

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**Contribución al Modelado de Canal V2V Mediante
Trazado de Rayos
(V2V Channel Modeling by using Ray Tracing)**

Para acceder al Título de

***Graduado en
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autor: Jorge González Illera

Julio - 2017

Agradecimientos

A Rafael Torres, por acogerme bajo su tutela para la realización de este proyecto, por su paciencia, su buen humor y por su ayuda en el aprendizaje como en la parte personal.

A los compañeros del grupo GISAR, por su ayuda, el libre acceso a su departamento, sus equipos y programas que han hecho este proyecto posible.

A la Universidad Politécnica de Valencia, por la ayuda dada mediante los resultados de su extensa campaña de medidas e interpretación de los resultados.

A mis padres y familiares que han apoyado mi carrera y se han preocupado por cada detalle de ella, ayudándome siempre que lo he necesitado.

A mis amigos por preguntar y por preocuparse de mí, haciendo que mi tiempo en la Universidad de Cantabria haya transcurrido de forma más amena.

A todas aquellas personas que no han sido nombradas, mis más sinceras disculpas y también mi más sincero agradecimiento.

ÍNDICE:

1.	Introducción y objetivos.....	7
1.1.	Las comunicaciones vehiculares.....	7
1.2.	Modelos de canal radio V2V.....	8
1.3.	Objetivos y estructura del proyecto.....	11
2.	Modelo de canal V2V basado en trazado de rayos.....	13
2.1.	Modelo general de canal radio variante con el tiempo.....	13
2.2.	Modelos de pérdidas de propagación.....	16
2.3.	Modelo estadístico del canal en banda ancha.....	22
2.3.1.	Modelos basados en líneas de retardo (taps)	
2.3.2.	Parámetros de dispersión en el tiempo	
2.3.3.	Parámetros de dispersión en la frecuencia	
2.4.	Modelo estadístico del canal en banda estrecha.....	25
2.4.1.	Clasificación de los canales	
2.4.2.	Estadística de los desvanecimientos	
2.5.	Modelado del canal basado en el trazado de rayos.....	29
2.5.1.	Modelo de propagación GO/UTD	
2.5.2.	Trazado de rayos	
3.	Comparación del canal V2V medido y simulado.....	34
3.1.	Medidas del canal V2V en la ciudad de Valencia.....	34
3.1.1.	Introducción	
3.1.2.	Descripción del sistema de medida	
3.2.	Niveles de potencia media medidos y simulados.....	39
3.2.1.	Introducción	
3.2.2.	Modelado geométrico de los entornos de interés	
3.2.3.	Niveles de potencia media en las trayectorias	
3.2.4.	Caracterización de la variabilidad de la potencia simulada con los modelos del entorno	
3.3.	Comparación de la estadística de banda estrecha: medida vs simulación.....	52
3.3.1.	Cálculo del error	
3.3.2.	Zonas de medida	
3.3.3.	Comparación de las CDF medidas y simuladas	
3.4.	Parámetros del canal en banda ancha.....	64
3.4.1.	Introducción	
3.4.2.	Estudio de convergencia	
3.4.3.	Parámetros de banda ancha	
4.	Conclusiones y futuras líneas de estudio.....	76
4.1.	Introducción.....	76
4.2.	Conclusiones sobre los resultados obtenidos mediante CINDOOR.....	77
4.2.1.	Conclusiones acerca de los niveles de potencia media	
4.2.2.	Conclusiones acerca de la variabilidad de la potencia simulada	
4.2.3.	Conclusiones banda ancha	
4.2.4.	Conclusiones banda estrecha	
4.3.	Líneas futuras de investigación.....	80

Listado de Tablas:

Capítulo 2:

Tabla 2.1: Parámetros para el modelo de Lee

Capítulo 3:

Tabla 3.1: Información de los modelos geométricos de CINDOOR

Tabla 3.2: Modelado del tráfico por las calles

Tabla 3.3: Error medio y desviación típica para cada uno de los transmisores.

Tabla 3.4: Error cuadrático medio entre simulación y medida (Tx-V7)

Tabla 3.5: Error cuadrático medio entre simulación y medida (Tx-V10)

Tabla 3.6: Error cuadrático medio entre simulación y medida (Tx-V5)

Tabla 3.7: Error cuadrático medio entre simulación y medida (Tx-V12)

Tabla 3.8: Contribuciones añadidas al análisis: Explicación

Tabla 3.9: Recogida de información de los distintos análisis NLOS

Tabla 3.10: Recogida de información de los distintos análisis de Zona de Transición

Tabla 3.11: Información de las áreas de análisis

Tabla 3.12: Datos finales banda ancha en situación NLOS

Tabla 3.13: Datos finales banda ancha en situación 1ª Zona de Transición

Tabla 3.14: Datos finales banda ancha en situación LOS

Tabla 3.15: Datos finales banda ancha en situación 2ª Zona de Transición

Listado de Figuras

Capítulo 2:

Figura 2.1: Determinación de la altura efectiva de la estación base para el modelo de Lee

Figura 2.2: Geometría de modelo de propagación a 2 rayos

Figura 2.3: Canal basado en elementos de retardo

Capítulo 3:

Figura 3.1(a): Diagrama de bloques del transmisor (Tx)

Figura 3.1(b): Diagrama de bloques del receptor (Rx)

Figura 3.2: Obtención de valores de potencia

Figura 3.3: Datos representados de las matrices de los transmisores

Figura 3.4: De izquierda a derecha se encuentran los transmisores v18, v14, v8 y v6 (rojo), y los transmisores v11, v7, v5 y v1 (azul)

Figura 3.5: Definición geométrica y eléctrica del modelo

Figura 3.6: Modelo de CINDOOR

Figura 3.7: Comparación entre potencia media medida y simulada (Tx-V1)

Figura 3.8: Comparación entre potencia media medida y simulada (Tx-V5)

Figura 3.9: Comparación entre potencia media medida y simulada (Tx-V7)

Figura 3.10: Comparación entre potencia media medida y simulada (Tx-V11)

Figura 3.11: Comparación entre potencia media medida y simulada (Tx_V6)

Figura 3.12: Comparación entre potencia media medida y simulada (Tx-V10)

Figura 3.13: Comparación entre potencia media medida y simulada (Tx-V14)

Figura 3.14: Comparación entre potencia media medida y simulada (Tx-V18)

Figura 3.15: Márgenes máximos y mínimos de simulación frente a medida (Tx-V1)

Figura 3.16: Márgenes máximos y mínimos de simulación frente a medida (Tx-V5)

Figura 3.17: Márgenes máximos y mínimos de simulación frente a medida (Tx-V6)

Figura 3.18: Márgenes máximos y mínimos de simulación frente a medida (Tx-V7)

Figura 3.19: Márgenes máximos y mínimos de simulación frente a medida (Tx-V10)

Figura 3.20: Márgenes máximos y mínimos de simulación frente a medida (Tx-V11)

Figura 3.21: Márgenes máximos y mínimos de simulación frente a medida (Tx-V14)

Figura 3.22: Márgenes máximos y mínimos de simulación frente a medida (Tx-V18)

Figura 3.23: Ejemplo de las variaciones rápidas de la envolvente normalizada

Figura 3.24: Zonas de análisis banda estrecha en el modelo de CINDOOR

Figura 3.25: Comparación TLS-TLM NLOS (1º) (Tx-V7)

Figura 3.26: Comparación TLS-TLM LOS (Tx-V7)

Figura 3.27: Comparación TLS-TLM NLOS (2º) (Tx-V7)

Figura 3.28: Comparación TLS-TLM con todo NLOS (Tx-V7)

Figura 3.29: Comparación TLS-TLM con NLOS (1º) (Tx-V10)

Figura 3.30: Comparación TLS-TLM con LOS (Tx-V10)

Figura 3.31: Comparación TLS-TLM con NLOS (2º) (Tx-V10)

Capítulo 3:

Figura 3.32: Comparación TLS-TLM con todo NLOS (Tx-V10)

Figura 3.33: Comparación TLS-TLM con NLOS (1º) (Tx-V5)

Figura 3.34: Comparación TLS-TLM con LOS (Tx-V5)

Figura 3.35: Comparación TLS-TLM con NLOS (2º) (Tx-V5)

Figura 3.36: Comparación TLS-TLM con todo NLOS (Tx-V5)

Figura 3.37: Comparación TLS-TLM con NLOS (1º) (Tx-V12)

Figura 3.38: Comparación TLS-TLM con LOS (Tx-V12)

Figura 3.39: Comparación TLS-TLM con NLOS (2º) (Tx-V12)

Figura 3.40: Comparación TLS-TLM con todo NLOS (Tx-V12)

Figura 3.41: Distintas zonas de análisis

Figura 3.42: Modelo simplificado banda ancha

Figura 3.43: Comparación trayectorias pares e impares

Figura 3.44: Zonas de análisis banda ancha

Figura 3.45: Ancho de banda de coherencia al 90%

Figura 3.46: CDF de la dispersión teórica del retardo

Figura 3.47: CDF de la dispersión práctica del retardo

Figura 3.48: CDF del ancho de banda de coherencia (50%)

Figura 3.49: CDF del ancho de banda de coherencia (90%)

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1 Las comunicaciones vehiculares.

Durante los últimos años, las comunicaciones vehiculares han recibido una atención considerable. La industria del automóvil, los gobiernos y las instituciones académicas han aumentado recursos económicos e investigaciones dedicadas al desarrollo de nuevas propuestas para la mejora de la seguridad vehicular. Estas ideas están basadas en sistemas de seguridad activa, junto a los sistemas tradicionales pasivos (como airbags, sistemas de antibloqueo de frenos, etc.), y promueven la integración de las tecnologías de la información y comunicación (comunicaciones inalámbricas con procesado de información captada a través de sensores), a la vez en vehículos e infraestructuras a lo largo de las carreteras.

Dichas propuestas conducen al concepto de sistema de transporte inteligente (ITS, Intelligent Transportation System). Algunos ya han sido patentados en el presente como los carteles de información variable (VMS, Variable Message Signs) localizados en puntos estratégicos a lo largo de las carreteras con el fin de informar al conductor de las condiciones de tráfico y de situaciones de peligro, sistemas de navegación, cámaras y sistemas de emergencia de corto alcance. Además existen aplicaciones de seguridad orientadas a situaciones de emergencia a larga distancia que requieren de sistemas de comunicaciones vehiculares de largo alcance.

En este sentido, la introducción de redes vehiculares del tipo ad hoc (VANETs, Vehicular Ad hoc NETWORKS), siendo estas un caso especial de las comunicaciones vehiculares, permiten aumentar la distancia del enlace de la comunicación y proveer más información en tiempo real a los conductores. Sin embargo, las comunicaciones vehiculares no solo están restringidas a comunicaciones de seguridad en carretera, sino que también pueden ofrecer aplicaciones no destinadas a la seguridad de los vehículos, tales como el acceso a Internet de alta velocidad, aplicaciones de entretenimiento (películas, videojuegos), peajes de alta velocidad, congestión real del tráfico o información necesaria para llegar a una ubicación deseada, entre otros.

Las organizaciones gubernamentales encargadas de la gestión del espectro han establecido bandas específicas para el despliegue de aplicaciones ITS. La Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) ha asignado 75 MHz del espectro a 5.9 GHz (desde 5.85 GHz a 5.925 GHz) para comunicaciones de corto alcance (DSRC, Dedicated Short-Range Communications). En Europa, el ETSI (European Telecommunication Standard Institute) ha adoptado el criterio de bandas DSRC para aplicaciones ITS asignando 50 MHz (de 5.875 GHz a 5.925 GHz). Los fabricantes principales de coches europeos desarrollan el Consorcio Coche a Coche (C2CC) para establecer una estandarización europea para comunicaciones vehiculares, promoviendo aplicaciones relacionadas con los conceptos ITS. Las aplicaciones, tanto como si son dedicadas o no dedicadas a la seguridad vehicular, requieren el desarrollo y la implementación de nuevas tecnologías de comunicaciones, y uno de los muchos retos que existen es el de la

caracterización y modelado del canal vehicular, siendo de esta forma el canal vehicular un área importante en modelado de canal. El movimiento de ambos terminales, transmisor y receptor, el uso de baja elevación en antenas y la frecuencia de operación hacen que las comunicaciones Vehículo a Vehículo (V2V) sean diferentes de las tradicionales comunicaciones fijas a móvil (F2M, Fixed-to-Mobile). De esta manera, los modelos de canal desarrollados para sistemas F2M no son adecuados para el desarrollo de las futuras comunicaciones V2V y, por lo tanto, el desarrollo de nuevos modelos de canal es esencial para evaluar y validar protocolos de red, bajo condiciones de propagación realistas. [1]

1.2 Modelos de canal radio V2V:

El término modelado de canal se refiere al enfoque en modelos y campañas de medidas para el entendimiento de cómo el canal perjudica y distorsiona la señal transmitida en comunicaciones inalámbricas y en su entorno. Así el modelado de canal es una representación simplificada de la propagación centrada en los aspectos que afectan al rendimiento del sistema. En la práctica, los dos parámetros más importantes a caracterizar son las pérdidas del canal (path loss) y la estadística de los desvanecimientos, que son debidos al multicamino, y el efecto Doppler. Las pérdidas de propagación medianas describen cómo la potencia media en el receptor varía con la separación entre transmisor (Tx) y receptor (Rx), mientras que la estadística de los desvanecimientos describe y cuantifica cómo la potencia recibida instantánea fluctúa en el espacio y tiempo. Ambos parámetros condicionan el rendimiento del sistema inalámbrico en términos de la relación señal a ruido (SNR). La alta movilidad del Tx y RX y la interacción con objetos (tanto reflectores como dispersivos), hacen que el canal sea afectado por la selectividad temporal. Además, la baja elevación de las antenas junto al movimiento de objetos, la probabilidad de obstrucción entre el enlace Tx-Rx y el efecto multicamino condicionan la distancia máxima permitida entre Tx y Rx, sobretodo en entornos urbanos con una alta densidad de tráfico. De esta manera, es esencial el desarrollo de modelos precisos para la evaluación y validación de nuevos protocolos y arquitecturas de comunicaciones. Los simuladores de redes vehiculares requieren la integración de modelos de propagación realistas, a los cuales pueden ser añadidos también modelos con movilidad para considerar el comportamiento de los vehículos. En el contexto de comunicaciones vehiculares, las simulaciones son particularmente importantes debido a la dificultad y el enorme esfuerzo de llevar a cabo extensas campañas de medidas, involucrando el número de vehículos, las condiciones del viaje y los distintos entornos vehiculares.

La propagación en canales es a menudo investigada por distintos tipos de modelos:

Modelos deterministas

Modelos estocásticos basados en geometría (GBS)

Modelos empírico-estocásticos

Los modelos deterministas más comunes caracterizan la propagación usando una descripción geográfica y electromagnética del entorno y una aproximación de técnicas de rayos basadas en la teoría de la Óptica Geométrica (GO) y la Teoría Geométrica de la Difracción (GTD). Como técnicas de trazado de rayos destacan las basadas en la teoría de imágenes y las basadas en lanzamiento de rayos (ray-launching). Éste tipo de modelos permiten realizar simulaciones realistas de canales. Dichos modelos tienen en cuenta con detalle el entorno de propagación, los edificios, la carretera, el tráfico y el entorno cerca de la carretera. Su mayor inconveniente radica en la alta carga computacional, que hace que los tiempos de cálculo sean elevados.

Los modelos GBS asumen una distribución aleatoria de objetos de interacción alrededor de las posiciones del Tx y el Rx y a partir de ahí realizan un análisis determinístico. Con el fin de reducir el coste computacional, se incorporan técnicas de trazado de rayo simplificadas, y para reducir la complejidad del modelo, se suele asumir que los objetos están distribuidos por formas normales (circunferencias, elipses, etc.) alrededor del Tx, el Rx o ambos.

Los modelos empírico-estocásticos describen el comportamiento de los parámetros del canal de una manera estocástica sin conocer el entorno y están basadas en amplias campañas de medidas. Pueden describir el comportamiento de las pérdidas de propagación y de la estadística de los desvanecimientos de una manera más sencilla y pueden incorporarse a simuladores de red con un coste computacional reducido. Nótese que los parámetros del canal, como las pérdidas o la estadística de los desvanecimientos, en este tipo de modelos están basados en las condiciones específicas del entorno de medida, y por tanto la exactitud que cabe esperar al exportarlos a otros entornos es limitada.

Desde el punto de vista del canal, las principales características del entorno vehicular, que son necesarias a tener en cuenta, son:

El tipo de enlace (V2V ó V2I)

El tipo de entorno (urbano, suburbano,...)

Las velocidades de los vehículos

La densidad de tráfico

La dirección del movimiento del Tx y el Rx (la misma dirección, opuesta)

Sin embargo algunas de las éstas características se solapan, por ejemplo, las densidades de tráfico son normalmente mayores en medios urbanos y las mayores velocidades de vehículos se obtienen en autovías o autopistas. Estas características aumentan las posibles combinaciones de las condiciones de propagación, haciendo más difícil usar modelos determinísticos, por lo que algunas modificaciones de éstos para acercarse a los modelos GBS puede ser una línea de investigación de interés.

Finalmente no debemos olvidar que los simuladores de canal deben integrarse como un bloque más en los simuladores del sistema. Para una distancia fija entre Tx y Rx, que puede ser

dada integrando un modelo de movilidad vehicular, el bloque que simula el canal debe estimar la potencia de recepción y la SNR basados en las pérdidas de propagación medianas más el efecto de los desvanecimientos, y en banda ancha los efectos de la dispersión temporal. Este modelo debe tener en cuenta la elevación de las antenas y sus diagramas de radiación, el tipo de vehículos y las características de la propagación en el medio [1].

1.3 Objetivos y estructura del proyecto:

El objetivo fundamental de este proyecto es validar las capacidades del simulador CINDOOR para obtener modelos de canal V2V. CINDOOR es un programa basado en trazado de rayos desarrollado por el grupo GISAR del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria. Para poder validar el grado de exactitud con el que dicho programa permite reproducir el comportamiento del canal V2V, se dispone de un conjunto de medidas de propagación V2V realizadas en la ciudad de Valencia.

Dentro del conjunto de medidas disponibles nos hemos centrado en el estudio de dos cruces de calles. Los cruces son dentro de los entornos típicos V2V uno de los más complejos de modelar debido a la transición abrupta que suele darse entre las situaciones con visión directa (LOS) y sin ella (NLOS). La banda de frecuencia elegida es de 5.9 GHz.

En el Capítulo 2 se presentan brevemente los distintos modelos de propagación, además de presentar los parámetros más importantes a caracterizar tanto en banda estrecha como en banda ancha. A continuación se introducirá la estadística de los desvanecimientos, que da una idea de cómo la potencia recibida instantánea fluctúa con el espacio y tiempo. A continuación se presentarán los modelos de trazado de rayos, específicamente de CINDOOR y, finalmente, se describirá el entorno de interés y su modelado.

En el Capítulo 3 se explicará cómo fue realizada la campaña de medidas y cómo interpretar sus resultados, luego serán contrastados con los resultados obtenidos mediante simulación. Se ha realizado dos comparaciones de los niveles medios de potencia, siendo la primera una comparación directa potencia-distancia entre los resultados medidos y simulados, y el error obtenido; y la segunda, la representación de los valores máximos y mínimos de potencia simulados con distintos niveles de tráfico, junto a las medidas. Aunque las medidas son en banda estrecha se ha llevado a cabo también una caracterización de banda ancha, poniéndose de manifiesto la gran variabilidad de los parámetros retardo cuadrático medio y ancho de banda de coherencia del canal V2V en los cruces de calles.

Finalmente, en el Capítulo 4 se presentarán las conclusiones sobre los resultados obtenidos y se debatirán líneas futuras de investigación sobre el modelado de canal V2V.

CAPÍTULO 2

MODELO DE CANAL V2V BASADO EN TRAZADO DE RAYOS

Las comunicaciones móviles están sometidas a un canal complejo, pues es un medio altamente reflexivo y con muchos obstáculos, lo cual genera un fenómeno llamado multicamino, es decir, la compleja geometría y propagación de las ondas hace que múltiples réplicas de la señal lleguen al receptor en distintos intervalos de tiempo y con distinta fase. Dicho canal de propagación en exteriores está sometido a las características del medio que se desea analizar, en nuestro caso es una ciudad en la que su estructura está formada por determinados materiales, unas características distintas, lo cual hace que el modelado de dicho entorno sea complejo.

Desarrollar modelos de propagación es útil en varios sentidos: en primer lugar, gracias a la caracterización del entorno es posible la localización de transmisores (o estaciones base) óptima para tener las mejores condiciones de propagación posibles, lo que quiere decir los operadores usan dicha información para hacer un despliegue de la red abaratando el coste asociado a la planificación, desarrollo y dimensionamiento de una red. Otra importante ventaja es que una vez caracterizado y visto cómo responde el canal, pueden aplicarse medidas que combatan el efecto multicamino, tales como diversidad, equalización, antenas adaptativas, etc. Finalmente, se pueden analizar zonas fuertemente conflictivas e intentar aplicar una solución que se adapte al problema o problemas que presenten. Los modelos de canal basados en trazados de rayos tienen la ventaja adicional de ser menos costosos que realizar un conjunto de medidas que no solo conlleva un mayor gasto económico si no que puede que también de tiempo.

2.1 Modelo general de canal radio variante con el tiempo.

Un modelo general del canal radio es complicado de establecer, sobre todo cuando debe ser válido para entornos cambiantes y ricos en elementos dispersores, como los entornos urbanos, pues debe dar cuenta de los múltiples mecanismos de la propagación radioeléctrica. Para que el modelo sea útil desde el punto de vista de la ingeniería es necesario obtener modelos simplificados y acordes con los distintos entornos de propagación. El modelo de canal debe tener en cuenta las variaciones de éste en los dominios del espacio, y del tiempo; o alternativamente y de forma equivalente en el dominio de la frecuencia. Por otra parte la complejidad de las variaciones del canal en cualquiera de estos dominios hace necesaria una descripción estadística de dichas variaciones, por tanto los modelos de canal son modelos estocásticos que permiten ser posteriormente utilizados con simuladores de señal para obtener el impacto de éste sobre las señales de información transmitidas a través de él.

La aproximación comúnmente aceptada para abordar el problema es distinguir entre variaciones de larga escala y de corta escala, tanto en los dominios del espacio como del tiempo. Y por otra parte se distingue el modelado de canal para la transmisión de señales de banda estrecha o de banda ancha; si bien los modelos de canal de banda estrecha pueden derivarse como un caso particular de los modelos de banda ancha.

1. Variaciones espaciales del Canal: como hemos dicho antes distinguiremos entre variaciones a larga escala y a corta escala.

1.1. Variaciones espaciales del canal a larga escala.

Desde el punto de vista de las **variaciones espaciales del canal a larga escala** lo fundamental es obtener un modelo de las pérdidas de propagación. **Este modelo además será común para los canales de banda estrecha o de banda ancha**, puesto que las pérdidas dependen fundamentalmente de la frecuencia portadora y no del ancho de banda de la señal. Tradicionalmente, los modelos empíricos, que obtienen fórmulas basadas en el ajuste matemático de gran cantidad de medidas suelen dividir el problema entre la obtención de las pérdidas medianas de propagación (path loss), y las variaciones a gran escala en torno a dicho valor (shadowing). Actualmente los modelos llamados específicos del entorno, que están basados en teorías electromagnéticas de la propagación (como la GO/GTD), obtienen estas dos componentes de las pérdidas de forma conjunta, aunque posteriormente pueden separarse. Conviene resaltar aquí que a estos modelos se les denomina también como deterministas, pues las aproximaciones electromagnéticas en las que están basados así lo son, pero ese hecho no impide que con ellos se pueda obtener una descripción estadística del canal, tal como se hace con los modelos empíricos.

