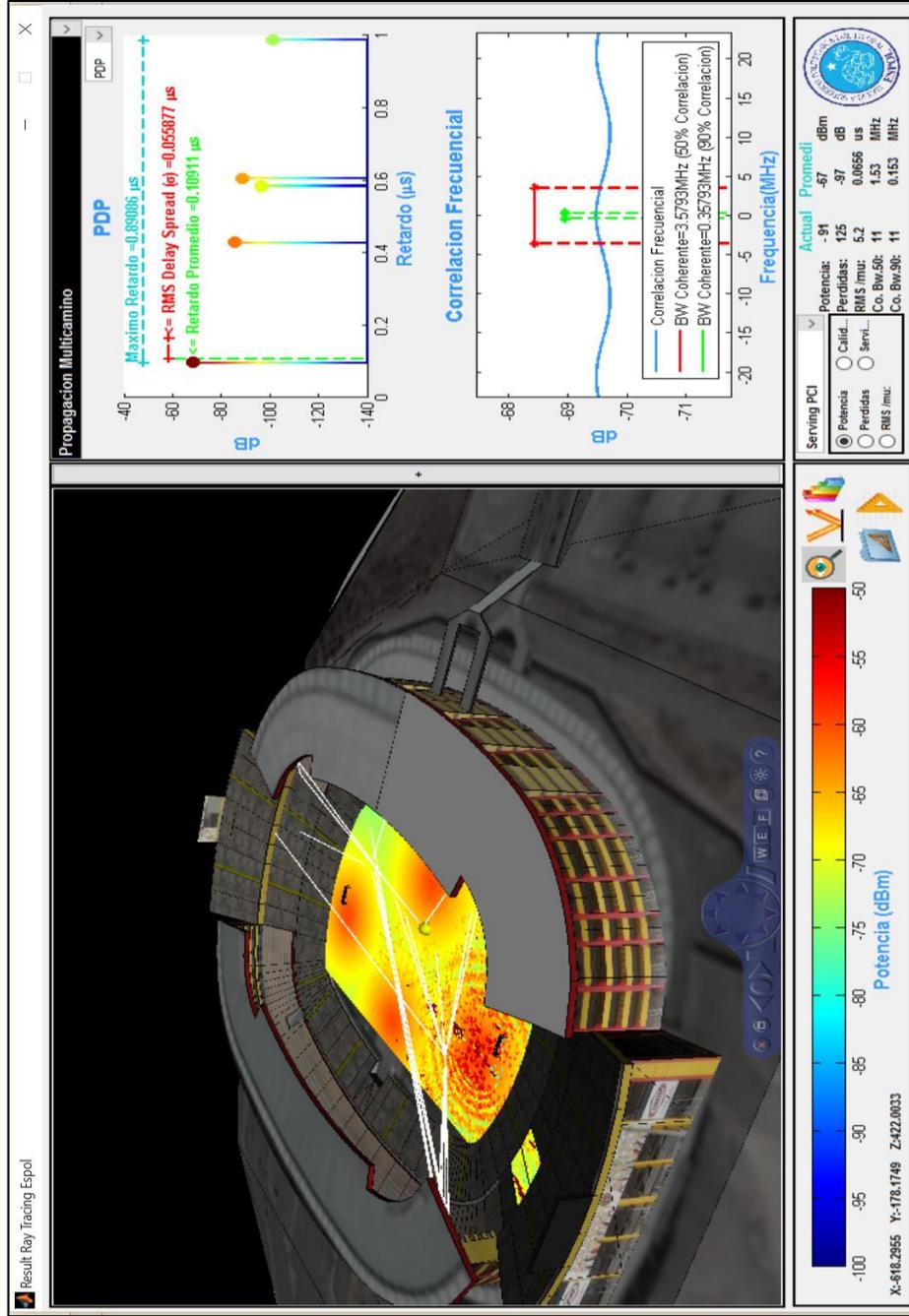


Figura B.4: Anexo Pantalla Presentación Resultados de Trazado de Rayos.