1.2. Variaciones espaciales del canal a corta escala.

En este caso si debemos distinguir entre modelos de banda estrecha o de banda ancha.

1.2.1. Modelos de banda estrecha.

Las variaciones espaciales a corta escala del canal en banda estrecha consisten de una sucesión de desvanecimientos, con un gran rango dinámico (decenas de dB), y que se producen al movernos muy cortas distancias, del orden de $\lambda/2$. Por ese motivo se le denominan también en la literatura como variaciones rápidas, pues así las detectaría en el dominio del tiempo un receptor en movimiento.

Estos desvanecimientos de profundidad variable y aleatoria se describen mediante su función de distribución de probabilidad (pdf), siendo las más utilizadas las de Rayleigh, Rice y Nakagami, entre otras. Esto supone una descripción estadística de primer orden, que nos permite obtener la probabilidad de aparición de desvanecimientos de un determinado nivel. La estadística de segundo orden, esto es, la función de autocorrelación es también importante pues de ella obtenemos la información sobre el ritmo de aparición de dichos desvanecimientos; por ejemplo nos

permite obtener parámetros como la tasa de cruces por nivel, o la duración media de los desvanecimientos.

1.2.2. Modelos de banda ancha.

Consideramos que las señales son de banda ancha cuando su duración temporal es suficientemente pequeña para que el receptor distinga las sucesivas réplicas de la señal que llegan a éste debido al multicamino. En este caso el modelo de canal tiene que dar cuenta de la dispersión temporal que éste produce debido a los diferentes tiempos de retardo que sufre cada componente multicamino. En este sentido los modelos actualmente aceptados se basan en representar la respuesta impulsiva del canal mediante una serie de deltas o “taps”, equiespaciados en el tiempo y cuyas amplitudes tienen naturaleza aleatoria. La dispersividad del canal se suele medir por el parámetro retardo cuadrático medio, que supone una medida ponderada de los retardos que sufre cada una de las componentes multicamino que conforman el canal.

Para modelar la variación espacial del canal a corta escala se considera que cada uno de los “taps” sufre variaciones semejantes a un canal de banda estrecha, es decir sufre desvanecimientos cuando nos movemos distancias del orden de $\lambda/2$.

2. Variaciones temporales del canal.

De manera similar a las variaciones espaciales se consideran también variaciones temporales en dos escalas distintas, que se suelen llamar de largo plazo y corto plazo. Las de largo plazo se deben fundamentalmente a los cambios que sufre el canal a lo largo del tiempo debido fundamentalmente al movimiento relativo entre el transmisor y el receptor, o al movimiento del entorno de propagación. Estas variaciones están comprendidas desde los milisegundos hasta los segundos.

Se entienden por variaciones temporales de corto plazo las que se deben al distinto tiempo de propagación, esto es el distinto retardo que sufre cada una de las componentes multitrayecto, y que dan lugar a la dispersión temporal del canal. Estas variaciones son del orden de los nano segundos en entornos de interiores, y pueden alcanzar centenas de micro segundos en entornos urbanos o rurales.

Cuando queremos caracterizar las variaciones de largo plazo usamos para el tiempo el símbolo “t”, mientras cuando queremos expresar las variaciones de corto plazo lo llamamos tiempo de retardo ó simplemente retardo y lo representamos por el símbolo “ τ ”. Por tanto, la respuesta impulsiva general del canal se escribe como una función dependiente del espacio, del tiempo y del retardo, $h(r,t,\tau)$. En sentido estricto, $h(r,t,\tau)$ representa la respuesta impulsiva de un canal lineal variante con el tiempo; esto es, representaría la respuesta a un impulso en el tiempo t, debida a una entrada que se produjo en un tiempo anterior $t - \tau$.

3. Descripción del canal en el dominio de la frecuencia.

El canal puede describirse en el dominio de la frecuencia mediante la transformada de Fourier respecto de las dos variables temporales. Por lo tanto, dicha transformada puede ser aplicada al tiempo o al retardo, obteniendo dos resultados distintos:

$$\begin{aligned} F_{\tau}\{h(t, \tau)\} &\longleftrightarrow H(t, f), \tau && \longleftrightarrow f && (1) \\ F_t\{h(t, \tau)\} &\longleftrightarrow D(v, \tau), t && \longleftrightarrow v \end{aligned}$$

donde f es la frecuencia relativa al ancho de banda, v es la frecuencia Doppler, $H(t, f)$ es la función de transferencia del canal y $D(v, \tau)$ es el espectro Doppler.

2.2 Modelos de pérdidas de propagación:

Modelo de Okumura-Hata:

Éste es un modelo empírico, que surge originalmente de una extensa campaña de medidas en la ciudad de Tokio en un rango de frecuencias entre 200 MHz y 1.5 GHz. Los valores del entorno urbano han sido estandarizados por la ITU y definen la predicción de pérdidas mediante categorías de Clutter y de escenarios, recogidas tal que:

- Área abierta: abierto, sin árboles o edificios grandes en un rango de 300-400 m. Por ejemplo: campos de arroz o granjas.
- Área suburbana: zonas con árboles y casas además de un conjunto de obstáculos cerca de la estación móvil, pero no muy congestionado
- Área urbana: grandes ciudades con edificios y arboles altos o grandes villas con una geometría de edificios y arboles muy cercanas entre sí.

Modelo de Hata-COST-231:

Este modelo de predicción de pérdidas difiere en el anterior en que ha sido extendido a un rango de frecuencias mayor, de 1500 MHz a 2000 MHz. El modelo usa un nuevo conjunto de parámetros ajustado a los nuevos rangos de frecuencia:

$$L_{dB} = F + B \log R - E + G \quad (2)$$

donde:

$$F = 46.3 + 33.9 \log f_c - 13.82 \log h_b$$

$$G = \begin{pmatrix} 0 \text{ dB} & \text{areas suburbanas y ciudades medianas} \\ 3 \text{ dB} & \text{areas metropolitanas} \end{pmatrix} \quad (3)$$

B y E son los términos del modelo de Okumura-Hata, R es la distancia entre Tx y Rx, f_c es la frecuencia de operación del sistema y h_b es la altura de la antena de la estación base

Modelo de Lee:

El modelo de Lee está basado en la ley de la potencia, cuyos parámetros son obtenidos de medidas en un numero de localizaciones, con un procedimiento para el cálculo de la altura efectiva de la antena de la estación base. Se puede expresar de esta forma simplificada:

$$L = 10n \log R - 20 \log h_{b(eff)} - P_0 - 10 \log h_m + 29 \quad (4)$$

Donde n y P_0 son dados como medidas en la siguiente tabla, $h_{b(eff)}$ es la altura efectiva de la antena de la estación base. h_m es la altura de la estación móvil y R la distancia entre Tx y Rx. Las medidas han sido todas realizadas a 900 MHz, y los factores de corrección deben ser aplicados para otras frecuencias. La altura efectiva de la estación base es la proyección de la pendiente en el terreno cercano del móvil a la estación base.

Medio	n	P_0
Espacio libre	2	-45
Área abierta	4.35	-49
Suburbano	3.84	-61.7
Urbano	Philadelphia	-70
	Newark	-64
	Tokyo	-84
	Nueva York	-77

Tabla 2.1: Parámetros para el modelo de Lee

En la figura 2.1 se muestra el procedimiento para el cálculo de la altura efectiva de la antena de la estación base:

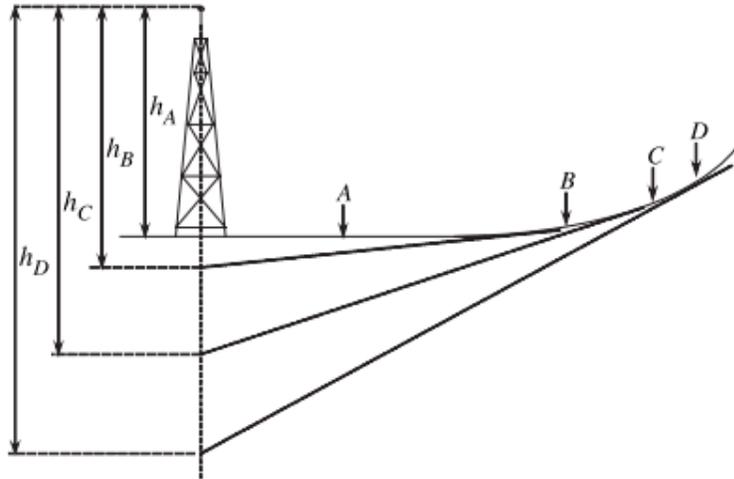


Figura 2.1: Determinación de la altura efectiva de la estación base para el modelo de Lee

Modelo de Ibrahim y Parson:

Este método está basado en una serie de pruebas de campo alrededor de Londres. Integra varios métodos para la predicción de los efectos de difracción en cuadrados de 0.5 km de lado. Cada cuadrado tiene asignados 3 parámetros:

-H: Altura del terreno

-U: Grado de urbanización, es el porcentaje de área de edificios que ocupa cada cuadrado. Este parámetro variaba en Londres desde el 2 hasta el 95%, dando idea de que su sensibilidad es suficiente para el modelo

-L: Factor de uso de terreno, es el porcentaje de área ocupada por algún edificio

Si los parámetros definidos anteriormente son seleccionados empíricamente, habrá una buena correlación con la base de datos. Estos parámetros son de lo que depende el factor β dentro de la fórmula del cálculo de las pérdidas [3]:

$$L_r = 40 \log r - 20 \log(h_b h_m) + \beta \quad (5)$$

donde:

$$\beta = 20 + \frac{f_c}{40} + 0.18L - 0.34H + K \quad (6)$$

$$K = 0.094U - 5.9$$

Modelos de propagación vehicular:

Las comunicaciones inalámbricas presentan inconvenientes que pueden condicionar la propagación, tales como la interacción con objetos (montañas, edificios, etc.,...), lo cual hace que en recepción las réplicas sufran reflexiones, difracciones y procesos de dispersión diferentes que dará lugar a distintos grados de atenuación y distintos retardos, debido a la trayectoria multicamino. El movimiento de cualquier objeto también interactúa con el entorno haciendo que la señal recibida sufra de selectividad en el tiempo, como consecuencia de los cambios de fase entre las distintas réplicas.

Modelos de pérdidas V2V:

Las pérdidas en el trayecto en un modelo de simple pendiente se pueden expresar de la siguiente forma:

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0) + 10 \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (7)$$

Donde d es la distancia entre Tx y Rx, $\overline{PL}(d_0)$ es el promedio de las pérdidas a una distancia de referencia d_0 y γ es el exponente de pérdidas, cuyo valor depende de las características del medio. En la práctica dicho exponente es caracterizado mediante técnicas de regresión a partir de medidas

Los datos medidos se pueden obtener con mayor precisión si se trabaja con un modelo de doble pendiente. Dicho modelo se caracteriza por un exponente de pérdidas y una desviación por debajo de una distancia crítica de referencia d_c , y por otro exponente de pérdidas y desviación por encima de dicha distancia:

$$\overline{PL}(d) = \begin{cases} \overline{PL}(d_0) + 10\gamma_1 \log\left(\frac{d}{d_0}\right), & d_0 \leq d \leq d_c \\ \overline{PL}(d_0) + 10\gamma_1 \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + 10\gamma_2 \log\left(\frac{d}{d_0}\right) & d > d_c \end{cases} \quad (8)$$

donde

$$d_c = \frac{4h_t h_r}{\lambda_c} \quad (9)$$

Siendo λ_c la longitud de onda de la frecuencia portadora, h_t y h_r las alturas del Tx y el Rx.

En la práctica la distancia crítica está relacionada con las características de la propagación del medio, donde no son importantes las diferencias entre zonas urbanas, suburbanas y rurales. La distancia crítica viene dada por:

$$d_c = \frac{4(h_t - h_0)(h_r - h_0)}{\lambda_c} \quad (10)$$

donde h_0 es una compensación a un valor de altura efectiva para el modelado de las distintas condiciones de propagación.

Modelo de dos rayos:

Este modelo se emplea en situación LOS debido a su simplicidad. El camino directo y el reflejado se usa para estimar las pérdidas cuando hay LOS entre Tx y Rx, no habiendo vehículos entre ellos tal y como muestra la siguiente geometría:

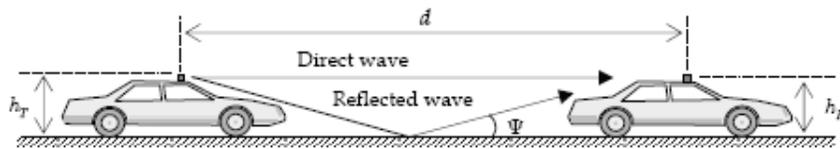


Figura 2.2: Geometría de modelo de propagación a 2 rayos

La superposición de rayo directo y reflejado permite obtener una expresión acorde con la geometría anterior de la siguiente forma:

$$\left| \frac{E_T}{E_D} \right| = \left| 1 + \rho_{\perp||}(\psi) \frac{d}{d + \Delta d} \exp(-jk\Delta d) \sqrt{\frac{G_T(\theta_r, \phi_r) G_R(\theta_r, \phi_r)}{G_T(\theta_d, \phi_d) G_R(\theta_d, \phi_d)}} \right| \quad (11)$$

siendo $\rho_{\perp||}(\psi)$ el coeficiente de reflexión de Fresnel sobre el suelo, en polarización vertical (\perp) u horizontal ($||$), asociado a un ángulo de visión (ψ), donde k es el número de onda y Δd la diferencia de caminos entre rayo directo y reflejado. Si se cumple $h_t, h_r \ll d$, se puede estimar como: $\Delta d \approx 2h_t h_r / d$. Los términos que se encuentran en el interior de la raíz se corresponden con la ganancia siendo θ, ϕ los ángulos de visión del rayo directo y el reflejado.

Para pequeñas distancias entre transmisor y receptor, la influencia del rayo directo y reflejado es visible, tal que $|E_T/E_D|$ sufre un desvanecimiento. El valor máximo que puede tomar es de 6 dB y ocurre para una distancia en la cual la interferencia es constructiva, mientras que el mínimo valor ocurre a un valor de distancia donde la interferencia es destructiva.

Aplicando la fórmula de Friis, obtenemos una expresión para la potencia recibida:

$$P_R = P_T + G_T(\theta_a, \phi_a) + G_R(\theta_a, \phi_a) - PL_{FS}(d) + 10 \log \left| \frac{E_T}{E_D} \right|^2 \quad (12)$$

siendo las pérdidas totales del enlace [4]:

$$PL(d) = 10 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda_c} \right)^2 - 10 \log \left| \frac{E_T}{E_D} \right|^2 \quad (13)$$

2.3 Modelo estadístico del canal en banda ancha:

2.3.1 Modelos basados en líneas de retardo (taps):

En comunicaciones inalámbricas, las señales se propagan del transmisor al receptor por distintos trayectos, haciendo que el receptor reciba múltiples contribuciones (réplicas), las cuales han sufrido distintos procesos de dispersión (scattering) y difracción. Debido a esto, cada contribución llega a la antena receptora con un ángulo de incidencia, una atenuación, desfase y retardo de propagación diferentes, dando lugar a un desvanecimiento. Todo esto se puede analizar con la respuesta al impulso del canal (Channel Impulsive Response, CIR), la cual es la superposición de las contribuciones de todas las componentes multitrayecto. Cabe destacar que los cambios del canal debido al movimiento del Tx o del Rx o de dispersores que se encuentren alrededor provocarán que la respuesta al impulso sea variante en el tiempo.

Los parámetros más importantes para la descripción de canales, tanto de manera estadística como determinista se puede derivar de la CIR de un canal. En la siguiente figura se muestra el canal, basado en elementos de retardo [7]:

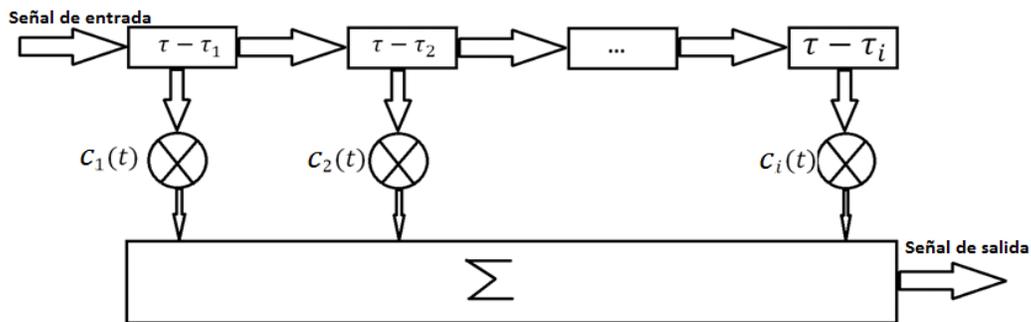


Figura 2.3: Canal basado en elementos de retardo

Un canal WSSUS (Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering) puede representarse como un canal basado en retardo, el cual posee una respuesta impulsiva de este tipo:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^N c_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (14)$$

donde N es el número de taps, $c_i(t)$ son coeficientes complejos dependientes del tiempo y τ_i es el retardo para la componente i-esima.

Para cada tap multicamino, un espectro Doppler determina los cambios de los coeficientes con el tiempo. Este espectro puede ser diferente, aunque muchos modelos asumen el mismo espectro para cada tap. Una interpretación de este tipo de modelo es que es una representación física de la propagación multicamino del canal. Cada una de las N componentes corresponde a un grupo cortamente espaciado de señal multicamino. Así la respuesta impulsiva puede ser expresada de la siguiente forma:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^N \sum_k a_{i,k}(t) \delta(\tau - \tau_i) = \sum_{i=1}^N c_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (15)$$

donde la amplitud compleja $c_i(t)$ representa la suma de varias componentes multicamino. WSSUS implica que todas las taps serán desvanecimientos independientes y su potencia media no depende del tiempo [5].

2.3.2 Parámetros de dispersión en el tiempo:

Es muy común expresar la dispersión del canal tanto en tiempo como en frecuencia en una caracterización banda ancha, por medio de una función de dispersión (scattering function) que se expresa como $P_s(\tau, \nu)$, donde ν es la variable referida al desplazamiento Doppler.

El perfil potencia retardo (PDP, Power Delay Profile) se puede obtener a partir de $P_s(\tau, \nu)$ integrando la variable desplazamiento:

$$P_h(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} P_s(\tau, \nu) d\nu \quad (16)$$

A partir de las medidas de canal de la CIR en un medio, y asumiendo ergodicidad, el PDP se puede estimar prácticamente como:

$$P_h(\tau) = E_t\{|h(t, \tau)|^2\} \quad (17)$$

donde E_t es el valor esperado respecto a la variable tiempo

El parámetro más importante para la caracterización de la dispersión temporal del canal es el valor cuadrático medio del ensanchamiento del retardo, τ_{rms} , (root mean delay spread):

$$\tau_{rms} \triangleq \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau}} \quad (18)$$

donde $\bar{\tau}$ es el valor medio del ensanchamiento de retardo, o el primer momento central del PDP:

$$\bar{\tau} \triangleq \frac{\int_0^{\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau} \quad (19)$$

Otros parámetros para describir el ensanchamiento del retardo son el ensanchamiento máximo, la ventana de retardo y el intervalo de retardo. El ensanchamiento del retardo es una medida que determina el ancho de banda de coherencia (B_C), un parámetro para medir la selectividad en frecuencia del canal, ya que permite representar el ancho de banda en el que el canal tiene un comportamiento aproximadamente plano en frecuencia. Existe una relación inversa entre B_C y τ_{rms} .

2.3.3 Parámetros de dispersión en frecuencia:

Si un canal presenta variabilidad temporal, la señal recibida sufre desvanecimientos selectivos en tiempo, dando como resultado también dispersión en frecuencia.

De manera similar al PDP, la densidad espectral de potencia Doppler (DPDS, Doppler Power Density Spectrum), expresada por $P_h(\nu)$, se obtiene integrando la variable retardo:

$$P_h(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} P_s(\tau, \nu) d\tau \quad (20)$$

A partir del DPDS se pueden definir parámetros para la descripción del comportamiento dispersivo en frecuencia del canal, siendo el más importante el valor cuadrático medio del ensanchamiento Doppler:

$$v_{rms} \triangleq \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\nu - \bar{\nu})^2 P_h(\nu) d\nu}{\int_0^{\infty} P_h(\nu) d\nu}} \quad (21)$$

Donde $\bar{\nu}$ es el valor medio del ensanchamiento Doppler, o el primer momento central del DPDS:

$$\bar{\nu} \triangleq \frac{\int_0^{\infty} \nu P_h(\nu) d\nu}{\int_0^{\infty} P_h(\nu) d\nu} \quad (22)$$

De manera similar que con el ancho de banda de coherencia, para un canal variante en el tiempo se puede definir un parámetro llamado tiempo de coherencia, T_c , para referirse al intervalo de tiempo en el cual el canal es estacionario, existiendo una relación inversa entre T_c y v_{rms} [6].

2.4 Modelo estadístico del canal en banda estrecha:

Para caracterizar el canal radio en banda estrecha se necesita conocer la potencia media de la señal recibida, la cobertura del entorno de interés y la función densidad de probabilidad (fdp) que mejor ajusta a la envolvente de los desvanecimientos y las estadísticas de segundo orden de dicha envolvente. La función densidad de probabilidad cambiará de una zona o área local a otra dependiendo de las variaciones del entorno y de la posición relativa entre el transmisor y el receptor. Los modelos de canal más utilizados en banda estrecha son los conocidos como canales de Rayleigh y de Rice, debido a que son las distribuciones que mejor ajustan la estadística de la señal en una gran variedad de situaciones, además de que son sencillos de simular.

Sin embargo el primer inconveniente de estos modelos es la dificultad de considerar variaciones de la fdp en el entorno. Por ejemplo, en un mismo entorno en el cual se considera un canal Rice como modelo general, su parámetro K variará, variando en consecuencia la fdp (incluyendo los casos en el que $K=0$, canal Rayleigh). Por tanto asignar un valor a K para cada zona local necesita conocimiento detallado de las señales multicamino que alcanzan al receptor, como la distribución de la potencia recibida con las direcciones de llegada de dichas ondas. Las técnicas de trazado de rayos permiten obtener esta información y por tanto estimar la estadística local de los desvanecimientos tanto de primer orden como de segundo orden. La falta de información de la variación estadística de los desvanecimientos da lugar a varios problemas, tales como la imposibilidad de optimizar el número y localización de estaciones base y el esquema de reuso de frecuencias además de la dificultad para estimar la capacidad del canal. Dicha capacidad depende de la relación señal a interferencia, la cual es una variable aleatoria que depende a su vez de las fluctuaciones del canal.

2.4.1 Clasificación de los canales:

Los sistemas de comunicaciones vía radio se clasifican en sistemas de banda estrecha o de banda ancha en función de la relación entre el ancho de banda de la señal transmitida y el ancho de banda de coherencia del canal. Este último se define como una medida estadística del rango de frecuencias para las que el canal se considera plano, dejando pasar todas las componentes frecuenciales comprendidas en ese rango aproximadamente con la misma ganancia y fase lineal.

Un sistema banda estrecha se define como aquel en el que su ancho de banda es mucho menor que el de coherencia. En este caso el receptor no puede discriminar las distintas señales que llegan, sumándose incoherentemente, dejando como resultado una portadora sensible a los cambios de posición respecto de los objetos dispersores del entorno de propagación. A estos canales se les conoce como canales con desvanecimiento plano, ya que su función de transferencia es plana en el ancho de banda de la señal transmitida. En el dominio del tiempo, el ensanchamiento de la respuesta al impulso debido al multicamino es mucho menor que la duración de un símbolo transmitido. Por tanto la respuesta al impulso en el tiempo se puede aproximar como una delta de amplitud variable como consecuencia de la suma aleatoria de las fases de las señales multicamino al cambiar la posición relativa entre el transmisor y el

receptor o al movimiento de los dispersores en el entorno como sucede en las comunicaciones V2V o V2I.

El escenario de propagación es otro factor importante a tener en cuenta, ya que influye en la catalogación de un sistema como de banda estrecha o de banda ancha. Por ejemplo, un mismo sistema se puede considerar de banda estrecha en interiores, donde los anchos de banda de coherencia son grandes, y de banda estrecha en exteriores donde los retardos son mayores y los anchos de banda son menores.

Por otra parte, cuando existe movimiento relativo entre transmisor y receptor, cada componente multicamino experimenta un desplazamiento de frecuencia, fenómeno conocido como desplazamiento Doppler. Este desplazamiento es proporcional a la velocidad y dirección del movimiento respecto a la dirección de llegada de la componente multicamino. Se define el ensanchamiento Doppler, como el ensanchamiento que experimenta el espectro de la señal transmitida entre dos terminales con movimiento relativo, consecuencia del desplazamiento asociado a cada componente multicamino.

Los canales se pueden clasificar, dependiendo de su ensanchamiento Doppler y su Tiempo de Coherencia en canales con desvanecimientos rápidos o con desvanecimientos lentos. El tiempo de coherencia (T_c) se define como aquella medida estadística en el tiempo durante el cual la respuesta al impulso del canal es invariante y da una idea de la respuesta del canal en distintos instantes. En un canal con desvanecimiento rápido, la respuesta del canal varía durante un tiempo de símbolo ($T_s > T_c$), lo cual da lugar a dispersión frecuencial o desvanecimiento selectivo en el tiempo debido al ensanchamiento Doppler y por tanto a la distorsión de la señal. En el dominio de la frecuencia la señal transmitida sufrirá desvanecimientos rápidos si su ancho de banda (B_s) es menor que el ensanchamiento Doppler (B_D). Por otro lado, un canal presenta desvanecimiento lento en el tiempo si el tiempo de coherencia es mayor conservándose el canal como estático durante uno o varios periodos de símbolo ($T_s \ll T_c$). Esto implica en el dominio de la frecuencia que el ensanchamiento Doppler del canal es mucho menor que el ancho de banda de la señal transmitida ($B_s \gg B_D$)

Los factores que determinan si un canal sufre desvanecimientos rápidos o lentos son la velocidad del móvil (o de objetos del escenario de propagación) y el ancho de banda de la señal a transmitir. En entornos de interiores las velocidades son bajas y el ensanchamiento Doppler es del orden de los Hertzios, siendo los tiempos de coherencia grandes, por tanto en general en interiores los canales son de desvanecimiento lento. Pero por otra parte, la propagación multicamino y el ensanchamiento Doppler son independientes tal que el hecho de que un canal tenga desvanecimiento rápido o lento no determina que sea un desvanecimiento plano o selectivo en frecuencia. Se puede dar cualquier combinación de desvanecimientos en la práctica [3].

2.4.2 Estadística de los desvanecimientos:

Las funciones densidad de probabilidad tipo **Rayleigh y Rice** son aquellas más usadas para el modelado de desvanecimientos de primer orden de las envolventes de las señales. En entornos en los cuales el multicamino es dominante, la señal que se recibe es un proceso Gaussiano aleatorio:

$$y(x) = y_q(x) + j y_l(x) \quad (23)$$

En entornos con multicamino isotrópico en azimut, las componentes anteriores son Gaussianas e independientes, además de estar idénticamente distribuidas con media cero y un valor de varianza. En estas condiciones, la envolvente sigue una función tipo **Rayleigh**:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (24)$$

Mientras que la envolvente al cuadrado, su potencia instantánea sigue una función de distribución tipo **exponencial**:

$$p(x) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{x}{2\sigma^2}} \quad (25)$$

Si existe un rayo dominante, las componentes siguen siendo aleatorias y Gaussianas, pero con una media distinta de cero. Asumiendo que poseen la misma varianza σ^2 , la distribución del módulo de la envolvente pasa a ser de tipo **Rice**:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+v^2}{2\sigma^2}} I_0 \frac{rv}{\sigma^2}, \quad r \geq 0 \quad (26)$$

donde I_0 es la función de Bessel modificada de orden 0, v es la magnitud de la componente dominante y la varianza es proporcional a la potencia de la componente Rayleigh.

Se define entonces como el **parámetro K de Rice** como la relación entre la potencia asociada al rayo dominante respecto a la potencia del resto de componentes multirrayecto:

$$K = \frac{v^2}{2\sigma^2} \quad (27)$$

Si no existiese rayo directo dominante, la función densidad de probabilidad resultante es de tipo Rayleigh donde el parámetro K es 0.

La envolvente al cuadrado entonces seguirá una distribución tipo Chi cuadrada:

$$p(x) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-K\frac{x}{2\sigma^2}} I_0 \left(2\sqrt{\frac{Kx}{2\sigma^2}} \right), \quad r \geq 0 \quad (28)$$

La media de la distribución Rice viene dada por:

$$E\{r\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} e^{-\frac{K}{2}} \left[(1 + K) I_0 \frac{K}{2} + K I_1 \frac{K}{2} \right] \quad (29)$$

Y su valor cuadrático medio es:

$$E\{r^2\} = v^2 + 2\sigma^2 = 2\sigma^2(K + 1) \quad (30)$$

Conociendo un conjunto de muestras de la envolvente de la señal multicamino, el parámetro K se obtiene gracias a la siguiente expresión:

$$\frac{E\{r\}}{\sqrt{E\{r^2\}}} = \sqrt{\frac{\pi}{4(K+1)}} e^{-\frac{K}{2}} \left[(1 + K) I_0 \frac{K}{2} + K I_1 \frac{K}{2} \right] \quad (31)$$

De esta forma gracias al valor medio y el cuadrático medio, que son estimados a partir de las muestras, se puede obtener el parámetro K de la distribución Rice que mejor ajuste la estadística de los desvanecimientos. Una vez conocido K, σ se puede obtener de la media o el valor cuadrático de la distribución Rice [8].

2.5 Modelado del canal basado en el trazado de rayos:

Modelos específicos del entorno:

Una alternativa a los modelos empíricos es el uso de modelos específicos del entorno que tienen en cuenta las propiedades geométricas y electromagnéticas de los edificios y obstáculos para realizar un modelo preciso. Los modelos de propagación específicos del entorno (también llamados modelos deterministas) se apoyan en la teoría de la propagación electromagnética. Estos no requieren un gran número de medidas, en su lugar es necesario una descripción lo más exacta posible del entorno, geométrica y electromagnéticamente hablando.

Obtener dichas características de propagación podría realizarse de manera exacta mediante las ecuaciones de Maxwell, con la geometría del entorno como condiciones de contorno, sin embargo necesita apoyarse de operaciones muy complejas lo cual no es viable ya que son soluciones computacionalmente muy complejas

La técnica más usada para el cálculo de la amplitud de la señal, la respuesta al impulso, la dispersión del retardo y otros parámetros es la técnica de trazado de rayos. Esta técnica parte del postulado en el cual a frecuencias suficientemente altas las ondas se comportan como rayos, lo cual facilita los cálculos ya que toda interacción del rayo con el entorno se modela con la teoría de reflexión, transmisión y difracción.

La localización de transmisores y receptores se define con sus coordenadas espaciales x , y , z . El resto del entorno es modelado por superficies planas con grosor determinado y permitividad compleja. Los rayos se reflejan en las superficies o se transmiten a través de las paredes hasta alcanzar el receptor. Los algoritmos usados en el trazado de rayos se clasifican en dos: aquellos basados en la teoría de las imágenes y los que usan el método de muestreo espacial (brute force ray tracing o shooting and bouncing ray tracing method)

La teoría de las imágenes asume que cada placa es un espejo. En el caso de visión directa el rayo se traza uniendo los dos puntos (transmisor con receptor). En el caso de una reflexión simple, se supone que existe una fuente imagen al otro lado del espejo, el punto de intersección de la cara del espejo con la línea que une la fuente imagen y el receptor es el punto de reflexión especular, en ese caso el camino de propagación es la unión de dicho punto de reflexión con el receptor. En el caso de múltiples reflexiones primero se busca la imagen de la fuente con respecto al espejo respecto a una placa determinada, después se encuentra una imagen de la fuente imagen con otra placa, así hasta llegar al receptor y tener todos los puntos de reflexión cuyo camino de múltiple reflexión se genera uniendo todos los puntos de todas la reflexiones de ese rayo. Este método se conoce como trazado de rayos hacia adelante (forward ray-tracing) pero también es posible realizar el proceso a la inversa, del receptor a transmisor, conocido como trazado de rayos hacia atrás (backward ray-tracing)

La técnica del muestreo espacial tiene en cuenta todos los posibles caminos de propagación. Los transmisores y receptores se modelan como puntos en el espacio tridimensional. Para determinar todos los rayos que puedan llegar al receptor se consideran todos los posibles ángulos de salida del transmisor y de llegada al receptor. Por consiguiente el rayo se descompone en un “árbol de rayos” en el cual se ve cada uno de los posibles rayos en las superficies planas del modelo. Los rayos son lanzados desde el transmisor en un conjunto de direcciones angularmente equiespaciadas para que se cubra una esfera en torno al mismo. Primeramente el modelo observa si hay o no hay línea de visión directa (L.O.S. Line Of Sight) y si la hay calcula la señal recibida. Después traza un rayo en una dirección y contempla si hay interacción con algún objeto, si no la hubiera detendría el proceso y generaría otro rayo en otra dirección. Si se produce una intersección con un obstáculo se descompone el rayo incidente en uno transmitido y otro reflejado, que se trazan de la misma manera hasta la siguiente intersección continuando el proceso hasta que la intensidad del rayo decae por debajo de un valor umbral, se alcance el receptor o no se produzcan más intersecciones. El receptor no puede ser considerado como un solo punto, pues sería prácticamente imposible que le llegase algún rayo, en su lugar se considera una esfera en torno al receptor, tal que si un rayo la atraviesa contribuiría a la señal recibida. El radio de dicha esfera es directamente proporcional al camino que separa transmisor y receptor y a la separación angular entre rayos de tal manera que un único rayo atravesase el receptor por un solo camino. Si el radio fuera grande podría suceder que dos rayos atravesaran la esfera con el mismo camino, sobreestimando la señal recibida. Si fuese demasiado pequeño sería posible que ningún rayo atravesase la esfera.

Tanto la realización de medidas (métodos empíricos) como la simulación (métodos específicos) dan como resultado una señal compleja debido a las rápidas variaciones de ésta frente al multicamino. Dicha naturaleza de las señales hacen necesaria de ellas una caracterización estadística. Con esto se puede hacer otra clasificación de los modelos, llamando a los modelos estadísticos modelos empíricos, ya que tienen su origen en la realización de medidas y a los modelos específicos o deterministas modelos físicos ya que es necesario algún modelo físico de propagación. Esta última clasificación tiene la ventaja de que en ambos se puede obtener una descripción estadística del canal radio.

Por último, modelos como el descrito por Valenzuela [10] pueden considerarse híbridos, intentando combinar las ventajas de los modelos deterministas (información específica del entorno) y de los modelos estadísticos (sencillez, rapidez). Este modelo usa el trazado de rayos para determinar en una posición dada la potencia media y el perfil potencia-retardo (PDP Power-Delay Profile). Las variaciones de señal en torno a la media se predicen usando una descripción estadística adecuada del entorno local.

CINDOOR es un programa desarrollado por el grupo GISAR del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria. Es una herramienta que ayuda al diseño, planificación e implementación de sistemas de comunicaciones inalámbricas en entornos cerrados (túneles, edificios, microceldas, picoceldas...). Dicho programa ofrece una serie de resultados: mapa de cobertura, estadística de desvanecimientos, perfil potencia retardo y parámetros como la dispersión del retardo y el ancho de banda de coherencia, además de permitir el análisis de interacción interior/externo. CINDOOR está basado en un

modelo de propagación específico del entorno que usa las técnicas de trazado de rayos mediante una unión de la Óptica Geométrica y la Teoría Uniforme de la Difracción (GO/UTD).

El análisis de la radiopropagación a alta frecuencia está basado en la definición de un modelo geométrico y electromagnético del entorno. El modelo utilizado por CINDOOR está formado por facetas planas y por las aristas definidas entre ellas, llamado también modelo de facetas y aristas (facet-edge model). Para la definición del modelo geométrico del entorno solo es necesario el apoyo en una herramienta CAD de diseño geométrico que soporte el formato de salida DXF. Otra forma puede ser mediante la creación del modelo escribiendo en un fichero de texto, respetando el formato necesario.

El modelo debe representar también las características electromagnéticas del entorno. La propagación a través de estructuras como paredes, techos y suelos es compleja.

2.5.1 Modelo de propagación GO/UTD

Consiste en la combinación de la Óptica Geométrica con la Teoría Uniforme de la Difracción. Bajo esto, la propagación puede modelarse con rayos, cada uno lleva asociado un frente de ondas, un valor vectorial del campo electromagnético y un término de fase

Conociendo el campo en un punto Q_i puede calcularse en otro punto Q_s mediante la expresión:

$$\bar{E}(Q_s) = \bar{E}(Q_i) A(s) e^{-jks} \quad (32)$$

donde s es la distancia entre Q_i y Q_s , e^{-jks} es la variación de fase entre esos puntos y $A(s)$ es el término de amplitud de la pérdida de potencia de la señal al propagarse y depende del frente de ondas asociado al rayo.

Si entre los puntos anteriores el rayo interceptase una placa del modelo geométrico (pared, techo, suelo, etc.) el campo sufre una atenuación:

$$\bar{E}(Q_s) = \bar{E}(Q_i) \bar{T} A(s) e^{-jks} \quad (33)$$

donde \bar{T} es la matriz de transición que recoge las características electromagnéticas de la placa interceptada, el ángulo de incidencia y la polarización

Otro mecanismo importante es el acoplo transmisor-receptor cuando un rayo alcanza a este último después de haber sido reflejado por una placa del modelo. En este caso, el campo en Q_s se puede calcular a partir del valor del campo en el punto de reflexión Q_r :

$$\bar{E}(Q_s) = \bar{E}(Q_r) \bar{R} A'(s) e^{-jks} \quad (34)$$

En dicha expresión, \bar{R} es la matriz de reflexión, la cual recoge todos los cambios de magnitud, fase y polarización que sufre el campo, s es la distancia entre Q_r y Q_s y $A'(s)$ depende en general de la curvatura de la superficie, siendo en superficies planas $1/s$

Las matrices de transmisión y reflexión, \bar{T} y \bar{R} son simplificables a matrices 2x2 si el campo se expresa en el sistema de coordenadas asociado al rayo

$$\bar{T} = \begin{pmatrix} T_{\parallel} & 0 \\ 0 & T_{\perp} \end{pmatrix} \quad (35)$$

$$\bar{R} = \begin{pmatrix} R_{\parallel} & 0 \\ 0 & R_{\perp} \end{pmatrix} \quad (36)$$

donde $T_{\parallel,\perp}$ y $R_{\parallel,\perp}$ son los coeficientes de transmisión y reflexión para las componentes perpendicular y paralela al plano de incidencia

Finalmente, si el acoplo transmisor-receptor se debe a un rayo difractado, la expresión que relaciona ambos es:

$$\bar{E}(Q_s) = \bar{E}(Q_d) \bar{D} A''(s) e^{-jks} \quad (37)$$

donde Q_d es el punto de difracción, s es la distancia entre Q_d y Q_s y \bar{D} es la matriz de difracción, que relaciona los campos antes y después de ésta

2.5.2 Trazado de rayos

En CINDOOR el acoplo entre antena transmisora y receptora se obtiene combinando los diferentes mecanismos de propagación: rayo directo, primera, segunda, tercera y cuarta reflexión; rayos simple y doblemente difractados; y combinaciones de ambos (reflexión-difracción y viceversa). Que cada mecanismo tenga asociado un rayo hace necesario un método eficiente de trazado para reducir los tiempos de procesado.

CINDOOR usa una técnica de trazado de rayos basada en la teoría de las imágenes junto al algoritmo BSP (Binary Space Partitioning). La teoría de las imágenes es aplicada al trazado de rayos sobre las facetas del modelo, caracterizando mediante un algoritmo recursivo las reflexiones y difracciones en las placas. Para el cálculo de los puntos de difracción se tienen en cuenta todas las aristas del modelo. Todos los parámetros necesarios para calcular el campo radiado se obtienen independientemente del tipo de placa analizada, usando un sistema de coordenadas con el eje z coincidente a la normal de la placa. El algoritmo BSP se utiliza para crear un árbol binario a partir de las placas de la escena, lo cual es útil para determinar que placas del modelo son atravesadas [2].

CAPÍTULO 3

COMPARACIÓN DEL CANAL V2V MEDIDO Y SIMULADO

3.1 Medidas del canal V2V en la ciudad de Valencia:

3.1.1 Introducción:

Las medidas que van a ser utilizadas para validar el simulador CINDOOR han sido realizadas por el Grupo de Radiación Electromagnética (GRE) de la Universidad Politécnica de Valencia. En la práctica, los dos parámetros más importantes a la hora de caracterizar cualquier canal en banda estrecha son las pérdidas de propagación y la estadística de los desvanecimientos. Las pérdidas de propagación permiten conocer cómo la potencia de la señal recibida varía con la distancia entre el transmisor y el receptor, mientras que los desvanecimientos describen cómo la potencia instantánea recibida fluctúa en el espacio, tiempo. Por otro lado, es importante conocer en una caracterización banda ancha otros dos parámetros, que son el retardo cuadrático medio (τ_{rms}) que mide la dispersión que provoca el canal multitrayecto, y el cual tiene una relación inversa con el otro parámetro de interés, el ancho de banda de coherencia (B_c), que es la medida estadística del rango de frecuencias sobre las cuáles el canal afecta por igual a todas las componentes espectrales, y por tanto no produce distorsión.

En los canales V2V, tanto transmisor como receptor pueden moverse a gran velocidad, además de otros objetos relevantes del entorno. El movimiento de vehículos como de otros objetos afectan al canal, siendo responsables de la alta variabilidad temporal del canal. Por otra parte, la probabilidad de que se produzca una obstrucción en el enlace aumenta con la intensidad del tráfico.

Las principales características en canales vehiculares que son necesarias tener en cuenta en el modelado son los siguientes:

- 1) Tipo de enlace de propagación (V2V o V2I).
- 2) Tipo de entorno (urbano, suburbano, rural...).
- 3) Velocidades de los vehículos y de los objetos con los que se produce interacción.
- 4) Densidad de tráfico de vehículos.
- 5) Sentido de circulación de los terminales.

En este trabajo no vamos a analizar las variaciones temporales del canal, por ello utilizamos un conjunto de medidas que fueron realizadas de madrugada, con poco tráfico.

Las medidas de canal son esenciales para el entendimiento de los fenómenos de propagación. El procedimiento de medida para analizar cualquier función de transferencia de un canal inalámbrico se realiza mediante una sonda de canal, y las medidas pueden ser realizadas tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia. La configuración e implementación de esta sonda depende de los parámetros del canal a ser medidos. De esta forma, una sonda de canal puede ser considerada como de banda estrecha o de banda ancha. Una sonda de banda estrecha es usada para realizar una caracterización del canal mediante las pérdidas de propagación, la dispersión Doppler y la estadística de los desvanecimientos. Cuando la caracterización del canal está destinada a analizar la dispersión temporal experimentada por la propagación multicamino, es necesario utilizar una sonda de banda ancha.

3.1.2 Descripción del sistema de medida.

Para la caracterización del canal V2V, se desarrolló una sonda de canal a 5.9 GHz. Es un sistema banda estrecha diseñado para estimar las pérdidas de propagación, la dispersión Doppler y los desvanecimientos profundos en comunicaciones vehiculares. El equipo de medida está compuesto en el transmisor por un generador de señal seguido de un amplificador de potencia que permite transmitir con una PIRE de 23.8 dBm. Por otra parte, el receptor es un Analizador Vectorial de Redes (AVR), encargado de la estimación del nivel de potencia recibida. Un ordenador portátil está conectado a dicho analizador para la automatización de la toma de muestras y el almacenamiento de los resultados. Un parámetro a tener en cuenta en dicho sistema es el valor del ancho de banda del filtro de frecuencia intermedia del ARV (B_{if}), para valores pequeños de B_{if} , el ruido térmico a la entrada del receptor se vuelve menor, permitiendo aumentar la separación Tx/Rx. Pero valores grandes de B_{if} aumentan la resolución temporal y hace posible analizar con una mayor resolución los desvanecimientos profundos. Las medidas se llevaron a cabo con un ancho de banda de 100 KHz.

Ambas antenas son monopolos $\lambda/4$ sobre plano de masa con ganancia máxima en el plano horizontal de -2.56dB, y un parámetro de scattering, S_{11} (encargado de dar una idea de la cantidad de potencia que se pierde por desadaptación) de -21 dB a 5.9 GHz. Además, el transmisor y el receptor han sido equipados con un GPS, ambos controlados por un portátil para guardar los datos de tiempo de medida, separación entre Tx y Rx y su velocidad. Cabe destacar que la ganancia en cascada de toda la cadena es de 86.67 dB. Puesto que las medidas se realizan entre vehículos, es necesario un sistema de alimentación, el cual consta de una batería de 75 Ah, con un invertidor de 220 V-AC para asegurar 90 minutos, tiempo suficiente para realizar la campaña de medidas. En la Figura 3.1 se muestra un diagrama de bloques del sistema de medida.

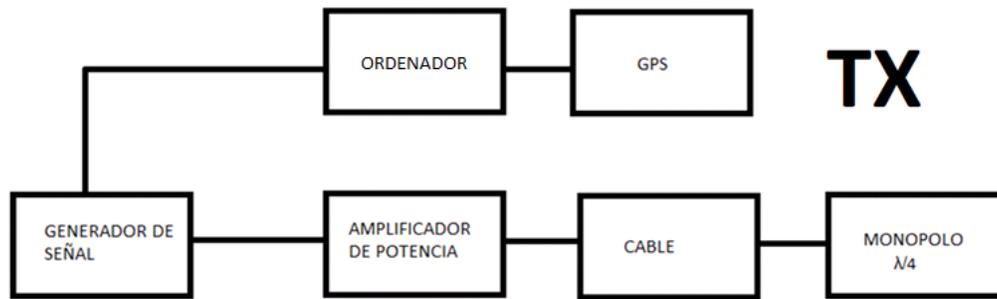


Figura 3.1 (a): Diagrama de bloques del transmisor (Tx)

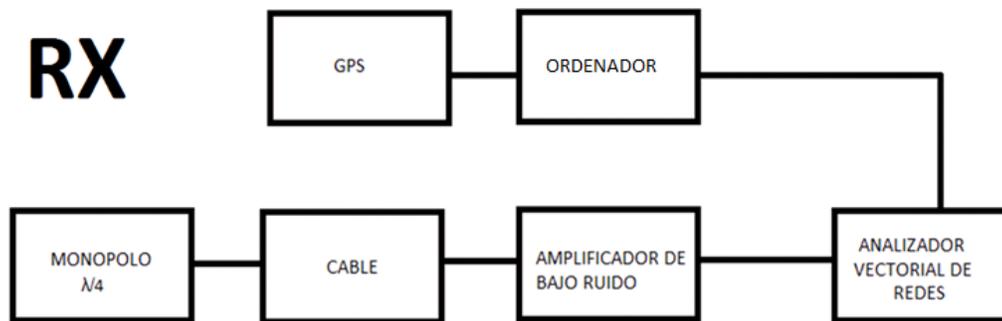


Figura 3.1 (b): Diagrama de bloques del receptor (Rx)

Para la realización de las medidas se contó con dos vehículos, y se llevaron a cabo manteniendo el vehículo transmisor en reposo mientras que el receptor recorría una serie de trayectorias. A lo largo de la trayectoria se tomaban muestras de la potencia instantánea de la señal en ráfagas de 5000 valores con un tiempo de barrido de aproximadamente 220 ms, y un tiempo de guardado de aproximadamente 25 ms. El tiempo de barrido supone que el vehículo receptor recorra un espacio de aproximadamente 10λ , unos 3 m, a una velocidad de 10 km/h.

Además de los valores de potencia instantánea se almacenaban otra serie de datos como las coordenadas GPS del transmisor y el receptor, el instante en que se realizó la medida, la velocidad del móvil, etc. Todos estos datos se guardaban en matrices para su posterior lectura y tratamiento con Matlab [6].

La estructura de los datos para un recorrido dado puede interpretarse de la siguiente forma:

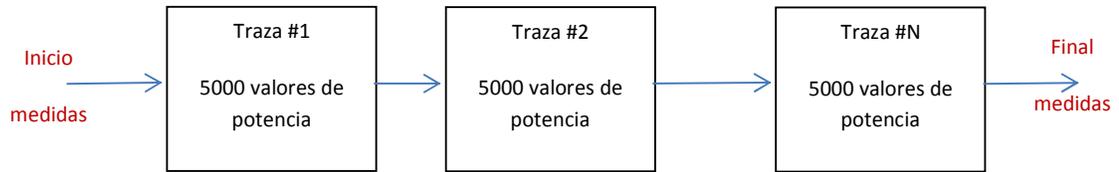


Figura 3.2: Obtención de valores de potencia

Cabe destacar que no todas las matrices de medida poseen la misma longitud (N) en cuanto a número de filas, pues dependen de la velocidad y el tiempo que tardan en realizar la trayectoria.

Para visualizar y poder interpretar la información que se nos da se puede recurrir a Matlab:

```

>> load matriz59v5
  Tiempo           <258x5000 double>   <Too ... <Too ...
  coordenadasrx    <172x19 char>
  coordenadasrx    <172x19 char>
  distancia        <258x5000 double>   <Too ... <Too ...
  pote            <258x5000 double>   <Too ... <Too ...
  recorridorx      <258x19 char>
  recorridotx      <258x19 char>
  velocidadrx      <258x5000 double>   <Too ... <Too ...
  velocidadtx      <258x5000 double>   <Too ... <Too ...
  
```

Figura 3.3: Datos representados de las matrices de los transmisores

A continuación se definirán cada una de las variables:

-Tiempo: Matriz que contiene los instantes (ms) en los que se han realizado las medidas. Es una matriz de N filas, con cada fila correspondiente a una traza medida de 5000 valores de potencia. La referencia de tiempos es a las 00:00 (medianoche).

-Coordenadasrx/tx: Coordenadas del Tx/Rx durante la jornada de medidas (No son necesarias).

-Distancia: Distancia de separación entre Tx y Rx, en línea recta.

-Pote: Variable que guarda 5000 valores de potencia (en dBm) por cada traza.

-Recorridorx/tx: Recoge las coordenadas GPS del transmisor (quieto) y del receptor (móvil) en cada momento. A dichas coordenadas es necesario buscar su conversión a coordenadas UTM y de éstas a las de nuestro modelo de CINDOOR.

-Velocidadrx/tx: Velocidad (m/s) en el instante de medida. En el caso del transmisor la velocidad es siempre 0 debido a la falta de movimiento [4].

Para la realización de este proyecto, se ha trabajado con dos cruces de calles que se muestran en la Figura 3.4. Las dos trayectorias que recorría el receptor a lo largo de las cuales se fueron tomando medidas se muestran en amarillo. La de la derecha la denominamos norte-sur (N-S), pues se recorría en esa dirección. La de la izquierda en la figura la denominamos sur-norte (S-N). Por extensión al cruce de la derecha lo denominaremos N-S al de la izquierda S-N. Los cruces se conforman con la calle central donde se situaba en distintas posiciones el vehículo transmisor.



Figura 3.4: De izquierda a derecha se encuentran los transmisores v18, v14, v8 y v6 (rojo), y los transmisores v11, v7, v5 y v1 (azul)

La nomenclatura seguida ha sido denominar las posiciones de los transmisores como v1, v2,..., v20. Siendo v1 la posición más cercana al cruce N-S y v20 la más alejada, y por tanto la más cercana al cruce S-N. Por otra parte las posiciones impares corresponden al transmisor cuando se medía sobre la trayectoria N-S, y las pares a posiciones del transmisor cuando se medía sobre la trayectoria S-N.

3.2 Niveles de potencia media medidos y simulados.

3.2.1 Introducción.

Como ya se ha comentado anteriormente en la campaña de medidas llevadas a cabo por la UPV no se consideró que los resultados fuesen a ser usados para valorar las posibilidades para analizar entornos vehiculares de un simulador de trazado de rayos como CINDOOR. Este hecho explica que no se tomaran en su momento datos del entorno de medida relevantes para la comparación. Por ejemplo, no se tiene una descripción fidedigna (como podría haber sido un video), de la densidad de tráfico, ni del número y la situación exacta de los vehículos. Por ese motivo se ha trabajado con cinco modelos del entorno dónde el número de vehículos tanto en tránsito como aparcados así como las características básicas de estos (longitud y altura), cambian de forma aleatoria. Se han realizado simulaciones de la potencia recibida para cada uno de estos modelos y consideramos su media como una estimación representativa.

Si bien desde el punto de vista de validar el simulador esta situación no es ideal, también es cierto que si se utilizara en un futuro este simulador u otro similar para estudiar comunicaciones vehiculares y usar los resultados simulados en lugar de las medidas habría que actuar de forma similar para obtener resultados que de alguna forma fuesen un promedio representativo de las múltiples situaciones diferentes que el tráfico puede tener. Esta forma de modelar estocásticamente el entorno se está utilizando para el modelado de canales complejos, es lo que podríamos denominar modelos “Quasi determinísticos” [9].

El modelado geométrico de CINDOOR, se realiza mediante una herramienta CAD, en nuestro caso es el programa GenCDB, el cual cuenta con un archivo de salida “.dxf”. La simplicidad del programa permite generar modelos geométricos de forma rápida, pero debido a la complejidad del entorno de propagación es necesario caracterizar cada edificio, superficie, obstáculo de la manera más real posible.

En primer lugar, es necesario realizar una captura de pantalla del área de interés, guardada con formato “.wmf”, sobre el que se realizara un modelado mediante facetas planas o placas. Cada faceta se define en 3D, con una serie de características, las cuales son incluir o no suelo y/o techo, y propiedades eléctricas:

3.2.2 Modelado geométrico de los entornos de interés:



Geometrical/Electrical properties	
OK	
Delete	
Structure number 53	
Minimum Z coordinate	0.00 metres
Maximum Z coordinate	10.00011 metres
Geometric properties input	
<input checked="" type="radio"/> Lower and upper plates not included <input type="radio"/> Only lower plate included <input type="radio"/> Only upper plate included <input type="radio"/> Both lower and upper plates included <input type="radio"/> Single plate (do not extrude it)	
Electric properties input	
Relative dielectric constant	15.00011
Electric conductivity	7.00011 mhos/m
Stand. dev. of surf. roughness	0.00011 m
<input type="checkbox"/> Compute transmission loss	
Transmission loss	100.0001 dB

Figura 3.5: Definición geométrica y eléctrica del modelo

Una vez guardado el modelo, ya es posible la simulación mediante CINDOOR para realizar caracterizaciones banda estrecha y banda ancha, además de comprobar los niveles de potencia en toda la trayectoria:

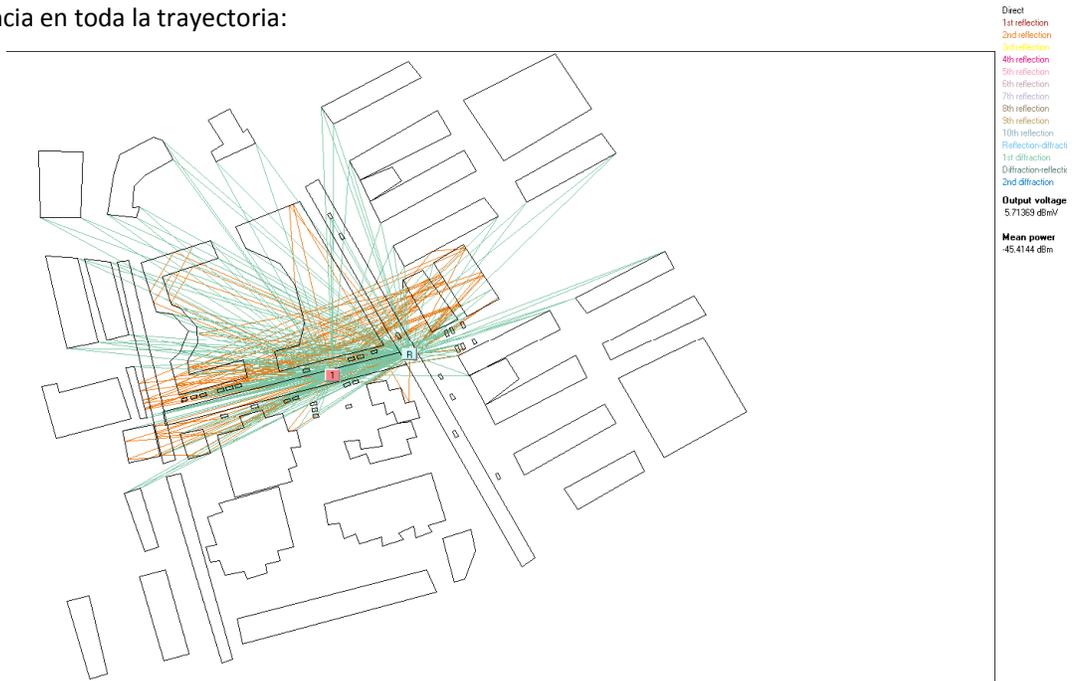


Figura 3.6: Modelo de CINDOOR

La longitud y la altura de cada coche se genera de forma aleatoria mediante una distribución de probabilidad uniforme en torno a una longitud y altura promedio (altura $h=1.5$ m, longitud $l=4$ m) En las siguientes tablas (tabla 2.2 y tabla 2.3) viene recogida información de los distintos modelos:

Modelo	T	P_C	L_V (lin)	L_V (bat)	Trafico
1	25	1	5	3	No
2	25	0.5	5	3	No
3	25	1	6	4	No
4	25	0.75	6	4	No
5	25	0.75	6	4	Sí

Tabla 3.1: Información de los modelos geométricos de CINDOOR

Donde T son las pérdidas de transmisión de los coches, P_C es la probabilidad de que un coche se encuentre aparcado en una zona dedicada a ello, L_V es la distancia de separación entre coches en línea (lin) y en batería (bat).

Modelado de tráfico por las calles, en la zona de interés del modelo (si es par o impar):

T	L_V (lin)	P_C
25	15*	0.2 (noche)

Tabla 3.2: Modelado del tráfico por las calles

*Distancia de seguridad entre principios de cada coche, las pérdidas de transmisión (T) son las mismas

3.2.3 Niveles de potencia media en las trayectorias

Para la caracterización de la potencia, se ha realizado la media de las potencias simuladas de los 5 modelos distintos de CINDOOR.

$$P_s = \frac{1}{5} (P_{s1} + P_{s2} + P_{s3} + P_{s4} + P_{s5}) \quad (38)$$

donde P_s es la media de la potencia simulada, y P_{si} la potencia simulada del modelo i-ésimo.

Además, para obtener la potencia media es necesario eliminar las variaciones rápidas de la señal (fast fading), para ello se aplica un filtro paso bajo tanto a la potencia medida como simulada. El filtro paso bajo consiste en una ventana deslizante tal que para la muestra de potencia i-ésima a la salida, pondera ésta con otras N muestras. La ecuación que define la potencia a la salida del filtro es la siguiente:

$$P(i)_f = \frac{1}{N+1} \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} P(i) \quad (39)$$

Donde $P(i)_f$ es el valor de potencia i -ésima después de haberla ponderado con $N+1$ muestras, dado que $P(i)$ es la central tendrá $\frac{N}{2}$ muestras por delante y por detrás. En nuestro caso hemos elegido $N=4$, lo cual significa promediar sobre áreas locales de unas 60λ .

Una vez que se han hecho dichos cálculos previos, el paso siguiente consiste en el cálculo del error, el cual se define de la siguiente forma:

$$e(i) = P_s(i) - P_m(i) \quad (40)$$

El error calculado es realizado muestra a muestra, dándonos un vector de valores de diferencias entre simulación y medida, posteriormente se calcula el error medio y también su desviación típica. Cabe destacar que como este error es la resta de valores de potencia en dBm, el error tiene unidades de dB. Este procedimiento se ha realizado con 8 transmisores, 4 pares y 4 impares; considerando posiciones cercanas a los cruces (v1 y v18), y otras adentrándose en la calle transversal y alejándose de los cruces (v11 y v6). A continuación se muestran las gráficas que representan la potencia (medida y simulada) frente a la distancia:

Transmisor V1

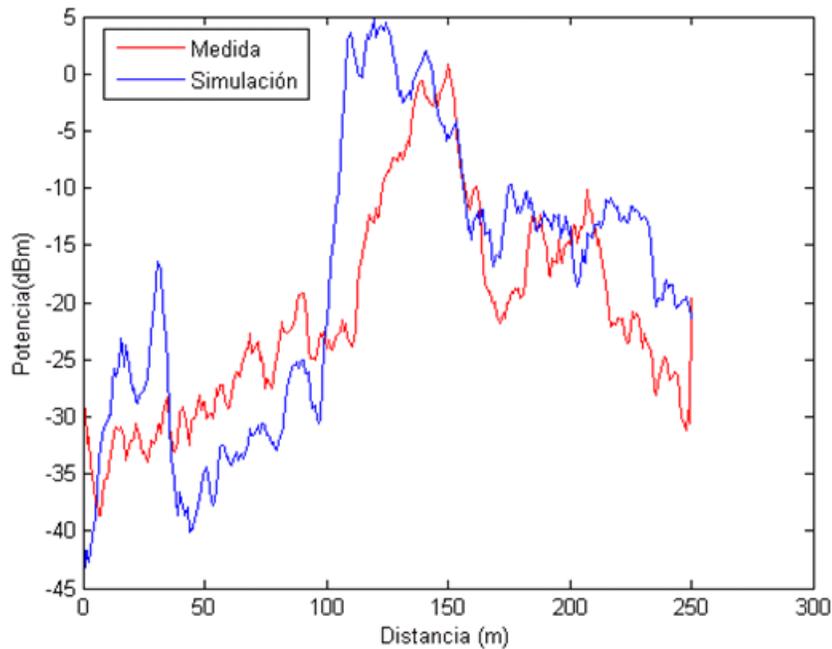


Figura 3.7: Comparación entre potencia media medida y simulada (Tx-V1)

Transmisor V5

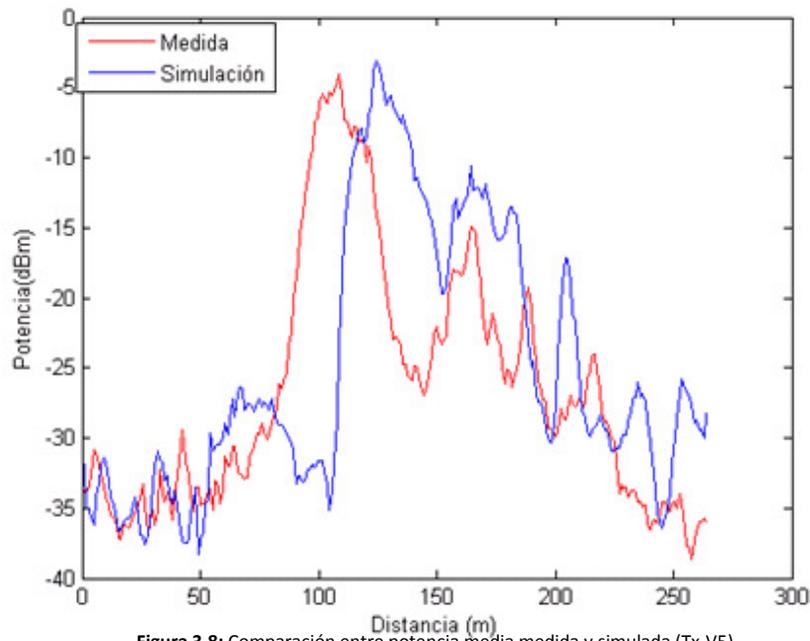


Figura 3.8: Comparación entre potencia media medida y simulada (Tx-V5)

Transmisor V7

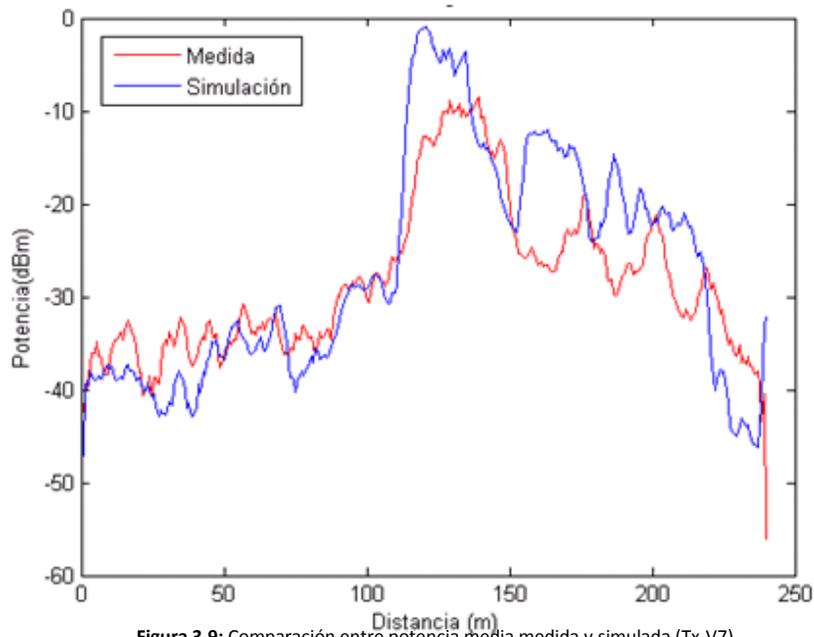


Figura 3.9: Comparación entre potencia media medida y simulada (Tx-V7)

Transmisor V11

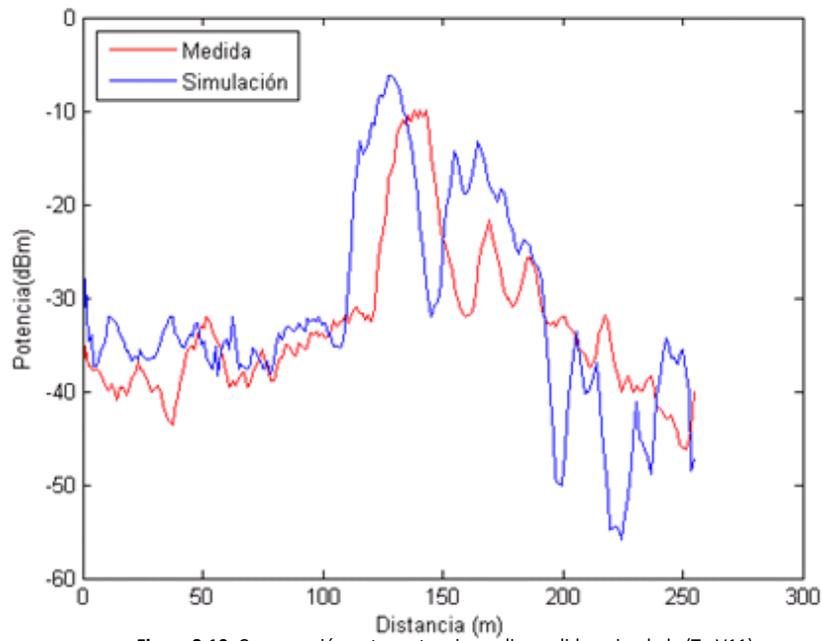


Figura 3.10: Comparación entre potencia media medida y simulada (Tx-V11)

Transmisor V6

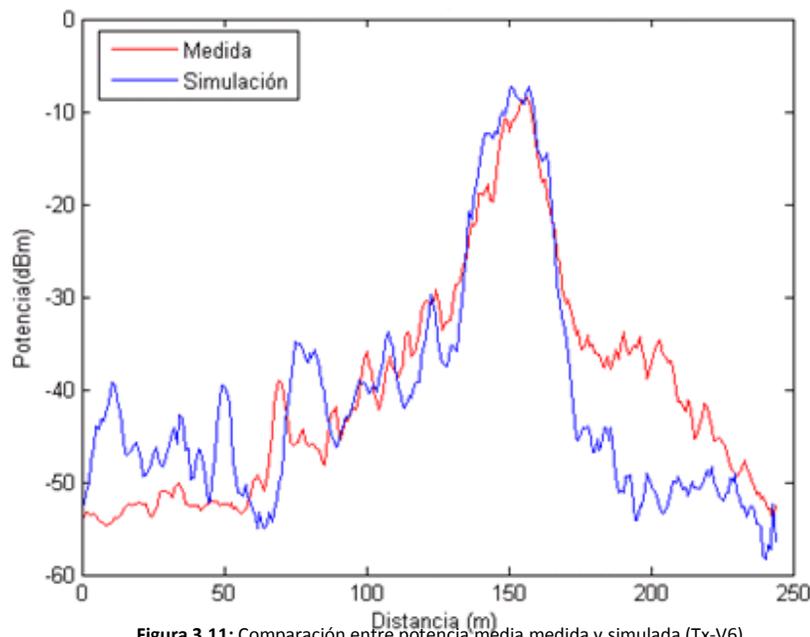


Figura 3.11: Comparación entre potencia media medida y simulada (Tx-V6)

Transmisor V10

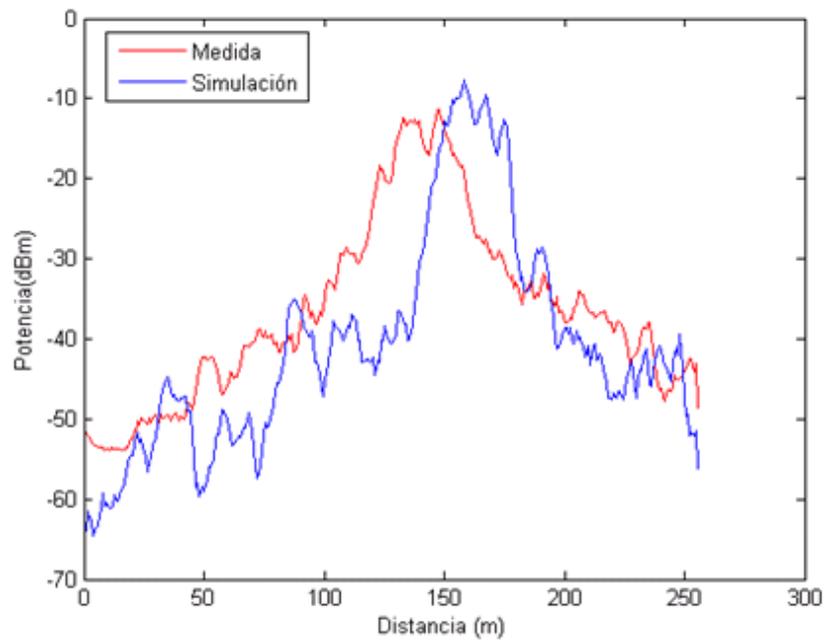


Figura 3.12: Comparación entre potencia media medida y simulada (Tx-V10)

Transmisor V14

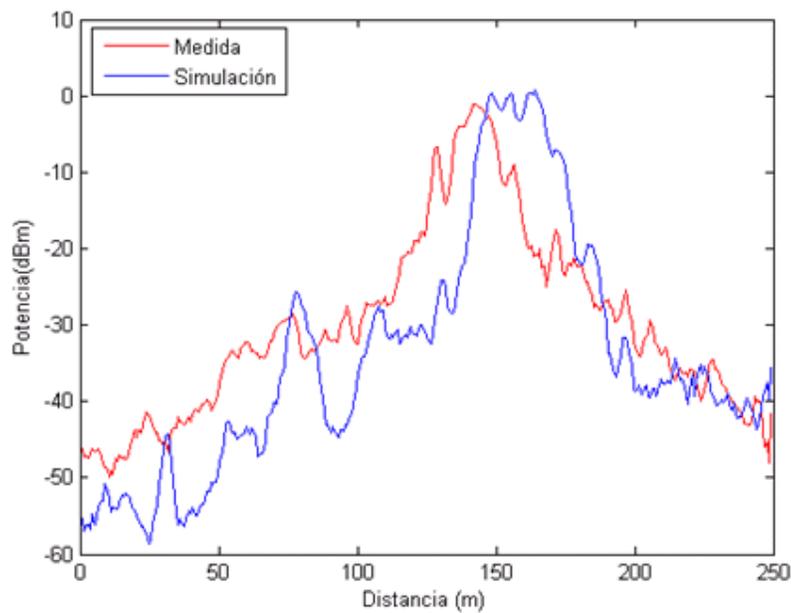


Figura 3.13: Comparación entre potencia media medida y simulada (Tx-V14)

Transmisor V18

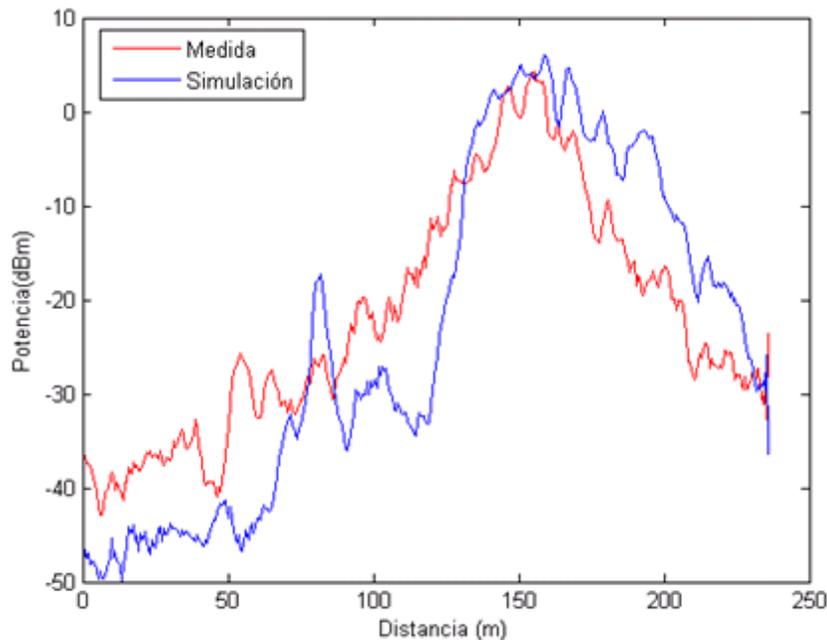


Figura 3.14: Comparación entre potencia media medida y simulada (Tx-V18)

Y finalmente en la siguiente tabla vienen recogidos los resultados procesados en Matlab sobre el error:

Caso	Error en toda la zona (dB)	Desviación Típica (dB)
V1	-2.7	7.81
V5	-1.4	8.9
V7	-1.3	6.4
V11	-1.6	8.3
V6	1.1	7.4
V10	4.2	9.2
V14	4.07	8.8
V18	1.7	9

Tabla 3.3: Error medio y desviación típica para cada uno de los transmisores.

Los errores medios obtenidos están en el margen aceptable para modelos de propagación en entornos urbanos y en particular para canales V2V en los que tanto el transmisor como el receptor están a baja altura, esto es, rodeados de objetos que provocan dispersión (scattering) por múltiples mecanismos electromagnéticos. Los valores de la desviación típica nos muestran la variabilidad de las señales tanto medidas como simuladas.

3.2.4 Caracterización de la variabilidad de la potencia simulada con los modelos del entorno.

Una forma alternativa de evaluar la precisión con la que las simulaciones pueden reproducir los resultados esperados de las medidas es representar éstas frente a unas franjas que representen los valores máximos y mínimos obtenidos para cada punto de las trayectorias con cada uno de los cinco modelos empleados, estas franjas o máscaras miden la variabilidad esperada en las simulaciones debida al cambio de modelo geométrico, en definitiva, a los cambios previsibles en las densidades de tráfico.

Para ello partimos de los 5 modelos creados, y para cada transmisor obtenemos la potencia media a lo largo de la trayectoria seguida por el receptor, quedándonos en cada punto i -ésimo de la trayectoria con el valor máximo, $\max P(i)$, y mínimo, $\min P(i)$, de las potencias obtenidas para cada uno de los modelos, matemáticamente:

$$\max P(i) = \max(Pt_1(i), Pt_2(i), Pt_3(i), Pt_4(i), Pt_5(i)) \quad (41)$$

$$\min P(i) = \min(Pt_1(i), Pt_2(i), Pt_3(i), Pt_4(i), Pt_5(i)) \quad (42)$$

$i \in [0, N]$; **N: valor de longitud máxima del vector de potencias (igual para todos)**

A continuación presentamos los resultados obtenidos para los diferentes transmisores.

Transmisor V1:

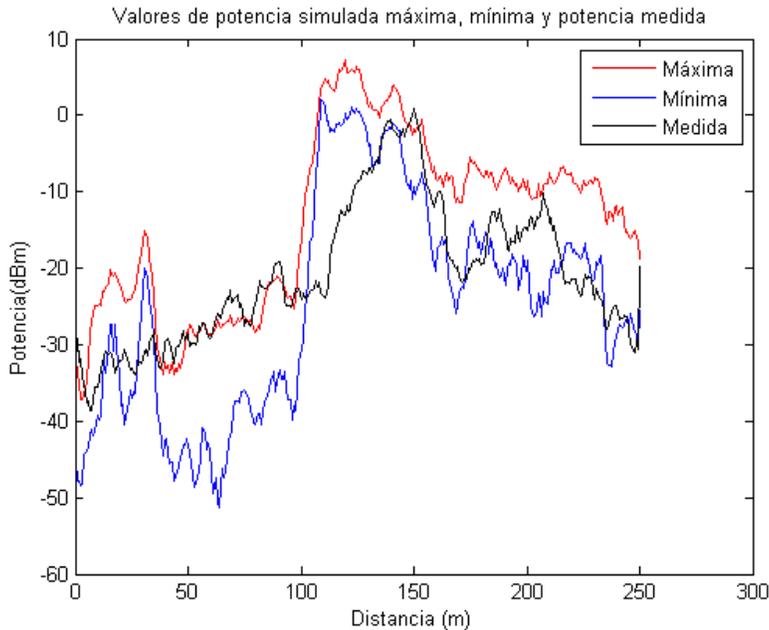
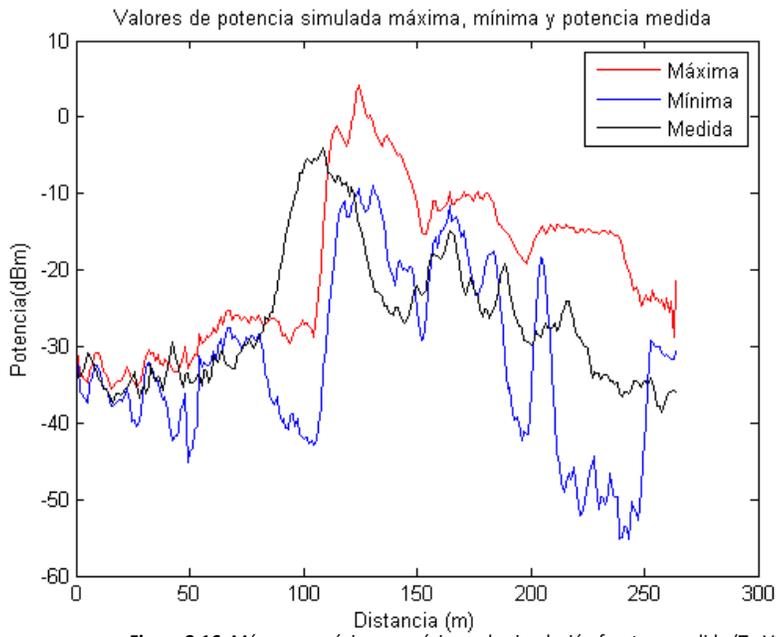
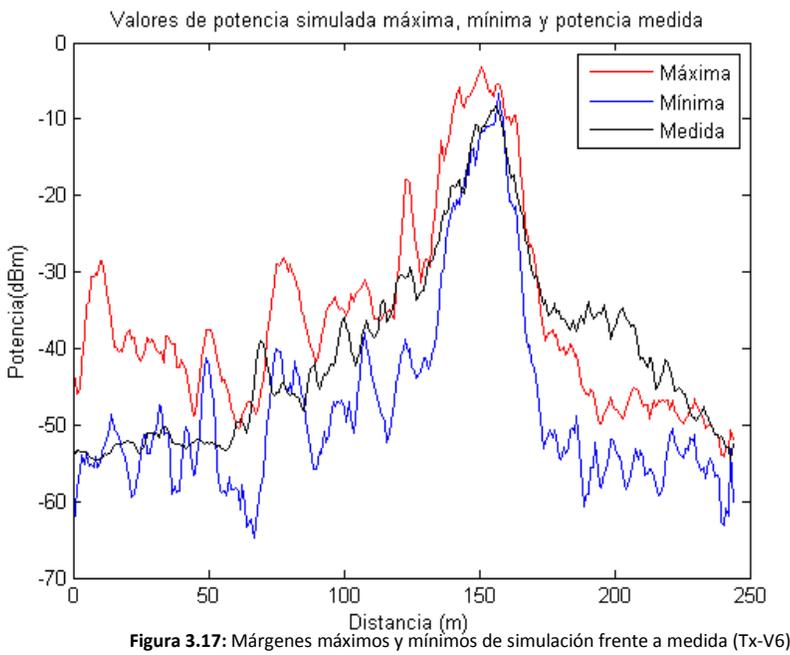


Figura 3.15: Márgenes máximos y mínimos de simulación frente a medida (Tx-V1)

Transmisor V5:



Transmisor V6:



Transmisor V7:

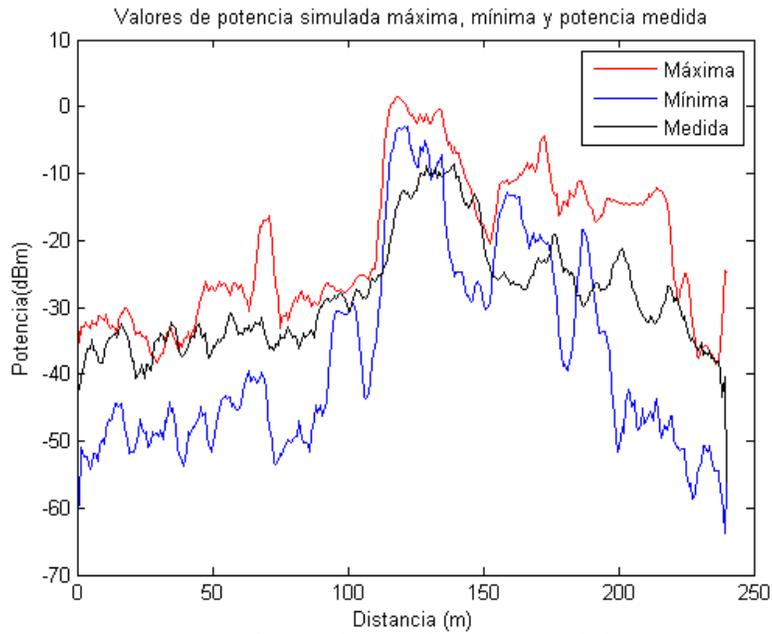


Figura 3.18: Márgenes máximos y mínimos de simulación frente a medida (Tx-V7)

Transmisor V10:

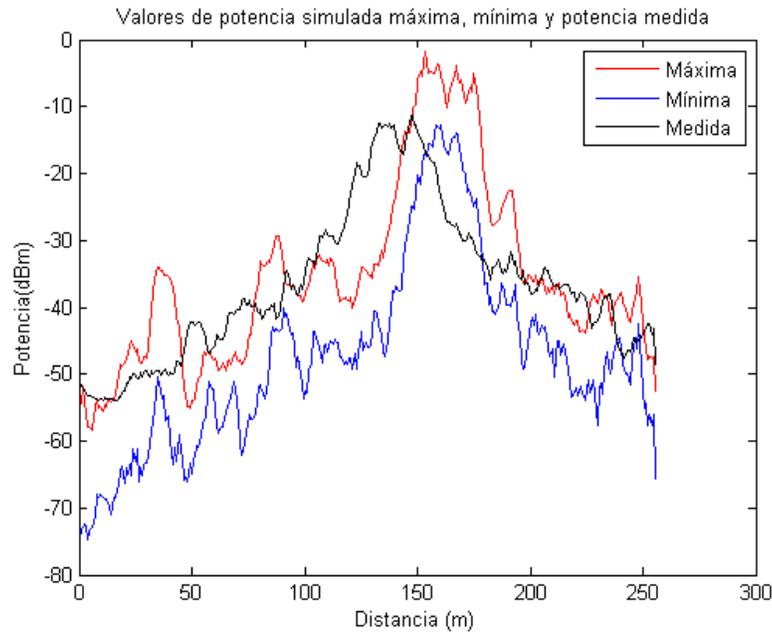
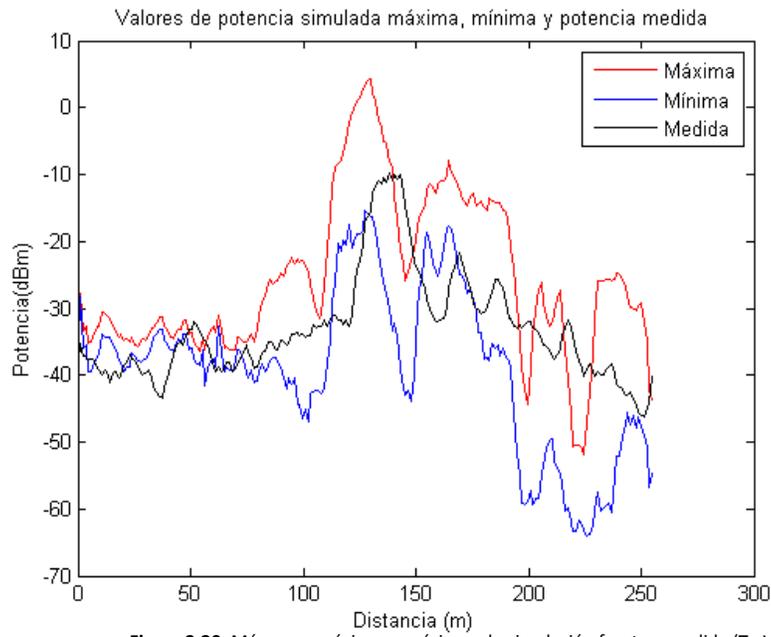
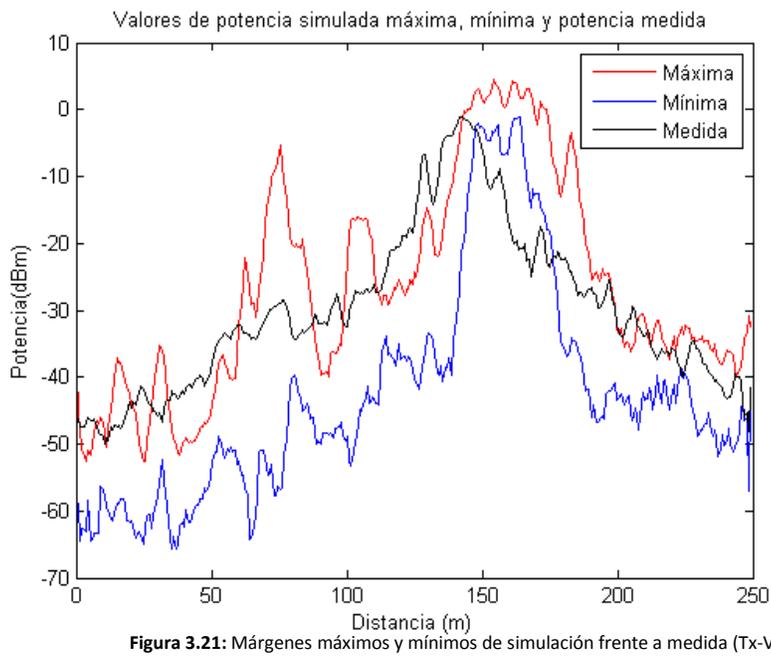


Figura 3.19: Márgenes máximos y mínimos de simulación frente a medida (Tx-V10)

Transmisor V11:



Transmisor V14:



Transmisor V18:

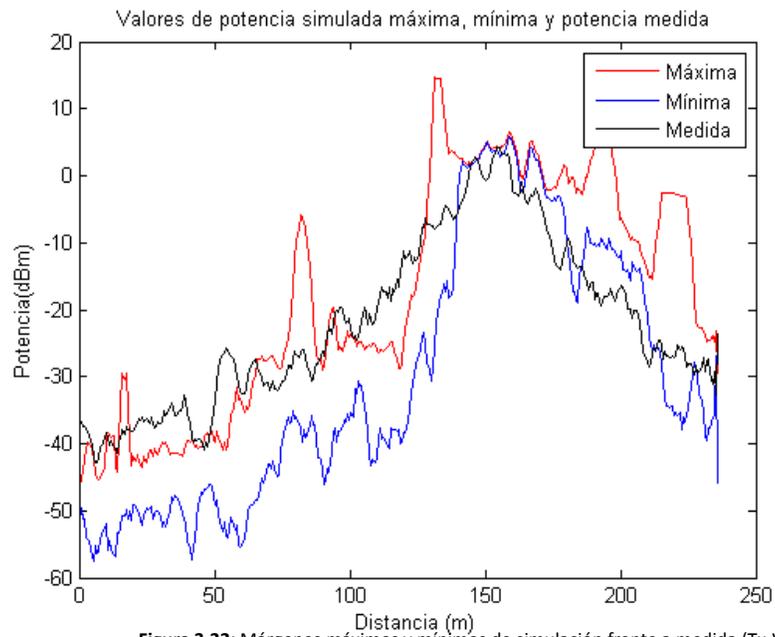


Figura 3.22: Márgenes máximos y mínimos de simulación frente a medida (Tx-V18)

3.3 Comparación de la estadística de banda estrecha: medidas vs simulación

Con el fin de comprobar con CINDOOR en que grado es capaz de simular la estadística en banda estrecha de la señal en entornos V2V, se ha realizado una caracterización de banda estrecha, la cual nos permite obtener la función de probabilidad acumulada, y por tanto describir la estadística de primer orden del canal en distintos entornos o áreas locales. Además de eso, es necesario contrastar nuestros resultados con los obtenidos en la campaña de medidas y calcular su error, que será el parámetro final que medirá en qué grado CINDOOR puede reproducir resultados reales.

El proceso consiste en simular el nivel de señal a lo largo de trayectorias de longitud entre 3 y 5 metros, esto es de unas 80 longitudes de onda, a las cuales se llamarán Trayectorias Locales Simuladas (TLS), en las cuales se han calculado el nivel de señal sobre la media (en dB) respecto de la distancia (m) y la función de probabilidad acumulada, que caracteriza la estadística de los desvanecimientos, para lo cual estas trayectorias han sido muestreadas a $\lambda/4$.

Para comparar con las medidas se han elegido varias trazas medidas, que suelen tener longitudes de entre 0.5 m y 1 m y se han concatenado para obtener un número de muestras similar a las simuladas en el mismo área local, a este conjunto de muestras les denominaremos Trayectoria Local Medida (TLM).

En la figura 3.23 se muestra un ejemplo de las variaciones rápidas en un área local de la envolvente normalizada.

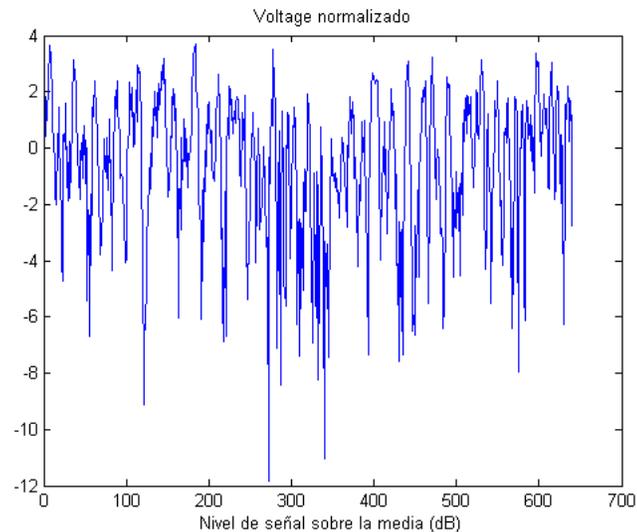


Figura 3.23: Ejemplo de las variaciones rápidas de la envolvente normalizada.

Los resultados obtenidos mediante simulación son comparados con la medida mediante una clasificación del valor del desvanecimiento en función de su probabilidad de aparición, también llamado función de probabilidad acumulada .

3.3.1 Cálculo del error:

La comparación de las estadísticas medidas y simuladas es realizada en base a comparar sus funciones de probabilidad acumulada (cdf) y cuantificando el error entre ellas. El error cuadrático medio se puede expresar de la siguiente manera:

$$E = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (Ps_i - Pm_i)^2} \quad (43)$$

Donde N es el número de muestras, Ps_i es la probabilidad de ocurrencia del desvanecimiento de nivel i-ésimo de la simulación y Pm_i el de la medida.

3.3.2 Zonas de medida:

Se han analizado tres zonas distintas tanto para la trayectoria N-S (transmisores impares), como para a trayectoria S-N (transmisores pares). De las tres zonas, dos son NLOS y una LOS, tal como se muestra en la figura 3.24.



Figura 3.24: Zonas de análisis banda estrecha en el modelo de CINDOOR

A continuación se exponen los resultados de cuatro transmisores, dos pares y dos impares, situados a media calle.

3.3.3 Comparación de las CDF medidas y simuladas:

Transmisor V7:

Se escoge esta trayectoria por estar situada a mitad de la calle, para las cuales se han elegido muestras en las zonas NLOS (al principio y al final de la trayectoria) y LOS.

Zona NLOS(1ª):

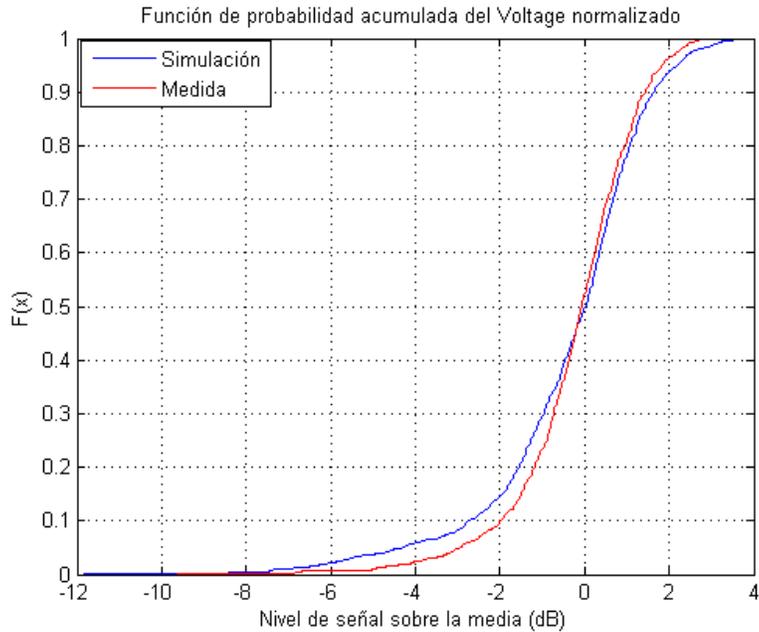


Figura 3.25: Comparación TLS-TLM NLOS (1ª) (Tx-V7)

Zona LOS:

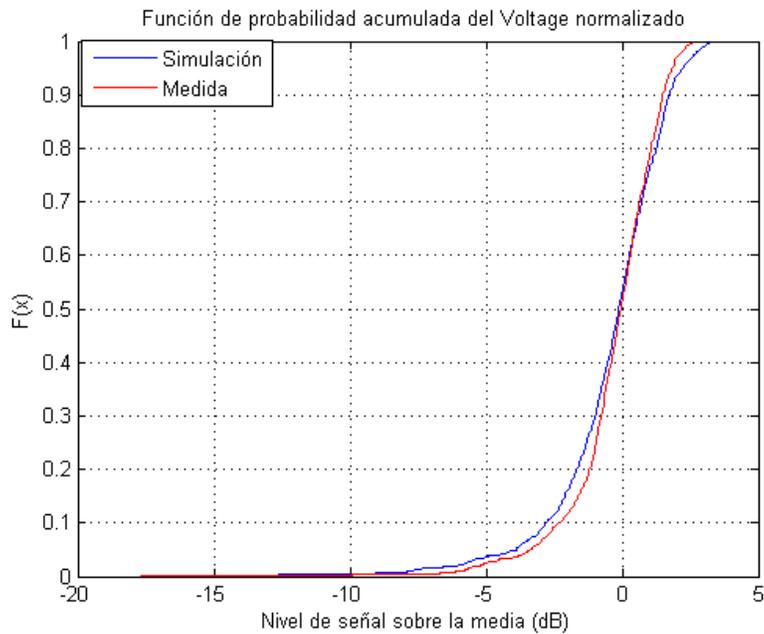


Figura 3.26: Comparación TLS-TLM LOS (Tx-V7)

Zona NLOS (2ª):

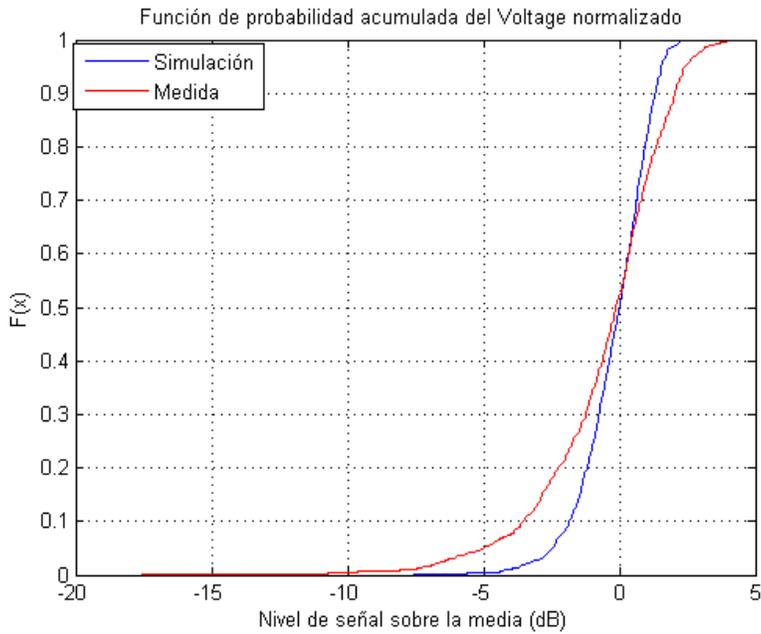


Figura 3.27: Comparación TLS-TLM NLOS (2ª) (Tx-V7)

Unión de todo NLOS

Se ha realizado también una comparación de las estadísticas medidas y simuladas uniendo todas las muestras NLOS, esto es, tanto de las áreas locales que hemos denominado NLOS (1ª) y NLOS (2ª).

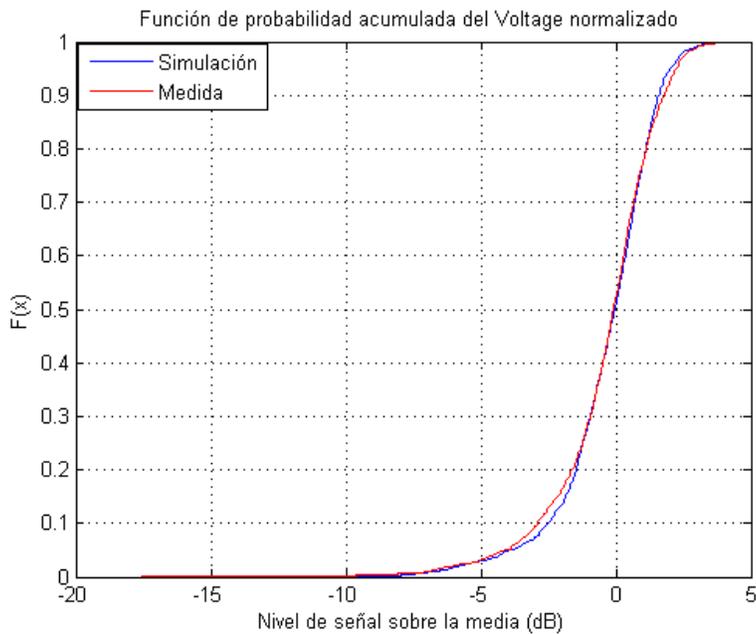


Figura 3.28: Comparación TLS-TLM con todo NLOS (Tx-V7)

En la tabla 3.4 se presentan los valores del error entre las funciones de probabilidad medidas y simuladas para las distintas áreas analizadas:

Zonas	Longitud	Factor K de Rice	Error (%)
NLOS (1º)	8.8 m (170λ)	3	3
LOS	4.5 m (88.5λ)	3	3
NLOS (2º)	5.7 m (112.1λ)	5	25.1
Todo NLOS	14.5m (285.2λ)	4	6

Tabla 3.4: Error cuadrático medio entre simulación y medida (Tx-V7)

Transmisor V10

Se ha escogido por los mismos motivos que la zona anterior, pero para los casos pares.

Zona NLOS (1º):

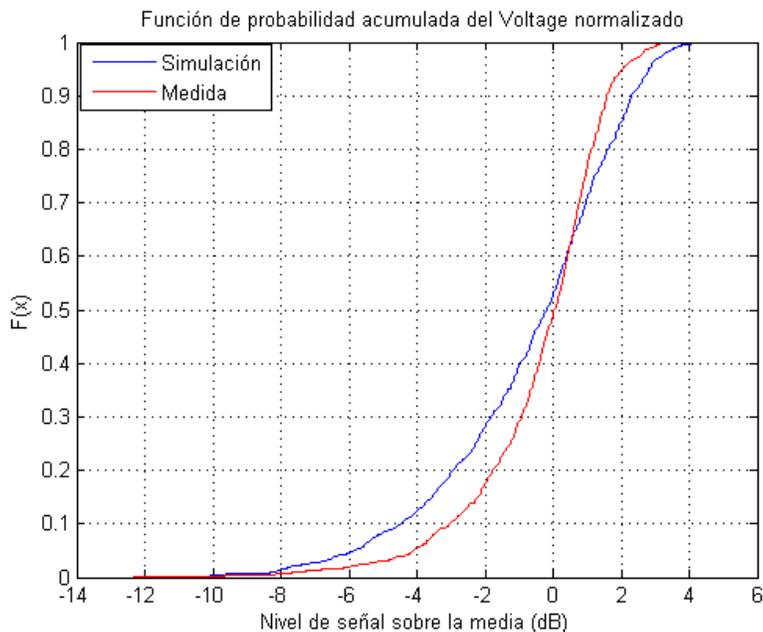


Figura 3.29: Comparación TLS-TLM con NLOS (1º) (Tx-V10)

Zona LOS:

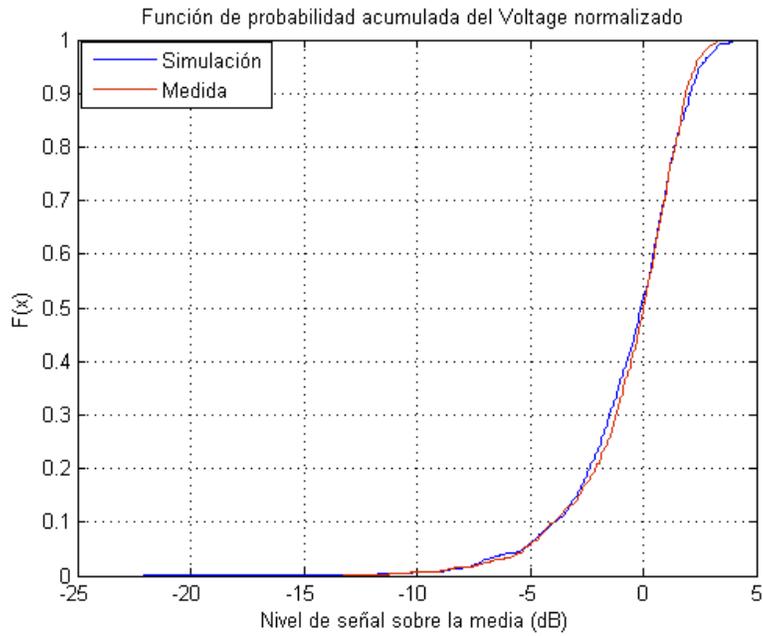


Figura 3.30: Comparación TLS-TLM con LOS (Tx-V10)

Zona NLOS (2º):

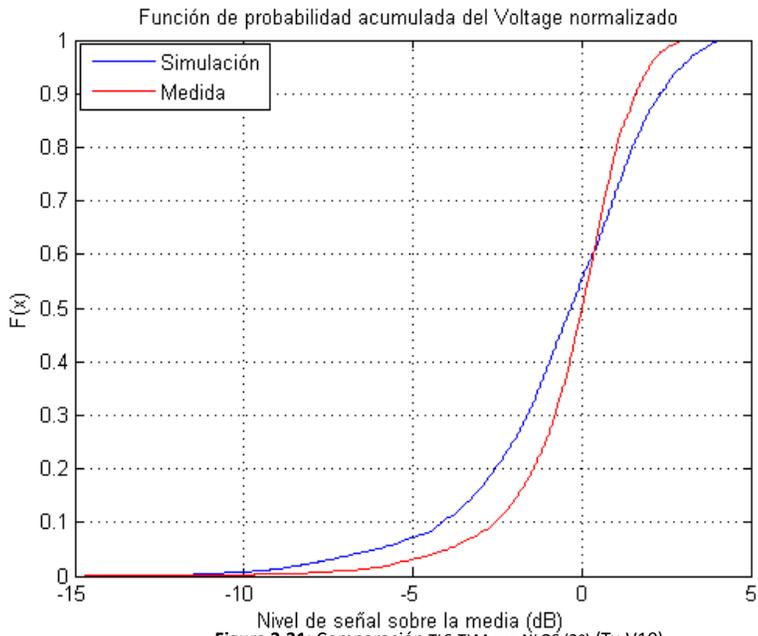


Figura 3.31: Comparación TLS-TLM con NLOS (2º) (Tx-V10)

Unión de todo NLOS

Debido a que la caracterización en banda estrecha de la zona NLOS nos da la capacidad de unir 6 ficheros de TLS similares, se ha realizado una comparación también con las medidas aunque estén ubicados en lugares distintos.

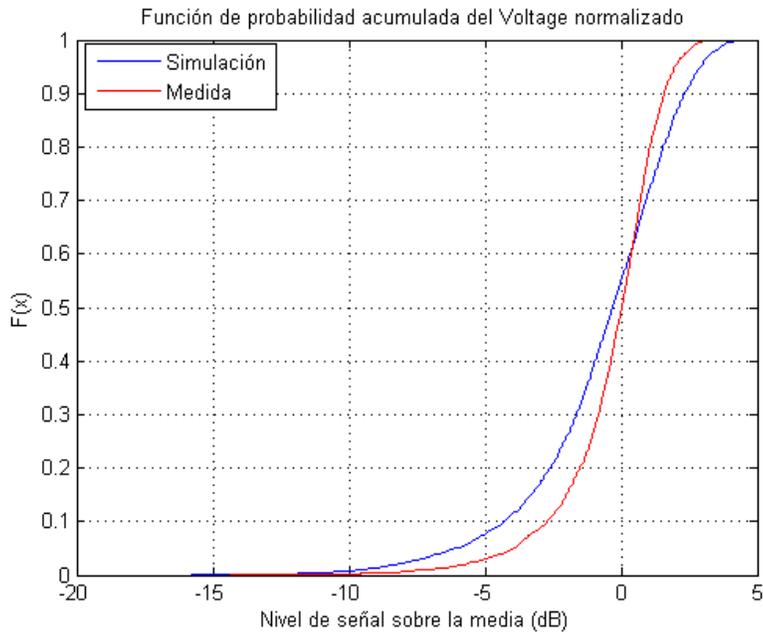


Figura 3.32: Comparación TLS-TLM con todo NLOS (Tx-V10)

Zonas	Longitud	Factor K de Rice	Error (%)
NLOS (1º)	6 m (118λ)	1	7
LOS	3.5 m (69λ)	1	1.7
NLOS (2º)	14 m (275λ)	1	8.5
Todo NLOS	20 m (393λ)	1	8

Tabla 3.5: Error cuadrático medio entre simulación y medida (Tx-V10)

Transmisor V5

En comparación con el anterior impar (V7), está más cerca el transmisor de las trayectorias locales.

Zona NLOS (1º):

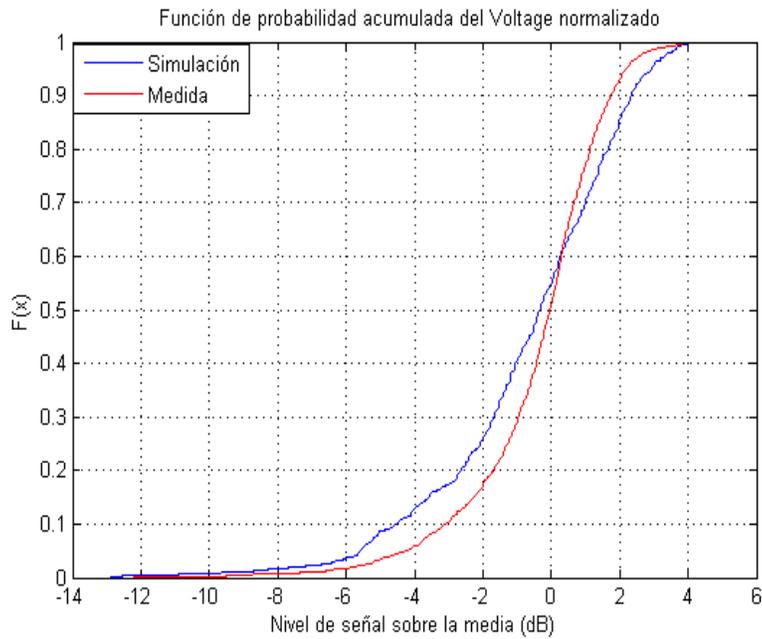


Figura 3.33: Comparación TLS-TLM con NLOS (1º) (Tx-V5)

Zona LOS:

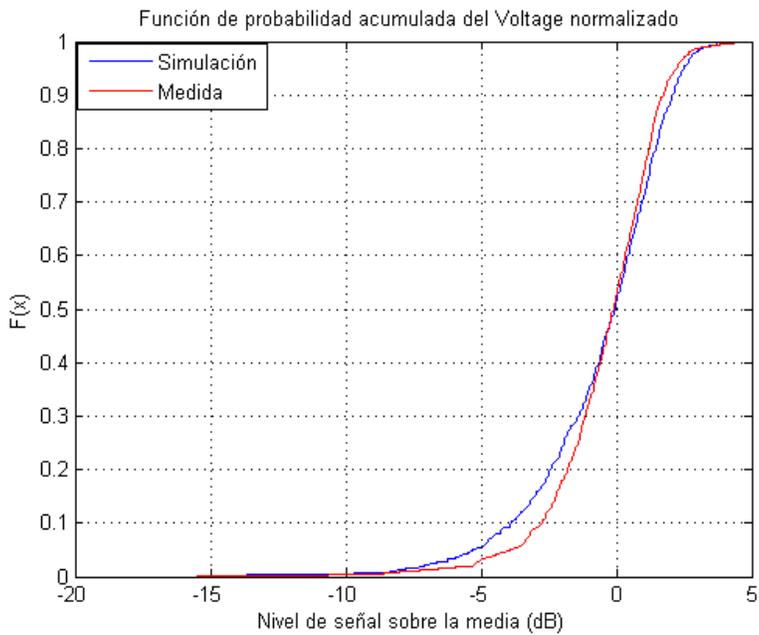


Figura 3.34: Comparación TLS-TLM con LOS (Tx-V5)

Zona NLOS (2º):

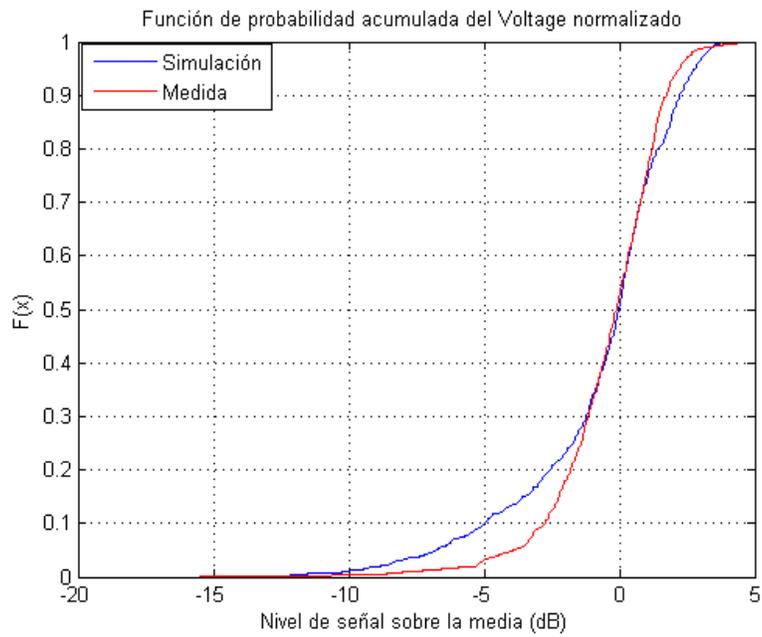


Figura 3.35: Comparación TLS-TLM con NLOS (2º) (Tx-V5)

Unión de todo NLOS

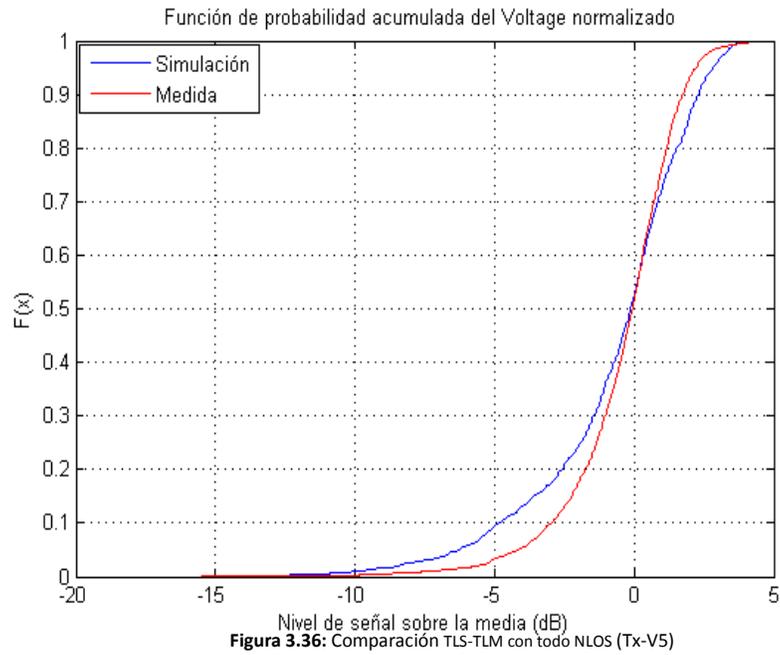


Figura 3.36: Comparación TLS-TLM con todo NLOS (Tx-V5)

Zonas	Longitud	Factor K de Rice	Error (%)
NLOS (1º)	8 m (157λ)	0	7
LOS	8.6 m (169λ)	2	1.4
NLOS (2º)	12.5 m (246λ)	7	4.4
Todo NLOS	20.5 m (403λ)	4	5.06

Tabla 3.6: Error cuadrático medio entre simulación y medida (Tx-V5)

Transmisor V12

En comparación con el anterior transmisor (V10), éste está más cerca de las trayectorias locales.

Zona NLOS:

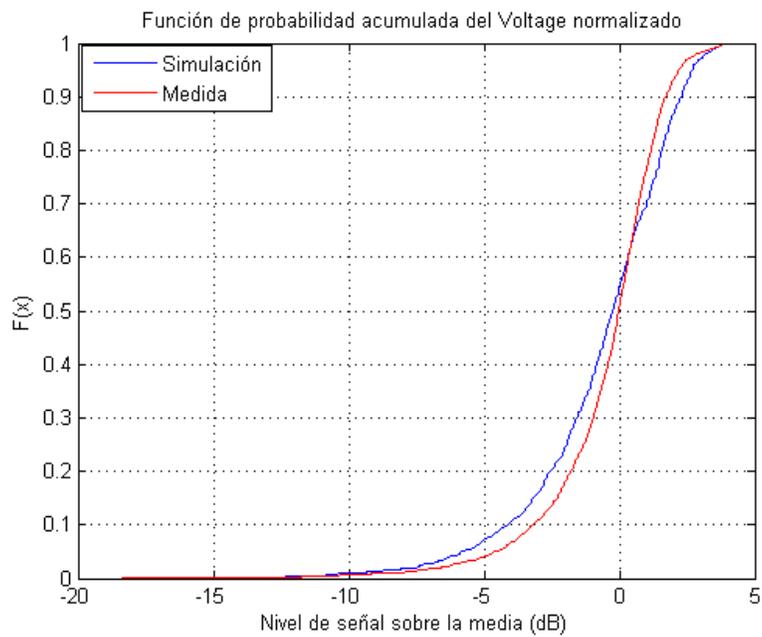


Figura 3.37: Comparación TLS-TLM con NLOS (1º) (Tx-V12)

Zona LOS

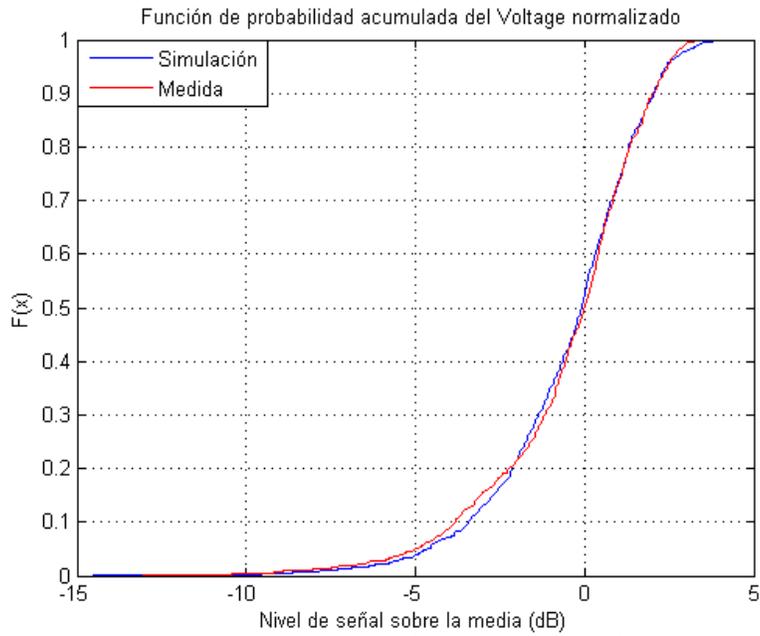


Figura 3.38: Comparación TLS-TLM con LOS (Tx-V12)

Zona NLOS

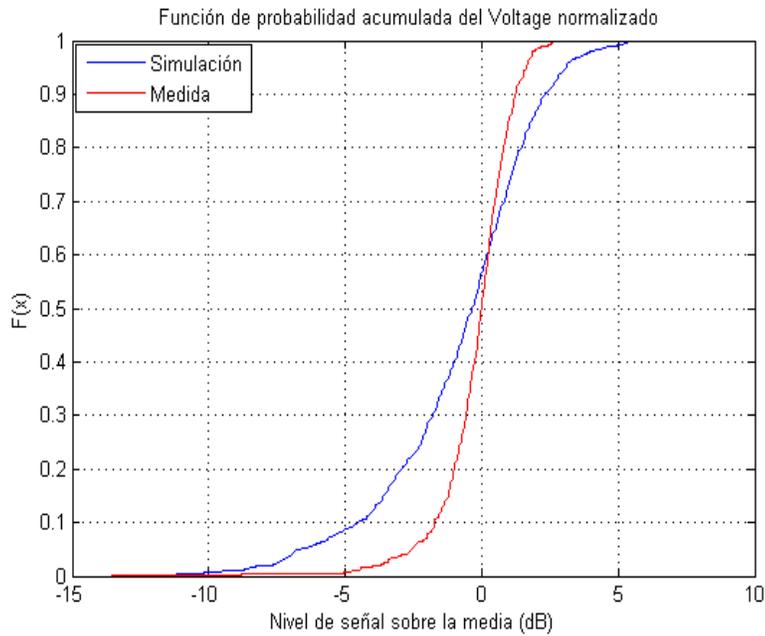


Figura 3.39: Comparación TLS-TLM con NLOS (2º) (Tx-V12)

Unión de todo NLOS:

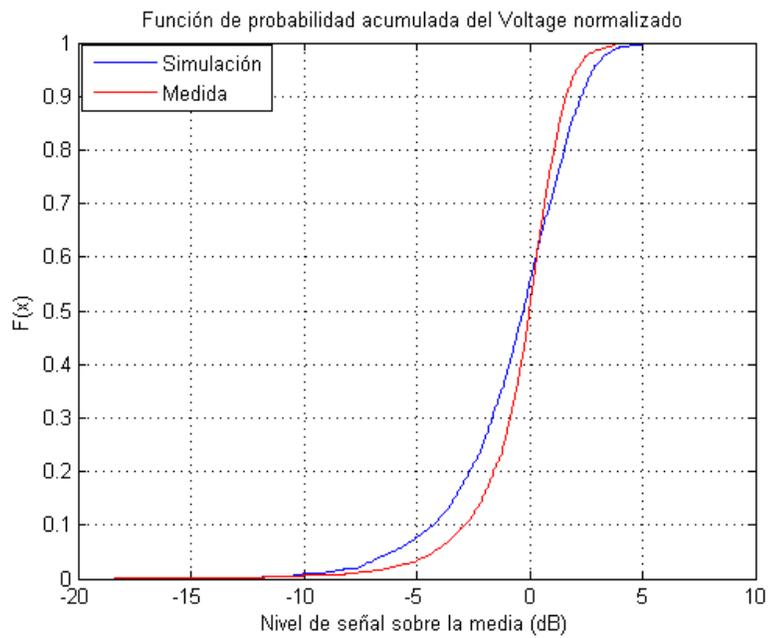


Figura 3.40: Comparación TLS-TLM con todo NLOS (Tx-V12)

Zonas	Longitud	Factor K de Rice	Error %
NLOS (1º) 290	15.5 m (305λ)	1	5.7
LOS 250	12.5 m (246λ)	2	3.6
NLOS (2º)	9.6 m (188λ)	1	11
Todo NLOS	28 m (551λ)	1	11.32

Tabla 3.7: Error cuadrático medio entre simulación y medida (Tx-V12)

3.4 Parámetros del canal en banda ancha.

3.4.1 Introducción:

En la presente sección se presenta la caracterización en banda ancha del canal para uno de los cruces analizados. Se ha elegido el cruce N-S debido a que las dos esquinas que lo conforman son diferentes. La esquina norte es muy abrupta, lo cual da lugar a una transición de la situación NLOS a LOS muy rápida; mientras que la esquina sur presenta una transición más suave, es debido a su geometría, formada por una sucesión de tres esquinas escalonadas.

Cabe destacar que no se tienen medidas de banda ancha de la zona de interés. No obstante, la experiencia con el simulador CINDOOR nos dice que en aquellos entornos en los que las predicciones en banda estrecha son buenas también lo son las de banda ancha

Cuando se analiza la potencia media a lo largo de la trayectoria N-S se pueden observar varias zonas bien definidas (Figura 3.41): una primera zona, al inicio de la trayectoria, alejada del cruce, en la que la situación es claramente NLOS; a continuación aparece una zona de corta longitud donde se produce el paso de NLOS a LOS, a ésta zona la llamamos "zona de transición" (ZT); posteriormente se entra en la zona LOS, para luego llegar a una segunda zona de transición en este caso mucho más suave y duradera que la primera; finalmente se alcanza una zona final de la trayectoria claramente NLOS.

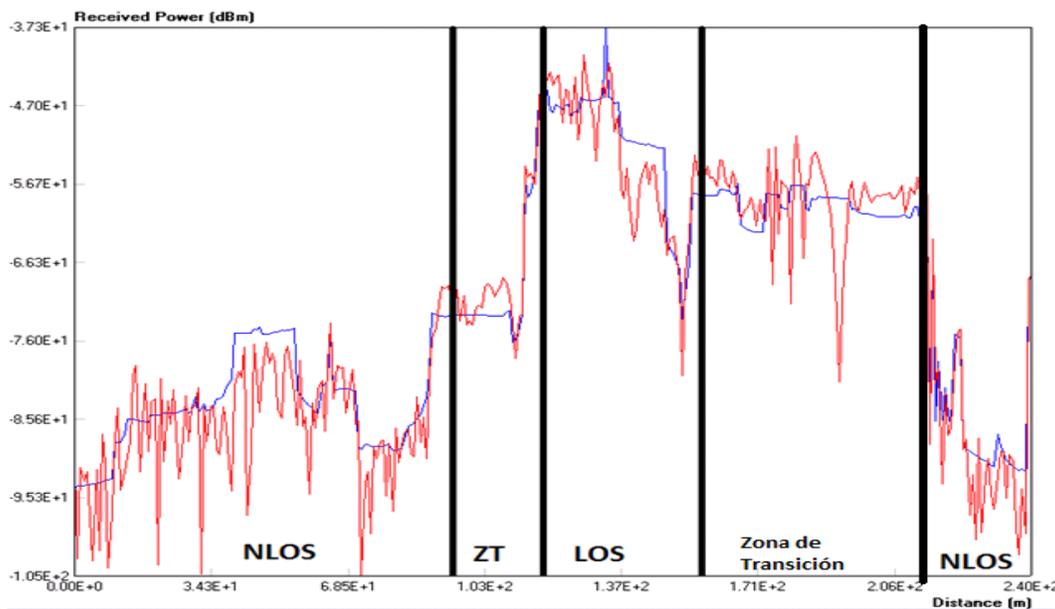


Figura 3.41: Distintas zonas de análisis

Realizaremos por tanto un análisis de los parámetros de banda ancha en cada una de estas zonas.

3.4.2 Estudio de convergencia:

Para el análisis y la caracterización en banda ancha se ha realizado un estudio de las contribuciones que es necesario calcular para observar la convergencia de los parámetros simulados en función del tiempo de procesado. Para ello se ha usado un pulso Gaussiano de 1ns a la frecuencia de 5.9 GHz, usando los datos del Transmisor V10 en el modelo 3, y se han analizado dos posiciones del receptor, una con una clara situación NLOS y otra en la zona de LOS. Para reducir los tiempos de cálculo se ha utilizado una versión simplificada del modelo del entorno, puesto que los dispersores más periféricos contribuyen muy poco a la señal recibida. Las posiciones de los receptores así como el modelo simplificado se muestran en la Figura 3.42



Figura 3.42: Modelo simplificado banda ancha

A continuación se explica cada una de las condiciones añadidas al análisis:

Símbolo	Contribución
D	Rayo Directo
$R, R^3, \dots, R^2, R^3, \dots$	1º, 2º, 3º Reflexión
$Diff, Diff^2, \dots$	1º, 2º Difracción
R- Diff	Interacción Reflexión-Difracción
Diff-R	Interacción Difracción-Reflexión

Tabla 3.8: Contribuciones añadidas al análisis: Explicación

Caso	Contribuciones	$\tau_{rms}(ns)$	Ancho de banda de coherencia (MHz)	Tiempo de procesado (s)
1	D, R , <i>Diff</i>	33.5	225.1	2.89
2	D, R , R^2 , <i>Diff</i>	205.1	1.1	3.73
3	D, R , R^2 , R^3 , <i>Diff</i>	170.1	1.2	435.601
4	D, R , R^2 , R^3 , <i>Diff</i> , $Diff^2$	154.8	1.4	488.401
5	D, R , R^2 , R^3 , <i>Diff</i> , $Diff^2$, Diff-R	157.9	1.2	640.12
6	D, R , R^2 , R^3 , <i>Diff</i> , $Diff^2$, R-Diff	155.4	1.2	456.8

Tabla 3.9: Recogida de información de los distintos análisis NLOS

Caso	Contribuciones	τ_{rms} (ns)	Ancho de banda de coherencia (MHz)	Tiempo de procesado (s)
1	D,R , <i>Diff</i>	17.7	10.3	2.6
2	D, R , R^2 , <i>Diff</i>	70.2	9.5	3.4
3	D, R , R^2 , R^3 , <i>Diff</i>	83.3	4.7	443.7
4	D, R , R^2 , R^3 , <i>Diff</i> , $Diff^2$	83.1	4.7	481.8
5	D, R , R^2 , R^3 , <i>Diff</i> , $Diff^2$, Diff-R	82.9	4.3	634.6
6	D, R , R^2 , R^3 , <i>Diff</i> , $Diff^2$, R-Diff	73.7	9.5	503.4

Tabla 3.10: Recogida de información de los distintos análisis de Zona de Transición

Tras el estudio anterior se llegó a la conclusión de que los resultados van convergiendo y estabilizándose a medida que se aumentan el número de contribuciones, pero la desventaja es que también aumenta el tiempo de procesado. El tiempo de procesado es menor en el caso 6 que en el 5 debido a que el modelo depende más de las difracciones que de las reflexiones, haciendo que sea más largo analizar en número de difracciones que pueden reflejarse frente al número de reflexiones que puedan difractarse. El caso en el que se caracterizará en banda ancha en este caso será el 4, ya que aporta suficientes contribuciones y los datos no presentan mucha variabilidad respecto de casos posteriores.

3.4.3 Parámetros de banda ancha:

Nos interesa analizar la esquina de los casos impares, debido al cambio geométrico que presenta respecto de la otra:

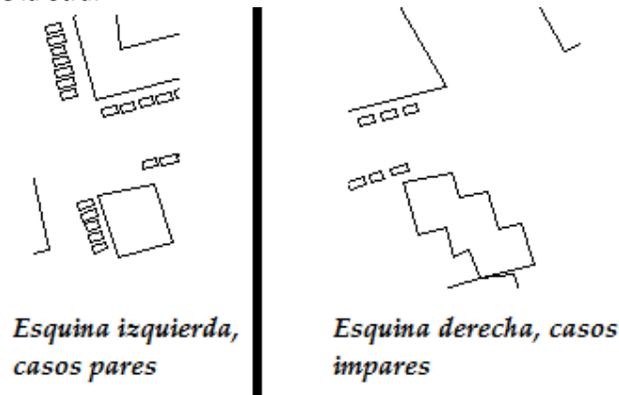


Figura 3.43: Comparación trayectorias pares e impares

La primera transición, de NLOS a LOS, es parecida, presenta pequeñas diferencias de ángulos en ambos casos (par e impar) mientras que en la segunda transición en la esquina derecha se hace de manera menos abrupta ya que la zona de LOS es mayor gracias a su geometría, en comparación con la izquierda que es prácticamente simétrica, por tanto es interesante el análisis de la zona de LOS, de NLOS y de las dos transiciones en banda ancha.

Se usara el Modelo59(i5) debido a que presenta tráfico y es un factor más a tener en cuenta en el análisis. Para distinguir las zonas se ha consultado su gráfica Potencia-Distancia, obteniendo de ella unos rangos de distancia para analizar

Situación	Rango de distancia de la trayectoria (m)
NLOS	40-60
1º Transición	115-120
LOS	120-140
2º Transición	140-180

Tabla 3.11: Información de las áreas de análisis

Siendo las zonas anteriormente definidas representadas en la siguiente figura, de arriba abajo respectivamente:

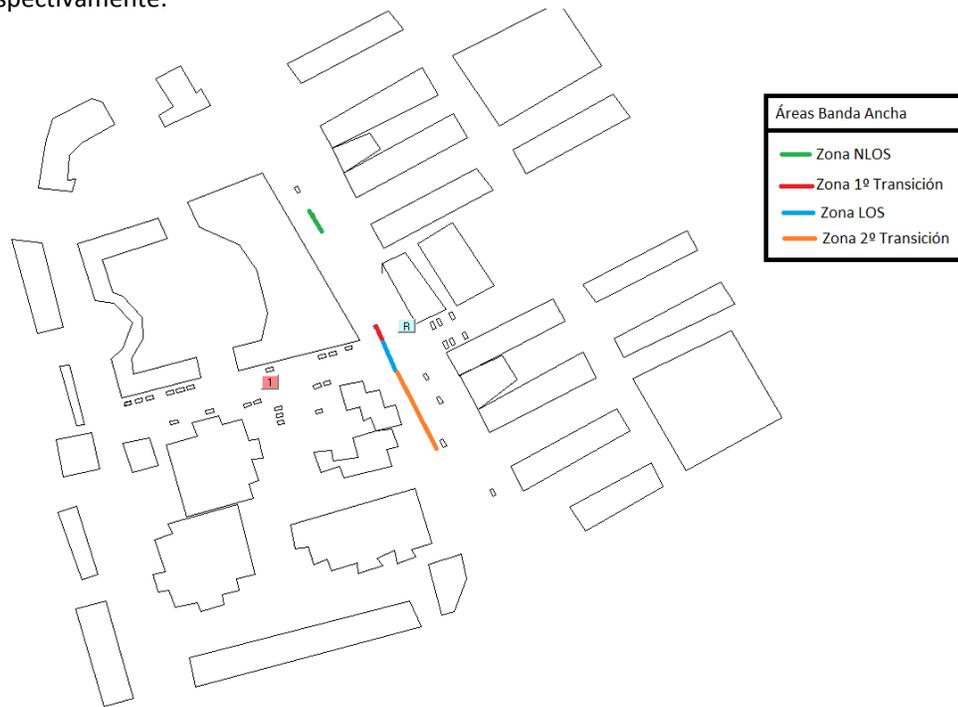


Figura 3.44: Zonas de análisis banda ancha

Para el cálculo del ancho de banda de coherencia al 90% se ha recurrido a la función de autocorrelación de CINDOOR a un valor de correlación del 90% y se ha obtenido el valor.

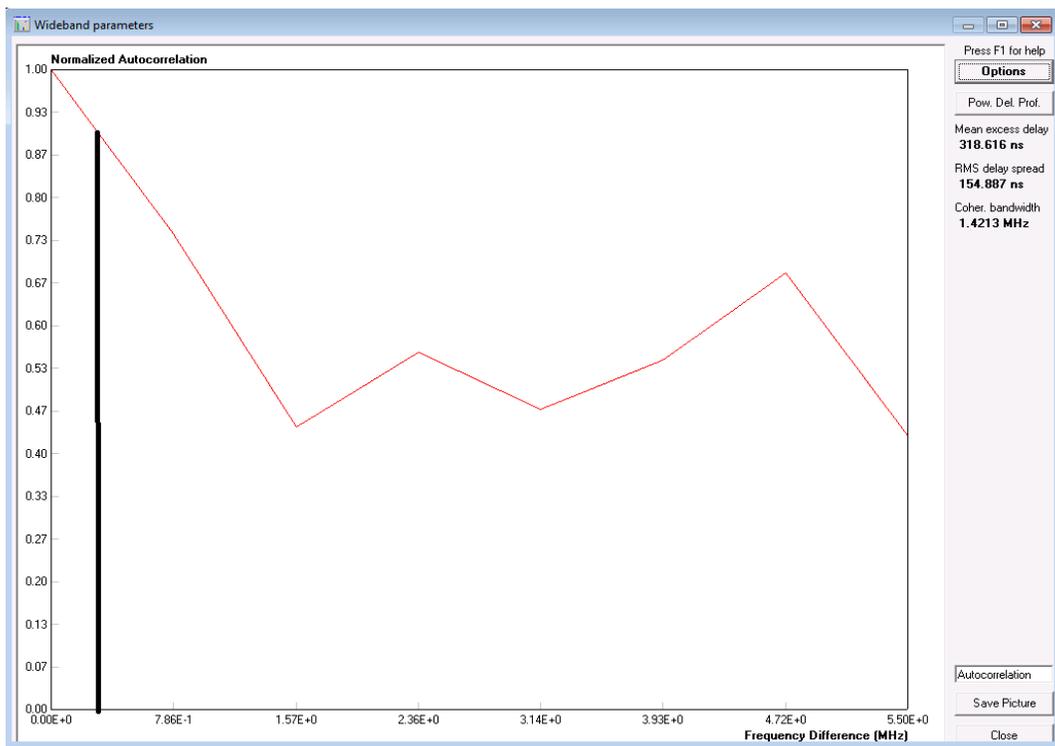


Figura 3.45: Ancho de Banda de Coherencia al 90%

Para la realización del análisis de banda ancha, se han muestreado las zonas que comparten la misma situación (NLOS, LOS, Transición), analizándola por puntos cercanos de una misma área, debido a que los parámetros de una misma zona no presentarán una gran variabilidad. De cada área en cuestión se han obtenido diez valores de dispersión del retardo y de ancho de banda de coherencia. Dichos datos han sido agrupados para conocer su media y desviación típica, presentados a continuación. Además, se han unido todos los datos con el fin de representar las funciones de probabilidad acumulada que recoge la probabilidad asociada a una dispersión del retardo o a un ancho de banda determinado.

Zona NLOS:

Parámetro\Estadístico	Media	Desviación típica
τ_{rms} teórico (ns)	109.1	18.1
τ_{rms} práctico (ns)	118.07	20.6
Ancho de banda de coherencia (MHz) (50%)	1.8	0.33
Ancho de banda de coherencia (MHz) (90%)	0.56	0.13

Tabla 3.12: Datos finales banda ancha en situación NLOS

1ª Zona de transición:

Para el cálculo de esta primera zona, se ha llevado a Matlab un conjunto de resultados matemáticos para saber que estamos en el rango [115,120] m, además de asegurarnos del análisis a 118m, ya que ahí la pendiente es muy abrupta y la potencia recibida crece muy rápido con la distancia.

Hay fuertes oscilaciones en la gráfica de autocorrelación. Como medida preventiva se ha analizado para el valor medio de la gráfica obteniendo el ancho de banda de coherencia al 90% de grado de correlación

Parámetro\Estadístico	Media	Desviación típica
τ_{rms} teórico (ns)	40.1	41.2
τ_{rms} práctico (ns)	41.61	43.4
Ancho de banda de coherencia (MHz) (50%)	219.8	184.2
Ancho de banda de coherencia (MHz) (90%)	67.1	57.7

Tabla 3.13: Datos finales banda ancha en situación 1ª Zona de Transición

Caso LOS:

Se ha realizado en el rango de 120-140m, definido previamente, siendo la franja de L.O.S.:

Parámetro\Estadístico	Media	Desviación típica
τ_{rms} teórico (ns)	10.6	6.1
τ_{rms} práctico (ns)	14.9	6.02
Ancho de banda de coherencia (MHz) (50%)	200.2	181.8
Ancho de banda de coherencia (MHz) (90%)	59.1	49.3

Tabla 3.14: Datos finales banda ancha en situación LOS

2º Transición:

Está situada sobre la esquina considerada como “no abrupta” lo cual permite mediante la propagación y el multicamino hacer que la señal receptora tenga más intensidad algo más lejano al transmisor.

Parámetro\Estadístico	Media	Desviación típica
τ_{rms} teórico (ns)	16.9	12.2
τ_{rms} práctico (ns)	21.8	15.5
Ancho de banda de coherencia (MHz) (50%)	324.8	164.4
Ancho de banda de coherencia (MHz) (90%)	99.3	57.9

Tabla 3.15: Datos finales banda ancha en situación 2º Zona de Transición

3.4.4 Funciones de probabilidad acumulada:

La previa recogida de datos Banda Ancha es destinada al análisis de su función de probabilidad acumulada, que nos permite entender con cuanta probabilidad el canal presenta de un cierto retardo y un ancho de banda. Para la representación de dichas funciones se han concatenado todos los datos que han sido analizados por CINDOOR, sin importar la zona de análisis.

Función de la dispersión teórica del retardo:

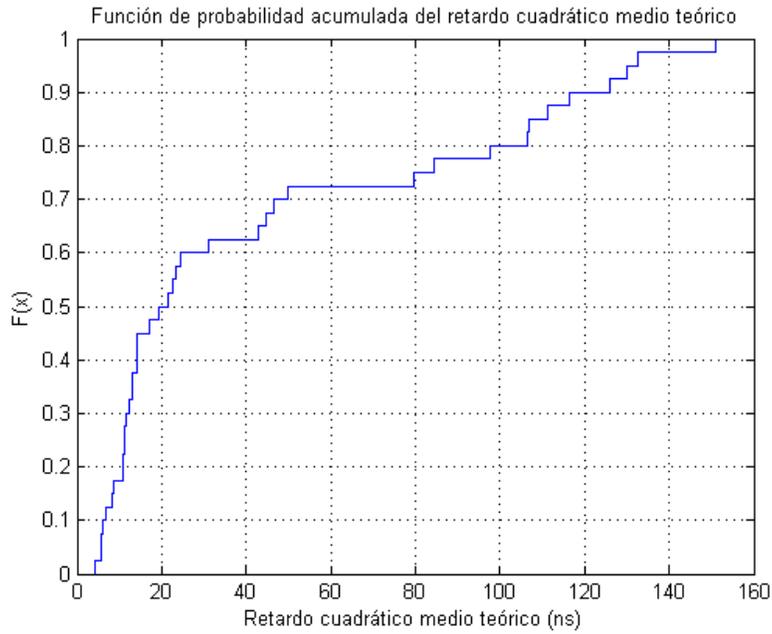


Figura 3.46: CDF de la dispersión teórica del retardo

Función de la dispersión práctica del retardo:

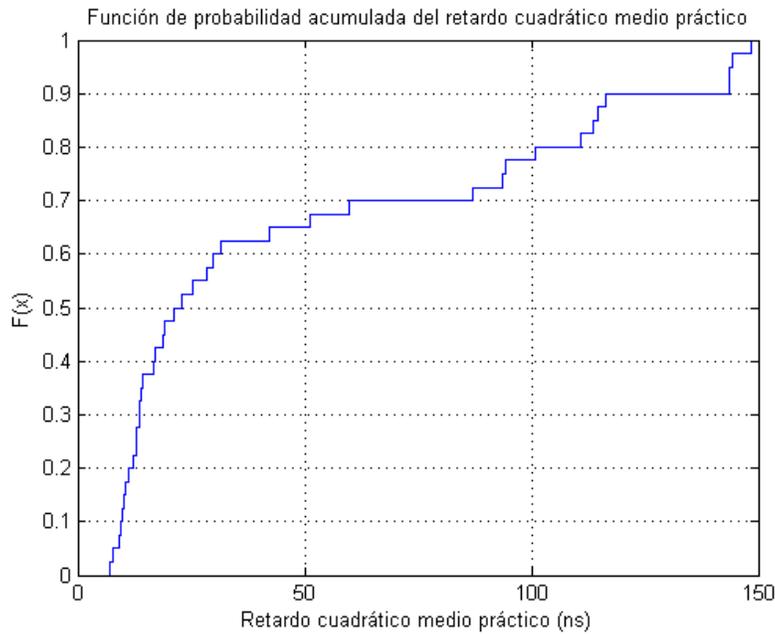


Figura 3.47: CDF de la dispersión práctica del retardo

Función del ancho de banda de coherencia al 50%:

Función de probabilidad acumulada del ancho de banda de coherencia al 50% de grado de correlación

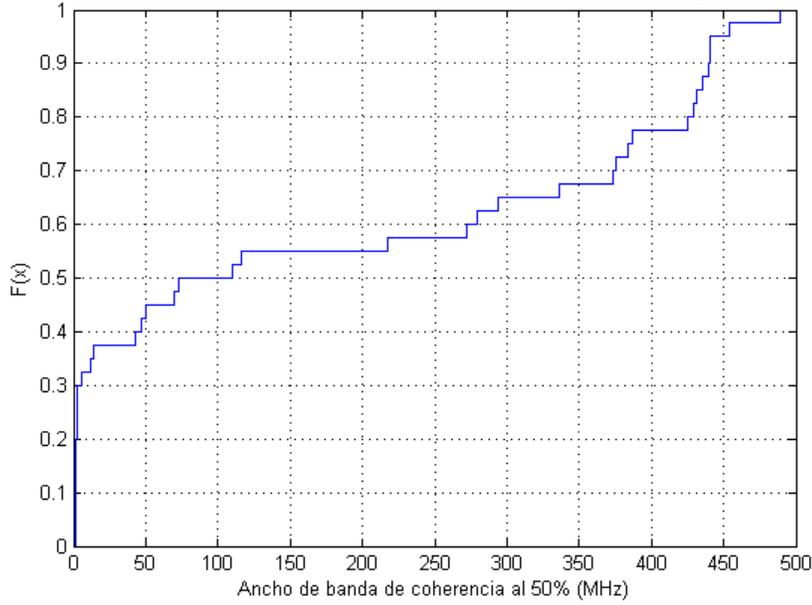


Figura 3.48: CDF del ancho de banda de coherencia (50%)

Función del ancho de banda de coherencia al 90%:

Función de probabilidad acumulada del ancho de banda de coherencia al 90% de grado de correlación

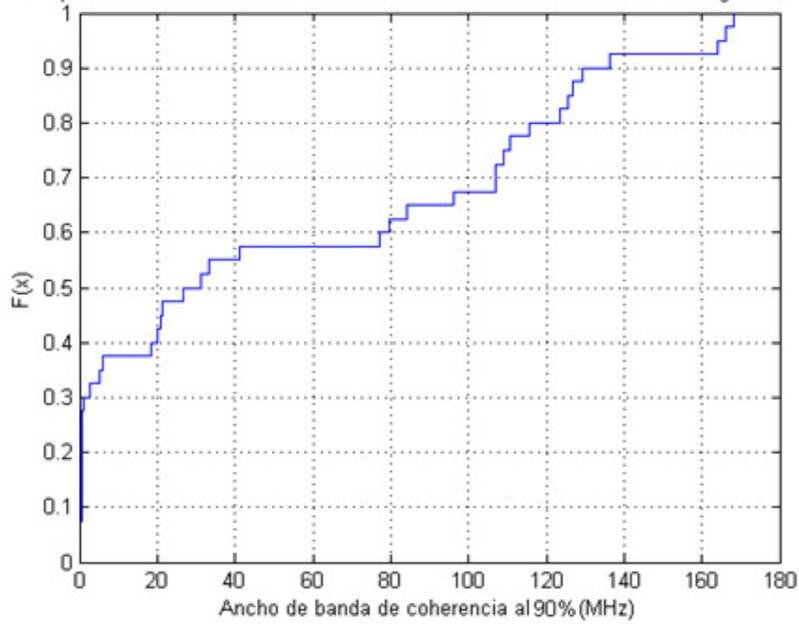


Figura 3.49: CDF del ancho de banda de coherencia (90%)

Tras el análisis de resultados, es notable la gran dispersividad de los datos debido a la unión de distintas zonas de análisis en las cuales los parámetros presentan variabilidad. Como es previsible, en las zonas NLOS se observan valores altos de dispersión del retardo, disminuyendo dicho valor al aproximarse a LOS y volviendo a aumentar cuando el receptor se aleja de la zona de visión del transmisor. En la frecuencia es lo contrario: el ancho de banda de coherencia por el cual podemos considerar el canal plano aumenta conforme el receptor se acerca a situación LOS y disminuye al estar lejos.

La representación de las funciones de probabilidad acumulada de los parámetros obtenidos mediante simulación permite evaluar con que probabilidad encontraremos un determinado valor de τ_{rms} o de B_c . Los datos han sido concatenados haciendo que dichas funciones representen la variabilidad del canal en todas las situaciones. Aunque es cierto que no se dispone de una gran cantidad de registro de datos, la obtención de un mayor número de éstos solo suavizaría la curva de la función, eliminando algo de variabilidad pero manteniendo casi constante su forma.

CAPÍTULO 4

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE ESTUDIO

4.1 Introducción:

El objetivo fundamental de este Trabajo Fin de Grado ha sido validar las capacidades del simulador CINDOOR para obtener modelos de canal V2V. Para poder validar el grado de exactitud con el que dicho programa permite reproducir el comportamiento del canal V2V, se dispone de un conjunto de medidas de propagación V2V que fueron realizadas en la ciudad de Valencia por investigadores de la Universidad Politécnica de Valencia (UPV). Dentro del conjunto de medidas disponibles nos hemos centrado en el estudio de dos cruces de calles. Los cruces son dentro de los entornos típicos V2V, uno de los más complejos de modelar debido a la transición abrupta que suele darse entre las situaciones con visión directa (LOS) y sin ella (NLOS). La banda de frecuencia elegida es de 5.9 GHz.

Para la realización de este trabajo se han construido una serie de modelos geométricos del entorno urbano de interés situado en una calle de Valencia. En dichos modelos el entorno se representa por placas o facetas planas a las que se les asigna las propiedades electromagnéticas correspondientes a los distintos materiales. Esta caracterización detallada del entorno es importante puesto que el simulador está basado en una aproximación de alta frecuencia, también conocida como teoría de rayos, y utilizan una implementación tridimensional de la Óptica Geométrica y la Teoría Uniforme de la Difracción (GO/UTD). Para verificar si dicho software puede reproducir resultados cercanos a la realidad, los resultados de las simulaciones se han comparado con la serie de medidas procedente de la campaña realizada por la UPV.

En primer lugar se han llevado a cabo simulaciones de la potencia media en las trayectorias medidas que son prácticamente rectilíneas a lo largo de dos calles de Valencia. La potencia media simulada se ha comparado con la medida, y se ha cuantificado el error entre ambas. También se han representado los valores máximos y mínimos de la potencia media simulada a lo largo de las trayectorias correspondientes a los cinco modelos que se han generado, estos modelos difieren en la densidad de tráfico tanto estacionado como en movimiento. Las diferencias entre los valores máximos y mínimos obtenidos permiten una primera cuantificación del efecto de las variaciones del tráfico.

Para caracterizar la estadística en banda estrecha del canal se han considerado varios tramos a lo largo de las trayectorias medidas, cada uno de estos tramos o trayectorias locales mide en torno a 60λ y suponen un área local donde la estadística tiende a ser homogénea, y en ellas la señal se muestrea a $\lambda/4$. La información obtenida en este caso es la forma en que la señal fluctúa en el espacio dando lugar al fenómeno conocido como desvanecimientos multicamino. Los valores de señal, esto es, el módulo de su envolvente, son ordenados en función de la probabilidad de aparición de un desvanecimiento por debajo de un nivel de señal dado, obteniendo así una función de probabilidad acumulada, que es comparada con las medidas. Además se obtiene el factor K de Rice que nos informa del tipo de función de probabilidad que mejor se ajusta a la estadística de los desvanecimientos.

Para llevar a cabo la caracterización del canal en banda ancha se han seleccionado una serie de áreas locales con características previsiblemente diferentes: NLOS, LOS o Zona de Transición (ZT). En cada una de estas zonas se ha simulado mediante CINDOOR la respuesta impulsiva (IR) del canal en un número representativo de puntos y se ha calculado la dispersión del retardo y el ancho de banda de coherencia en cada uno de ellos.

4.2 Conclusiones sobre los resultados obtenidos mediante CINDOOR:

4.2.1 Conclusiones acerca de los niveles de potencia media y de la variabilidad de la potencia simulada frente a la medida:

Mediante la representación de los niveles de potencia frente a la distancia recorrida, tanto de simulaciones como de medidas, se ha obtenido un parámetro importante a comentar: el error que existe entre cada punto medido y simulado, cuantificado en dB.

De dicho error se calcula su media y su desviación típica, alcanzándose una serie de conclusiones:

El primer parámetro nos dice la diferencia que existe, en media, entre los niveles de potencia simulados y medidos. Si dicho error fuera grande, CINDOOR no estaría reproduciendo la realidad correctamente, pudiendo haber fallos en las propiedades geométricas de los edificios o sobreestimando las variables electromagnéticas de cada objeto (por ejemplo mayores pérdidas de transmisión de las que debería haber). Sin embargo los errores obtenidos están en torno a los 2.3 dB, siendo el mejor caso de 1.1 dB y el peor 4.2 dB. Estos valores se consideran en la literatura adecuados para las predicciones de potencia media.

El segundo parámetro, la desviación típica, se le conoce como una medida del grado de dispersión o variación del error entre niveles de potencia con respecto al valor promedio. Por tanto, un mayor valor de desviación indicaría que el error presenta mucha variabilidad respecto de la media lo cual indica que aunque el error posea una media pequeña también aparecen fuertes diferencias puntuales entre las potencias medidas y simuladas. Los valores de desviación típica están en torno a un valor de 8.2 dB, pudiendo observarse poca diferencia entre los distintos transmisores, siendo el mejor caso de 6.4 dB y el peor de 9.2 dB.

Por otra parte, la representación de valores máximos y mínimos de potencia simulada para los cinco modelos generados da una idea de la variabilidad de la señal que cabe esperar del entorno típico V2V. Desde el punto de vista de comparar las simulaciones con las medidas la situación ideal sería que los niveles de potencia medida estuvieran situados en torno a la mitad del margen entre máximos y mínimos, lo cual indicaría que las simulaciones se ajustan bien a las medidas en media. Observando las gráficas de la **sección 3.2.4** se puede afirmar que la gran mayoría de los transmisores analizados se acercan a dicha situación comentada previamente.

4.2.2 Conclusiones sobre la caracterización estadística en banda estrecha:

La caracterización estadística en banda estrecha nos informa de cómo la potencia instantánea puede cambiar frente a pequeñas variaciones de la distancia entre el transmisor y el receptor. El estudio en banda estrecha se ha basado en la simulación de trayectorias de longitud aproximada 60λ y suponen un área local donde la estadística tiende a ser homogénea. Estas trayectorias locales han sido clasificadas por zonas (NLOS, LOS), y se han obtenido una serie de desvanecimientos multicamino mediante su muestreo a $\lambda / 4$ y sus funciones de probabilidad acumulada (cdf) para poder conocer que probabilidad asociada a que aparezca un desvanecimiento mayor que un valor de señal determinado. Además de eso, se ha obtenido el parámetro K de Rice, se ha obtenido la función de probabilidad acumulada de las medidas, y a partir de ahí se ha calculado el error cuadrático medio que existe entre las cdf simuladas y medidas.

Es apreciable cómo la estadística de los desvanecimientos en la simulación varía dependiendo del transmisor y de la zona analizada. En cuanto al parámetro K de Rice, normalmente se asume que cuando no existe rayo dominante dicho parámetro vale cero y la función de distribución de probabilidad (pdf) que mejor ajusta la curva es de tipo Rayleigh, mientras que la presencia de rayo dominante daría lugar a estadísticas de Rice con valores crecientes de K. También suele asumirse que el rayo dominante es el rayo directo, y por tanto se concluye que en situaciones LOS la constante K debe ser alta, y en NLOS prácticamente cero; no obstante en entornos de propagación complejos esto no siempre es así. De hecho se ha observado en las simulaciones que aparecen situaciones de tipo NLOS en las que aparecen contribuciones preponderantes, esto es, con mucha más potencia que las del resto de componentes dando lugar a valores de K mayores que cero, además de situaciones LOS con un parámetro K más pequeño que los NLOS.

Por último, los errores cuadráticos medios entre las funciones de probabilidad acumulada de los desvanecimientos medidos y simulados presentan valores pequeños, en general del orden de 6% o el 7%. Sin embargo debido a las limitaciones geométricas del modelo, existen casos con errores más altos, del orden del 11% e incluso el 25%.

Pese a los errores mencionados, los resultados obtenidos en general presentan una correspondencia suficiente con las medidas, por lo que se puede afirmar que CINDOOR puede reproducir bien datos representativos de la estadística de la señal en banda estrecha.

4.2.3 Conclusiones sobre la caracterización en banda ancha:

La caracterización del canal en banda ancha es necesaria para conocer el comportamiento del canal en la mayoría de los sistemas actuales y por supuesto en los futuros sistemas 5G. Existen dos parámetros fundamentales asociados al canal, la dispersión del retardo (τ_{rms}) y el ancho de banda de coherencia (B_c), los cuales poseen una relación inversa. Previamente a las simulaciones de la respuesta impulsiva del canal (CIR) se ha realizado un estudio de convergencia a fin de obtener cuál es el número de reflexiones y/o difracciones con las que CINDOOR puede operar sin aumentar excesivamente el tiempo de procesado y que den una estimación razonable de los parámetros de interés (τ_{rms} y B_c). Se ha llegado a la conclusión de que es suficiente con considerar hasta las terceras reflexiones y segundas difracciones.

Para la caracterización del canal en banda ancha debe considerarse que los parámetros τ_{rms} y B_c varían aleatoriamente de una posición a otra, presentando valores promedios diferentes en áreas con y sin visión directa. En el caso de los cruces de calles hemos distinguido tres tipos de zonas o áreas locales: LOS, NLOS o de transición. Para cada una de estas zonas se ha simulado la CIR del canal en un conjunto de puntos que permiten obtener valores medios representativos y su desviación estándar.

Partiendo de la situación NLOS, obtenemos valores medios de τ_{rms} altos y B_c bajos (118.07ns y 1.8 MHz); y con una variabilidad pequeña, desviaciones estándar de 20,6 ns y 0.33 MHz respectivamente. La zona de transición rápida presenta valores medios de τ_{rms} que disminuyen y B_c que aumentan respecto de la zona NLOS: 40.1 ns y 219.8 MHz. Sin embargo en la zona de transición la variabilidad es considerablemente mayor, con desviaciones estándar de 43.4 ns y 184.2 MHz respectivamente.

En la zona con visión directa, LOS, obtenemos, como era de esperar, valores aún más bajos de retardo y más elevados de ancho de banda de coherencia: 14.9 ns y 200.2 MHz. En este caso la variabilidad es también elevada (6 ns y 182 MHz). Finalmente en la segunda transición, que corresponde con la esquina menos abrupta, se obtienen valores intermedios: 21.8 ns y 324.8 MHz. En este caso la variabilidad también es elevada: 15.5 ns y 164.4 MHz.

Para describir el comportamiento de estos parámetros en toda la zona de interés, esto es, la trayectoria completa, se han agregado todos los datos y se han representado sus funciones de probabilidad acumulada. Se observa una gran variabilidad de estos parámetros, así por ejemplo el τ_{rms} toma valores desde 4 ns hasta cerca de 150 ns; mientras que B_c toma valores desde unos pocos MHz hasta valores cercanos a 500 MHz. Esta variabilidad supone una dificultad en el diseño de esquemas óptimos de modulación y acceso al medio.

4.3 Líneas Futuras:

La investigación llevada a cabo en el presente Trabajo Fin de Grado puede continuarse en las siguientes direcciones o aspectos:

- **Análisis de las direcciones de salida (DoD) y de llegada (DoA) de las componentes multicamino.** El conocimiento del espectro tridimensional de las direcciones de llegada y salida tiene mucha importancia para simular en entornos realistas el comportamiento de las técnicas MIMO masivo y de beamforming actualmente contempladas para los futuros sistemas 5G.
- **Análisis de la variabilidad temporal del canal.** Para tener en cuenta la variabilidad temporal del canal V2V con un simulador basado en trazado de rayos sería necesario incorporar modelos de movilidad del tráfico en las simulaciones.
- **Mejora del modelado de vehículos.** Sería de interés analizar modelos de vehículos más completos, aunque debe mantenerse un equilibrio entre la precisión de los modelos y los tiempos de cálculo.

Bibliografía

- [1] Herman Fernández, Lorenzo Rubio, Juan Reig, Vicent M. Rodrigo-Peñarrocha, Alejandro Valero. *Path Loss Modeling for Vehicular System Performance and Communications Protocols Evaluation*, "Mobile Networks Applications". (2013), 18, 755-765
- [2] Susana Loredó Rodríguez. *Modelado de Canal Específico del Entorno para el Análisis y Simulación de Sistemas Vía Radio en Interiores*. Tesis Doctoral, Universidad de Cantabria, Enero de 2001
- [3] Simon R. Saunders, Alejandro Aragón Zavala. *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*. Wiley, 2007
- [4] Laura Moragón de la Encarnación. *Caracterización experimental del canal v21*. Universidad Politécnica de Valencia, 28 de Septiembre de 2012
- [5] Andreas F. Molisch. *Wireless Communications*. 2^o Edition. Wiley, 2005
- [6] Andrés J. Campuzano, Herman Fernández, David Balaguer, Antonio Vila, Bernardo Bernardo-Clemente, Vicent M. Rodrigo Peñarrocha, Juan Reig, Alejandro Valero-Nogueira and Lorenzo Rubio. *Vehicular-to-Vehicular Channel Characterization and Measurement Results*, "Waves", pg 15, 2004
- [7] Hernán Antonio Fernández González. *Caracterización de las pérdidas de propagación en comunicaciones vehiculares a 700 MHz y 5.9 GHz*. Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Valencia, Mayo de 2014
- [8] Oscar Fernández Fernández. *Caracterización Experimental y Modelado de Canal MIMO para aplicaciones WLAN y WMAN*. Tesis Doctoral, Universidad de Cantabria, Santander, Mayo de 2007
- [9] *Quasi Deterministic Radio Channel Generator*. User Manual. Fraunhofer Heinrich Hertz Institute. Germany. 2015.
- [10] R.A. Valenzuela, "Ray Tracing Prediction of Indoor Radio Propagation" 5th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, September 1994, pp. 140-144